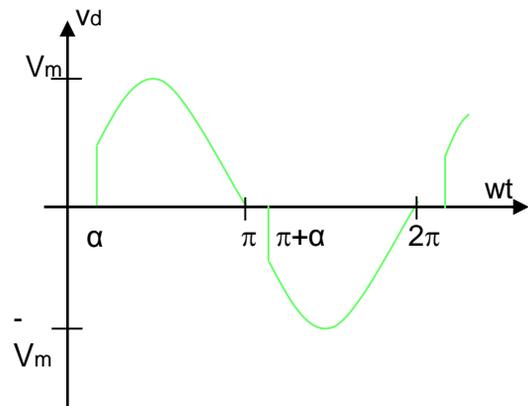
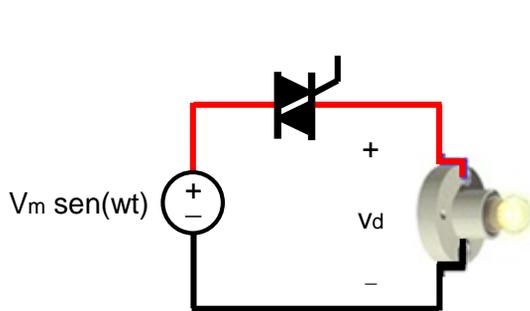


# ELEMENTOS DE ELECTRONICA DE POTENCIA



Departamento de Electricidad y Electrónica  
**UNIVERSIDAD FRANCISCO DE PAULA SANTANDER**

Ing. M.Sc. Germán Enrique Gallego R



# PREFACIO

Este libro tiene como propósito servir de apoyo a los estudiantes de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Electromecánica que se inician en el estudio de la electrónica de potencia y su realización consultó una extensa bibliografía del área.

La electrónica de potencia se puede definir como un saber de la ingeniería, que integra los métodos y conceptos de la electrotecnia, el control y la electrónica, para el control y conversión de la energía eléctrica.

Dado el carácter integrador de saberes de la electrónica de potencia se presentan serias dificultades a los estudiantes en la comprensión de sus conceptos y métodos, que se reflejan en bajos niveles de aprobación en la asignatura. Una de las intenciones para elaborar este texto, es poner al alcance de los estudiantes los contenidos básicos de la asignatura, desglosando conceptos y métodos, con la esperanza de mejorar el nivel de desempeño estudiantil

Este material se ha utilizado por 6 semestres con los estudiantes de Ingeniería Electromecánica y Electrónica de la Universidad Francisco de Paula Santander en la ciudad de Cúcuta (Colombia), quienes han ayudado con sus preguntas, a mejorar didácticamente el texto

Mis agradecimientos al Dr. Alfonso Alzate Gomez, profesor y director del grupo de investigación en electrónica de potencia en la Universidad Tecnológica de Pereira, por la revisión y sugerencias hechas al texto.

También es oportuno reconocer la gran colaboración de los estudiantes de Ingeniería Electromecánica U.F.P.S. Jackson Yulyan Ramírez Parra y Merielen Ardila Triana, en la elaboración de los dibujos y gráficos del texto.

El autor dedica este trabajo a los grandes amores de su vida, en especial a Dexy y Anahy, y a sus estudiantes, compañeros en el camino del aprendizaje

# CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	24
UNIDAD 1	
CONCEPTOS BÁSICOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA	
1.1 NATURALEZA Y APLICACIONES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA	34
1.2 SISTEMA DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA (SEP)	35
1.2.1 Diagrama de bloques	35
1.2.2 Funciones y elementos de los bloques de un SEP	35
1.3 FUENTES DE ENERGÍA PRIMARIA	36
1.3.1 Red de suministro de voltaje alterno	36
1.3.2 Baterías	37
1.3.3 Generador eólico	38
1.3.4 Generador fotovoltaico	39
1.4 MODELAMIENTO DE COMPONENTES ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS	40
1.4.1 El capacitor	40
1.4.1.1 Generalidades	41
1.4.1.2 Modelo circuital del capacitor	41
1.4.1.3 Clases de capacitores	42
1.4.2 El transformador	43
1.4.2.1 Aspectos constructivos y operacionales	43
1.4.2.2 El transformador ideal	45
1.4.2.3 Acoplamiento de impedancias	45
1.4.2.4 Material magnético real	46
1.4.2.5 Modelo del transformador de permeabilidad finita	46
1.4.2.6 Transformador de pulsos	47
1.4.3 El inductor	48

1.4.3.1 Aspectos constructivos y operacionales	48
1.4.3.2 Comportamiento del inductor	49
1.4.3.2.1 Excitación sinusoidal	49
1.4.3.2.2 Excitación alterna cuadrada	49
1.4.3.3 Pérdidas de potencia en componentes magnéticos	50
1.4.3.4 Modelo circuital del inductor	51
1.4.3.5 Cálculo de la inductancia sin entrehierro	51
1.5 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES IDEALES	52
1.5.1 Diodos-tiristores	52
1.5.2 Transistores de potencia	53
1.5.3 Características de control de los semiconductores de potencia	54
1.6 CIRCUITOS EXCITADOS POR FUENTES CONTINUAS	55
1.6.1 Circuito RC	55
1.6.2 Circuito RL	56
1.6.3 Circuito LC	57
1.6.4 Circuito LC de funcionamiento libre	58
1.7 MODELAMIENTO DE INTERRUPTORES	59
1.7.1 Características de un interruptor ideal	59
1.7.2 Características de un interruptor real	59
1.7.3 Características de un interruptor en conmutación	59
1.8 CIRCUITOS CONMUTADOS CON EXCITACIÓN CONSTANTE	60
1.8.1 Circuito resistivo	60
1.8.2 Circuito capacitivo	60
1.8.3 Circuito inductivo	61
1.8.4 Circuito R-L	62
1.8.5 Circuito R-C	63
1.9 CARACTERÍSTICAS DE SEÑALES	64
1.9.1 Señales periódicas bipolares	64
1.9.2 Señal periódica unipolar	65

	Pág.
1.9.3 Señal periódica PWM	65
1.10 CIRCUITOS CON EXCITACIÓN SINUSOIDAL Y CARGA LINEA	66
1.10.1 Circuito R-L	66
1.10.2 Circuito R-L-C	68
1.11 FLUJO DE POTENCIA EN REDES NO LINEALES Y EXCITACIÓN NO SINUSOIDAL	69
1.12 FACTOR DE POTENCIA Y DISTORSIÓN DE CIRCUITOS CON FUENTE SINUSOIDAL Y CARGA LINEAL	70
1.13 FILTROS	71
1.13.1 Filtro de entrada	71
1.13.2 Filtro de salida	71
1.14 TOPOLOGÍAS DE CIRCUITOS CONVERTIDORES	72
1.14.1 Convertidor CA/CD no controlado con cuatro interruptores	72
1.14.2 Convertidor CA/CD no controlado con dos interruptores	73
1.14.3 Convertidor CA/CD controlado	74
1.14.4 Convertidor CD/CA de conmutación a baja frecuencia	75
1.14.5 Convertidor CD/CA con modulación de ancho de pulso (PWM)	76
1.14.6 Convertidor CD/CA resonante	77
1.14.7 Convertidor CD/CD de alta frecuencia de conmutación	78
1.14.7.1 Convertidor CD/CD directo	78
1.14.7.2 Convertidor CD/CD indirecto	79
1.14.7.3 Convertidor CD/CD con encadenamiento CA	80
1.14.8 Convertidor CA/CA	81
1.14.8.1 Convertidor CA/CA controlador CA	81
1.14.8.2 Convertidor CA/CA ciclo convertidor	82
1.14.8.3 Convertidor CA/CA con encadenamiento en CD	83
1.15 IMPLEMENTACIÓN DE UN INTERRUPTOR POR UN DISPOSITIVO SEMICONDUCTOR	84
Bibliografía	85

Actividades: teoría y problemas	86
UNIDAD 2	
DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	97
2.1 CLASIFICACIÓN	97
2.2 DIODOS DE POTENCIA	99
2.2.1 Generalidades	99
2.2.2 Características nominales	100
2.2.3 Conexión serie de los diodos	101
2.2.3.1 Cálculo del resistor	102
2.3 DIODOS BIDIRECCIONALES DE DISPARO CONTROLADOS POR VOLTAJE	103
2.4 RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)	104
2.4.1 Características constructivas y operativas	104
2.4.2 Características nominales del SCR	105
2.4.3 Modelo del SCR	106
2.4.4 Encendido del SCR	108
2.4.5 Apagado del SCR(conmutación)	109
2.4.6 Circuito de compuerta	110
2.4.7 Inter-fases de disparo	111
2.4.7.1 Introducción	111
2.4.7.2 Transformadores de pulso	112
2.4.7.3 Opto- acopladores	113
2.4.7.4 Diseño del circuito de disparo con transformador de pulsos	114
2.4.8 Circuito snubber de voltajes y corriente	115
2.4.8.1 Circuito snubber de voltaje	115
2.4.8.2 Circuito snubber de corriente	116
2.4.9 Circuitos de disparo del SCR	117
2.4.9.1 Oscilador de relajación	117

	Pág.
2.4.9.2 Dispositivos de resistencia negativa	117
2.4.9.2.1 Características del UJT	118
2.4.9.2.2 Oscilador con UJT	119
2.4.9.3 El PUT	120
2.4.9.3.1 Oscilador con PUT	121
2.4.9.3.2 Sincronización de la fuente del oscilador con la fuente de corriente alterna	122
2.4.9.3.3 Aplicaciones del oscilador con PUT	123
2.4.9.3.3.1 Controlador de media onda	123
2.4.9.3.3.2 Controlador de onda completa	124
2.5 Tiristor de apagado por compuerta	125
2.5.1 Características constructivas y operativas	125
2.5.2 Modelo del GTO	126
2.5.3 Encendido y apagado del GTO	127
2.5.4 Circuitos de protección en la conmutación (snubber)	129
2.5.5 Circuito de disparo del GTO	129
2.6 TRIAC	130
2.6.1 Características constructivas y operativas	130
2.6.2 Circuitos de disparo del triac	131
2.7 Transistor bipolar de unión (BJT)	132
2.7.1 Características constructivas y operativas	132
2.7.2 Características de encendido	133
2.8 Transistor de efecto campo	134
2.8.1 Características constructivas y operativas	134
2.8.2 Modelamiento	135
2.8.3 Circuito de disparo	136
2.9 Transistor bipolar de compuerta aislada	137
2.9.1 Características constructivas y operativas	137
2.9.2 Modelamiento	138
2.9.3 Circuito de disparo	139

Actividades: teoría y problemas	142
UNIDAD 3	
CONVERTIDORES CA/CD NO CONTROLADOS	146
3.0 Introducción	146
3.1 Rectificador de media onda y carga resistiva	147
3.2 Rectificador de media onda y carga resistiva-inductiva	148
3.3 Rectificador de media onda y carga resistiva-inductiva con diodo de rueda libre	149
3.4 Rectificador de media onda y carga resistiva-inductiva con diodo de rueda libre e inductancia en la fuente	150
3.5 Rectificador de media onda y carga resistiva-capacitiva	151
3.6 Rectificador monofásico tipo semi-puente	152
3.7 Rectificador monofásico tipo puente con carga muy inductiva	153
3.8 Rectificador monofásico tipo puente con carga muy inductiva e inductancia en la fuente	154
3.9 Rectificador trifásico de tres pulsos	155
3.10 Rectificador trifásico de seis pulsos	156
3.10.1 Formas de onda de la corriente en la fuente del rectificador de seis pulsos	157
3.11 Rectificador de doce pulsos	158
3.12 Filtros CA y CD para rectificadores monofásicos con carga muy inductiva	159
3.12.1 Filtro CD capacitivo para rectificador monofásico	160
3.12.2 Filtro CD inductivo-capacitivo para rectificador monofásico	161
3.12.3 Filtro CA para rectificador monofásico	162
Bibliografía	163
Actividades :teoría y problemas	164

## UNIDAD 4

CONVERTIDORES CA/CD CONTROLADOS	170
4.0 Introducción	170
4.1 Rectificador controlado de media onda y carga resistiva	171
4.2 Rectificador controlado monofásico tipo semi-puente	172
4.3 Rectificador controlado monofásico tipo puente con carga muy inductiva	173
4.4 Rectificador controlado monofásico tipo puente y carga con fuerza electromotriz	174
4.5 Factor de potencia del Rectificador controlado monofásico tipo puente y carga muy inductiva	175
4.6 Rectificador tipo puente con inductancia de conmutación	176
4.7 Rectificador controlado monofásico tipo semi-puente con carga muy inductiva	177
4.8 Factor de potencia del rectificador controlado tipo semi-puente con carga muy inductiva	178
4.9 Rectificador controlado tipo semi-puente con inductancia de conmutación y carga muy inductiva	179
4.10 Circuitos de control para rectificadores monofásicos	180
4.10.1 Introducción	180
4.10.2 Control tipo rampa	181
4.10.3 Control cosenoidal con componente CD	182
4.10.4 Control cosenoidal puro	183
4.10.5 Control de lazo cerrado para rectificadores	184
4.11 Rectificador trifásico controlado de serie pulsos	185
4.11.1 Voltaje de salida	185
4.11.2 Corriente de la fuente y factor de potencia	186
4.11.3 Control rampa para rectificadores trifásicos	187
Bibliografía	188
Actividades: teoría y problemas	189

## UNIDAD 5

5.1 FUENTES CD LINEALES vs FUENTES CONMUTADAS	195
5.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES CD/CD CONMUTADOS	196
5.3 CELDA CANÓNICA DE CONMUTACIÓN.	197
5.4 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO REDUCTOR.	198
5.4.1 Modo de conducción continuo .	198
5.4.2 Implementación de interruptores.	199
5.5 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO ELEVADOR.	200
5.5.1 Modo de conducción continuo.	200
5.5.2 Implementación de interruptores.	201
5.6 MODELO CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DIRECTO. PARA RIZADO DE VOLTAJE Y CORRIENTE	202
5.6.1 Cálculo de L y C mínimos .	202
5.6.2 Inductancia crítica.	204
5.7 CONDUCCIÓN DISCONTINUA CON $V_1$ CONSTANTE DEL CONVERTIDOR DIRECTO REDUCTOR.	205
5.8. CONVERTIDOR INDIRECTO (REDUCTOR/ELEVADOR).	206
5.8.1 Modo de conducción continuo .	207
5.8.2 Implementación de interruptores.	208
5.8.3 Modelo circuital para rizado de voltaje y corriente.	209
5.8.5 Inductancia crítica.	210
5.9 VARIANTES TOPOLÓGICAS DEL CONVERTIDOR INDIRECTO.	211
5.10 CIRCUITOS DE CONTROL-CONVERTIDOR NO AISLADO	212
5.11 CONVERTIDORES AISLADOS “BUCK-DERIVED”	213
5.12 CONVERTIDORES AISLADOS.	214
5.13 CONVERTIDOR AISLADO FLY-BACK.	215
Bibliografía	216
Actividades: teoría y problemas	217

## UNIDAD 6: CONVERTIDORES CD/CA

6.0 INTRODUCCIÓN.	222
6.1 INVERSOR DE VOLTAJE CON BAJA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN	223
6.1.1 Carga resistiva.	223
6.1.2 Carga resistiva-inductiva.	224
6.1.3 Carga con f.e.m.	225
6.2 INVERSOR DE CORRIENTE DE BAJA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.	226
6.3 ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN INVERSORES DE BAJA FRECUENCIA .	227
6.4 INVERSORES CON MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO.	228
6.4.1 Del convertidor CD/CD al inversor PWM	228
6.4.2 Convertidor CD/CD y “desrectificador	230
6.4.3 Inversor puente PWM.	231
6..4.4 Generación de la relación de trabajo.	232
6.5 INVERSORES TRIFÁSICOS.	233
6.5.1 Configuración.	233
6.5.2 Inversor trifásico –carga delta o estrella.	234
Bibliografía	235
Actividades: teoría y problemas	236

## UNIDAD 7: ANÁLISIS Y DISEÑO DE LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS.

7.1 INTRODUCCIÓN A LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS	240
7.2 COMPORTAMIENTO DE UN COMPONENTE MAGNÉTICO.	241
7.3 MODELO MATEMÁTICO DE LA INDUCTANCIA.	242
7.3.1 Cálculo de la inductancia	242
7.3.2 Cálculo de la inductancia del toroide	244
7.4 APLICACIÓN DEL CONCEPTO DE RELUCTANCIA AL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DE UN NÚCLEO DE TRES RAMAS.	245
7.5 INDUCTOR DE NÚCLEO CON ENTREHIERRO.	247

7.6 EL TRANSFORMADOR.	249
7.6.1 Aspectos constructivos y operacionales.	249
7.6.2 Modelamiento del transformador.	251
7.6.2.1 Transformador ideal.	251
7.6.2.2 Transformador con permeabilidad finita.	253
7.6.3 Saturación del transformador.	255
7.7 FENÓMENO DE HISTÉRESIS EN NUCLEOS MAGNÉTICOS.	256
7.8 CORRIENTES PARÁSITAS Y SUS EFECTOS EN NÚCLEOS.	257
7.9 EFECTO PIEL EN CONDUCTORES.	258
7.10 SOLUCIONES AL EFECTO PIEL.	260
7.11 MODELAMIENTO DE LAS PÉRDIDAS EN UN INDUCTOR.	261
7.12 MODELAMIENTO DEL INDUCTOR.	262
7.12.1 Excitación constante	262
7.12.2 Excitación alterna sinusoidal	263
7.12.3 Excitación alterna cuadrada	264
7.13 CLASES DE NÚCLEOS Y PARÁMETROS GEOMÉTRICOS.	265
7.14 DIMENSIONES ÓPTIMAS DE LOS NÚCLEOS.	266
7.15 MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DE CALOR	268
7.15.1 Transferencia por conducción.	268
7.15.2 Transferencia por convección.	269
7.15.3 Transferencia de calor por radiación.	270
7.16 CONSIDERACIONES TÉRMICAS PARA EL DISEÑO.	271
7.17 PÉRDIDAS EN EL BOBINADO POR RESISTENCIA.	273
7.18 PÉRDIDAS DE POTENCIA EN UN COMPONENTE MAGNÉTICO.	274
7.19 RELACIÓN ENTRE $P_{uv}$ Y “J” CON LA GEOMETRÍA DEL NÚCLEO.	275
7.20 CÁLCULO DEL VALOR PICO DE “B” EN EL NÚCLEO.	277
7.21 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA SIN ENTREHIERRO.	278
7.22 DISEÑO DE UN INDUCTOR SIN ENTREHIERRO.	279

7.23 APLICACIONES Y CARACTERÍSTICAS DE LAS FERRITAS.	280
7.24 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA CURVA DE HISTÉRESIS.	281
7.2.5 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA DISTRIBUCIÓN DE "B".	283
7.2.6 NÚCLEO EQUIVALENTE.	284
7.2.7 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA CON ENTREHIERRO.	285
7.2.8 DETERMINACIÓN DEL ENTREHIERRO.	286
7.2.9 DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO	287
7.3.0 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO	288
7.3.1 ARROLLAMIENTOS DEL TRANSFORMADOR.	295
7.3.2 POTENCIA APARENTE DEL TRANSFORMADOR.	297
7.3.3 CÁLCULO DEL INCREMENTO DE TEMPERATURA .	298
7.3.3.1 Áreas de disipación de transformadores.	299
7.3.4 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR.	300
7.3.4.1 Diseño de un transformador en baja frecuencia.	301
7.3.4.2 Diseño de un transformador en alta frecuencia	307
7.3.5 TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTOS	309
7.3.6 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE.	310
Bibliografía	313
Actividades: teoría y problemas	314

# LISTA DE FIGURAS

Pág.

Fig. 1.01 Electrónica de potencia	34
Fig. 1.02 Diagrama de bloques de un SEP	35
Fig. 1.03 Acometidas subterráneas	36
Fig. 1.04 Estructura de la batería	37
Fig. 1.05 Elementos de un generador	38
Fig. 1.06 Conexión del aerogenerador a la red	38
Fig. 1.07 Panel solar	39
Fig. 1.08 Sistema de generación fotovoltaico	39
Fig. 1.09 Geometría del capacitor de placas paralelas	40
Fig. 1.10 Circuito equivalente del capacitor	41
Fig. 1.10.1 Clases de capacitores	42
Fig. 1.11 El transformador	43
Fig. 1.12 Modelo circuital del transformador ideal	45
Fig. 1.13 Transformación de impedancias	45
Fig. 1.13.1 Curva de magnetización	46
Fig. 1.14 Flujos con $\mu$ finito	46
Fig. 1.15 Modelo circuital con $\mu$ finito	46
Fig. 1.16 Transformador de pulsos	47
Fig. 1.17 Núcleos magnéticos	48
Fig. 1.18 Inductor toroidal	48
Fig. 1.19 Excitación sinusoidal	49
Fig. 1.20 Excitación alterna cuadrada	49
Fig. 1.21 Lazo de histéresis	50
Fig. 1.22 Corrientes parásitas	50
Fig. 1.23 Efecto piel	50
Fig. 1.24 Modelo circuital	51
Fig. 1.25 Caracterización del núcleo	51

Fig. 1.26 Circuito RC.	55
Fig. 1.27 Circuito RL.	56
Fig. 1.28 Circuito LC .	56
Fig. 1.29 Circuito LC oscilante .	58
Fig. 1.30 Interruptor ideal .	59
Fig. 1.31 Interruptor real .	59
Fig. 1.32 Interruptor conmutado .	59
Fig. 1.33 Circuito resistivo .	60
Fig. 1.34 Circuito capacitivo .	60
Fig. 1.35 Circuito inductivo .	61
Fig. 1.36 Circuito R-L.	62
Fig. 1.37 Circuito RC conmutado .	63
Fig. 1.38 Señal periódica bipolar .	64
Fig. 1.39 Señal periódica unipolar .	65
Fig. 1.40 Señal periódica PWM .	65
Fig. 1.40.1 Circuito RL excitación sinusoidal	66
Fig. 1.41 Circuito RLC con excitación sinusoidal .	68
Fig. 1.42 Formas de onda de un circuito no lineal con excitación no sinusoidal	69
Fig. 1.43 Formas de onda de un circuito no lineal con excitación sinusoidal .	70
Fig. 1.44 Filtro de entrada.	71
Fig. 1.45 Filtro de salida de un SEP .	71
Fig. 1.46 Convertidor CA/CD no controlado .	72
Fig. 1.47 Convertidor CA/CD no controlado con dos interruptores .	73
Fig. 1.48 Convertidor CA/CD controlado .	74
Fig. 1.49 Convertidor CD/CA conmutado a baja frecuencia .	75
Fig. 1.50 Convertidor CD/CA PWM	76
Fig. 1.51 Convertidor CD/CA resonante	77

Fig. 1.52 Convertidor CD/CD directo	78
Fig. 1.53 Convertidor CD/CD buck-boost	80
Fig. 1.54 Convertidor CD/CD con encadenamiento CA	81
Fig. 1.55 Controlador CA	82
Fig. 1.56 Ciclo convertidor	83
Fig. 1.57 Convertidor CA/CA con encadenamiento CD	84
Fig.1.58 Implementación del interruptor N en un convertidor CD/CD directo reductor	85
Fig. 2.01 Símbolos de los dispositivos semiconductores	99
Fig. 2.02 Diodos de potencia	100
Fig. 2.03 Parámetros del diodo	101
Fig. 2.04 Conexión serie de los diodos	102
Fig. 2.05 Conexión serie de los diodos	103
Fig. 2.06 DIAC y SIDAC	104
Fig. 2.07 Rectificador controlado de silicio	105
Fig. 2.08 Modelamiento del SCR en régimen permanente	106
Fig. 2.09 Modelamiento del SCR en régimen transitorio	108
Fig. 2.10 Encendido del SCR	109
Fig. 2.11 Conmutación natural	110
Fig. 2.12 Conmutación forzada	110
Fig. 2.13 Circuito de compuerta	111
Fig. 2.14 Interfaces de disparo	112
Fig. 2.15 Transformador de pulsos	113
Fig. 2.16 Opto acopladores	114
Fig. 2.17 Circuito de disparo con transformador de pulsos	115
Fig. 2.18 Circuito snubber de voltaje	116
Fig. 2.19 Circuito snubber de corriente	117
Fig. 2.20 Oscilador de relajación	118

Fig. 2.22 PUT	120
Fig. 2.23 Oscilador con PUT	121
Fig. 2.24 Sincronización del pulso del oscilador con la fuente	122
Fig. 2.25 Control de media onda	123
Fig. 2.26 Control de onda completa	124
Fig. 2.27 GTO	125
Fig. 2.28 Modelo del GTO	126
Fig. 2.29 Forma de onda de la corriente de la compuerta del GTO	127
Fig. 2.30 Conmutación del GTO	128
Fig. 2.31 Circuito de disparo del GTO	129
Fig. 2.32 TRIAC	130
Fig. 2.33 Circuitos de disparo del triac	131
Fig. 2.34 BJT	132
Fig. 2.35 Encendido y apagado del BJT	133
Fig. 2.36 MOSFET canal N	134
Fig. 2.37 Modelo del MOSFET	135
Fig. 2.38 Disparo del MOSFET	136
Fig. 2.39 IGBT	137
Fig. 2.40 El IGBT	138
Fig. 2.41 Circuito de disparo	139
Fig. 3.0 Procesos de voltaje DC	146
Fig. 3.01 Rectificador monofásico con carga resistiva	147
Fig. 3.02 Rectificador monofásico con carga resistiva -inductiva	148
Fig. 3.03 Rectificador de media onda con carga resistiva -inductiva y diodo de rueda libre	149
Fig. 3.04 Rectificador de media onda, diodo de rueda libre e inductancia en la fuente	150

Fig. 3.05 Rectificador monofásico con carga resistiva capacitiva	150
Fig. 3.06 Rectificador de onda completa	151
Fig. 3.07 Rectificador de onda completa	152
Fig. 3.08 Rectificador de onda completa	153
Fig. 3.09 Rectificador trifásico de tres pulsos	154
Fig. 3.10 Rectificador de seis pulsos	155
Fig. 3.11 Corrientes en un rectificador de seis pulsos	156
Fig. 3.12 Rectificador doce pulsos	157
Fig. 3.13 Filtros CA/CD	158
Fig. 3.14 Filtro DC capacitivo	159
Fig. 3.15 Filtro inductivo capacitivo	160
Fig. 3.16 Filtro CA	161
Fig. 4.0 Aplicaciones de convertidores CA/CD controlados	169
Fig. 4.01 Rectificador controlado de media onda con carga resistiva	170
Fig. 4.02 Rectificador controlado semi-puente con carga resistiva	171
Fig. 4.03 Rectificador controlado de onda completa	172
Fig. 4.04 Rectificador controlado de onda completa y carga con fuerza electromotriz	173
Fig. 4.05 Factor de potencia en un rectificador de onda completa	174
Fig. 4.06 Rectificador puente con inductancia de conmutación	175
Fig. 4.07 Rectificador controlado semipuente	176
Fig. 4.08 Factor de potencia en un rectificador en semi-puente	177
Fig. 4.09 Rectificador semipuente con inductancia de conmutación	178
Fig. 4.10 Tipos de control de convertidores CA/CD	179
Fig. 4.11 Control tipo rampa	180
Fig. 4.12 Control cosenoidal con componente DC	182
Fig. 4.13 Control cosenoidal puro	183

	Pág.
Fig.4.14 Control de lazo cerrado	184
Fig. 4.14 Rectificador trifásico controlado	185
Fig. 4. 15 Corriente de línea del rectificador de seis pulsos	186
Fig. 4.16 Control rampa para rectificador trifásico	187
Fig. 5.1 Fuentes CD lineales y conmutadas	195
Fig. 5.2 Diagrama de bloques de un convertidor C/DCD conmutado(3)	196
Fig. 5.3 Topología mas elemental del convertidor CD/CD	197
Fig. 5.4 Convertidor directo	198
Fig. 5.5 Implementación de interruptores	199
Fig. 5.6 Convertidor elevador	200
Fig. 5.7 Implementación de interruptores	201
Fig. 5.8 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor directo	202
Fig. 5.9 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor directo.	203
Fig. 5.10.Límite de operación continua del convertidor directo	204
Fig. 5.11 Convertidor directo operación discontinua	205
Fig. 5.12 Convertidor indirecto	206
Fig. 5.13 Implementación de interruptores	207
Fig. 5.14 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto	208
Fig. 5.15 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto	209
Fig. 5.16 Límite de operación continuo en el convertidor indirecto	210
Fig. 5.17. Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto	211
Fig. 5.18 Control de modo voltaje de convertidores no aislados	212
Fig. 5.19 Convertidores aislados derivados del convertidor reductor	213
Fig. 5.20 Convertidores aislados derivados del convertidor reductor	214
Fig. 5.21 Convertidor fly-back	215

Fig. 5.23 Convertidor fly-back	218
Fig. 6.01 Aplicaciones de los convertidores CD/CA	222
Fig 6.02 Inversor tipo puente con carga resistiva	223
Fig. 6.03 Inversor puente con carga resistiva-inductiva	224
Fig 6.04 Puente inversor con carga con f.e.m.	
Fig 6.05 Fuente inversora de corriente	226
Fig 6.06 Reducción de armónicos en inversores de baja frecuencia de conmutación	227
Fig. 6.07 Convertidor reductor con relación de trabajo variable	228
Fig. 6.08 Convertidor reductor con relación de trabajo sinusoidal	229
Fig. 6.09 Convertidor CD/ CD y “desrectificador ”	230
Fig. 6.10 Inversor PWM	231
Fig. 6.11 Generación de la relación de trabajo sinusoidal PWM	232
Fig. 6.12 Inversor trifásico	233
Fig. 6.13 Inversor trifásico	234
Fig. 7.1 Inductor	240
Fig. 7.2 Transformador	240
Fig. 7.3 Relación $v - i$ .(7)	241
Fig. 7.4 Curva de magnetización del núcleo.(7)	241
Fig. 7.5 Inductor toroidal	242
Fig. 7.6 Cálculo de la inductancia	244
Fig. 7.7 Núcleo de tres ramas	245
Fig. 7.8 Inductor con entrehierro	247
Fig. 7.9 Transformador de dos arrollamientos.	249
Fig. 7.10 Transformador Ideal.	251
Fig. 7.11. Transformador con permeabilidad finita.	253
Fig. 7.12 Saturación en el transformador.	255
Fig. 7.13 Histéresis.	256
Fig. 7.14 Corrientes parásitas en el núcleo y sus efectos.	257
Fig. 7.15 Efecto piel en conductores.	258
Fig. 7.16 Efecto de la frecuencia de la corriente en la densidad de la corriente (efecto piel).(4)	259
Fig. 7.17 Optimización de los conductores.	260
Fig. 7.18 Modelamiento de las pérdidas.	261

Fig. 7.19 Inductor con excitación constante.	262
Fig. 7.20 Inductor con excitación sinusoidal.	263
Fig. 7.21 Inductor con excitación alterna cuadrada.	264
Fig. 7.22 Clases de núcleos	265
Fig. 7.23 Dimensiones del núcleo y formaleta de la bobina.	266
Fig. 7.24 Bobina ensamblada.	267
Fig. 7.25 Transferencia de calor por conducción.	268
Fig. 7.26 Flujo de calor por convección de una placa vertical.	269
Fig. 7.27 Flujo de calor por radiación.	270
Fig. 7.28 Inductor con entre-hierro y núcleo E-E.	271
Fig. 7.28 Inductor con entre-hierro y núcleo E-E.	272
Fig. 7.29 Pérdidas por resistencia.	273
Fig. 7.30 Pérdidas de potencia.	274
Fig. 7.31 $J$ y $P_{uv}$ en función de la dimensión $a$ .	275
Fig. 7.32 Campo magnético en un inductor con corriente CA y CD.	277
Fig. 7.33 Inductor sin entrehierro.	278
Fig. 7.34 Efecto del entrehierro en la curva $B - H$ .	281
Fig. 7.35 Efecto del entrehierro en $B$ .	283
Fig. 7.36 Núcleo equivalente.	284
Fig. 7.37 Inductor con entrehierro distribuidos.	285
Fig. 7.38 Inductor con entrehierro.	287
Fig. 7.39 Inductor con entrehierro y núcleo E-E.	288
Fig. 7.40 Factor de desempeño (PF) de las ferritas vs. frecuencia.	288
Fig. 7.41 Geometría del inductor y la bobina.	289
Fig. 7.42 Geometría del inductor y la bobina.	290
Fig. 7.43 Entrehierro en un núcleo E-E.	291
Fig. 7.44 $J$ en función de "a" para el núcleo 3F3 E-E.	293
Fig. 7.45 Bobina.	293
Fig. 7.46 Geometría del entrehierro.	294
Fig. 7.47 Equivalente eléctrico del circuito magnético	294
Fig. 7.48 Arrollamientos del transformador.	295
Fig. 7.49 Potencia aparente del transformador.	297
Fig. 7.50 Nomograma del incremento de la temperatura en función del área de disipación.	298

	Pág.
Fig. 7.51 Área de disipación de transformadores.	299
Fig. 7.52 Transformador de núcleo seco	300
Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)	301
Fig. 7.54 Bobinado	304
Fig. 7.55 Área de refrigeración	306
Fig. 7.56 Transformador.	307
Fig. 7.57 $J$ y $P_{sp}$ del núcleo E-E en función de $a$ .	307
Fig. 7.58 Arrollamiento del transformador.	308
Fig. 7.59 Transformadores de instrumentación.	309
Fig. 7.60 Transformador de corriente.	310

# LISTA DE TABLAS

Pág.

Tabla 1. Funciones y elementos de los bloques de un SEP	35
Tabla 1.1 Símbolos y característica $v-i$ ideal de diodos y tiristores	52
Tabla 1.2 Símbolos y característica $v-i$ ideal de transistores	53
Tabla 1.3 Característica de control de dispositivos semiconductores	54
Tabla 2. Características del SCR	105
Tabla 5.1 Tabla de permitividad de materiales	243
Tabla 7.1 Características del alambre magneto.	276
Tabla 7.3 Características de las ferritas.	280

# INTRODUCCION

La electrónica de potencia se puede definir como un saber de la Ingeniería, que integra los métodos y conceptos de la electrotecnia, el control y la electrónica, para el control y conversión de la energía eléctrica.

Debido al propósito de la electrónica de potencia, esta asignatura se incluye en el pensum de las carreras de ingeniería electromecánica y electrónica, en la Universidad Francisco de Paula Santander de Cúcuta. Se imparte con el nombre de electrónica IV, y electrónica de potencia I, un curso inicial de electrónica de potencia en el semestre VIII de la carrera de ingeniería electrónica, y en la carrera de ingeniería electromecánica un segundo curso sobre convertidores CD/CD, CD/CA y convertidores resonantes en el semestre VIII.

Este texto tiene como propósito servir de apoyo a los mencionados cursos

Los objetivos del curso de electrónica de potencia I son:

- 1) Interpretar las características nominales eléctricas y térmicas de los tiristores y sus híbridos
- 2) Analizar y describir las 4 topologías básicas de los convertidores de la electrónica de potencia.
- 3) Analizar y diseñar los circuitos de disparo de los tiristores
- 4) Simular y diseñar convertidores CA/CD controlados y no controlados, monofásicos y trifásicos.

Estos objetivos se cumplen con 2 horas de clase magistral, 1 hora de taller y 2 horas de laboratorio semanales, durante 14 semanas

Los objetivos del curso de electrónica de potencia II son:

- 1) Interpretar las características nominales eléctricas y térmicas de los transistores de potencia y sus híbridos.
- 2) Analizar y diseñar los circuitos de disparo de los transistores de potencia
- 3) Simular y diseñar convertidores CD/CD, no aislados y aislados.
- 4) Simular y diseñar convertidores CD/CA.
- 5) Desarrollar suficiencia en inglés instrumental

Estos objetivos se cumplen con 2 horas de clases magistrales y 2 horas de laboratorio semanales, durante 14 semanas

El autor ha tenido a cargo la asignatura de electrónica de potencia desde el año 1999, cuando se impartió por primera vez en la carrera de ingeniería electrónica en la universidad Francisco de Paula Santander (UFPS), y desde entonces se organiza el curso consultando libros de texto y documentos de la Internet.

Se utilizaron para organizar el curso y los contenidos en los primeros años, libros clásicos como los de Kassakian (5), un excelente libro del M.I.T. que lamentablemente desapareció del mercado del libro, Rashid (6), una referencia obligada en la enseñanza de la Electrónica de Potencia, Mohan(7), el libro más referenciado en los programas de Electrónica de Potencia a nivel mundial y en el 2000 el de Krein(8), un buen libro que hace énfasis en los conceptos físicos, utiliza herramientas computacionales( Matlab, Mathcad) y con un capítulo muy didáctico sobre el modelamiento de elementos activos y pasivos .

La organización y contenidos del material que se presenta en power point, se realizó con base en las conclusiones presentadas por Burdío (1), en consonancia con los debates en foros internacionales acerca de la enseñanza de la electrónica de potencia. Estas conclusiones son:

“a) Existe un acuerdo prácticamente unánime , que desde los puntos de vista de metodología didáctica, la asimilación de conceptos y motivación del alumno, resulta más aconsejable estudiar las topologías convertidoras antes que los dispositivos de potencia, haciendo una introducción previa rápida de los mismos con antelación a las topologías.

b) El tiempo invertido tradicionalmente en el estudio tecnológico de los dispositivos semiconductores de potencia, debe ser reducido, debido a la evolución cambiante de sus estructuras cada vez más complejas, en favor de criterios de selección y utilización dentro de las topologías.

c) Es importante revisar y aclarar conceptos básicos electrónicos y circuitales, como características idealizadas de dispositivos, semiconductores de potencia, comportamiento transitorio de inductancias y condensadores, definiciones de factor de potencia, distorsión armónica, valores medios y eficaces, etc.

d) Debe reducirse el tiempo dedicado tradicionalmente a circuitos rectificadores no controlados y controlados, sobre todo en los aspectos matemáticos. Se ha constatado que resulta desmotivador para el alumno y de reducida asimilación conceptual.

e) Por su escasa utilización actual, se deben eliminar del programa los conceptos de conmutación forzada con tiristores, y reducir a una breve presentación los ciclo-convertidores.

f) Se aconseja compaginar sesiones prácticas de laboratorio de simulación por computador, y de montaje o ensayos experimentales en equipos”.

De acuerdo con los diferentes enfoques de los libros antes mencionados, y a las conclusiones presentadas por Burdío (1), el autor elaboró en power point, para sustituir las diapositivas, tan necesarias en una asignatura de esta naturaleza, y para condensar conceptualmente los diferentes temas de esta asignatura, el material docente de apoyo a las asignaturas de electrónica de potencia de las carreras de ingeniería electrónica y electromecánica de la U.F.P.S. Este material no es un libro en versión de monografía, y requiere del apoyo del instructor de la materia.

El orden de presentación de los temas es el siguiente:

Electrónica de potencia I: Unidad I: Conceptos básicos; Unidad II: Dispositivos semiconductores de potencia; Unidad III: Convertidores CA/CD no controlados; Unidad IV: Convertidores CA/CD controlados.

La unidad de conceptos básicos se organiza de acuerdo a las conclusiones a) y c) de Burdío.

Se incluyen unos temas para repaso de conceptos y teorías estudiadas en asignaturas anteriores, y otros nuevos relacionados con la electrónica de potencia.

Se incluye en esta unidad el tema de circuitos conmutados. La secuencia de estos temas es la siguiente: Naturaleza de la Electrónica de Potencia; Sistema de Electrónica de Potencia; Fuentes de energía: Redes de distribución de voltaje alterno, Baterías, Generador eólico, Generador fotovoltaico; modelamiento de componentes eléctricos y magnéticos: El capacitor, El transformador. El inductor ; Dispositivos semiconductores ideales: características v-i, símbolos, características de control; Circuitos excitados por fuente continua: Circuito R-C,R-L,L-C; Modelamiento de interruptores :ideal, real, conmutado; Circuitos conmutados con excitación constante: Circuito R,L,R-L,R-C; Características de las señales; Circuitos con excitación sinusoidal y carga lineal: R-L,R-L-C ;Flujo de potencia en redes sinusoidales y carga no lineal; Factor de potencia y de distorsión en redes sinusoidales y carga no lineal; Filtros AC/DC; Topologías de circuitos convertidores: Convertidor CA/CD no controlado de 2 y 4 interruptores; Convertidor CA/CD controlado tipo puente; Convertidor CD/CA de baja frecuencia de conmutación; Convertidor CD/CA de modulación del ancho de pulso; Convertidor CD/CA resonante serie; Convertidor CD/CD directo e indirecto; Convertidor CD/CD con encadenamiento en CA; Convertidores CA/CA: Controlador CA, Ciclo-convertidor, con encadenamiento CD; Implementación de un interruptor por un dispositivo semiconductor.

La Unidad I incluye las actividades de teoría y problemas, que el estudiante debe realizar para la preparación del examen teórico.

Se finaliza la unidad con la bibliografía, que debe consultar el estudiante que desea profundizar en los temas tratados.

En la Unidad II se estudian los dispositivos semiconductores reales teniendo en cuenta la conclusión b) de Burdío(1), Se limita a lo básico el estudio de la física del semiconductor y se hace énfasis en las características operativas y criterios de selección, y en los circuitos de disparo que permiten aplicar estos dispositivos en los convertidores de la electrónica de potencia.

El contenido de esta unidad es el siguiente: Dispositivos semiconductores: Clasificación. Diodo de potencia: Generalidades; Características nominales; Conexión serie: Cálculo de R; Dispositivos bidireccionales de disparo controlados por voltaje: diac, sidac; Rectificador de silicio controlado (SCR): Características constructivas y operativas, modelamiento, características nominales, encendido, apagado, circuito de compuerta; Interfases de disparo del SCR: Transformador de pulso, Opto-acoplador; Diseño del circuito de disparo con transformador de pulso; Circuitos snubber de voltaje y de corriente; Circuitos de disparo del SCR: Oscilador de relajación, UJT; Oscilador con UJT, PUT, Oscilador con PUT. Aplicaciones del oscilador con PUT: Controlador de media onda, Controlador de onda completa. Tiristor apagado por compuerta (GTO): Características constructivas y operativas, modelamiento, encendido y apagado, Circuitos de protección en la conmutación, Circuito de disparo. Triac: Características constructivas y operativas, Circuitos de disparo. Transistor bipolar de unión (BJT): Características constructivas y operativas, Modelamiento, Circuito de disparo. Transistor de efecto de campo: Características operativas y constructivas, Modelamiento, Circuito de disparo. Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT): Características constructivas y operativas, Modelamiento, Circuito de disparo. La unidad termina con la bibliografía y las actividades de teoría y problemas que debe realizar el estudiante.

En la unidad III se estudian los convertidores CA/CD no controlados minimizando el análisis matemático ( Burdío (1) conclusión d)), haciendo algunas aproximaciones que permitan tener una mejor comprensión física de los fenómenos estudiados .Este es el tratamiento que se da a los rectificadores en la referencia 5( Kassakian y otros).

El contenido de esta unidad es el siguiente: Rectificador de media onda: carga R, R-L, R-L con diodo de rueda libre con y sin inductancia en la fuente, R-C. Rectificador de onda completa en sus modalidades tipo puente y semi-puente, con carga: Resistiva ; altamente inductiva, con y sin inductancia de conmutación .Rectificador trifásico de tres pulsos. Rectificador de 6 pulsos con carga altamente inductiva: Operación, voltaje promedio, forma de onda de la corriente. Rectificador serie de 12 pulsos: Operación, voltaje promedio. Filtros AC y DC para rectificador monofásico de onda completa y carga altamente inductiva.

La unidad termina con las referencias bibliográficas y las actividades a realizar por el estudiante

La unidad IV versa sobre convertidores CA/CD controlados y se estudia con el mismo criterio que la unidad III, minimizando el análisis matemático.

El contenido de esta unidad es el siguiente: Introducción. Rectificador de media onda con carga resistiva. Rectificador de onda completa semi-puente con transformador y carga resistiva. Rectificador tipo puente, con y sin inductancia en la fuente, con carga altamente inductiva: Operación, voltaje promedio, factor de potencia. Rectificador tipo puente con carga con fuerza electromotriz. Rectificador semi-puente sin transformador: Operación, voltaje promedio, factor de potencia, proceso de conmutación. Circuitos de control de rectificadores monofásicos: Introducción, control rampa, control cosenoidal puro, control cosenoidal con componente CD, control de lazo cerrado.

El curso de electrónica de potencia II es obligatorio en el pensum de ingeniería electromecánica, y opcional en el de ingeniería electrónica. El número de créditos asignado es de 3 .

La teoría se imparte en 2 horas semanales y el laboratorio en una sesión semanal de 2 horas.

El curso de electrónica potencia II está conformado por 3 unidades: convertidores CD/CD, convertidores CA/CD ,y convertidores resonantes.

La unidad V (convertidores DC/DC de alta frecuencia de conmutación) se estudian siguiendo la orientación de la referencia 5( Kassakian y otros) que toma como unidad fundamental de estos convertidores la celda canónica de conmutación.

El contenido de esta unidad es el siguiente: Fuentes DC lineales vs Fuentes conmutadas. Introducción a los Convertidores DC/DC de alta frecuencia de conmutación. Celda canónica de conmutación. Convertidor directo reductor: Operación en modo de conducción continuo, implementación de interruptores. Modelo circuital del convertidor directo para el rizado de voltaje y de corriente. Cálculo de L y C mínimos para el convertidor directo. Inductancia crítica. Conducción discontinua con  $V_1$  constante del convertidor directo reductor. Convertidor indirecto (reductor-elevador): Modo de conducción continuo; Modelo circuital para el rizado de voltaje y de corriente; Cálculo de L y C mínimo. Variantes topológicas del convertidor indirecto. Circuitos de control. Convertidores aislados.

La unidad VI trata a los convertidores CD/CA de baja frecuencia de conmutación y de alta frecuencia (PWM).

Los contenidos de esta unidad son los siguientes: Introducción a los convertidores CD/CA; Convertidor CD/CA de baja frecuencia de conmutación con carga: R, R-L, con f.e.m. Inversor de corriente. Análisis de armónicos en los convertidores de baja frecuencia de conmutación. Inversores PWM: Evolución del convertidor CD/CD de alta frecuencia de conmutación al inversor PWM. Operación del inversor puente PWM. Generación de la relación de trabajo. Inversores trifásicos: Configuración, Operación con carga en delta o en estrella.

La unidad VII versa sobre el análisis y diseño de los componentes magnéticos que se utilizan en la electrónica de potencia. El enfoque del análisis se realiza utilizando la teoría circuital y la teoría de campos. El diseño se realiza adaptando e interpretando el enfoque de la referencia 6 (Mohan y otros), para facilitar al estudiante la comprensión de este tema, de naturaleza compleja.

Los contenidos de esta unidad son los siguientes : Introducción; Comportamiento de un componente magnético; Cálculo de la inductancia; Aplicación del concepto de Reluctancia al cálculo la inductancia de un núcleo de tres ramas; Inductor de núcleo con entrehierro; El transformador: Aspectos constructivos y operacionales, Modelamiento del transformador ideal y del transformador con núcleo de permeabilidad finita, operación bajo saturación; Fenómenos de histéresis y corrientes parásitas; Efecto piel en conductores y sus soluciones; Modelamiento de las pérdidas; Modelamiento del inductor: Excitación constante; Excitación alterna sinusoidal; Excitación alterna cuadrada; Clases de núcleos y parámetros geométricos; Dimensiones óptimas de los núcleos; Mecanismos de transferencia de calor: Conducción, convección radiación; Consideraciones térmicas para el diseño; Pérdidas en el bobinado por resistencia; Pérdidas de potencia en un componente magnético; Relación entre las pérdidas por unidad de volumen y  $J$ (densidad de corriente)con la geometría del núcleo; Características del alambre magneto; Cálculo del valor pico de la densidad de campo magnético( $B$ ) en el núcleo; Cálculo de la inductancia sin entrehierro; Diseño de un inductor sin entrehierro; Aplicaciones y características de las ferritas; Efecto del entrehierro en la curva de histéresis; Efecto del entrehierro en la distribución de  $B$  en el núcleo; Núcleo equivalente; Cálculo de la inductancia con entrehierro; Determinación del entrehierro; Diseño de un inductor con entrehierro; Ejemplo de diseño; Arrollamientos del transformador; Potencia aparente del transformador en función de la geometría; Cálculo del incremento de temperatura ; áreas de disipación del transformador; Diseño del transformador; Diseño de un transformador en baja frecuencia; Diseño de un transformador en alta frecuencia; Transformadores de instrumentos; Análisis del transformador de corriente.

Los dibujos y gráficos tomados de otros autores se señalan referenciando la fuente con un número de la bibliografía de cada unidad.

Es la intención del autor presentar este material , para que el estudiante de la Universidad Francisco de Paula Santander, mayoritariamente de estratos 1 y 2 , pueda tener acceso fácil y económico a un material de estudio, y lo más importante es condensar la información requerida para cursar las asignaturas de electrónica de potencia

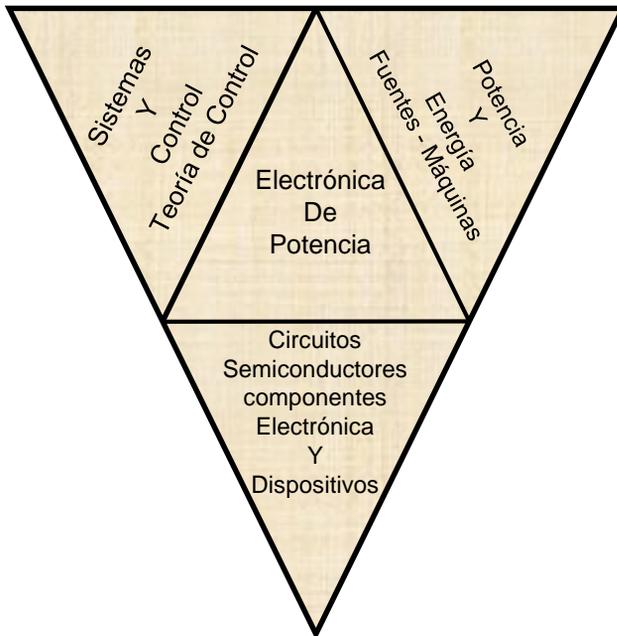
## BIBLIOGRAFÍA

1. Burdío J.M.. NUEVAS TENDENCIAS EN LA ENSEÑANZA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA .Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Centro Politécnico Superior. Universidad de Zaragoza. María de Luna, 3. 50015 Zaragoza, España.  
taee.euitt.upm.es/Congresosv2/2004/papers/2004S2G05.pdf.Consulta a Internet Enero 17, 2009
2. Aguilar J. D; Olid M, F.Baena ; Muñoz F. MATERIAL DOCENTE PARA ELECTRONICA DE POTENCIA ,ADAPTADO A LOS CREDITOS ECTS. Departamento de Ingeniería Electrónica .Escuela Politécnica de la Universidad de Jaen. espacio uned.es/fez/view.php?pid=taee . :congreso-2008-1057.Consulta a Internet Enero 17 ,2009
- 3.Bauer P.;Kolar .J.W. TEACHING POWER ELECTRONICS IN THE 21 ST CENTURY.EPE Journal Vol. 13 n° 4 November 2003.
4. Dudrik J.NEW METHODS IN TEACHING OF POWER ELECTRONICS DEVICES. Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering Vol.4 N° 2 2005
- 5-Kassakian J.G. Schlecht M.F. Verghese G. C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS . Editorial Addison-Wesley 1991
- 6.Rashid M. H. POWER ELECTRONICS: CIRCUITS, DEVICES, AND APPLICATIONS 1993.Editorial Prentice-Hall

# UNIDAD I

## CONCEPTOS BASICOS DE ELECTRONICA DE POTENCIA

## 1.1 NATURALEZA Y APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA



La electrónica de potencia es un saber de la ingeniería, que utiliza los conceptos, métodos y teorías de la electrónica (analógica y digital), la teoría de control y la electrotecnia (circuitos eléctricos, medidas, y máquinas eléctricas, sistemas de distribución y transmisión), para convertir y controlar la energía eléctrica disponible, generalmente alterna trifásica o monofásica con diferentes niveles de voltaje, en la clase de energía requerida por la carga.

Fig. 1.01.La Electrónica de Potencia 6.

La electrónica de potencia moderna se origina con la invención del SCR en 1958, por General Electric. En años sucesivos aparecen el TRIAC y otros tiristores, y se desarrollan los transistores de potencia (BJT, MOSFET, IGBT). Finalizando la década de los 80's aparece el MCT. Los circuitos de control se optimizan en la década de los 90's con las tecnologías FPGA y ASIC.

El propósito de la electrónica de potencia se obtiene mediante los sistemas de electrónica de potencia, que se caracterizan por una alta eficiencia.

La alta eficiencia repercute en ahorro en el consumo de energía, y además las bajas pérdidas de potencia permiten reducir el volumen y el peso del sistema de electrónica de potencia(S.E.P.)

# 1.2 SISTEMA DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA (SEP) 5

## 1.2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

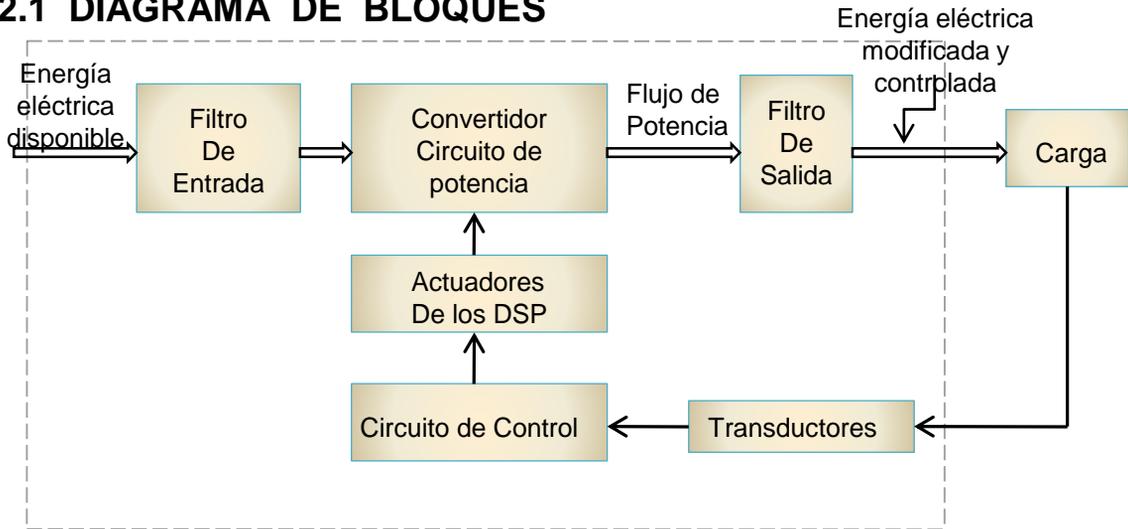


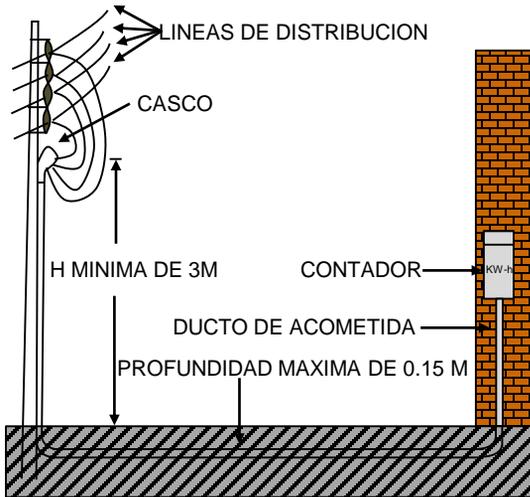
Fig. 1.02 Diagrama de bloques de un SEP(5)

## 1.2.2 FUNCIONES Y ELEMENTOS DE LOS BLOQUES DE UN SEP

DENOMINACION	FUNCION	ELEMENTOS
Filtro de Entrada	Reducir la cantidad de armónicos de corriente en la fuente y minimizar las interferencias electromagnéticas.	Capacitores Inductores
Convertidor (circuito de potencia)	Transformar la naturaleza de la energía eléctrica, utilizando dispositivos semiconductores de potencia(DSP) como interruptores.	Dispositivos semiconductores de potencia Tiristores Transistores de potencia Híbridos
Filtros de Salida	Adecuar la forma de onda de voltaje del convertidor, al requerido por la carga	Capacitores Inductores
Actuadores de los DSP	Adecuar en voltaje y corriente las señales de control , a los requerimientos de los DSP.	Transformador de pulso Optoacopladores Transistores
Circuito de control	Implementar la estrategia de control del convertidor	Microcontroladores Electrónica discreta
Transductores	Transformar las variables mecánicas,eléctricas, térmicas, etc, de la carga, en señales eléctricas.	Transformadores de instrumentos Termistores Tacómetros Encoders
Carga	Transformar la energía eléctrica en energía mecánica, química, lumínica, térmica.	Motores, Hornos, Lámparas, Procesos electroquímicos, etc.

## 1.3 FUENTES DE ENERGÍA PRIMARIA 10

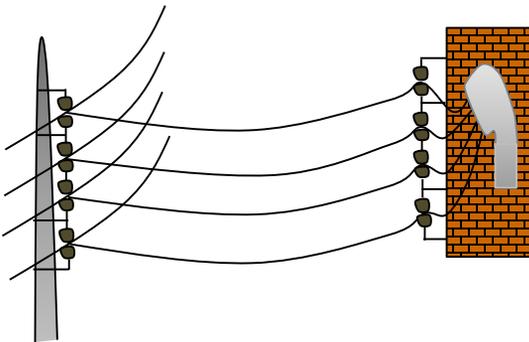
### 1.3.1 RED DE SUMINISTRO DE VOLTAJE ALTERNO



Se dispone de una red de voltaje alterno de  $f = 60 \text{ hz}$ , en los países americanos, con diferentes niveles de voltaje; En baja tensión se normalizan los siguientes voltajes; 120, 120/240, 208/120, 440/254 voltios.

La alimentación en baja tensión se realiza mediante acometida aérea o subterránea. Los conductores aéreos de la acometida, van desde un poste hasta el contador eléctrico.

#### a) Acometida subterránea(10)



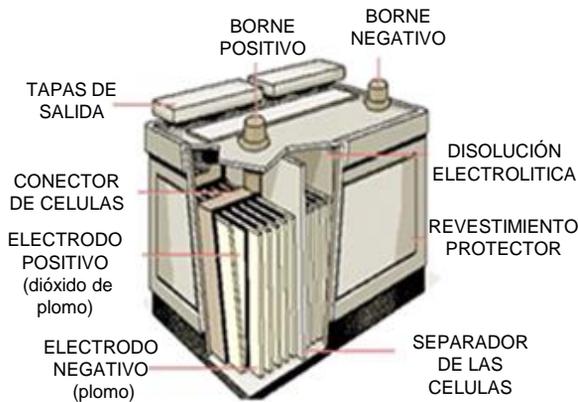
En la acometida subterránea, se conectan los conductores a las líneas áreas de distribución, y se bajan por una tubería hasta tierra, y se llevan en forma subterránea hasta el contador de energía.

#### b) Acometida aérea(10)

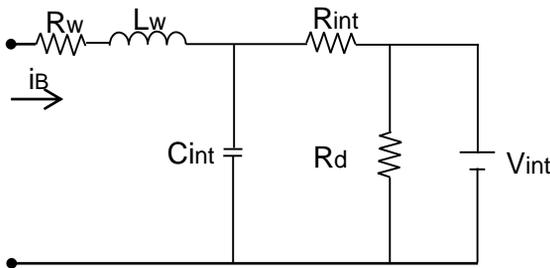
En las instalaciones industriales se dispone a través de una subestación de 13,2 o 34,5kv, de voltajes en media tensión de 440/254 o 480/277 v. El valor límite de perturbación del voltaje es  $\pm 10\%$  del valor nominal, el de la frecuencia es  $\pm 1 \text{ Hz}$  y el desequilibrio admitido es 2%.

Fig. 1.03 Acometidas en baja tensión

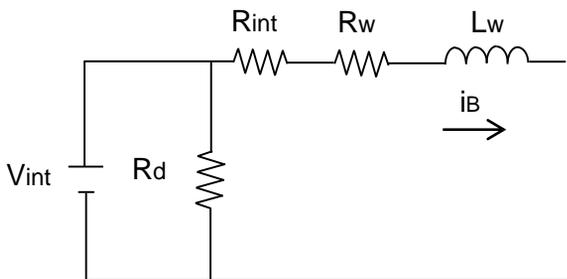
### 1.3.2 BATERÍAS 6



a) Estructura física



b) Circuito equivalente para el modo pasivo (carga)(6).



c) Circuito equivalente para el modo activo (fuente)(6).

Fig. 1.04 Circuitos equivalentes de la batería de ácido – plomo.

Son fuentes de energía recargables. Las más comunes son las de plomo – ácido y la de níquel-cadmio; por consideraciones económicas, la más utilizada es la de plomo-ácido, conformada por un ánodo de bióxido de plomo, cátodo de plomo y electrolito de ácido sulfúrico diluido en agua.

El circuito equivalente para modo pasivo lo conforman:  $V_{int}$  = potencial electroquímico interno; depende de la temperatura y la concentración del electrolito;  $R_d$ , modela el proceso de descarga interna;  $R_{int}$ , modela la resistencia del electrolito y la estructura interna (celdas), depende de la temperatura y concentración del electrolito.  $C_{int}$  modela la capacitancia de las placas;  $R_w$  y  $L_w$ , son la resistencia y la inductancia de los cables externos. En el circuito equivalente en modo activo,  $V_{int}$  representa la fuerza electromotriz interna de la batería, de naturaleza, electroquímica; depende de la temperatura y de la concentración del electrolito. Un valor típico de  $R_{int} = 0,1\Omega$ , para la batería de 12 voltios.  $L_w$  tiene un valor de  $500\text{nH/m}$ , cuando la relación  $D/r = 10$ ;  $D$  = distancia entre cables,  $r$  = radio de cable.

### 1.3.3 GENERADOR EÓLICO 2

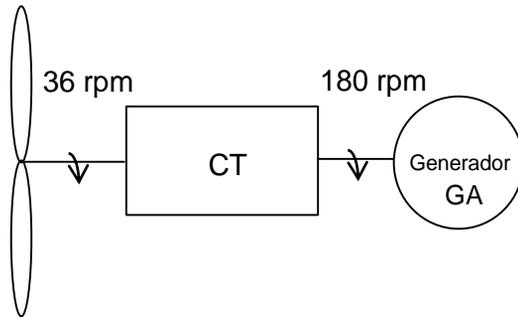


Fig. 1.05 Elementos de un aerogenerador.(2)

Se utiliza la energía del viento, para generar energía eléctrica. España y Holanda son líderes en esta energía alternativa.

Los elementos de un aerogenerador son:

**Palas del rotor (PR):** El diseño, es similar al ala de un avión, su longitud depende de la potencia (20 metros para 600Kw).

**Caja de transmisión (CT) o tren de engranajes,** multiplica por casi 50 la velocidad de las palas. La tendencia es a eliminarlas para reducir peso y mejorar eficiencia.

**El generador asíncrono (GA) o generador de inducción:** las potencias actuales están en el orden de hasta 20Mw.

La conexión del aerogenerador a la red (fig.1.06), se realiza rectificando el voltaje trifásico del generador eólico, y acoplado el voltaje CD mediante un convertidor CD/CA(inversor), a la red alterna de suministro eléctrico. El control del proceso de acoplamiento se hace mediante un microprocesador.

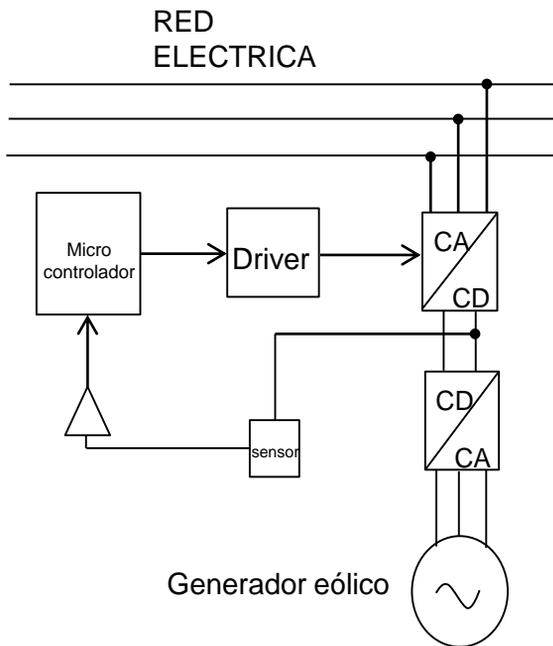


Fig. 1.06 Conexión del aerogenerador a la red (2)

### 1.3.4 GENERADOR FOTOVOLTAICO



Fig. 1.07 Panel solar

Utiliza la energía solar para generar energía eléctrica (CD), mediante muchas celdas solares asociadas en serie y en paralelo. Esta energía alternativa tiene un gran futuro.

La tecnología actual de las celdas es en base a semiconductores, y la eficiencia es del 14 al 20%. Se investiga la utilización de materiales orgánicos.

Una limitación del sistema es su costo superior, con respecto a otras alternativas de generación.

Un elemento esencial del sistema de generación fotovoltaico (fig. 1.08) es el acondicionador de potencia (A.P.) cuyas funciones son la conversión CD/CA y la regulación de carga de la batería.

El generador auxiliar (GA), es un grupo electrógeno, en la mayoría de los casos, que sirve de respaldo al generador fotovoltaico (GF) y las baterías tienen como función, regular la producción de energía de acuerdo a la demanda.

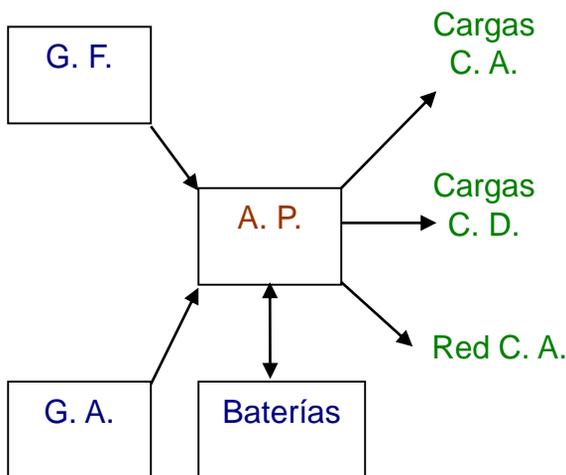


Fig.1.08 Sistema de generación fotovoltaico(2)

# 1.4 MODELAMIENTO DE COMPONENTES ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS

## 1.4.1 EL CAPACITOR

### 1.4.1.1 GENERALIDADES

El capacitor está conformado por 2 placas conductoras, separadas por un material dieléctrico, en donde se establece una polarización dieléctrica. El valor de la capacitancia ideal es:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} = \frac{Q}{V} \quad (1.01)$$

$\epsilon$  = permitividad eléctrica del aislamiento.

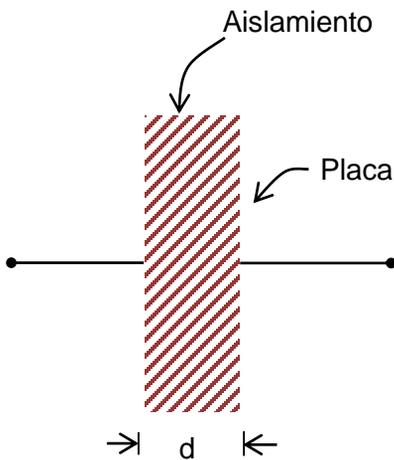
$A$  = área de las placas paralelas.

$d$  = distancia entre placas.

$Q$  = carga eléctrica de cada placa.

$V$  = voltaje aplicado a las placas.

$\rho$  = resistividad del dieléctrico



La corriente que un capacitor intercambia con un circuito es:

$$i_c = \frac{dq}{dt} = \frac{d(Cv)}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad (1.02)$$

Se conocen tres clases de capacitores: de dieléctrico normal, electrolíticos y de doble capa.

- a) Geometría del capacitor de placas paralelas

El capacitor real difiere del ideal en 4 aspectos:

a) Existe  $i$  para  $V = V_{dc}$ .

b) Existe una  $L$  que puede generar resonancia.

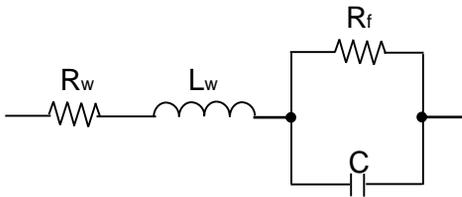
c) Se descarga naturalmente, al desconectarlo de la fuente

c) Presenta pérdidas de potencia.

Fig. 1.09 El capacitor

# 1.4 MODELAMIENTO DE COMPONENTES ELECTRICOS Y MAGNETICOS

## 1.4.1.2 MODELO CIRCUITAL DEL CAPACITOR(6)



a) Circuito equivalente general de un capacitor

Las características reales del capacitor se representan, en el circuito equivalente general (fig.1.10 a).

$R_w$  y  $L_w$  modelan la resistencia e inductancia, de los alambres conductores de conexión.

$R_f$  modela la resistencia de fuga, responsable de la descarga del capacitor y  $C$  es la capacitancia.

Mediante asociaciones serie y paralelo del circuito equivalente general, se puede reducir al circuito equivalente serie normalizado(fig. 1.10 b)



b) Circuito serie normalizado

$$ESR = R_w + \frac{1}{\omega^2 R_f C^2} \cong \frac{\tan \delta}{\omega C} \quad (1.03)$$

ESR=Resistencia equivalente serie

$$ESL = L_w; R_f = \frac{\rho d}{A} \quad (1.04)$$

ESL=Inductancia equivalente serie

$$\tan \delta = \frac{ESR}{X} = \frac{1}{\omega \rho \epsilon} \quad (1.05)$$

$\delta$  =ángulo de pérdidas=Diferencia entre el desfase ideal de la corriente( $90^\circ$ ) y el desfase real.

Fig. 1.10 Modelo circuital del capacitor

Para  $\omega \geq \frac{1}{\sqrt{L_w C}}$  el capacitor se comporta como un inductor.

# 1.4 MODELAMIENTO DE COMPONENTES ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS

## 1.4.1.3 CLASES DE CAPACITORES

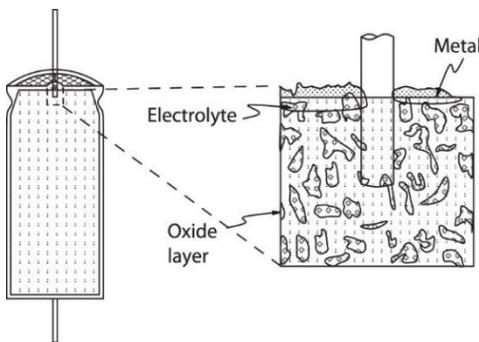


Los capacitores se caracterizan por los siguientes valores nominales :  $C_n$ , tolerancia de  $C_n$ ,  $V_n$ ,  $V_p$ ,  $I_n$ ,  $I_{fuga}$ , y factor de pérdidas( $\tan \delta$ ).

Los capacitores electrolíticos tienen como dieléctrico óxido de aluminio(figura 1.10 a1) o de tántalio(figura 1.10 a2).

### 1) Electrolíticos de óxido de aluminio

Los capacitores electrolíticos son polarizados, y al utilizarlos se debe respetar la polaridad indicada en la carcasa, pues de lo contrario pueden explotar



### 2) Electrolítico de tantalio

Se caracterizan por tener valores bajos de resistencia de fuga , y su voltaje nominal es hasta de 500V, con capacitancias de cientos de miles de  $\mu F$ . Y son de baja confiabilidad



Los capacitores electrolíticos de doble capa alcanzan valores altos de capacitancia. Los que se muestran en la figura 1.10 a3), presentan capacitancias de 2600 faradios(F).

### 3) Electrolíticos de doble capa

#### a) Electrolíticos

Se aplican en filtros CD de entrada y salida, y en procesos que requieran tiempos cortos de almacenamiento de energía.

Fig.1.10 Clases de capacitores

# 1.4 MODELAMIENTO DE COMPONENTES ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS

## 1.4.1.3 CLASES DE CAPACITORES

Los capacitores de plástico tienen alta resistencia de aislamiento (pequeñas corrientes de fuga) y alta temperatura.

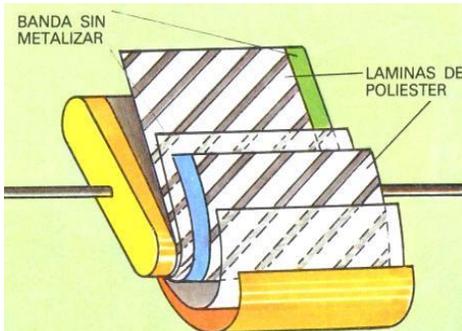
Dependiendo de la armadura, pueden ser tipo M(metal) o MKT(metal vaporizado). Los metalizados de poliéster (fig. 1.10 b) presentan bajos valores de capacitancia (hasta  $10\mu\text{F}$ ) y valores altos de  $V_n$  (40Kv).

Se aplican en circuitos de corriente alterna.

Se aplican en filtros CD, para suprimir los transitorios de conmutación. El MKT se utiliza en aplicaciones hasta de 600V. Los metalizados de polipropileno tienen valores altos de  $V_n$  e  $I_n$  y se aplican en convertidores resonantes.

Los capacitores cerámicos(fig.1.10c) tienen un rango de capacitancia entre  $1\text{p}$  y  $1\mu\text{F}$ , pero varían considerablemente con la temperatura, el voltaje y el tiempo.

Se aplican en circuitos de corriente alterna .



b)Plástico

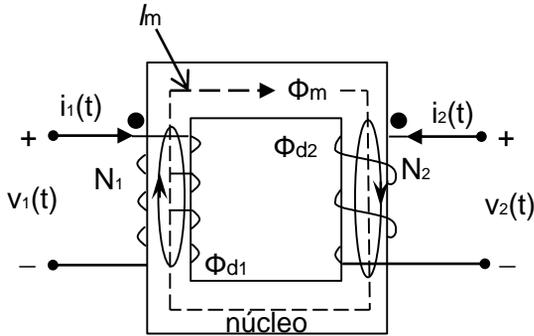


c)Cerámico

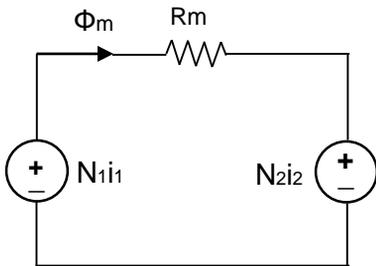
Fig.1.10 Clases de capacitores

## 1.4.2 EL TRANSFORMADOR

### 1.4.2.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES



a) Circuito



b) Modelo del circuito magnético

Se forma con 2 circuitos eléctricos, acoplados con un circuito de material ferro-magnético de permeabilidad  $\mu$ .

El flujo encadenado ( $\lambda$ ) al circuito 1 de  $N_1$  espiras es:

$$\lambda = N_1 \Phi_1 \quad ; \quad \Phi_1 = \Phi_m + \Phi_{d1} \quad (1.06)$$

$\Phi_m$  = flujo mutuo ;

$\Phi_{d1}$  = flujo de dispersión del devanado 1

Para el circuito 2

$$\lambda_2 = N_2 \Phi_2 \quad \Phi_2 = \Phi_m + \Phi_{d2} \quad (1.06b)$$

Aplicando la ley de Ampere al circuito magnético, sobre la trayectoria media  $l_m$ , se obtiene:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (1.07)$$

$$\frac{B}{\mu} l_m = N_1 i_1 - N_2 i_2 = BA \frac{l_m}{\mu A} =$$

$$\Phi_m \mathcal{R}_m =$$

$$N_1 i_m \quad (1.08)$$

$i_m$  = corriente de magnetización

$\mathcal{R}_m$  = Reluctancia del circuito magnético

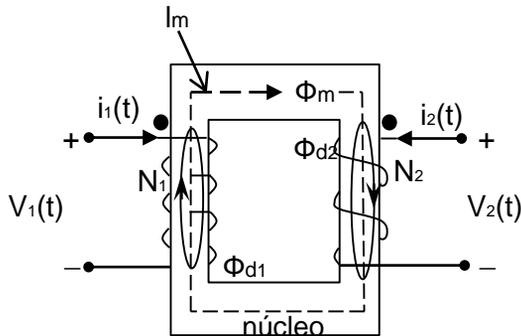
A = área seccional del circuito magnético

Fig. 1.11 El transformador

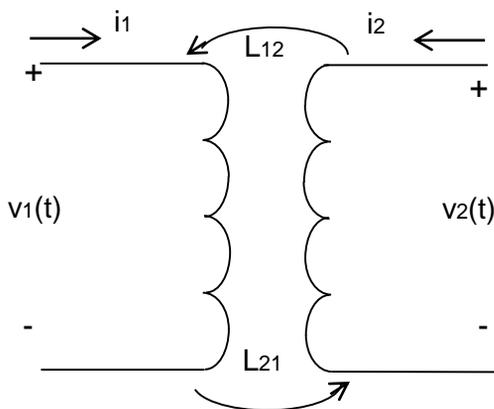
El circuito equivalente de la ecuación 1.08 se muestra en la fig. 1.11b

## 1.4.2 EL TRANSFORMADOR

### 1.4.2.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES



a) Circuito



c) Circuito equivalente

$$\text{Se define: } N_1 \Phi_{d1} = L_{d1} i_1 \quad (1.09)$$

De las ec.1.06, y 1.08

$$\lambda_1 = \frac{N_1}{\mathfrak{R}_m} (N_1 i_1 - N_2 i_2) + N_1 \Phi_{d1} \quad (1.10)$$

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt}; \quad v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (1.11)$$

De la ley de Faraday, y 1.10 y 1.11

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi_1}{dt}; \quad v_2 = N_2 \frac{d\Phi_2}{dt} \quad (1.12)$$

De la ec. 1.08,1.09, 1.10 y 1.11

$$v_1 = \left( \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_m} + L_{d1} \right) \frac{di_1}{dt} - \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} \frac{di_2}{dt}$$

$$v_1 = (L_m + L_{d1}) \frac{di_1}{dt} - L_{12} \frac{di_2}{dt}$$

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_m} \quad L_{12} = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m}$$

$$L_{11} = L_m + L_{d1}$$

Se define

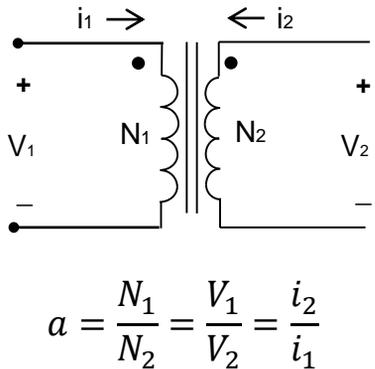
$$v_1 = (L_{11}) \frac{di_1}{dt} - L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (1.13a)$$

Por analogía se obtiene

$$v_2 = -(L_{21}) \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt} \quad (1.13b)$$

Fig. 1.11. El transformador

### 1.4.2.2 EL TRANSFORMADOR IDEAL



Conductor ideal:  $r_{cu} = 0$     Material magnético ideal:  $\mu = \infty$ .

Los puntos de polaridad ( • ) representan los puntos del transformador, cuyos potenciales tienen simultáneamente la misma polaridad.

Si  $\mu \rightarrow \infty \therefore L_m \rightarrow \infty \therefore \mathfrak{R}_m \rightarrow 0 \therefore i_m \rightarrow 0$

$\mu \rightarrow \infty \therefore \varphi_{d1} = \varphi_{d2} \rightarrow 0 \therefore \varphi_1 = \varphi_2$

a) Modelo circuital

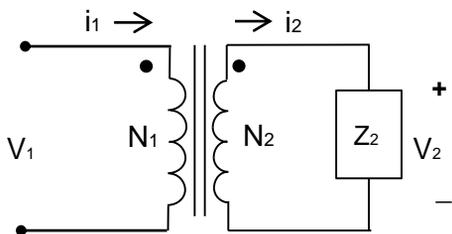
De 1.09       $a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1}$       (1.14)

De 1.12       $a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{v_1}{v_2}$       (1.15)

Fig.1.12 El transformador ideal

El modelo circuital del transformador ideal se muestra en la fig.1.12 a)

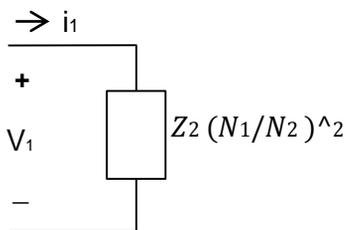
### 1.4.2.3 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS



Se analiza el efecto del transformador, sobre la carga reflejada en la fuente.

De la fig.1.13 y las ec. 1.14 y 1.15, se obtiene:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{aV_2}{I_2/a} = a^2 \frac{V_2}{I_2} = a^2 Z_2 \quad (1.16)$$



Transformación de impedancias.

En el primario se refleja la impedancia del secundario, multiplicada por el cuadrado de la relación de transformación. El transformador le modifica a la fuente la impedancia de la carga, dependiendo de la relación de transformación .

Fig.1.13 El transformador ideal

### 1.4.2.4 MATERIAL MAGNÉTICO REAL

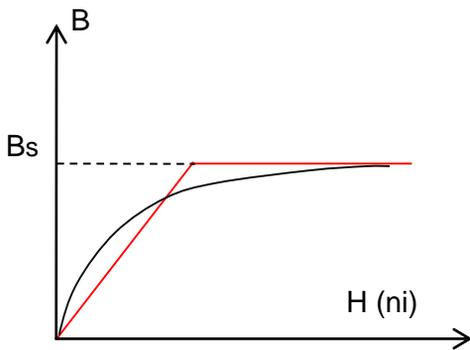


Fig. 1.14. Curva de magnetización.

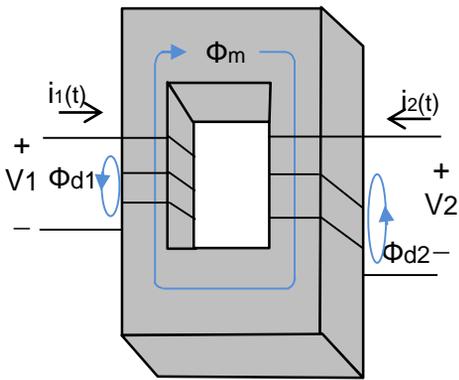
El material magnético real ( $\mu$  finito) se caracteriza por la curva B-H (línea media de la curva de histéresis). B es proporcional al voltaje inducido y H a  $l_m$ ;

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (1.17)$$

$\mu$ , pendiente de la curva, es variable. La curva se linealiza (línea en rojo) a una recta de pendiente  $\mu$  promedia, y otra de pendiente nula para  $B=B_s$ .(fig. 1.14)

### 1.4.2.5 TRANSFORMADOR DE PERMEABILIDAD FINITA

Se modela el transformador con material magnético real ( $\mu$  finito), pero sin pérdidas de energía en el hierro, (se ignoran corrientes parásitas y el fenómeno de histéresis) y conductor eléctrico ideal..



De 1.09  $\mu = \text{finito} \therefore \mathcal{R}_m \text{finito} \therefore i_m \text{ y } L_d \neq 0$

$$i_m = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{N_1} \quad (1.18)$$

$$v'_1 = L_m \frac{di_m}{dt} \therefore i_m = \frac{1}{L_m} \int v'_1 dt \quad (1.19)$$

Fig. 1.14 Flujos con  $\mu$  finito.  $v'_1 = N_1 A \frac{dB}{dt} \therefore \int_0^{B_s} dB = \frac{1}{N_1} \int_0^{T/2} v'_1 dt$

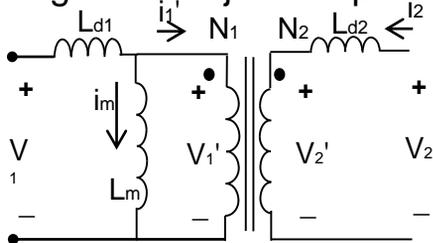
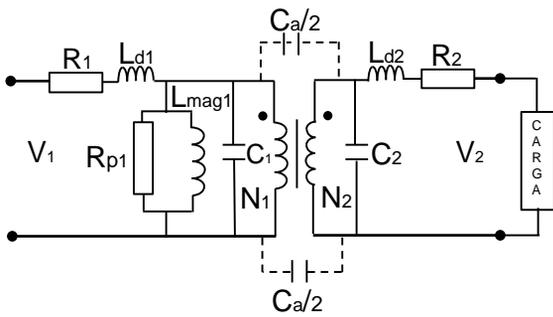


Fig. 1.15 Modelo circuítal con  $\mu$  finito.

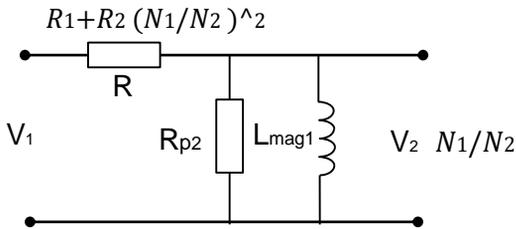
Si los voltio-segundo ( $\int_0^{T/2} v_1 dt$ ) que se aplican al primario, durante medio ciclo sobrepasan un límite, B se incrementa hasta alcanzar la saturación (condición de corto circuito)

$$\text{Si } L_m \rightarrow 0 \therefore i_m \rightarrow \infty \quad (1.20)$$

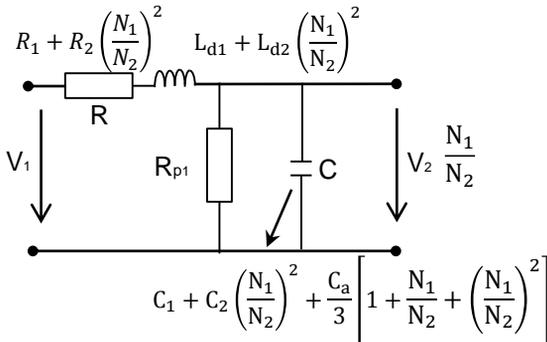
### 1.4.2.6 TRANSFORMADOR DE PULSOS 1



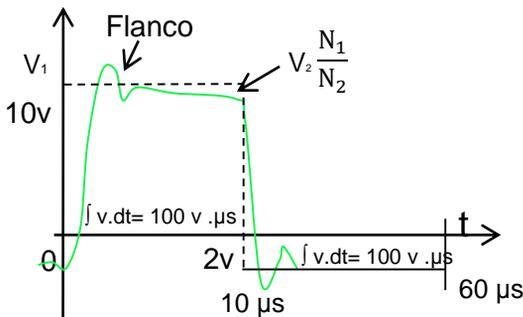
a) Circuito equivalente.



b) Circuito equivalente a BF.



c) Circuito equivalente a HF.



d) Formas de onda

Se utiliza para aislar eléctricamente el circuito de control, del circuito de potencia de un convertidor de E.P. Generalmente el número de espiras del primario, es igual al del secundario.

La función del transformador es la de transmitir el pulso de control, y convertirlo en un pulso de disparo para el tiristor

El voltaje aplicado al transformador durante el tiempo que dure la señal de control, debe satisfacer la ecuación 1.21, para que el núcleo no se sature

$$\frac{1}{N_1 A} \int_0^t v_1 dt \leq B_{sat} \quad (1.21)$$

Al aplicar el pulso, el transformador se comporta de acuerdo al circuito equivalente para alta frecuencia (HF), y pasado el período transitorio, la salida del transformador corresponde al circuito equivalente de baja frecuencia.(BF)

C1 y C2 son capacitancias propias de cada bobinado, y Ca es la capacitancia interdevanado. Estos parámetros intervienen en el modelo de alta frecuencia

Fig. 1.16 Transformador de pulsos

## 1.4.3 EL INDUCTOR

### 1.4.3.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES

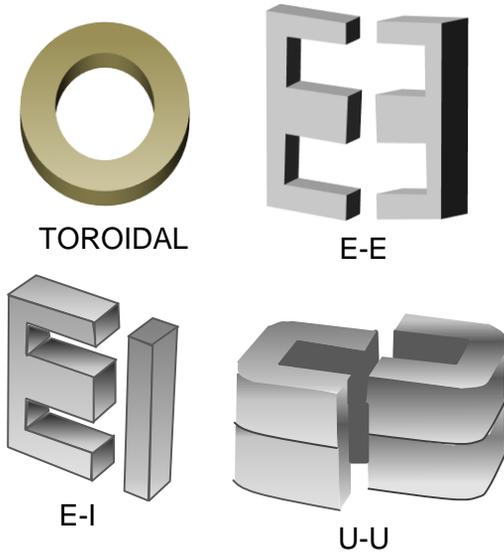


Fig. 1.17 Núcleos magnéticos

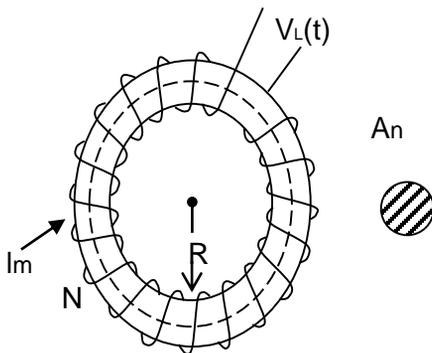


Fig. 1.18 Inductor toroidal

Un inductor es un circuito eléctrico (bobina) arrollado sobre un núcleo magnético, de láminas de acero al silicio (baja frecuencia), o ferrita (alta frecuencia). Los núcleos pueden ser de diferente forma: toroidal, E-E, EI, C, etc.

Aplicando la ley de Ampere al inductor toroidal(fig. 1.18).

$$\int_{\ell_m} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{s}$$

$$H\ell_m = Ni = \frac{B}{\mu} \ell_m \quad (1.22)$$

Definición:

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{NBA_n}{i} = \frac{N^2 A_n \mu}{\ell_m} \quad (1.23)$$

$$\mu = f(B) \rightarrow L = f(i)$$

Ley de Faraday :

$$v_L(t) = \frac{d\lambda}{dt} = NA \frac{dB}{dt}$$

$$= L \frac{di}{dt} \quad (1.24)$$

L se opone a los cambios temporales de corriente (**inercia electromagnética**) .

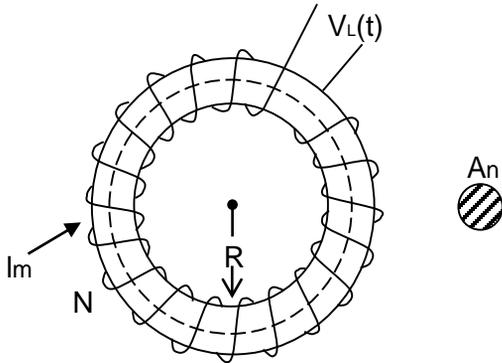
Si :

$$B \rightarrow B_s(sat) \rightarrow \frac{dB}{dt} = 0 \rightarrow V_L = 0$$

**La saturación del núcleo magnético equivale a cortocircuitar el inductor** 49

## 1.4.3.2 COMPORTAMIENTO DEL INDUCTOR

### 1.4.3.2.1 EXCITACIÓN SINUSOIDAL



$$i(t) = I_m \sin(\omega t)$$

$$B = B_m \sin(\omega t)$$

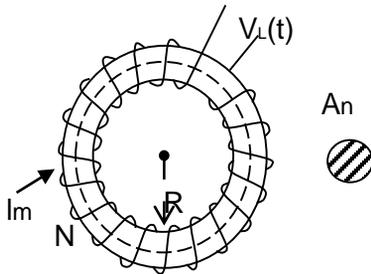
$$v_L = NA_n \frac{dB}{dt} = \omega NA_n B_m \cos(\omega t)$$

$$V_L = 4.44 f NA_n B_m; \quad B_m \leq B_s \quad (1.25)$$

Si  $L$  representa un motor de AC, la relación  $V_L/f$  debe permanecer constante, para impedir saturación del núcleo.

Fig. 1.19 Excitación sinusoidal

### 1.4.3.2.2 EXCITACIÓN ALTERNA CUADRADA

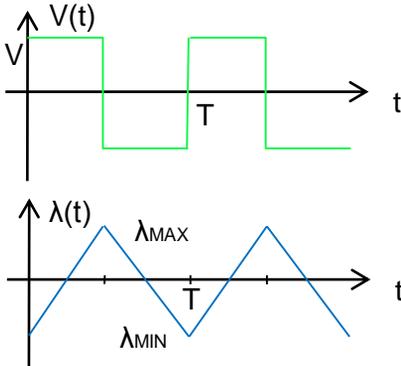


$$v(t) = V \quad 0 < t < T/2$$

$$v(t) = -V \quad T/2 < t < T$$

$$v(t) = v_L(t) = \frac{d\lambda}{dt} \approx \frac{\Delta\lambda}{\Delta t}$$

a) Circuito



b) Formas de onda

para  $\Delta t = T/2$ ,  $v_L = V$

$$\Delta\lambda = \lambda_{max} - \lambda_{min}$$

$$\Delta\lambda = 2\lambda_{max}$$

$$\lambda_{max} = NA_n B_{max}$$

$$v_L \cong \frac{2NA_n B_{max}}{T/2} = v(t) = V$$

$$V_L = 4NA_n f B_{max} \quad (1.26)$$

Fig.1.20 Excitación alterna cuadrada

### 1.4.3.3 PÉRDIDAS DE POTENCIA EN COMPONENTES MAGNÉTICOS

#### PÉRDIDAS POR HISTÉRESIS

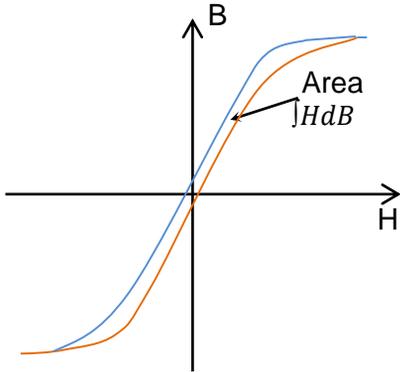


Fig. 1.21 Lazo de histéresis

Se genera por el proceso de inversión no elástico, de los dipolos magnéticos, al invertirse H.

$W$  disipada por ciclo = (volumen del núcleo) \* (área del lazo de histéresis)

$$P_h = K_h f B_m^\alpha \quad * \text{Volumen núcleo} \quad (1.27)$$

$$1.6 < \alpha < 2.0$$

#### PÉRDIDAS POR CORRIENTES PARÁSITAS

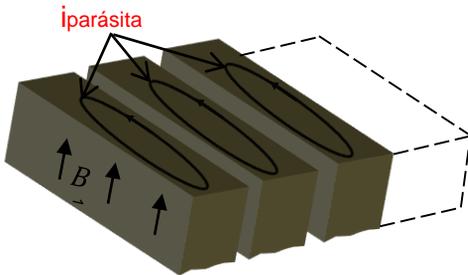


Fig. 1.22 Corrientes parásitas

Las generan las corrientes inducidas dentro del núcleo ferro-magnético, por el flujo variable del componente magnético. Para reducir las pérdidas, se incrementa la resistividad del material magnético (se adiciona silicio). En alta frecuencia se utilizan cerámicas magnéticas (ferritas), que presentan alta resistividad y permiten reducir las pérdidas parásitas, que aumentan mucho con la frecuencia

#### PÉRDIDAS EN EL COBRE



Fig. 1.23 Efecto Piel

Se generan por efecto Joule en la resistencia del conductor. La resistencia varía con la frecuencia (efecto piel) debido a la inductancia interna de los hilos centrales del conductor. La corriente se concentra en la periferia del conductor, al aumentar la frecuencia.

### 1.4.3.4 MODELO CIRCUITAL DEL INDUCTOR

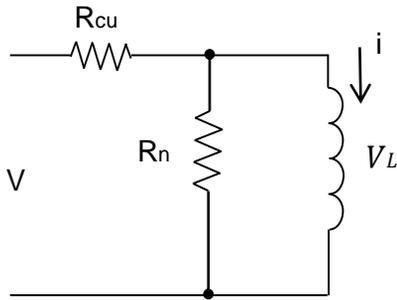


Fig. 1.24 Modelo circuital

$R_{cu}$  modela las pérdidas en el cobre (efecto Joule).

$R_n$ : modela las pérdidas en el núcleo magnético, debido al fenómeno de histéresis y corriente parásita.

:  $f ( B_m , frecuencia)$

$L$  : modela el almacenamiento de energía en forma de campo magnético.

$L$  :  $f (geometría, i)$

### 1.4.3.5 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA SIN ENTREHIERRO

$$W_a = L_W H_W = N \frac{A_{cu}}{K_u} \quad (1.28)$$

$A_{cu}$  = Área del conductor de cobre

$K_u$  = Factor de utilización de la ventana

$N$  = Número de espiras

De 1.28

$$N = \frac{W_a K_u}{A_{cu}} = \frac{W_a K_u J}{I_e} \quad (1.29a)$$

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} = \frac{N A_n B}{i} = \frac{N A_n B_{max}}{i_{max}} \quad (1.29b)$$

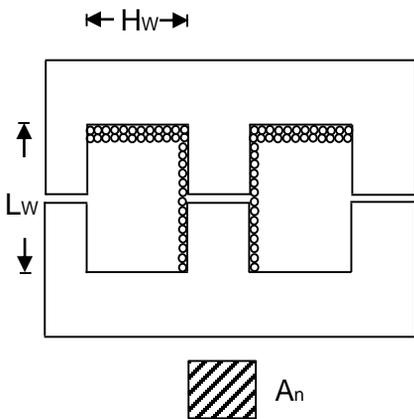


Fig.1.25 Caracterización del núcleo.

Se asume lineal, la curva de magnetización .De 1.28 y 1.29

$W_a = L_w * H_w = \text{área de la ventana}$

$A_n = \text{área seccional del núcleo ferromagnético}$

$W_a * A_n = \text{área producto del núcleo}$

$$L = \frac{W_a A_n K_u B_{max} J}{i_{max} I_e} \quad (1.30)$$

La ec. 1.29 a) establece un requerimiento geométrico y la 1.29 b) un requerimiento electromagnético.

# 1.5 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES IDEALES

## 1.5.1 DIODOS - TIRISTORES

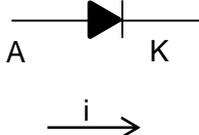
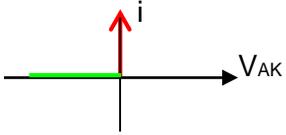
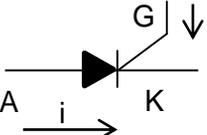
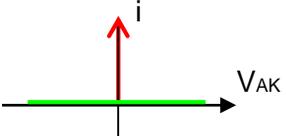
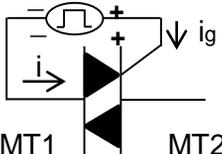
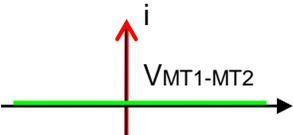
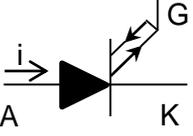
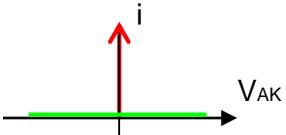
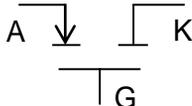
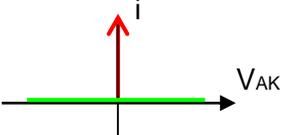
DISPOSITIVOS	SÍMBOLO	CARACTERÍSTICAS v-i IDEAL	CONDICIONES OPERATIVAS COMO INTERRUPTOR
DIODO			$v_{AK} > 0 \quad i > 0 \quad S_{on}$ $v_{AK} < 0 \quad i = 0 \quad S_{off}$
SCR			$v_{AK} > 0 \quad i_{GK} > 0 \quad i > 0$ $v_{AK} > 0 \quad i_{GK} = 0 \quad i = 0$
TRIAC			$V_{MT1-MT2} < 0 \quad i_g < 0 \quad i > 0 \quad S_{on}$ $i_g > 0$ $V_{MT1-MT2} > 0 \quad i_g < 0 \quad i > 0 \quad S_{on}$ $i_g > 0$ $V_{MT1-MT2} < 0 \quad i_g = 0 \quad i = 0 \quad S_{off}$
GTO			$V_{AK} > 0 \quad i_{GK} > 0 \quad i > 0 \quad S_{on}$ $V_{AK} > 0 \quad i_{GK} < 0 \quad i = 0 \quad S_{off}$ $V_{AK} > 0 \quad i_{GK} = 0 \quad i = 0 \quad S_{off}$
MCT			$V_{AK} > 0 \quad V_{GK} < 0 \quad i > 0 \quad S_{on}$ $V_{AK} < 0 \quad V_{GK} > 0 \quad i = 0 \quad S_{off}$ $V_{AK} > 0 \quad V_{GK} = 0 \quad i = 0 \quad S_{off}$

Tabla 1.01 Símbolo, Característica v-i ideal de diodos y tiristores.

## 1.5.2 TRANSISTORES DE POTENCIA

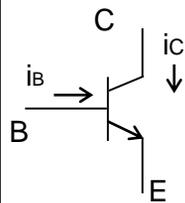
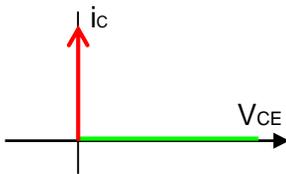
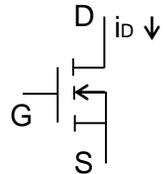
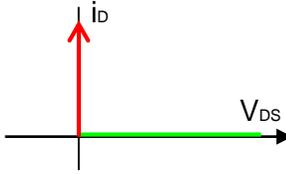
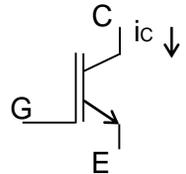
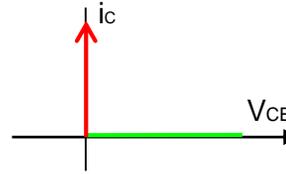
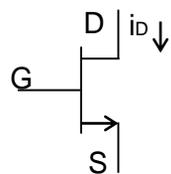
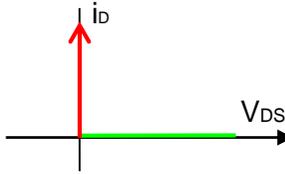
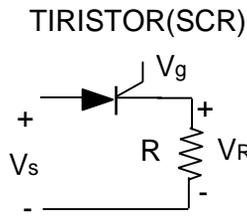
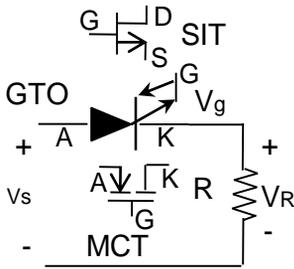
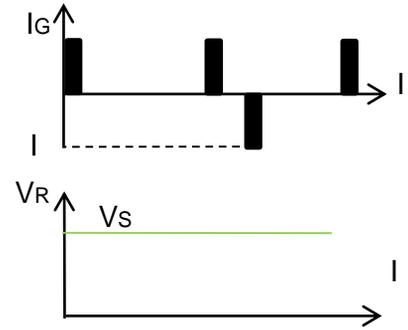
DISPOSITIVOS	SÍMBOLO	CARACTERÍSTICAS v-i IDEAL	CONDICIONES OPERATIVAS COMO INTERRUPTOR
BJT(NPN)			$i_B > 0 \quad i_C > 0 \quad S_{on}$ $i_B \leq 0 \quad i_C = 0 \quad S_{off}$
MOSFET CANAL N			$V_{GS} > 0 \quad i_D > 0 \quad S_{on}$ $V_{GS} \leq 0 \quad i_D = 0 \quad S_{off}$
IGBT			$V_{GE} > 0 \quad i_C > 0 \quad S_{on}$ $V_{GE} \leq 0 \quad i_C = 0 \quad S_{off}$
SIT			$V_{GS} > 0 \quad i_D > 0 \quad S_{on}$ $V_{GS} \leq 0 \quad i_D = 0 \quad S_{off}$

Tabla 1.02 Símbolo, Característica v-i ideal de transistores

### 1.5.3 CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA 14

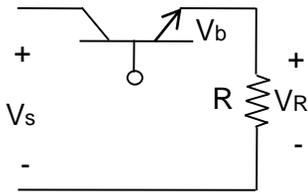
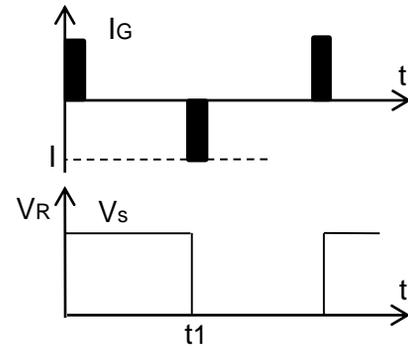


CONMUTACIÓN DEL TIRISTOR

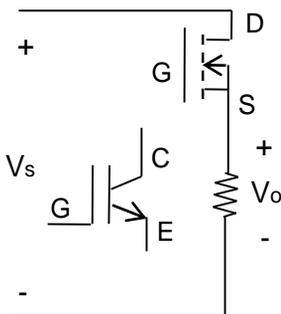
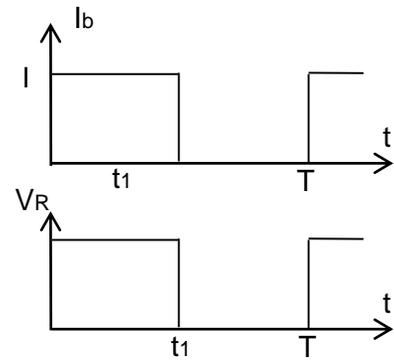


CONMUTACIÓN DEL SIT, GTO Y MCT

(La lógica de operación del MCT es inversa a la del GTO)



CONMUTACIÓN DEL TRANSISTOR



CONMUTACIÓN DEL MOSFET, IGBT

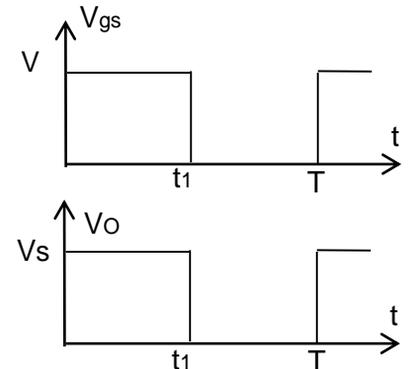
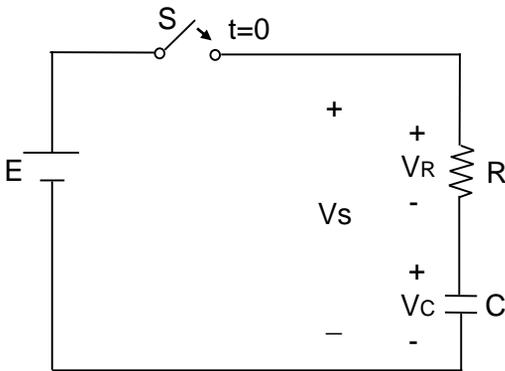


Tabla 1.03 Característica de control de dispositivos semiconductores.

# 1.6 CIRCUITOS EXCITADOS POR FUENTES CONTINUAS

## 1.6.1 CIRCUITO RC



a) Circuito.

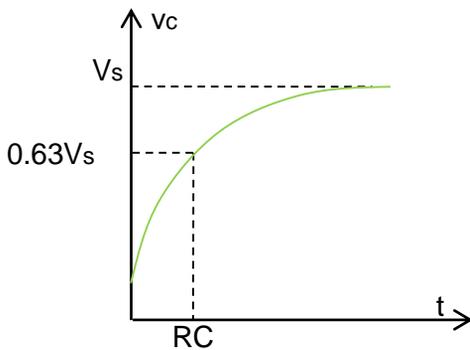
$$E = V_s = iR + \frac{1}{C} \int idt + V_c(t = 0)$$

Si  $V_c(t = 0) = 0$

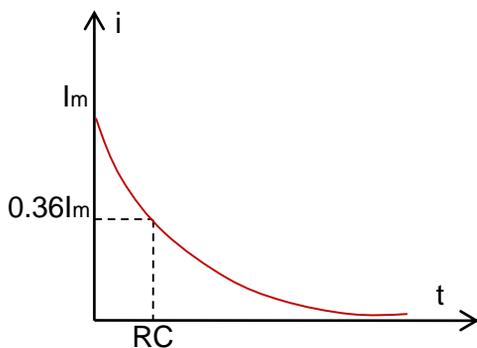
$$i = \frac{V_s}{R} e^{-t/RC} \quad (1.31)$$

$$V_R = V_s e^{-t/RC}$$

$$V_c = V_s (1 - e^{-t/RC}) \quad (1.32)$$



b) Forma de onda de  $v_c$ .



c) Forma de onda de  $i$   
Fig. 1.26 Circuito RC.

Definición:  $\tau = RC$  = Constante de tiempo

$$V_c = V_s (1 - e^{-t/\tau})$$

Para  $t = \tau$ ,  $v_c = 0.632V_s$

$$i = \frac{V_s}{R} e^{-t/\tau} \quad I_m = \frac{V_s}{R}$$

En  $t=0+$  el capacitor se comporta como un corto circuito.

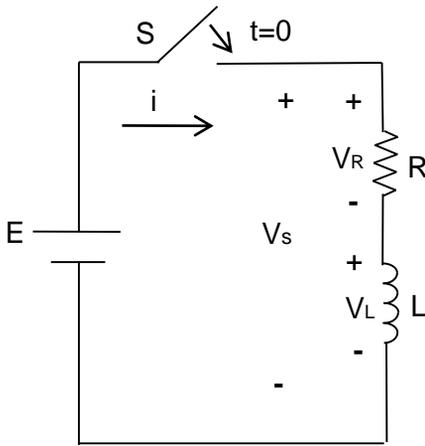
Para  $t = \tau$ ,  $i = 0,368I_m$

$t = 5\tau$ ,  $i = 7 \times 10^{-3}I_m$

Se considera  $t = 5\tau$ , el fin del proceso transitorio

En  $t = 5\tau$ , el capacitor se comporta como un circuito abierto

## 1.6.2 CIRCUITO R-L



a) Circuito

$$E = V_s = iR + L \frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{V_s}{R} \left( 1 - e^{-R/Lt} \right) \quad (1.33)$$

$$V_R = V_s \left( 1 - e^{-R/Lt} \right)$$

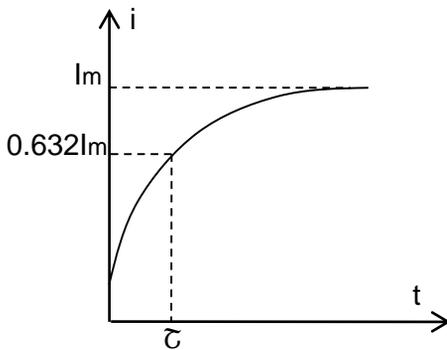
$$V_L = V_s e^{-R/Lt} \quad (1.34)$$

Definición:  $\tau = \frac{L}{R}$  (Constante de tiempo)

Para  $t = \tau$

$$i = I_m \left( 1 - e^{-t/\tau} \right) = 0,632 I_m$$

$$I_m = \frac{V_s}{R}$$



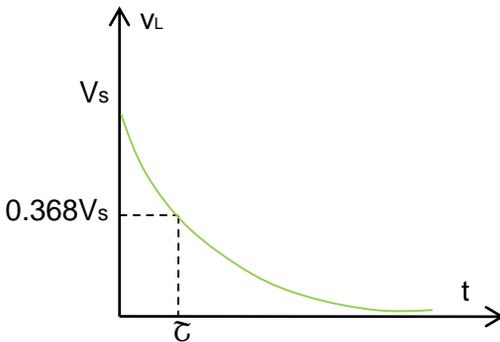
b) Forma de onda de i

En  $t=0+$  el inductor se comporta como circuito abierto.

$$V_L = V_s e^{-t/\tau}$$

Para  $t = \tau, V_L = 0,368 V_s$

$$t = 5\tau, V_L = 7 \times 10^{-3} V_s$$

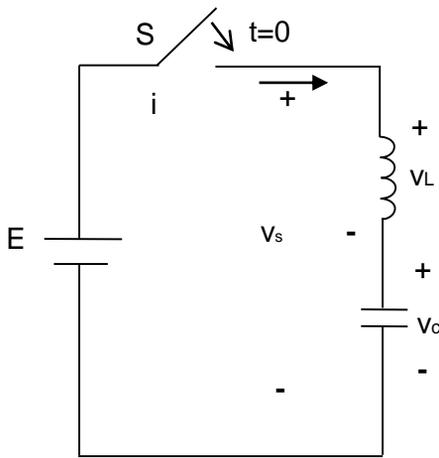


c) Forma de onda de  $v_L$

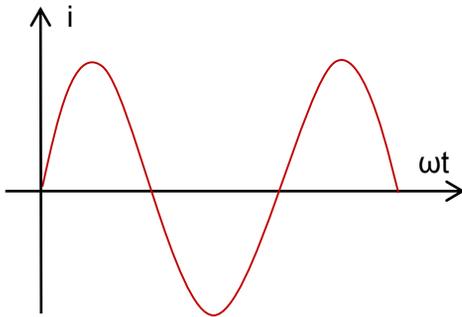
Se considera  $t = 5\tau$  el fin del proceso transitorio..El inductor se comporta como un corto circuito.

Fig. 1.27 Circuito RL

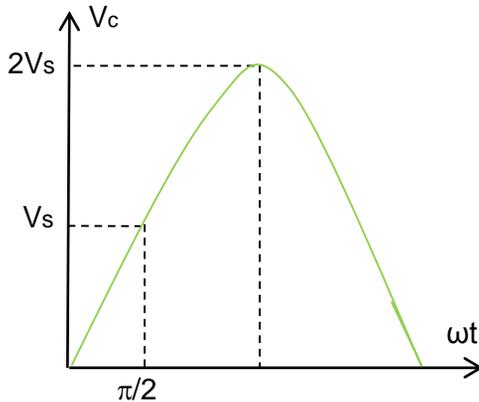
### 1.6.3 CIRCUITO LC



a) Circuito



b) Forma de onda de i



c) Forma de onda de  $v_c$

$$E = V_s = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + V_c(t = 0)$$

$$i(t = 0) = 0$$

$$V_c(t = 0) = 0$$

El circuito oscila con una frecuencia angular de

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Se transfiere la energía del campo magnético del inductor a la del capacitor y viceversa.

$$i =$$

$$V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_0 t \quad (1.35)$$

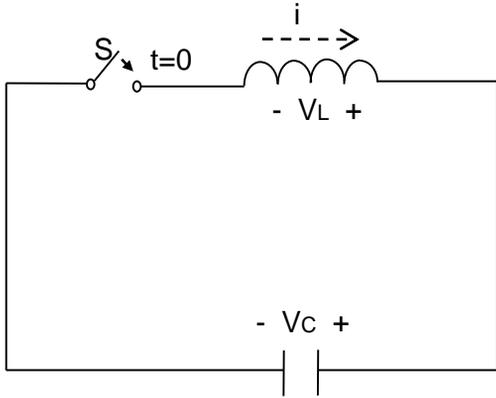
$$V_L = V_s \cos \omega_0 t \quad (1.36)$$

$$V_C = V_s(1 - \cos \omega_0 t) \quad (1.37)$$

En  $t = \frac{\pi\sqrt{LC}}{2}$ , se invierte el voltaje en el inductor, y el voltaje en el capacitor es la suma del voltaje de la fuente, más el del inductor.

Fig. 1.28 Circuito LC .

### 1.6.4 CIRCUITO LC DE FUNCIONAMIENTO LIBRE

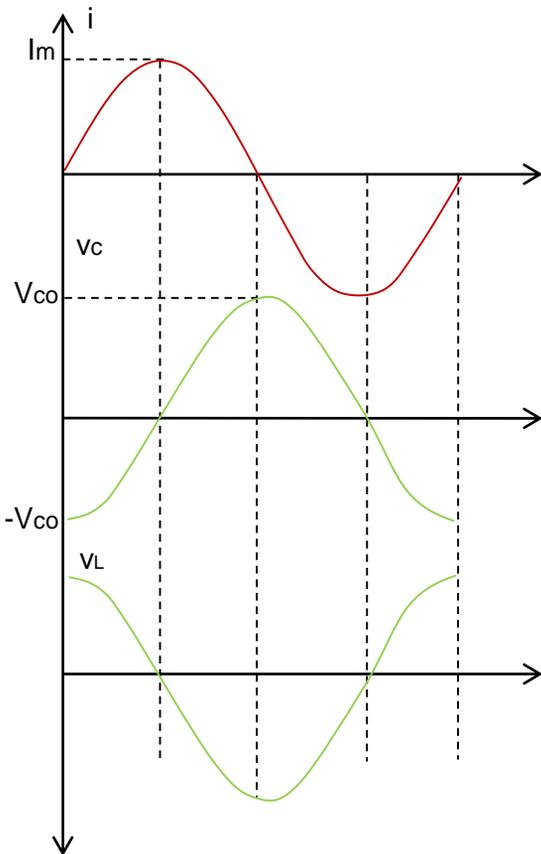


a) Circuito.

$$V_L + V_C = 0$$

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = 0$$

$$V_C(t = 0) = -V_{C_0}$$



b) Forma de onda de  $i, V_C, V_L$

$$0 = L_s I(s) + \frac{1}{sC} I_s + \frac{V_{C_0}}{s}$$

$$I_s = \frac{V_{C_0}}{L(s^2 + 1/LC)} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$\omega_0$  = Frecuencia angular de oscilación

$$i(t) = V_{C_0} \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_0 t \quad (1.38)$$

$$I_m = V_{C_0} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega_0 t)$$

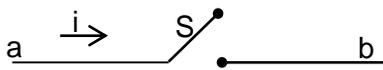
$$V_C = -V_L = -V_{C_0} \cos \omega_0 t \quad (1.39)$$

Este circuito se utilizaba para el apagado forzado de los SCR, cuando se utilizaban en circuitos de corriente continua.

Fig. 1.29 Circuito LC oscilante.

## 1.7 MODELAMIENTO DE INTERRUPTORES

### 1.7.1 CARACTERÍSTICAS DE UN INTERRUPTOR IDEAL



S abierto(  $i = 0$  para cualquier  $V_{ab}$ ).

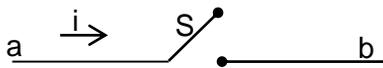


S cerrado(  $V_{ab} = 0$  para cualquier  $i$ ).

El cambio de estado es instantáneo

Fig. 1.30 Interruptor ideal.

### 1.7.2 CARACTERÍSTICAS DE UN INTERRUPTOR REAL



S abierto;  $i$  muy pequeño para  $V_{ab} \leq V_{nom}$

S cerrado,  $V_{ab}$  pequeño para  $I \leq I_{nom}$



Los interruptores se caracterizan por valores nominales de voltaje y corriente, que no se pueden sobrepasar. El cambio de estado no es instantáneo. Los semiconductores de potencia se comportan en un SEP como interruptores reales.

Fig. 1.31 Interruptor real.

### 1.7.3 CARACTERÍSTICAS DE UN INTERRUPTOR EN CONMUTACIÓN

El interruptor conmuta a una frecuencia

$$(f_c) \quad f_c = 1/T_c \quad (1.40)$$

Se define relación de trabajo (D).

$$D = \frac{t_{on}}{T_c} \quad (1.41)$$

$t_{on}$  = tiempo que dura S cerrado

$$t_{off} = (1 - D)T_c \quad (1.42)$$

$t_{off}$  = tiempo que dura S abierto.

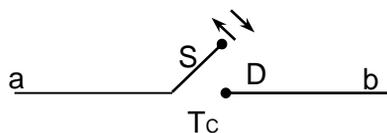
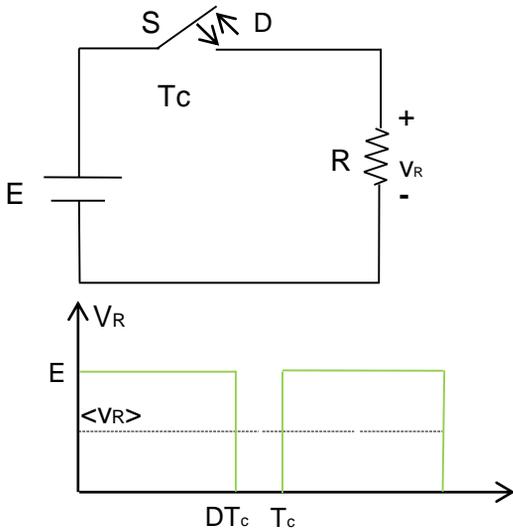


Fig. 1.32. Interruptor conmutado

# 1.8 CIRCUITOS CONMUTADOS CON EXCITACIÓN CONSTANTE

## 1.8.1 CIRCUITO RESISTIVO



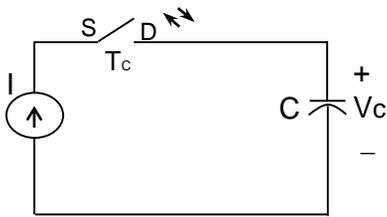
$\langle V_R \rangle =$  Voltaje medio en el resistor

$$\langle v_R \rangle = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} V_R dt$$

$$\langle v_R \rangle = DE \quad (1.43)$$

Fig. 1.33 Circuito resistivo

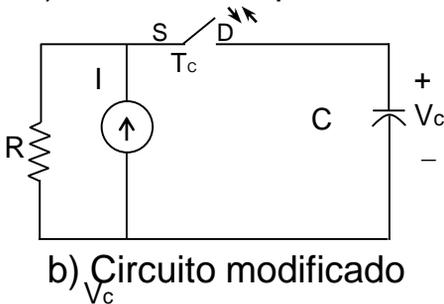
## 1.8.2 CIRCUITO CAPACITIVO



a) Circuito no operativo.

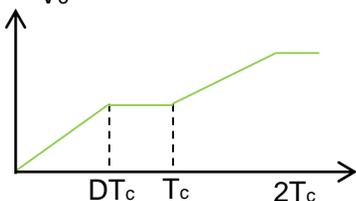
Al cerrar S  $v_c = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{I}{C} t \quad (1.44)$

Al abrir S, desaparece el camino para la corriente, y el voltaje de la fuente tiende a infinito.



b) Circuito modificado

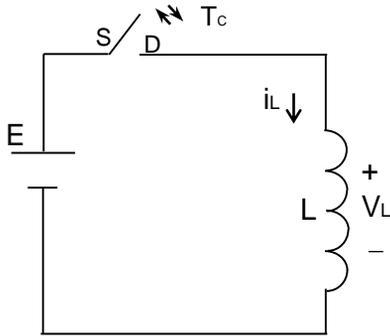
Se debe modificar el circuito, adicionando un resistor en paralelo a la fuente de corriente.



El voltaje en el capacitor no es periódico, sino que crece indefinidamente.

Fig. 1.34 Circuito capacitivo .

### 1.8.3 CIRCUITO INDUCTIVO

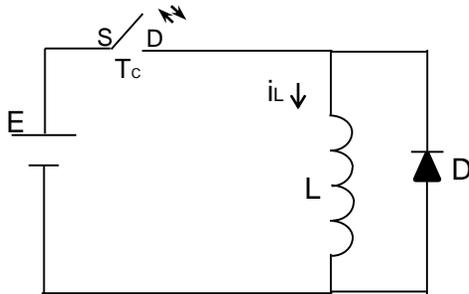


a) Circuito no operativo

Al cerrar S ( $t = 0^+$ )  $v_L = L \frac{di}{dt} = E$

Si  $i(t = 0^-) = 0$

$$i = \frac{E}{L}t \quad (1.45)$$



b) Circuito modificado

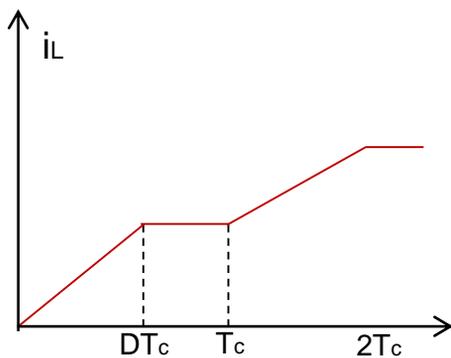
Al abrir S en  $t = t_1$

$$i(t = t_1^-) = \frac{E}{L}t_1; \quad i(t = t_1^+) = 0$$

La corriente desaparece súbitamente

$$\frac{di}{dt} \rightarrow \infty \quad v_L \rightarrow \infty \quad (1.46)$$

El circuito(fig.1.35a) no es operativo (colapsa el aislamiento)



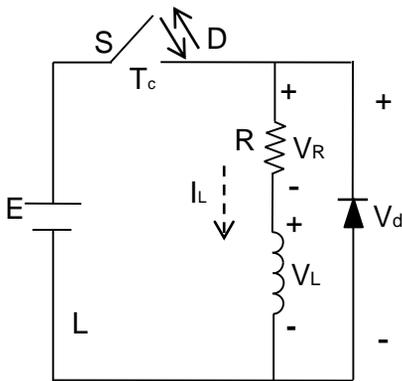
c) Forma de onda de  $i_L$

Se adiciona en antiparalelo con el inductor, un diodo (diodo de rueda libre) para que la corriente sea una función continua (  $di/dt$  es de valor finito).El diodo provee un camino para la corriente, cuando se abre el interruptor.

La corriente en el inductor crece indefinidamente al aumentar el tiempo. Este comportamiento no ocurre en la realidad, por la resistencia del inductor .

Fig. 1.35 Circuito inductivo

### 1.8.4 CIRCUITO R – L



a) Circuito

El diodo de rueda libre provee continuidad en la corriente al abrir S. En régimen permanente la conmutación periódica del interruptor, hace que las variables corriente y voltaje sean periódicas

$$i_L(t) = i_L(t + T)$$

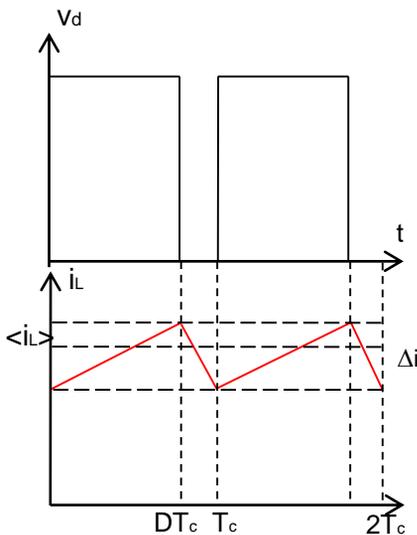
$$\int_t^{t+T} v_L dt = L \int_t^{t+T} di_L = \frac{T}{L} \langle v_L \rangle = 0 \quad (1.47)$$

El voltaje promedio del inductor en régimen permanente es nulo.

Aplicando Kirchhoff para voltajes promedios

$$\langle v_d \rangle = DE = \langle v_L \rangle + \langle v_R \rangle = \langle i_L R \rangle$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{DE}{R} \quad (1.48)$$



b) Formas de onda

Para  $0 \leq t \leq DT_c$

$$L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \cong E - \langle i_L R \rangle; \quad \Delta t = DT_c$$

$$\Delta i_L \cong \frac{E(1 - D)DT_c}{L} \quad (1.49)$$

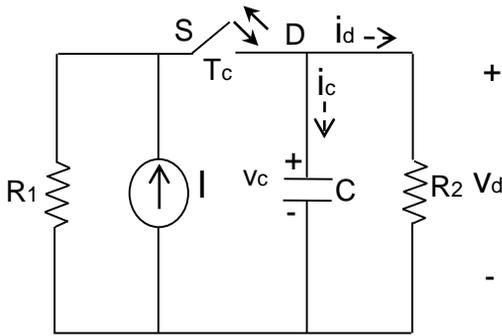
Para  $DT_c \leq t \leq T_c$

$$L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \cong \langle i_L \rangle R; \quad \Delta t = (1 - D)T_c$$

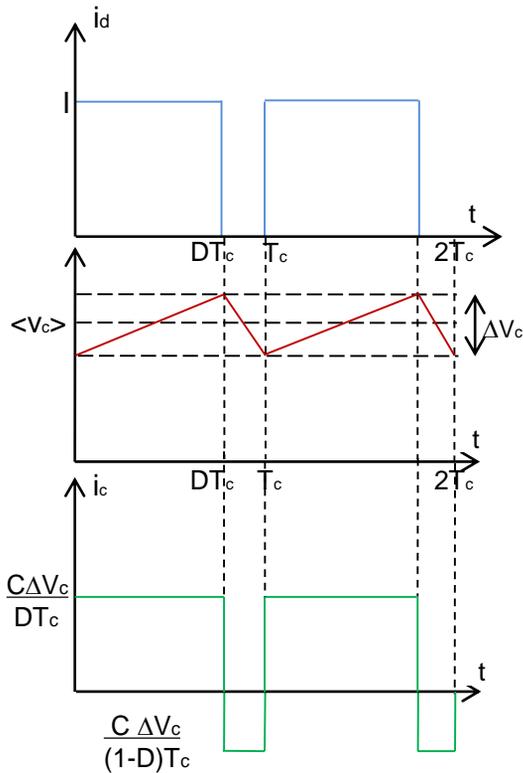
$$\Delta i_L = \frac{DE T_c (1 - D)}{L} \quad (1.50)$$

Fig. 1.36 Circuito R – L

## 1.8.5 CIRCUITO RC



a) Circuito



b) Formas de onda en régimen permanente

Fig. 1.37 Circuito R – C conmutado

La conmutación del interruptor hace que las variables de corriente y voltaje sean periódicas, con período igual al de conmutación

$$v_c(t) = v_c(t + T)$$

$$i_c = Cdv_c/dt$$

$$\int_t^{t+T} i_c dt = C \int_{v_c(t)}^{v_c(t+T)} dv_c = T \langle i_c \rangle = 0 \quad (1.51)$$

La corriente promedia en un capacitor en régimen permanente es nula. Aplicando Kirchhoff de corrientes, para valores promedios

$$\langle i_d \rangle = \langle i_c \rangle + \langle i_{R2} \rangle = DI$$

$$\langle v_d \rangle = \langle v_c \rangle = \langle i_{R2} \rangle R_2 = DIR_2$$

Para  $0 \leq t \leq DT_c$

$$C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} = I - \frac{\langle v_d \rangle}{R_2}$$

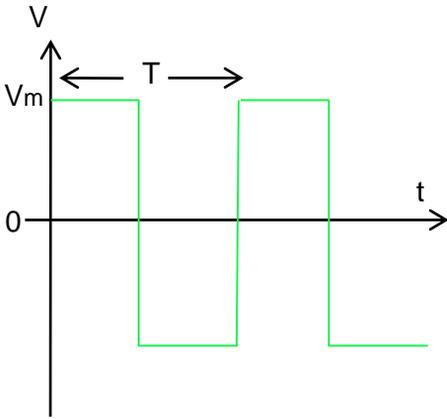
$$\Delta v_c = \frac{I(1-D)DT_c}{C} \quad (1.52)$$

$$DT_c \leq t \leq T_c ; C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} = -\langle i_{R2} \rangle$$

$$\Delta v_c = \frac{DT_c(1-D)I}{C} \quad (1.53)$$

# 1.9 CARACTERÍSTICAS DE SEÑALES

## 1.9.1 SEÑALES PERIÓDICAS BIPOLARES



a) Señal alterna cuadrada

Se define por período de una señal periódica, al intervalo de tiempo en el cual la variable adquiere el mismo valor.

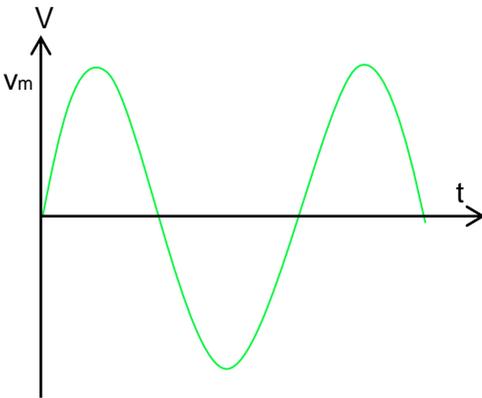
$$v(t) = v(t + T) \quad (1.54)$$

T = período

La señal bipolar es positiva y negativa dentro del período.

Se define valor medio de la señal a:

$$\langle v \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v dt \quad (1.55)$$



b) Señal sinusoidal

Si la señal es simétrica con respecto al eje de las abscisas, el valor medio es nulo.

Se define valor eficaz o r.m.s. a:

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (1.56)$$

El valor eficaz se asocia a la transferencia de energía en el circuito

Para la señal alterna cuadrada

$$V_e = V \quad (1.57)$$

Para la señal sinusoidal

$$V_e = V_m / \sqrt{2} \quad (1.57b)$$

Fig. 1.38 Señal periódica bipolar

## 1.9.2 SEÑAL PERIÓDICA UNIPOLAR

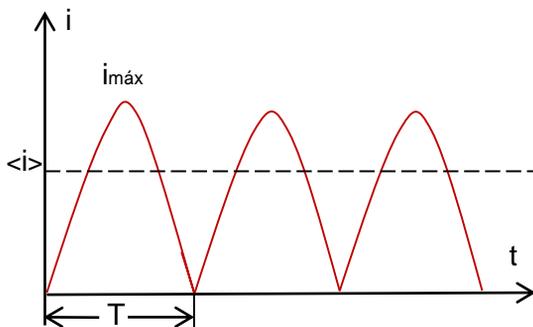


Fig. 1.39 Señal periódica unipolar

$$\langle i \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i(dt) \neq 0$$

El valor medio se asocia con transferencia de carga.

$$\text{Si } i = \langle i \rangle + i'(t) \quad (1.58)$$

$i'$  = Componente alterna de  $i$  sobre  $\langle i \rangle$ .

Factor de rizado

$$F_r = \frac{I'_e}{\langle i \rangle} \quad (1.59)$$

Factor de forma

$$F_f = \frac{I_e}{\langle i \rangle} \quad (1.60)$$

## 1.9.3 SEÑAL PERIÓDICA PWM

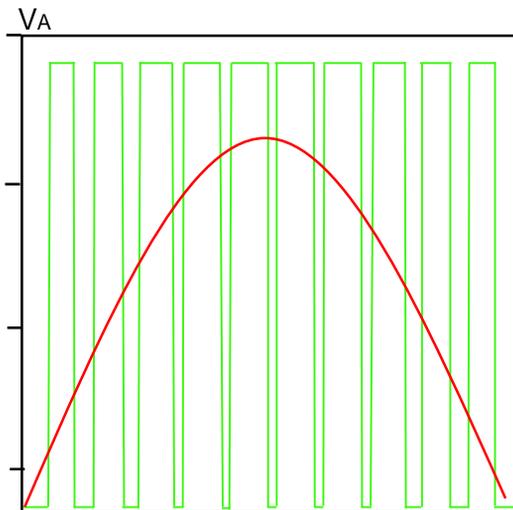


Fig. 1.40 Señal periódica PWM

La modulación del ancho de pulso (PWM), se refiere al control del valor promedio local de una variable conmutada.

$$\langle v_A \rangle = \frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t v_A(\tau) d\tau \quad (1.61)$$

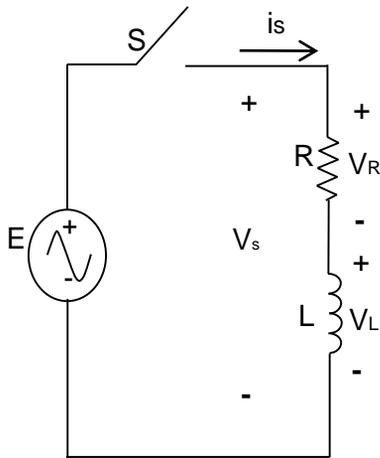
Duración del pulso =  $dT_c$

Para la fig. 1.40,  $d$  varía de acuerdo a una ley sinusoidal

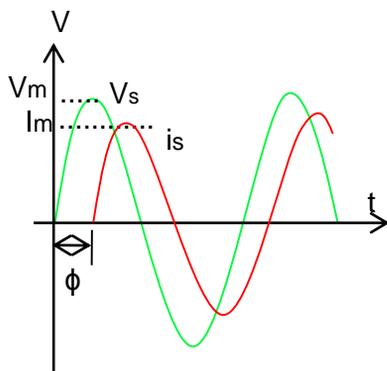
En los convertidores conmutados a alta frecuencia de E.P., las variables presentan componentes de AF debido a la conmutación, y de BF debido a los cambios de la carga o de la fuente

# 1.10 CIRCUITOS CON EXCITACIÓN SINUSOIDAL Y CARGA LINEAL

## 1.10.1 CIRCUITO R-L



a) Circuito



b) Formas de onda

Fig. 1.41 Circuito RL con excitación sinusoidal

### REGIMEN TRANSITORIO

$$v_s = V_m \sin(\omega t) = iR + L \frac{di}{dt}$$

$$\text{Si } i(t = 0) = I_0$$

$$i_s = \left( I_0 + \frac{V_m}{Z} \sin \varphi \right) e^{-Rt/L} + \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (1.62)$$

$$Z = \sqrt{(\omega L)^2 + R^2} \quad \dots \quad \varphi = \tan^{-1}(\omega L/R)$$

$$(1.63)$$

### REGIMEN PERMANENTE

$$i_s = I_m \sin(\omega t - \phi)$$

$$p(t) = v_s i_s = \frac{V_m I_m}{2} \cos \phi (1 - \cos 2\omega t) -$$

$$\frac{V_m I_m}{2} \sin(\phi) \sin(2\omega t) \quad (1.64)$$

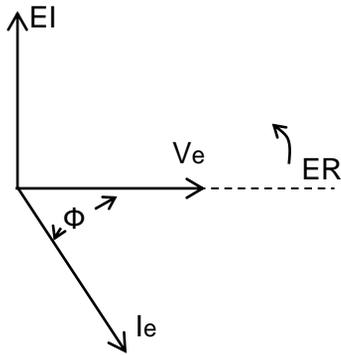
Se define potencia activa o real a la potencia promedio consumida en el circuito

$$\langle p \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = V_e I_e \cos \phi \quad (1.65)$$

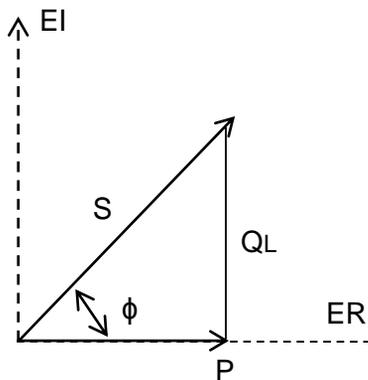
**<p> se asocia al flujo neto de energía, de ahí su nombre: Potencia activa**

# 1.10 CIRCUITOS CON EXCITACIÓN SINUSOIDAL Y CARGA LINEAL

## 1.10.1 CIRCUITO R-L



c) Diagrama fasorial



d) Triángulo de potencias

La potencia reactiva  $q(t)$  se expresa por :

$$q(t) = V_e I_e \sin \phi \sin 2\omega t \quad (1.66)$$

$\langle q(t) \rangle = 0$  (No aporta a la transferencia de energía.).

La demanda de  $q(t)$  se asocia a la generación de campos electromagnéticos

$$i_s = I_m \sin(\omega t - \phi) \\ = \text{imag}\{I_m e^{-j\phi} e^{j\omega t}\}$$

$$\vec{I}^s = I_m (e^{-j\phi}) \quad (\text{fasor}) \quad (1.67)$$

La corriente atrasa al voltaje.

El diagrama fasorial del circuito (fig.1.41 c) muestra la posición relativa de la corriente en el circuito, en relación con el voltaje en un plano complejo

Se define potencia aparente(S)

$$S = P + jQ_L = V_e I_e \cos \phi + jV_e I_e \sin \phi$$

$$S = \vec{V}_s I_s^* \quad (1.68)$$

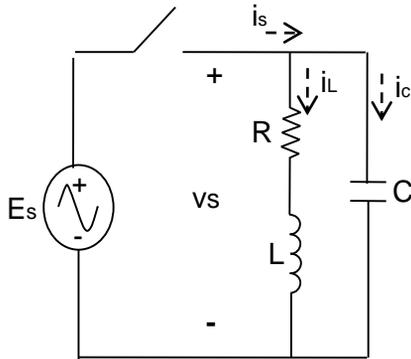
$$F_p = \frac{P}{S} = \cos \phi \quad (1.69)$$

$F_p$ =factor de potencia

Fig. 1.41 Circuito RL excitación sinusoidal

## 1.10.2 CIRCUITO R - L - C

### REGIMEN PERMANENTE



a) Circuito

$$v_s = V_m \sin \omega t$$

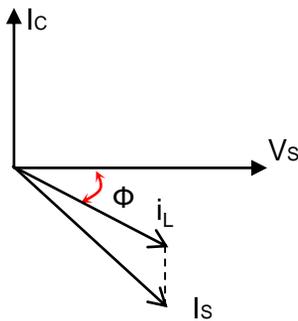
$$= i_L R + L \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$i_s = i_L + i_c \quad (1.70)$$

$$i_s = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi)$$

$$Z = (R + jX_L) \parallel X_C ; \phi = \tan^{-1} \frac{X_L - X_C}{R}$$

$$(1.71)$$

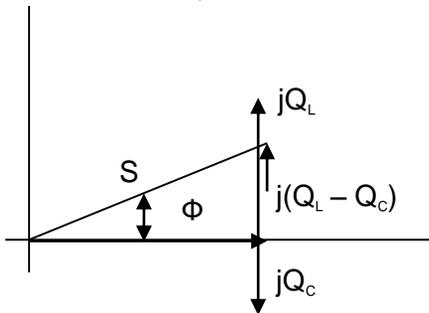


b) Diagrama fasorial

Los requerimientos de potencia reactiva del capacitor y del inductor son opuestos en el tiempo (contrafase). El inductor retorna potencia reactiva a la fuente, cuando el capacitor la solicita.

$$\tan \phi = \frac{(Q_L - Q_C)}{P} \quad (1.72)$$

$$\cos \phi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + (Q_L^2 - Q_C^2)}} \quad (1.73)$$



d) Triángulo de potencias

Los requerimientos de potencia reactiva de una carga R-L, asociados a la generación del campo magnético (B), se pueden proveer mediante los reactivos demandados por un capacitor, asociados a la generación del campo eléctrico (E.)

Fig. 1.42 Circuito R LC con excitación sinusoidal

En E.P. ocurren situaciones, en las cuales la demanda de reactivos, no está asociada a la generación de campos eléctricos o magnéticos.

## 1.11 FLUJO DE POTENCIA EN REDES NO LINEALES Y EXCITACIÓN NO SINUSOIDAL 7

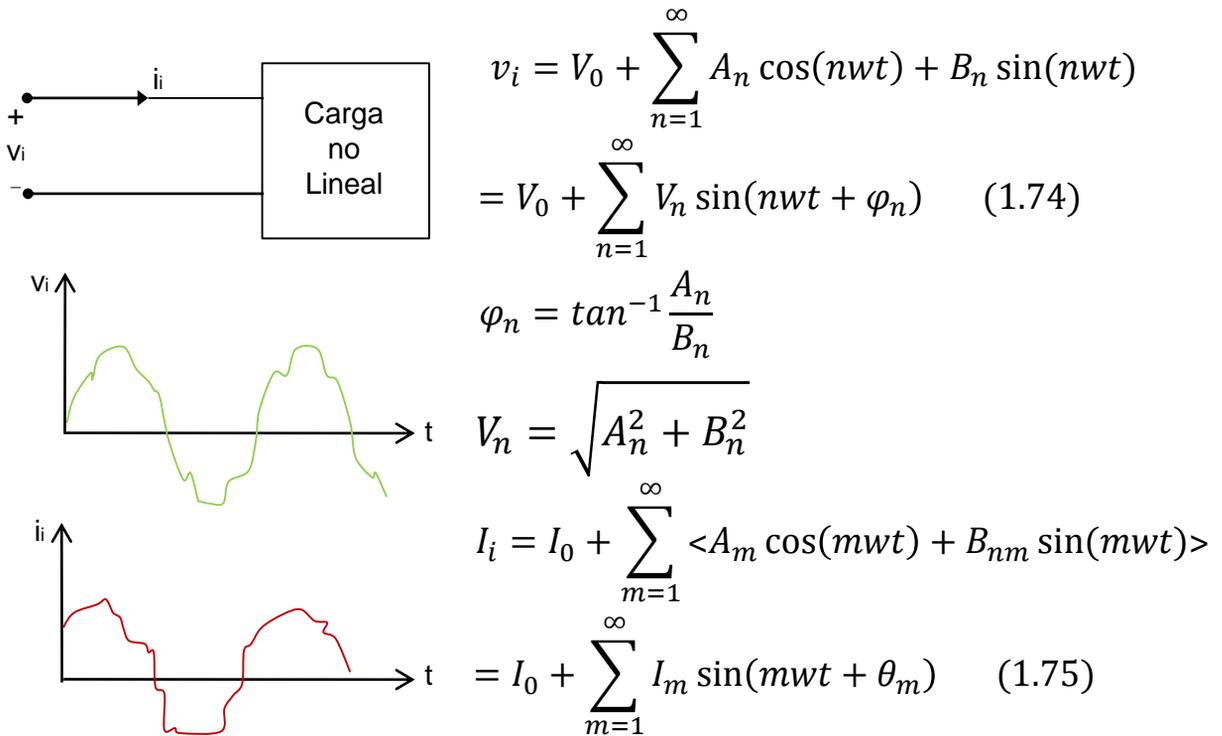


Fig. 1..43 Formas de onda  $\theta_m = \tan^{-1} \frac{A_m}{B_m}$  ;  $I_m = \sqrt{A_m^2 + B_m^2}$  de un circuito no lineal con excitación no sinusoidal.

$$\langle p \rangle = P_i = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T v i dt \quad (1.76)$$

$$\int_0^{2\pi} \sin(nx) \sin(mx) dx = \int_0^{2\pi} \cos(nx) \cos(mx) dx = \pi \delta_{mn}$$

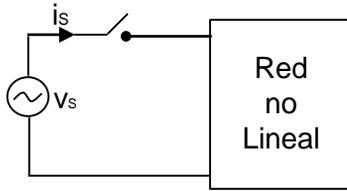
$$\int_0^{2\pi} \sin(mx) \cos(nx) dx = 0 \quad \delta_{mn} = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ 1 & m = n \end{cases}$$

con

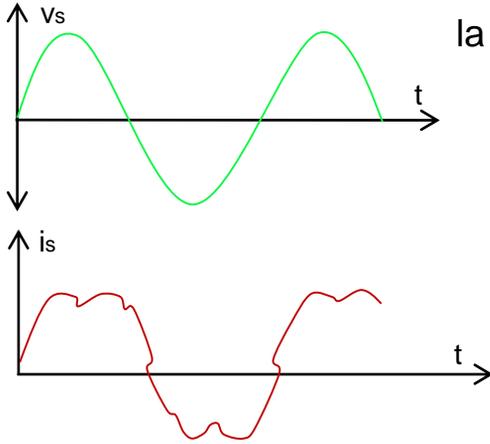
$$P_i = V_0 I_0 + \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\varphi_1 - \theta_1) + \frac{V_2 I_2}{2} \cos(\varphi_2 - \theta_2) + \dots \quad (1.77)$$

Solamente las componentes de igual frecuencia de la corriente y el voltaje, contribuyen a la transferencia de energía.

## 1.12 FACTOR DE POTENCIA Y DISTORSIÓN DE CIRCUITOS CON FUENTE SINUSOIDAL Y CARGA NO LINEAL



En una carga no lineal, si la excitación (voltaje) es sinusoidal, la respuesta (corriente) no es sinusoidal, y si la potencia de la carga es pequeña comparada con la fuente, la distorsión de la corriente afecta muy poco al voltaje.



$$v_s = \sqrt{2}V \sin(\omega t)$$

$$i_s = \sum_{n=0}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

$$\langle p \rangle = P = \frac{1}{T} \int_0^T v_s i_s dt = VI_1 \cos \varphi_1$$

Fig. 1.44 Formas de onda de un circuito no lineal y excitación sinusoidal

$$P = F_p S = VI_e \frac{I_1}{I_e} \cos \varphi_1 = F_d F_\varphi S \quad (1.78)$$

$$F_p = P/S$$

Factor de potencia (1.78a)

$$F_\varphi = \cos \varphi_1$$

Factor de desfase (1.78b)

$$F_d = I_1/I_e$$

Factor de distorsión (1.78c)

$$I_e = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$$

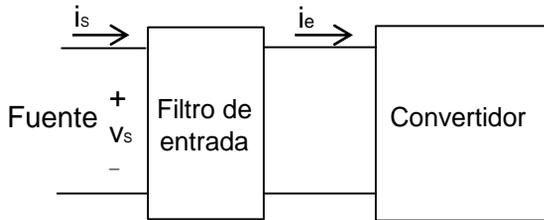
Corriente eficaz de la fuente (1.79)

$$THD = \text{Distorsión total de armónicos} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \quad (1.80)$$

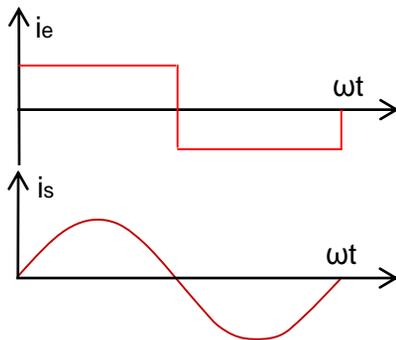
$$THD = \sqrt{\frac{I_e^2 - I_1^2}{I_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{I_e}{I_1}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{1}{F_d^2} - 1} \quad (1.81)$$

## 1.13 FILTROS

### 1.13.1 FILTRO DE ENTRADA



a) Diagrama de bloques



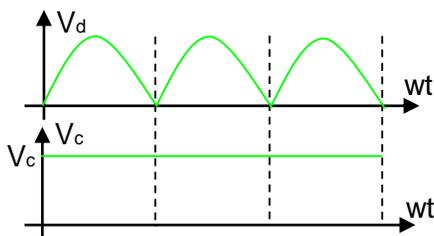
b) Formas de onda

Fig. 1.45 a) Filtro de entrada

### 1.13.2 FILTRO DE SALIDA



a) Diagrama de bloques



b) Formas de onda

Fig. 1.45 b) Filtro de salida de un SEP.

La naturaleza de la carga y el modo de operación del convertidor, distorsionan la corriente de entrada ( $i_e$ ) al convertidor ( $\text{THD} \neq 0$ ) y a su vez la que demanda de la fuente. Se originan armónicos de corriente, que generan interferencia electromagnética y una condición de transferencia de energía, indeseable para la fuente.

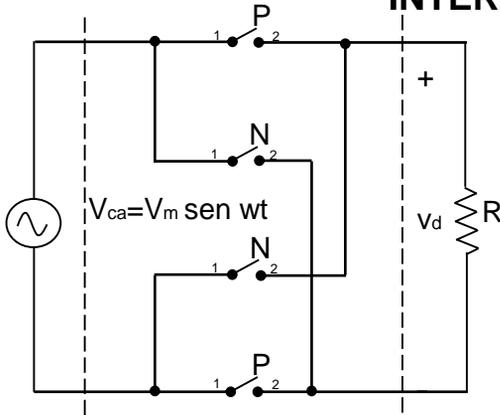
El filtro de entrada ideal debe producir una corriente en la fuente ( $i_s$ ) libre de armónicos ( $\text{THD} = 0$ ), para evitar la interferencia electromagnética en los equipos adyacentes, y mejorar la transferencia de energía, reduciendo el THD y el factor de potencia

El voltaje de salida del convertidor ( $v_d$ ) presenta una forma de onda con un  $F_r$  diferente de cero.

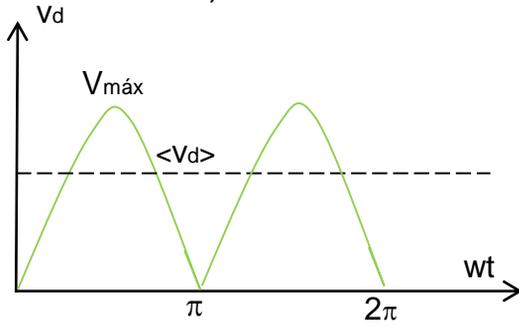
En algunos convertidores la carga requiere un voltaje constante ( $F_r=0$ ), en otros un voltaje sinusoidal, y el filtro de salida ideal, debe transformar el voltaje de salida del convertidor, al voltaje ideal requerido por la carga. Los elementos del filtro son inductores y capacitores.

# 1.14 TOPOLOGÍAS DE CIRCUITOS CONVERTIDORES

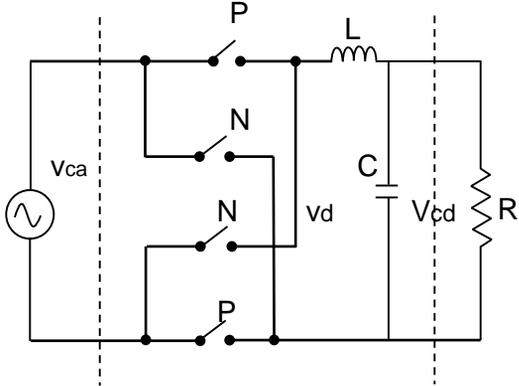
## 1.14.1 CONVERTIDOR CA/CD NO CONTROLADO CON CUATRO INTERRUPTORES



a) Circuito



b) Forma de onda



c) Convertidor con filtro LC

Los interruptores P cierran cuando se inicia el semiperíodo positivo, y los N con el semiperíodo negativo.

Los interruptores P y N son complementarios ( $D_P + D_N = 1$ ) y ( $D_P = D_N$ )

El voltaje promedio en la carga es :

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \text{sen}(wt) d(wt)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \quad (1.82)$$

La serie de Fourier de  $V_d$  es :

$$v_d = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=2,4}^{\infty} \frac{1}{(n-1)(n+1)} \cos(nwt) \quad (1.83)$$

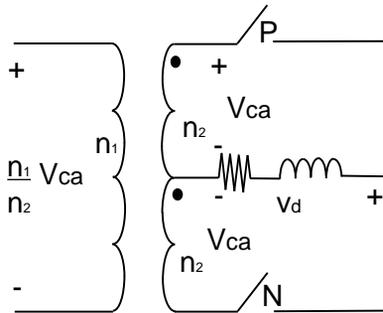
El armónico dominante es  $n=2$ . Para minimizar éste armónico se utiliza un Filtro LC. La función de L es “atrapar” los armónicos de voltaje y la función de C es servir de derivación a los armónicos de corriente , para minimizar el factor de rizado en la carga

El cálculo de L y C se hará en la unidad III

Fig. 1.46 Convertidor CA/CD no controlado.

# 1.14 TOPOLOGÍAS DE CIRCUITOS CONVERTIDORES

## 1.14.2 CONVERTIDOR CA/CD NO CONTROLADO CON DOS INTERRUPTORES



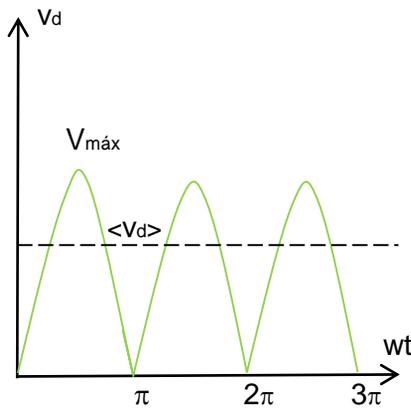
a) Circuito

Se requieren dos fuentes conectadas en serie (dos arrollamientos iguales del secundario) y dos interruptores un P y un N (fig.1.47a). Al iniciarse el semiperíodo positivo cierra P, y al iniciarse el semiperíodo negativo cierra N. Las fuentes trabajan alternadamente.

$$v_{ca} = V_m \sin(\omega t)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \tag{1.82}$$



b) Forma de onda

La serie de Fourier de  $v_d$  es:

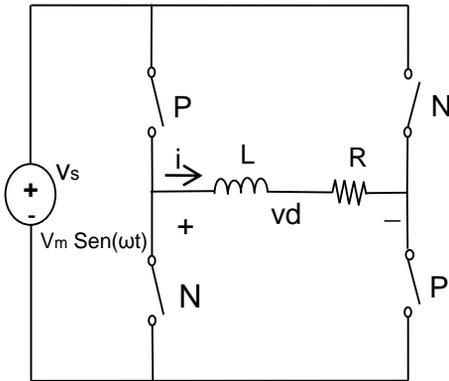
$$v_d = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=2,4}^{\infty} \frac{1}{(n-1)(n+1)} \cos(n\omega t) \tag{1.83}$$

Cada fuente transporta corriente solamente durante un semiperíodo. La operación de este convertidor es idéntica al convertidor que utiliza 4 interruptores.

En la práctica las dos fuentes en serie se obtienen con un transformador, cuyo secundario tiene una bobina con derivación intermedia (fig.1.47 a)

Fig. 1.47 Convertidor CA/CD no controlado con 2 interruptores

### 1.14.3 CONVERTIDOR CA/CD CONTROLADO 5

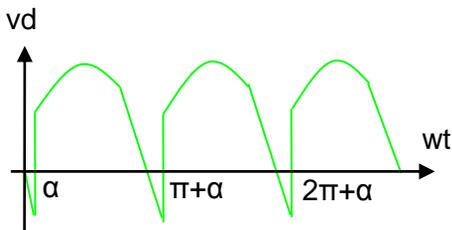


a) Circuito

Los interruptores P, cierran en  $wt = \alpha$ , después de iniciado el semiperíodo positivo, y los interruptores N cierran en  $wt = (\pi + \alpha)$ .

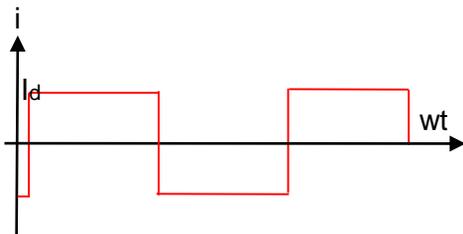
Los interruptores P y N son complementarios ( $D_p + D_n = 1$ ), y tienen idéntica relación de trabajo ( $D_p = D_n$ )

$$\text{Si } \frac{L}{R} \geq 10 \times \frac{\pi}{\omega} \rightarrow i_d \cong I_d$$



b) Forma de onda del voltaje de salida.

$$\begin{aligned} \langle v_d \rangle &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) \\ \langle v_d \rangle &= \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \end{aligned} \quad (1.84)$$



c) Forma de onda de corriente en la fuente.

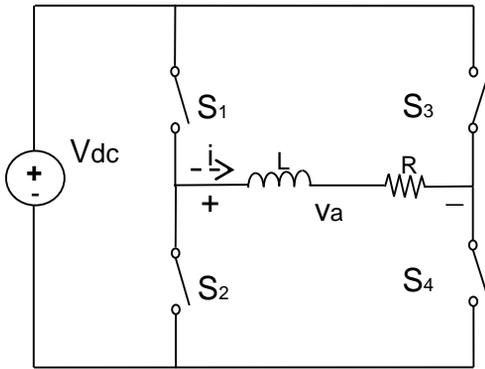
Para  $\alpha$  menor a  $90^\circ$   $v_d$  es positivo y la energía fluye de CA a CD, en régimen permanente (rectificador). Para  $\alpha$  menor a  $180^\circ$  y mayor a  $90^\circ$ ,  $v_d$  es negativo y la energía fluye de CD a CA en régimen transitorio (Inversor), debido a la limitada capacidad de energía del inductor.

La naturaleza altamente inductiva de la carga ( $\omega L > 10\pi R$ ) distorsiona la corriente de la fuente alterna, transformándola en una corriente alterna rectangular, lo que degrada el factor de potencia de la fuente

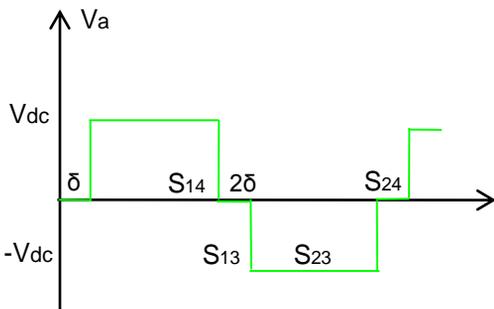
Fig. 1.48 Convertidor CA/CD controlado.

Los interruptores deben tener capacidad para soportar voltaje bipolar.

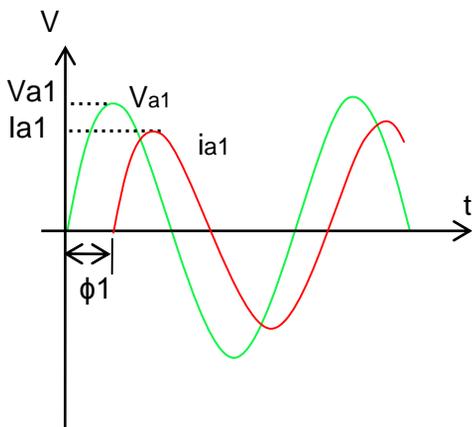
### 1.14.4 CONVERTIDOR CD/CA CONMUTACION BAJA FRECUENCIA 5



a) Circuito



b) Voltaje de salida.



b) Formas de onda

Si  $v_a$  es de baja frecuencia, los interruptores conmutan a baja frecuencia. Los interruptores deben tener capacidad bidireccional de corriente. (1.85)

$$V_{ac} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} V_{dc}^2 d(\omega t)} = V_{dc} \sqrt{1 - \frac{2\delta}{\pi}}$$

El estado  $v_a = 0$  ( $S_1$  y  $S_3$ , o  $S_2$  y  $S_4$  cerrados) tiene una duración de  $2\delta$ .

Si  $\omega L \leq R$  se pueden ignorar los armónicos de  $i_a$

$$i_a = I_{a1} \sin(\omega t - \theta_1); \theta_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\omega L}{R} \right)$$

$$I_{a1} = \frac{V_{a1}}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}}; \quad (1.86)$$

$$V_{a1} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin(\omega t) d\omega t \quad (1.87)$$

$$V_{a1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cos \delta$$

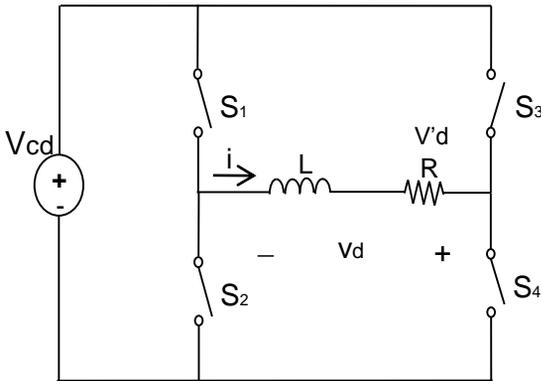
$$\langle P \rangle = P = \frac{V_{a1} I_{a1}}{2} \cos \theta_1 \quad (1.88)$$

$$P = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \cos^2 \delta \cos \theta_1$$

Fig. 1.49 Convertidor CD/CA conmutado a baja frecuencia.

$\theta_1$  depende de la naturaleza de la carga.  $\delta$  es la variable de control de la potencia

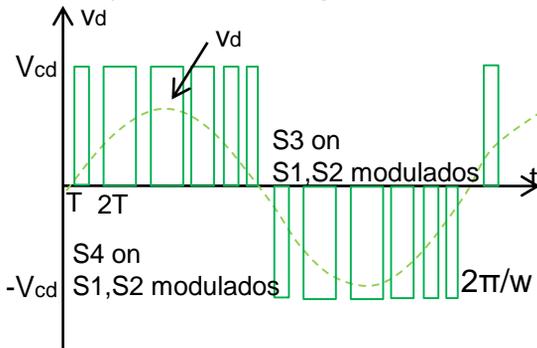
### 1.14.5 CONVERTIDOR CD/CA CON MODULACIÓN DEL ANCHO DE PULSO ( PWM) 5



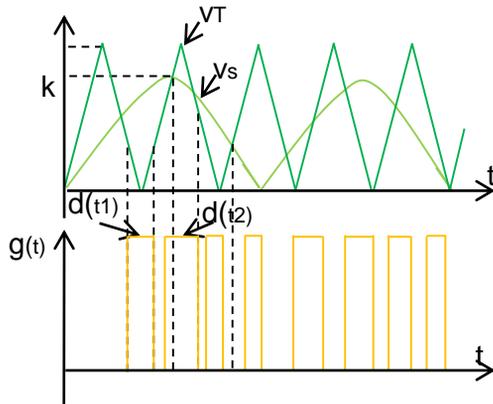
Los interruptores S1 y S2 conmutan a alta frecuencia(T) con una relación de trabajo(d) variable, según una ley sinusoidal.S3 y S4 conmutan a baja frecuencia.S1 funciona con S4 y S2 con S3

$$d(t) = K|\sin(\omega t)| \quad (1.89)$$

a) Circuito de potencia



b) Formas de onda en la carga(5)



c) Formas de onda del circuito de control(5)

K = magnitud de modulación. Es la amplitud de la señal rectificada de  $\sin(\omega t)(v_s)$  del circuito de control

La frecuencia del voltaje en la carga es la de conmutación de S3 y S4

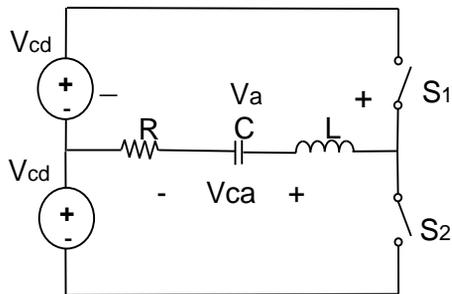
La forma de onda de  $v_d$  está conformada por pulsos, cuya duración varía con una ley sinusoidal, lo que determina que el valor promediado durante el tiempo que dura el pulso(valor promedio local) es sinusoidal ( $v'd$ )

El inductor actúa como filtro para la corriente de alta frecuencia. La amplitud de la fundamental del voltaje en la carga se varía con K.

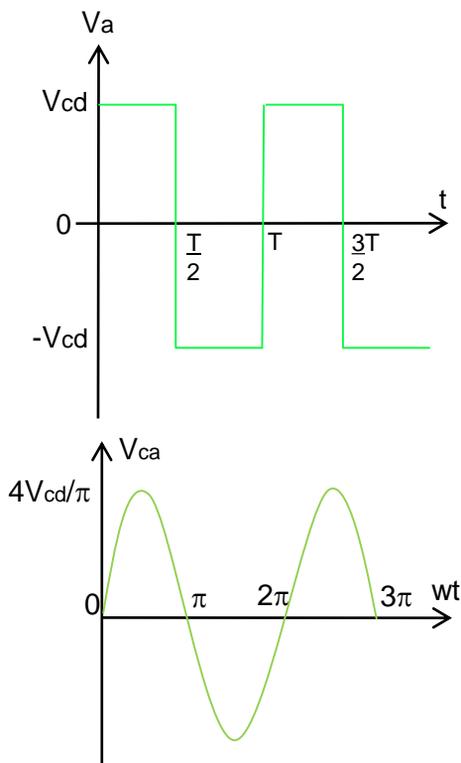
Todos los interruptores deben tener capacidad bidireccional de corriente, para permitir el flujo de potencia reactiva de la carga a la fuente.

Fig. 1.50 Convertidor CD/CA PWM

### 1.14.6 CONVERTIDOR CD/CA RESONANTE 5



a) Circuito



b) Formas de onda de voltaje

Utiliza dos interruptores conmutados (S1 y S2) y un filtro resonante (L-C) en serie con la carga, cuya función de transferencia varía significativamente con la frecuencia.

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z = \frac{1 - \omega^2 LC + j\omega CR}{j\omega C}$$

$$Y(j\omega) = \frac{j\omega C}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR} \quad (1.90)$$

$\omega$  = Frecuencia de conmutación de los interruptores = frecuencia angular del voltaje en la carga

$$v_a = \sum_{n=1,3,5} \frac{4V_{cd}}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (1.91)$$

$$v_{ca} = v_a Y(j\omega) R$$

$$\text{Si } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0 (\text{resonancia}) \rightarrow$$

$$|V_{ca}| \cong V_{a1} = \frac{4}{\pi} V_{cd} \quad (1.92)$$

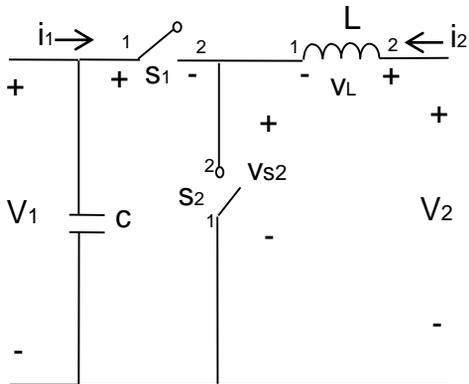
$V_{a1}$  = Amplitud de la componente fundamental. El voltaje en la carga es bastante sinusoidal. Variando  $\omega$ , se regula la potencia entregada a la carga, pero se distorsiona el voltaje

Esta topología se utiliza con alta frecuencia de conmutación, para aplicación en hornos de inducción.

Fig. 1.51 Convertidor CD/CA resonante

## 1.14.7 CONVERTIDOR CD/CD – ALTA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

### 1.14.7.1 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO 5



a) Circuito

$D$  es la relación de trabajo de  $S_1$  y por ser  $S_2$  complementario, su relación de trabajo es  $(1 - D)$ .

Si la transferencia de energía es de 1 hacia 2, se infiere:

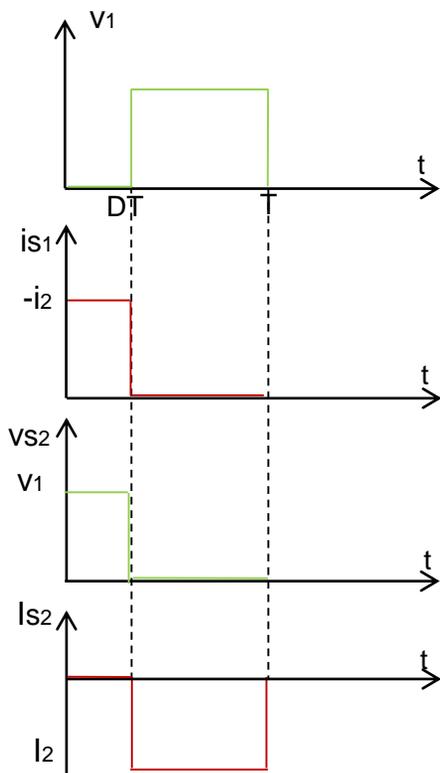
$$v_1 > 0 \rightarrow i_1 > 0 ; v_2 > 0 \rightarrow i_2 < 0$$

Se denomina convertidor directo, por que hay un camino para la corriente CD entre el puerto 1 y el 2.

$$\langle v_{s2} \rangle + \langle v_L \rangle = \langle v_2 \rangle = V_2$$

$$\langle v_{s2} \rangle = DV_1 ; 0 \leq D \leq 1.0 \quad (1.93)$$

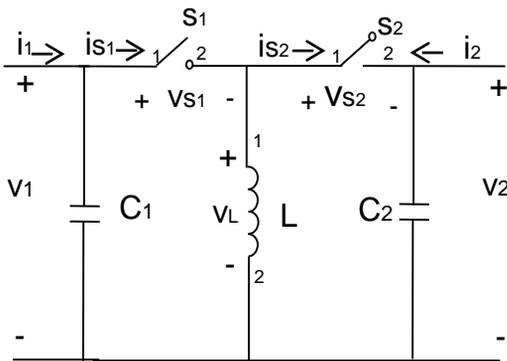
$V_2 < V_1$  (convertidor reductor). Si el flujo de energía es de 2 a 1, el convertidor es elevador.



b) Formas de onda  
Fig. 1.52 Convertidor  
CD/CD directo

Para minimizar el rizado de corriente en el puerto de entrada ( $i_1$ ), se coloca un capacitor a la entrada, y para minimizar el rizado del voltaje de salida ( $v_2$ ), se coloca un inductor en serie con la carga. Para minimizar el tamaño del filtro ( $L, C$ ), se utilizan altas frecuencias de conmutación, en el orden de decenas de khz. Una aplicación típica de este convertidor (fly-back) es en la fuente de poder de TV, computadoras etc.

### 1.14.7.2 CONVERTIDOR CD/CD INDIRECTO



No existe un camino para la corriente CD, entre el puerto 1 y el 2.

Si la transferencia de energía es del puerto 1 al 2, se infiere:

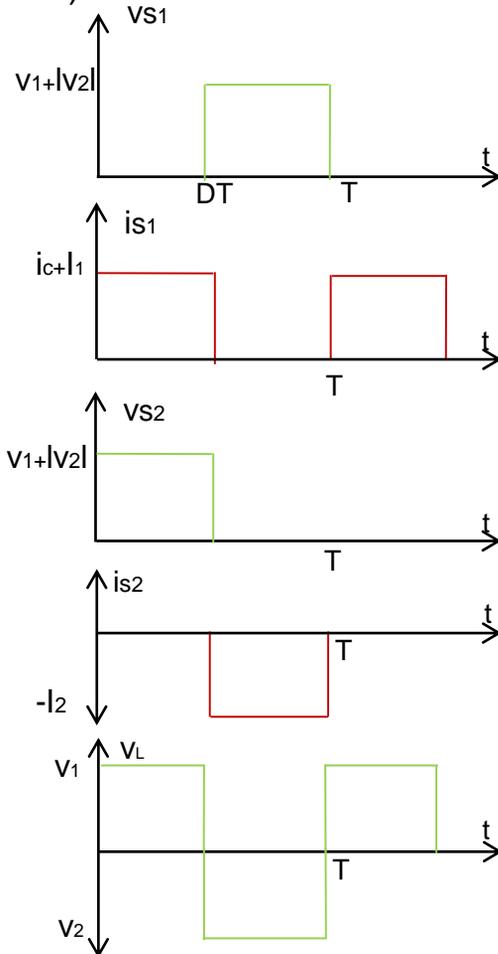
$$v_1 i_1 > 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 < 0$$

De la forma de onda de  $v_L$ , se infiere:

$$\langle v_L \rangle = V_1 D T + V_2 (1 - D) T = 0$$

$$V_2 = -V_1 \frac{D}{1 - D} \quad (1.92)$$

a) Circuito



El convertidor invierte el voltaje;

Si  $D \geq 0,5$ ;  $|V_2| > V_1$  (elevador)

Si  $D \leq 0,5$ ;  $|V_2| < V_1$  (reductor)

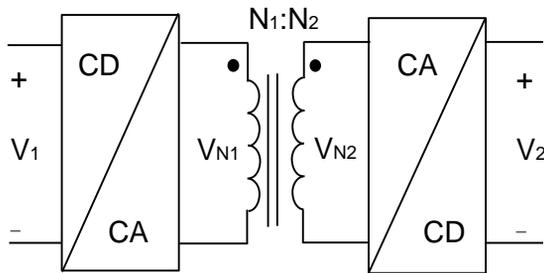
L atrapa los armónicos de voltaje, para que no aparezcan en el puerto de salida ( $v_2$ ).

$C_1$  y  $C_2$  forman un bypass (derivación) a las armónicas de corriente, para que no aparezcan en el puerto de entrada.  $C_1$  contribuye a reducir la impedancia del puerto 1.

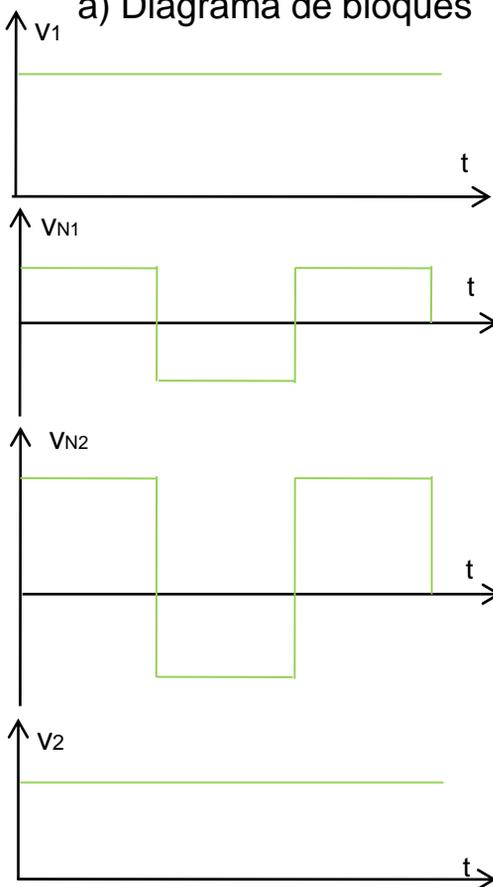
El convertidor cambia de reductor a elevador, variando la relación de trabajo.

Fig. 1.53 Convertidor CD/CD buck/boost

### 1.14.7.3 CONVERTIDOR CD/CD CON ENCADENAMIENTO CA



a) Diagrama de bloques



b) Formas de onda

Fig. 1.54 Convertidor CD/CD con encadenamiento en CA.

Los convertidores de alta frecuencia de conmutación tienen un límite para el voltaje de salida, debido al parámetro de esfuerzos ( $V_{pico} * I_{pico}$ ) de los semiconductores. Al sobrepasar estos valores, se destruye el dispositivo

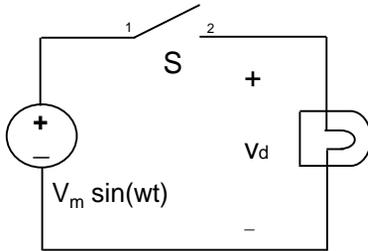
Para obtener relaciones altas entre el voltaje de salida al de entrada, se utiliza.

- a) Un convertidor CD/CA
- b) Un transformador para cambiar el nivel de voltaje y aislar eléctricamente la salida de la entrada. La limitación del convertidor la determina la capacidad de aislamiento del transformador
- c) Un convertidor CA/CD

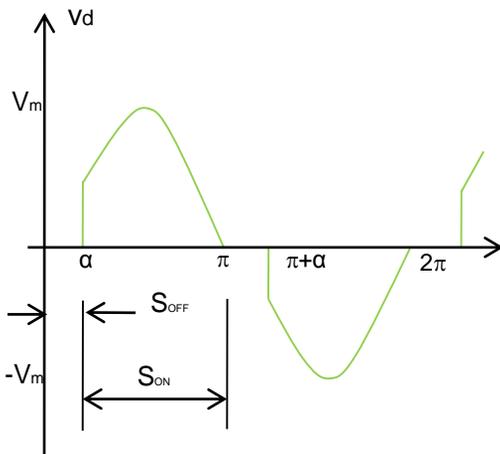
La desventaja es el mayor costo por duplicidad de semiconductores, filtros y sistemas de control.

## 1.14.8 CONVERTIDORES CA/CA

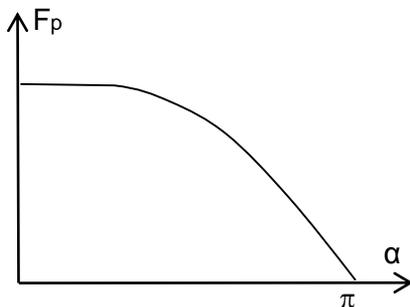
### 1.14.8.1 CONVERTIDOR CA/CA – CONTROLADOR CA 1



a) Circuito



b) Forma de onda



c) Factor de potencia

El controlador CA es la topología más simple del convertidor CA/CA. Se modifica el voltaje eficaz de C.A. en la salida, eliminando pedazos simétricos del semiperíodo positivo y del negativo del voltaje de entrada (fig. 1.55b).

$$V_d = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2(wt) d(wt)}$$

$$V_d = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \sin \frac{2\alpha}{2} \right)} \quad (1.95)$$

Para carga resistiva

$$F_p = \frac{P}{S} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha} \quad (1.96)$$

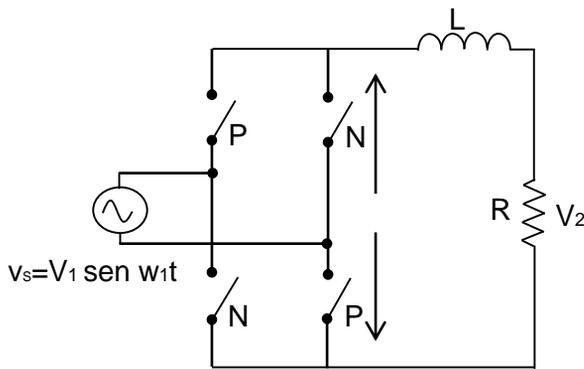
$\alpha$ , el ángulo de disparo, es un factor operativo.

La frecuencia del voltaje de salida es la misma frecuencia de entrada. **La potencia reactiva que demanda este sistema, no está asociada a la generación de campos magnéticos.**

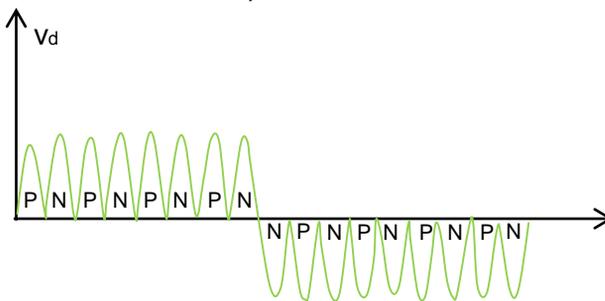
Las aplicaciones típicas del controlador son para regular la luz incandescente (dimmer), y para controlar la velocidad de pequeños motores universales.

Fig. 1.55 Controlador CA

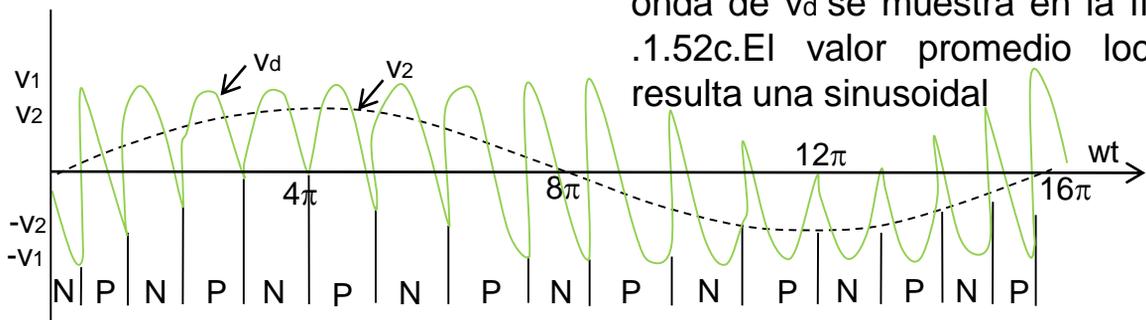
### 1.14.8.2 CONVERTIDOR CA/CA – CICLOCONVERTIDOR



a) circuito



b) Forma de onda con  $\alpha=0$



c) Formas de onda con  $\alpha$  variando sinusoidalmente

Si el filtro cumple con  $\frac{2\pi}{\omega_2} \gg \frac{L}{R} \gg \frac{2\pi}{\omega_1}$ ,  $v_2$  es casi sinusoidal.

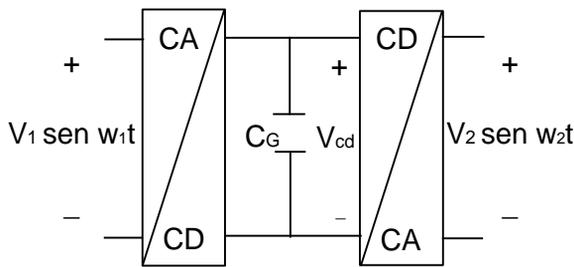
Utiliza una topología idéntica al convertidor CA/CD. Para que  $v_2$  sea positivo, se cierran los interruptores P cuando  $v_1$  es positivo, y los interruptores N cuando  $v_1$  es negativo. El voltaje  $v_2$  será negativo si se cierran los interruptores P cuando  $v_1$  es negativo y los N cuando  $v_1$  es positivo.

Si los interruptores P están sincronizados con el inicio del semiperíodo positivo, y los N con el inicio del semiperíodo negativo ( $\alpha = 0$ ), la forma de onda de  $v_d$  se muestra en la fig.1.55b.

Si se controla el ángulo, al cual se cierran los interruptores ( $\alpha$ ) de acuerdo a una ley sinusoidal,  $\alpha = K |\sin(\omega t)|$ , la forma de onda de  $v_d$  se muestra en la fig. .1.52c. El valor promedio local resulta una sinusoidal

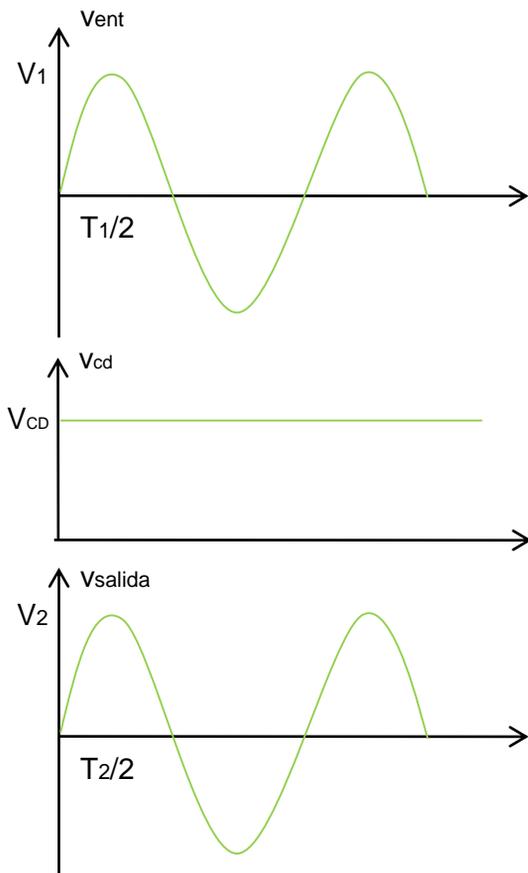
Fig. 1.56 Ciclo-convertidor

### 1.14.8.3 CONVERTIDOR CA/CA CON ENCADENAMIENTO CD



Utiliza un convertidor CA/CD y un convertidor CD/CA encadenados en CD, por un capacitor o por una batería. Si el encadenamiento CD utiliza un capacitor  $V_2$  y  $w_2$  son diferentes de  $V_1$  y  $w_1$ .

a) Diagrama de bloques



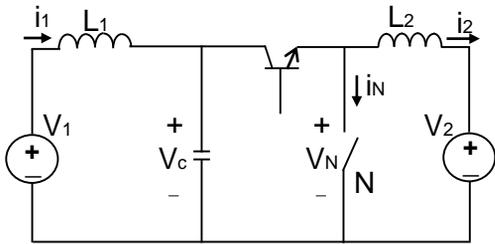
b) Formas de onda.

Sí el convertidor se utiliza como variador de velocidad de motores polifásicos de inducción,  $V_2$  y  $w_2$  deben ser variables y se debe mantener constante la relación  $V_2/w_2$ , para impedir la saturación del circuito magnético del motor, en el caso que se utilice el control escalar para la variación de la velocidad

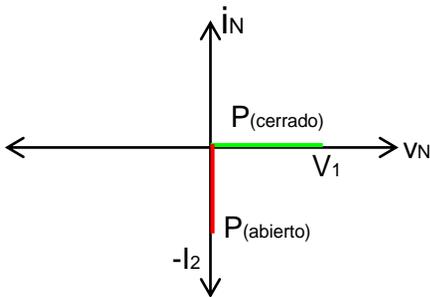
Sí el encadenamiento CD utiliza una batería y si  $V_1=V_2$ , el convertidor se denomina UPS (sistema de potencia no interrumpida), y se utiliza para alimentar las cargas críticas de una instalación eléctrica, que requieren de una confiabilidad de 100%, en la continuidad de la energía (área de quirófanos de un hospital, sala de computación, etc).

Fig. 1.57 Convertidor CA/CA con encadenamiento CD.

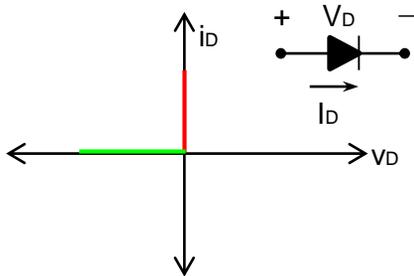
## 1.15 IMPLEMENTACIÓN DE UN INTERRUPTOR POR UN DISPOSITIVO SEMICONDUCTOR 5



a) Circuito



b)  $i_N - v_N$  del interruptor N



c)  $i_D - v_D$  de un diodo con polarización directa

Fig. 1.58 Implementación del interruptor N en un convertidor CD/CD directo reductor.

El convertidor de electrónica de potencia se conforma por una matriz de interruptores, que se implementan por dispositivos semiconductores de potencia. La implementación de un interruptor por un dispositivo semiconductor, se realiza de acuerdo al siguiente procedimiento:

- Se definen para el interruptor la polaridad del voltaje ( $V_s$ ) y la corriente ( $i_s$ ).
- Se determina del circuito en donde se ubica el interruptor, el gráfico
- $v_s - i_s$ , de cada interruptor, de acuerdo al trabajo realizado por cada uno de ellos,
- Se compara el gráfico  $v_s - i_s$  de cada interruptor, con los gráficos  $v_d - i_d$ , de los diferentes dispositivos semiconductores disponibles.

Para el caso del interruptor N, de un convertidor CD/CD directo reductor, (fig.1.58 a) se muestra el gráfico  $i_N - v_N$  del interruptor, y el gráfico  $i_D - v_D$  de un diodo con polarización directa. Al compararlos se concluye, que el gráfico  $i_N - v_N$  corresponde al de un diodo con polarización inversa

## **BIBLIOGRAFÍA**

- 1)Gualda J.A. y otros ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. TECNICAS DE POTENCIA . Edición 1992. Editorial Alfa Omega
- 2)Segui S.,Gimeno F. J. y otros ELECTRÓNICA DE POTENCIA Fundamentos Básicos. 2004 . Editorial Alfa Omega
- 3)Dewan S. B.; Straughen A..POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS. 1975. Editorial John Wiley
- 4)JaiP.Agrawal POWER ELECTRONIC SYSTEMS. Theory and design.2001 .Editorial Prentice -Hall
- 5)Kassakian J.G ;Schlecht M.F; Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS. 1995 Editorial Addison- Wesley
- 6)Krein P.T. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS. 1998.Editorial Oxford University Press.
- 7)Erickson R.W. Maksimovic D. FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS.2003 Editorial Kluwer Academic Publishers
- 8)Mohan N.; Undeland T.M.;Robbins W.P. POWER ELECTRONICS. 2003. Editorial John Wiley & sons Inc
- 9)R.G. Hoft(editor) SCR APPLICATONS HANBOOK 1974. International Rectifie.r
- 10)Leiva L.F.MANUAL DE INSTALACIONES ELÉCTRICAS DOMICILIARIAS.2004 Editada por Schneider Electric
- 11)Rashid M. H. POWER ELECTRONICS:CIRCUITS,DEVICES,AND APPLICATIONS 1993.Editorial Prentice-Hall

12) Rashid M.H.(editor) POWER ELECTRONIC HANDBOOK  
1993. [www.rapidshare.com/filea/97921259](http://www.rapidshare.com/filea/97921259). septiembre 24 2008

13) INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC  
pdf. [www.onlinefreebooks.net](http://www.onlinefreebooks.net). Julio 13 2008

14) Williams B. POWER ELECTRONICS DEVICES  
DRIVERS, APPLICATIONS AND PASSIVE COMPONENTS Editorial Mc.  
Graw-Hill. 1992

15) W. Shepherd, L.N. Hulley, D.T.W. Liang .POWER ELECTRONICS AND  
MOTOR CONTROL 1995. Cambridge University Press

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

- 1) Describir la naturaleza y el propósito de la Electrónica de Potencia
- 2) Dibujar el diagrama de bloques de un SEP, y explicar la función de cada bloque y enumerar los elementos que lo conforman.
- 3) ¿Por qué se normalizan los valores eficaces de los voltajes en las redes de servicio? ¿Cuál es el criterio para utilizar estos voltajes?
- 4) Dibujar e interpretar los circuitos equivalentes en modo activo y pasivo de la batería ácido-plomo
- 5) Dibujar y analizar la conexión de un aerogenerador a la red de servicio eléctrico.
- 6) ¿Qué es un panel solar? ¿Cómo se conecta un sistema fotovoltaico con la red de servicio eléctrico?
- 7) ¿Cómo se define un capacitor ideal? ¿Cuáles son las diferencias con el capacitor real?
- 8) Dibujar e interpretar el circuito equivalente general del capacitor real y deducir a partir de este circuito el equivalente serie. Proponer un procedimiento experimental para determinar el circuito equivalente,
- 9) ¿Qué es el ángulo de pérdidas de un capacitor? ¿Cómo se define?
- 10) Describir aspectos constructivos, características y aplicaciones de los capacitores de :a) Electrolíticos. b) Plástico. c) Cerámica.
- 11) ¿Cuáles son los flujos magnéticos que se originan en un transformador? ¿Por qué se originan? ¿Qué representan?
- 12) ¿Qué se entiende por corriente de magnetización de un transformador? ¿Cómo se define? ¿Qué representa?
- 13) Escribir para el primario y el secundario de un transformador, las ecuaciones que describen su comportamiento desde la teoría circuital
- 14) Dibujar e interpretar el modelo circuital del transformador ideal.
- 15) ¿Qué se entiende por acoplamiento de impedancias?
- 16) Dibujar e interpretar la curva de magnetización de un material magnético real.
- 17) Dibujar e interpretar el modelo circuital de un transformador, con permeabilidad finita si se ignoran las resistencias. Proponer un procedimiento experimental para determinar el circuito equivalente

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

- 18) ¿Qué situación conduce a la saturación del transformador? ¿Cuáles son las consecuencias?
- 19) Interpretar la forma de onda del voltaje en el secundario de un transformador de pulsos, utilizando el circuito equivalente del transformador de pulsos.
- 20) Deducir el valor de la inductancia de un toroide.
- 21) Deducir la caída de voltaje en inductor excitado por : a) Un voltaje alterno sinusoidal; b) Un voltaje alterno cuadrado
- 22) Definir para un componente magnético: a) Pérdidas por histéresis ; b) Pérdidas por corrientes parásitas, c) Pérdidas en el cobre.
- 23) Para cada una de las pérdidas anteriores, se pide determinar los factores que las determinan, e indicar las soluciones que pueden aminorarlas.
- 23) Dibujar e interpretar el modelo circuital de un inductor real. Proponer un procedimiento experimental, para determinar el circuito equivalente del inductor real.
- 24) Demostrar que el área-producto de un núcleo, es directamente proporcional a la inductancia del inductor construido sobre ese núcleo.
- 25) Dibujar e interpretar la característica v-i de los siguientes semiconductores de potencia: SCR, TRIAC, GTO, MCT, IGBT, MOSFET canal n; BJT pnp.
- 26) Dibujar e interpretar la característica de control de los siguientes semiconductores : SCR, GTO, MCT, IGBT
- 27) ¿Cuáles son las diferencias entre el interruptor real y el ideal?.
- 28) ¿Cómo se caracteriza a un interruptor conmutable?
- 30) Demostrar que en un circuito conmutado, el valor promedio del voltaje en un inductor y el valor promedio de la corriente en un capacitor, son nulos.
- 31) Para el circuito R- L conmutado (fig. 1.36a), se pide demostrar que la variación de corriente en la carga, es menor al aumentar la frecuencia de conmutación.

## ACTIVIDADES

### TEORÍA

32) Para formas de onda periódicas se pide :

a) Definir : 1) Período; 2) Voltaje eficaz; 3) Voltaje promedio; 4) Factor de rizo; 5) Factor de forma; 6) Valor promedio local de una variable conmutada PWM; b) Indicar una aplicación para cada uno de los conceptos definidos en a). c) ¿Cuál es la relación entre el factor de forma y el factor de rizado?

33) Demostrar que en un circuito R-L con fuente alterna sinusoidal, la potencia reactiva no transfiere energía.

34) ¿Por qué es posible compensar los requerimientos de potencia reactiva de un inductor, con los requerimientos de potencia reactiva de un capacitor.?

35) Deducir paso a paso, la ecuación 1.77.

36) Definir para un SEP los siguientes conceptos: a) Factor de potencia; b) Factor de distorsión; c) Distorsión total de armónicas.

37) Deducir la relación entre el THD y  $K_d$  de un circuito.

38) ¿Por qué en un SEP se deben instalar filtros a la entrada y salida del convertidor? ¿Cuál es la función de estos filtros?

39) Para el convertidor CA/CD no controlado de 4 interruptores, se pide: a) Justificar que los interruptores se pueden implementar por diodos. b) Determinar el factor de rizo y de forma, del voltaje de salida.

40) Para el convertidor CA/CD no controlado de 2 interruptores (fig. 1.47 a) se pide determinar: a) el factor de potencia de la fuente; b) ¿Cómo se puede implementar las 2 fuentes utilizando un transformador?

41) Para el convertidor CA/CD controlado (fig. 1.48 a) se pide : a) Describir la operación. b) Determinar los semiconductores que pueden implementar los interruptores. c) ¿Por qué el circuito funciona como inversor durante un tiempo limitado? ¿Qué se debería hacer para que trabaje en régimen permanente?

42) Para el convertidor CD/CA conmutado a baja frecuencia (fig. 1.49a) se pide : a) Describir la operación. b) Determinar los semiconductores que pueden implementar los interruptores, c) Deducir y analizar la expresión para la potencia transferida por el convertidor

43) Para el convertidor CD/CA PWM (fig. 1.50a) se pide : a) Describir la operación. b) ¿Cómo se puede variar la magnitud del voltaje de alterna.?

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

44) Hacer un análisis comparativo entre el convertidor CD/CA, PWM y el de baja frecuencia de conmutación.

45) Para el convertidor CD/CA resonante (fig. 1.51a) se pide: a) Describir la operación. b) Deducir los semiconductores que pueden implementar los interruptores. c) ¿Cuál es el orden de las frecuencias a utilizar? ¿Por qué?

46) Para el convertidor CD/CD directo (fig. 1.52 a) se pide: a) Deducir la relación entre el voltaje de salida y el de entrada. b) Deducir los semiconductores que pueden implementar a los interruptores.

47) Para el convertidor CD/CD indirecto (fig. 1.53 a) se pide: a) Indicar la razón para la denominación de indirecto. b) Deducir la relación voltaje de salida al voltaje de entrada. c) Determinar los semiconductores que pueden implementar a los interruptores.

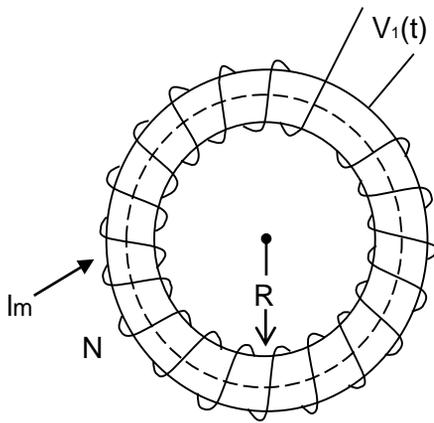
48) ¿Cuál es la frecuencia utilizada en el convertidor CD/CD con encadenamiento CA (fig. 1.54 a)? ¿Por qué?

49) Para el convertidor CA/CA tipo controlador CA (fig. 1.55 a) se pide a) Deducir el semiconductor que puede implementar al interruptor. b) Determinar la potencia reactiva del convertidor? c) ¿Cómo es posible explicar que si la carga es resistiva, exista una potencia reactiva?

50) Para el convertidor CA/CA ciclo-convertidor (fig. 1.56a) se pide: a) Describir la operación b) Deducir que tipo de semiconductor se puede utilizar como interruptor.

51) ¿En que casos se utiliza un convertidor CA/CA con encadenamiento en CD?

## PROBLEMAS



### Problema 1

1) Se requiere de un inductor de las siguientes características :

$L=50\text{mH}$ ;  $f=9\text{kHz}$ ;  $V=20V_{\text{rms}}$ . (excitación sinusoidal)

Se propone para construir este inductor un núcleo toroidal, de material pulverizado análogo al moly-permalloy de MAGNETICS de permeabilidad relativa de 125 , y densidad de campo magnético máxima ( $B_{\text{max}}$ ) de 0.15 T y con la siguiente geometría:

Diámetro exterior=26.9 mm.

Diámetro interno=11.1mm.

Espesor=0.4mm.

área seccional rectangular.

El bobinado se construye con un factor de utilización de 0.4 y se selecciona una densidad de corriente para el alambre magneto de  $500 \text{ A}/(\text{cm})^2$ .

Se pregunta:

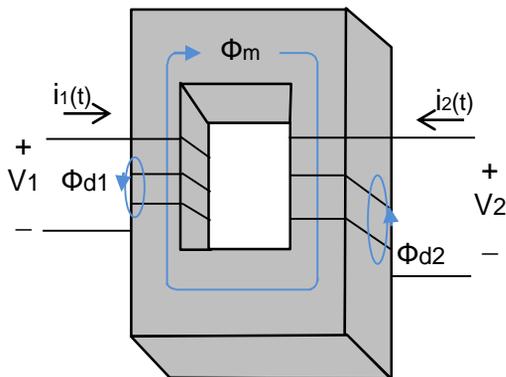
a) ¿Sirve el núcleo propuesto para resolver el problema?

b) ¿Cuál es el calibre del conductor a utilizar en el bobinado?

c) ¿Cuántas espiras debe tener la bobina?

d) ¿Si se utiliza este inductor como filtro (se conecta en serie ,cual es el valor de la inductancia ?

## PROBLEMAS



Problema 2

2) La característica de placa de un transformador de láminas de acero al silicio, muestra la siguiente información: 500 VA, 208/24 V, 60 Hz.

Se mide la corriente de vacío y resulta de 0.2 A.

La corriente en el primario al ocurrir un cortocircuito en el secundario es de 240 A, se pide:

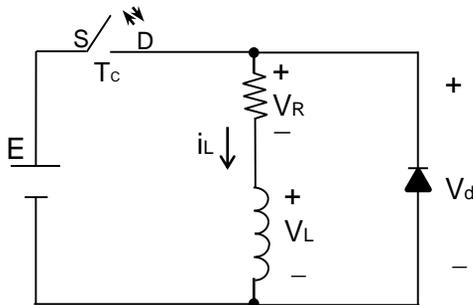
a) Dibujar el circuito equivalente del transformador ignorando las resistencias. Indicar los valores de los parámetros del circuito equivalente.

b) Argumentar por qué se requiere conocer los puntos de polaridad del transformador.

c) Sugerir un procedimiento para determinar los puntos de polaridad del transformador.

d) ¿Cuál es el máximo valor de voltio-segundo que se le puede aplicar al transformador, si se asume que la densidad de campo magnético de operación es el 80% del valor de saturación.

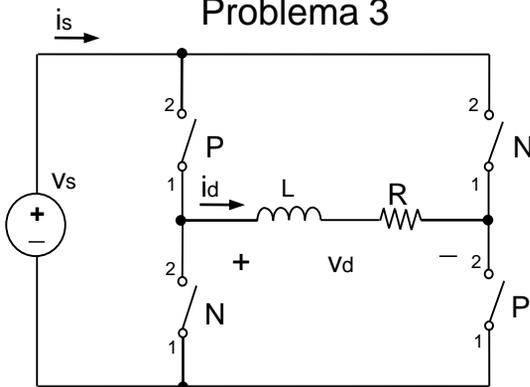
# PROBLEMAS



3) Para el circuito de la figura adjunta,  $E=100V$ ,  $R=20\Omega$ ,  $D=0.4$  y  $T_c=1ms$ . Se pide responder:

- ¿Cuál es la función del diodo? ¿Qué ocurriría si no existiera?
- Si el rizado pico-pico de la corriente ( $\Delta i$ ) es del 5% ¿Cual debe ser el valor de la inductancia?
- ¿Cual es la potencia disipada en el circuito?

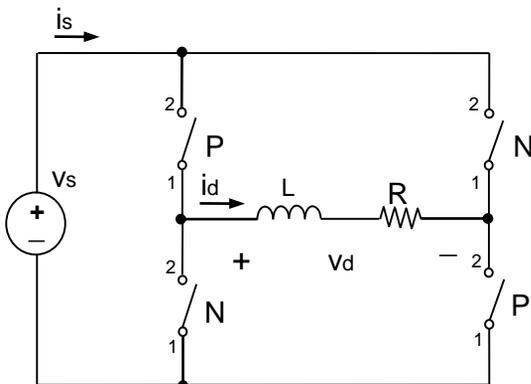
Problema 3



4) Para el convertidor CA/CD controlado de la figura adjunta,  $v_s = V_m \sin(\omega t)$ . Se pide determinar el factor de potencia de la fuente para:

- L muy grande
- L muy pequeño

Problema 4



5) El convertidor CA/CD no controlado de la figura adjunta, presenta las siguientes variables de corriente y voltaje:

$$v_s = 120 \sqrt{2} \sin \omega t; \quad i_s = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{80}{n\pi} \sin(n\omega t)$$

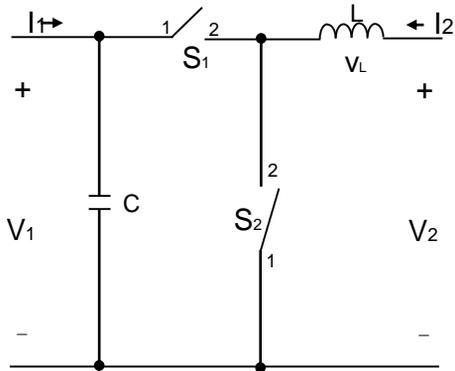
$n = \text{impar}$

Se pide determinar:

- El factor de potencia;
- La distorsión total de armónicas
- Valor de R

Problema 5

## PROBLEMAS

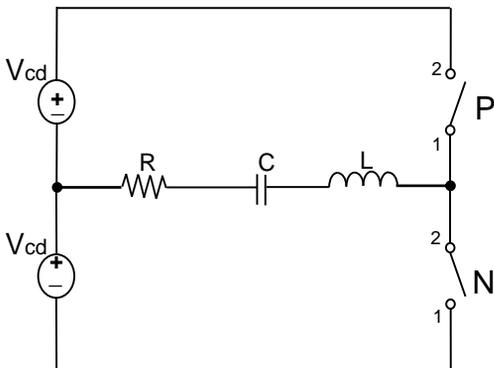


Problema 6

6) En el convertidor CD/CD de la figura el flujo de energía es del lado 2 a 1.  $L=10\text{mH}$ ;  $V_2=100\text{V}$ ;  $I_2=20\text{A}$ ;  $V_1=160\text{V}$ . Los interruptores conmutan a  $20\text{KHz}$ , y la variación permitida del voltaje en el puerto de salida es  $5\%$ .

Se pide:

- Deducir los interruptores que pueden implementar a los interruptores.
- Determinar las relaciones de trabajo de los interruptores.
- Determinar la máxima variación de corriente en el puerto de entrada.
- Valor de la capacitancia.



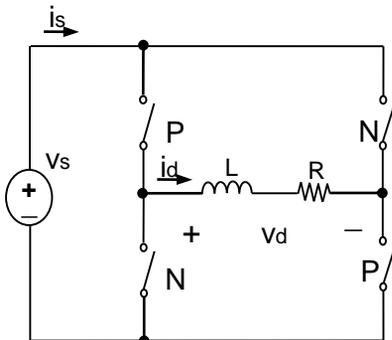
Problema 7

7) Para el convertidor resonante de la figura adjunta,  $L=159\mu\text{H}$ ;  $C=0.25\mu\text{F}$ ;  $V_{cd}=100\text{V}$ ;  $R=5\Omega$ .

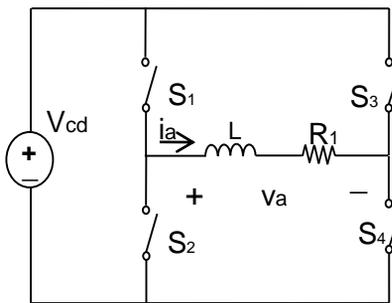
Se pide determinar para la frecuencia de resonancia:

- Potencia entregada a la carga, incluyendo a la tercera armónica
- Amplitud de la tercera armónica del voltaje en la carga.
- Si la frecuencia de conmutación es tres veces la de resonancia, cuánto vale la potencia entregada a la carga

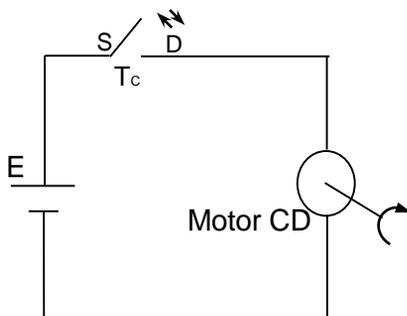
## PROBLEMAS



Problema 8



Problema 9



Problema 10

8) En el convertidor CA/CD de la figura adjunta,  $v_s = 170 \sin(120\pi t) \text{ V}$ .  $R = 5 \Omega$ . La corriente en la carga debe ser constante. Los interruptores P cierran en  $\omega t = 30^\circ$  y los N en  $\omega t = 210^\circ$ . Se pide: a) ¿Cuál debe ser el valor mínimo de la inductancia? b) ¿Cuál es el valor de potencia transferida a la carga. c) ¿Cuál es el valor de la potencia aparente en la fuente?

9) El convertidor CD/CA de baja frecuencia de conmutación (60 hz) de la figura adjunta presenta los siguientes parámetros:  $V_{cd} = 100 \text{ V}$ ;  $L = 500 \text{ mH}$ ;  $R = 5 \Omega$ ;  $2\delta = \pi/6$ .

Se pide determinar : a) Potencia transferida a la carga. b) Deducir el tipo de semiconductor para implementar los interruptores

10) Se dispone de un motor CD de imán permanente de las siguientes características:  $V_{base} = 90 \text{ V}$ , velocidad base = 2000 rpm,  $I_{nom} = 5 \text{ A}$ ,  $\Delta i_{max} = 5\%$ . La caracterización circuital del motor es :  $R_a = 0.5 \Omega$ ,  $L_a = 5 \text{ mH}$ .

Se dispone de una fuente CD de 100 V, 10A. Se pide proponer un sistema para variar la velocidad del motor, utilizando un interruptor que conmuta a 5 KHz. La máxima variación de la corriente ( $\Delta i$ ) no puede sobrepasar el 5% de la corriente nominal. Para ello debe responder las siguientes preguntas:

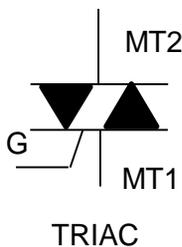
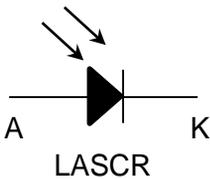
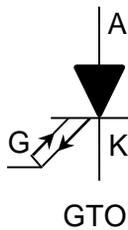
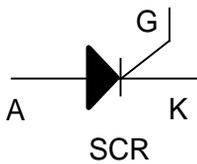
a) ¿Cuál es el rango de velocidad posible?  
 b) Determinar del circuito equivalente el valor  $\Delta i$  para condición nominal. c) Se puede operar el motor dentro del rango posible de velocidad sin sobrepasar el  $\Delta i_{max} = 5\%$ ?

# Unidad II

## DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

# DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

## 2.1 CLASIFICACIÓN



tiristores

La electrónica de potencia utiliza los dispositivos semiconductores como interruptores, operando en un estado de alta impedancia (bloqueo) y en otro de baja impedancia (conducción).

Se clasifican de acuerdo a su naturaleza constructiva en:

diodos, transistores, tiristores e híbridos entre tecnologías de transistor BJT con MOSFET, y tecnología transistor-tiristor

Los dispositivos bipolares pueden ser:

de dos capas (diodo), tres capas (BJT) o cuatro capas (SCR).

El dispositivo unipolar más utilizado es el MOSFET canal N. Aventura al dispositivo bipolar, porque no presenta el fenómeno de recuperación inversa

Según el tipo de control se clasifican en :

Dispositivos controlados por voltaje (diodo).

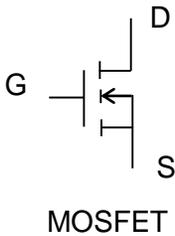
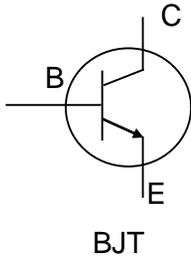
Dispositivos controlados a la conducción por un pulso de corriente (SCR, TRIAC) o un pulso luminoso (LASCR).

Dispositivos controlados a la conducción y al bloqueo por un pulso de corriente (GTO).

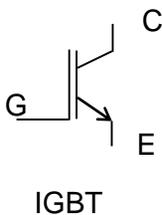
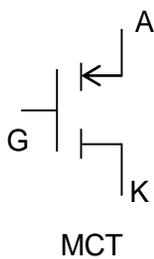
Dispositivo controlado a la conducción y al bloqueo por un pulso de voltaje(MCT).

Fig 2.01 . Símbolos de los dispositivos semiconductores.

## 2.1 CLASIFICACIÓN



transistores



Híbridos

Dispositivos controlados a la conducción por un pulso de voltaje negativo, y al bloqueo por un pulso de voltaje positivo (mos controlled thyristor - MCT).

El MCT es un dispositivo híbrido conformado por un SCR y dos MOSFET(fig. 2.01d).Su aplicación se ha limitado debido a la competencia del MOSFET

Dispositivos controlados a la conducción y al bloqueo ,por una señal continua de corriente (BJT) o de voltaje (MOSFET-IGBT).

El IGBT(insulated gate bipolar transistor) es un dispositivo híbrido de tecnología BJT y MOSFET.

Los tiristores (SCR, GTO-TRIAC, LASCR) tienen capacidad para soportar voltajes bipolares, y los transistores soportan voltaje unipolar.

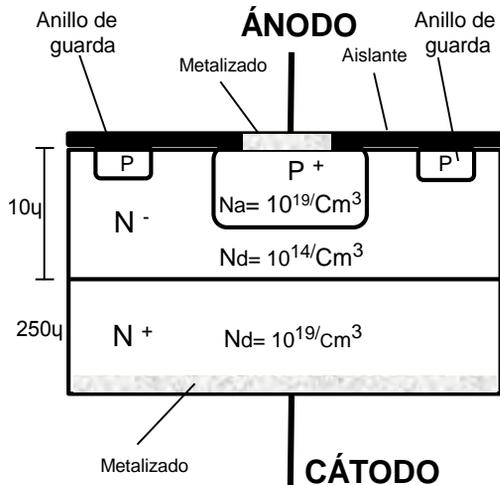
Solamente el TRIAC, tiene capacidad para controlar corriente bidireccional y soportar voltaje bipolar

Debido a problemas como el de la segunda ruptura, y al fenómeno de recuperación inversa, el BJT no se utiliza en los nuevos SEP, y se sustituyen en bajo voltaje por MOSFET y en voltajes más altos por IGBT

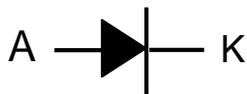
Fig. 2.01. Símbolos de los semiconductores.

## 2.2 DIODO DE POTENCIA

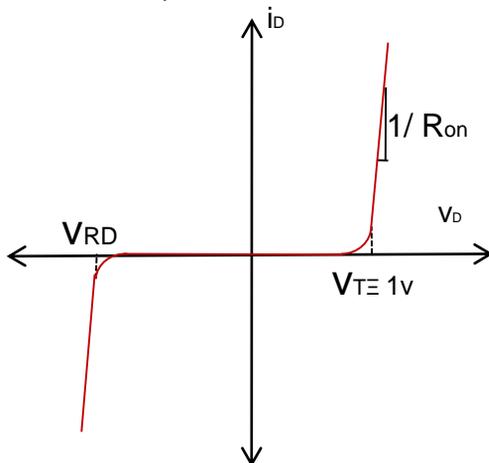
### 2.2.1 GENERALIDADES



a) Estructura física



b) Símbolo.



c) Característica v-i

Fig. 2.02. Diodo de potencia.

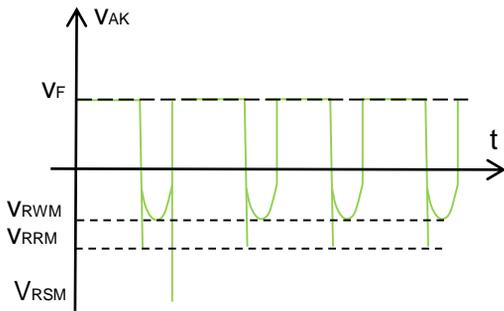
Se diferencia del diodo de pequeña señal, en el bajo dopado y gran profundidad de la región N, lo que permite tener un alto valor de voltaje de ruptura inversa del orden de KV, y gran capacidad de corriente, del orden de cientos de amperios, pero con mayor caída de voltaje, y mayor tiempo de conmutación de conducción a bloqueo (tiempo de recuperación inversa =  $t_{rr}$ ).

Con polarización directa, el diodo comienza a conducir después del voltaje umbral ( $\approx 1V$ ) y la corriente se rige por un modelo lineal y no exponencial, como en el diodo de señal. El límite operativo en régimen permanente con polarización inversa, es el voltaje inverso de ruptura ( $V_{RRM}$ )

Se clasifican en :

diodos de uso general ( $t_{rr} \approx 25\mu s$ ,  $I_f < 1000A$ ,  $50V < V_{RRM} < 5kV$ ); diodos de recuperación rápida ( $t_{rr} \approx 5\mu s$ ,  $I_f < 100A$ ,  $50V < V_r < 3kV$ ); diodos Schottky ( $V_r < 100V$ ,  $10A < I_f < 300A$ ), alta velocidad de conmutación.

## 2.2.2 CARACTERÍSTICAS NOMINALES



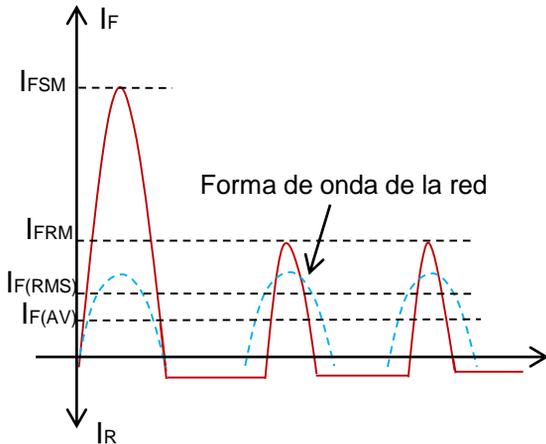
a) Valores típicos de voltaje

$V_{RWM}$  = Voltaje inverso máximo de trabajo

$V_{RRM}$  = Voltaje inverso máximo repetitivo

$V_{RSM}$  = Voltaje inverso máximo no repetitivo

$V_F$  = Caída de voltaje con polarización directa



b) Valores típicos de corriente

$I_F$  = Corriente con polarización directa

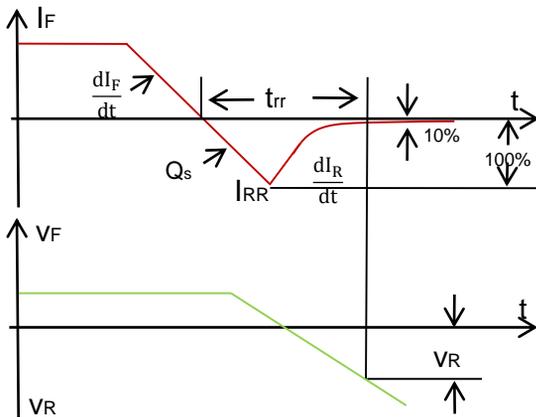
$I_{F(AV)}$  = Corriente media directa

$I_{F(RMS)}$  = Corriente eficaz directa

$I_{FRM}$  = Corriente máxima repetitiva

$I_{FSM}$  = Corriente máxima no repetitiva

$I_{RR}$  = Corriente inversa máxima



c) Fenómeno de recuperación inversa.

Fig. 2.03 Parámetros del diodo

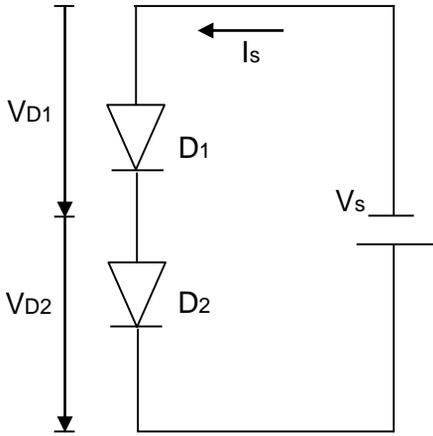
Cuando se invierte súbitamente la polaridad de un diodo, éste continúa conduciendo debido al movimiento de portadores minoritarios, hasta que desaparecen por acción de la difusión y recombinación.

$t_{rr}$  = tiempo de recuperación inversa

$t_{rr}$  = tiempo desde el instante en que  $i$  pasa por cero, hasta que alcanza el 10% del valor inverso máximo

$$Q_s \approx \frac{1}{2} t_{rr} I_{RR} \quad (2.01)$$

### 2.2.3 CONEXIÓN SERIE DE LOS DIODOS

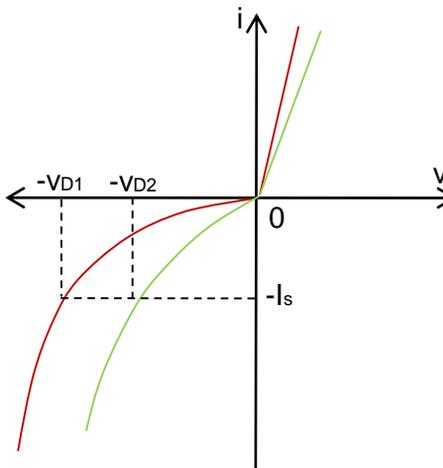


Si el voltaje de la fuente ( $V_s$ ) es superior al voltaje inverso máximo repetitivo del diodo ( $V_{RRM}$ ), se deben conectar en serie varios diodos ( $n$ )

$$n \geq \frac{V_s}{\alpha V_{RRM}} \quad (2.02)$$

$0.8 \leq \alpha \leq 1.0$  (Factor de seguridad)

a) Circuito



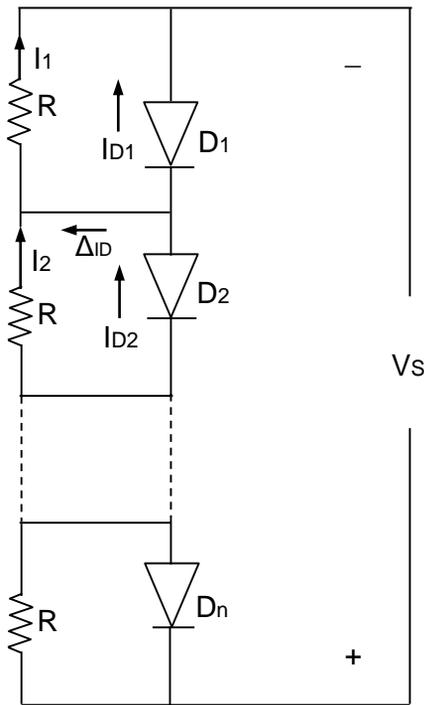
Debido a las tolerancias del proceso de fabricación, las características v-i de un grupo de diodos, presenta con polarización inversa diferentes corrientes de fuga, comprendidas dentro de un valor mínimo y uno máximo, y con polarización directa diferentes caídas de voltaje de conducción

b) Característica v-i

El diodo  $D_1$  de menor corriente inversa, soporta el mayor voltaje inverso  $-V_{D1}$  (fig. 2.04b) y se reduce su vida útil esperada. **Para equilibrar en régimen permanente los voltajes inversos, se conectan resistores en paralelo con los diodos. Para régimen transitorio se conecta una red R-C, para equilibrar los voltajes durante el proceso de apagado**

Fig. 2.04 Conexión serie de diodos

### 2.2.3.1 CÁLCULO DEL RESISTOR



$D_1$  = diodo de menor corriente inversa

$D_2 = D_3 = D_4 \dots = D_n$  = diodo de mayor corriente inversa

$$I_{D1} < I_{D2} = I_{D3} = I_{Dn}$$

$V_{D1}$  = voltaje de bloqueo (inverso) máximo permitido.

$$\Delta I_D = I_{D2} - I_{D1} = I_1 - I_2$$

$$V_s = V_{D1} + V_{D2} + \dots + V_{Dn}$$

$$V_s = V_{D1} + (n - 1)V_{D2}$$

$$V_s = V + (n - 1)I_2 R$$

$$V_s = V + (n - 1)(I_1 - \Delta I_D)R$$

$$V_s = nV_{D1} - (n - 1)\Delta I_D R$$

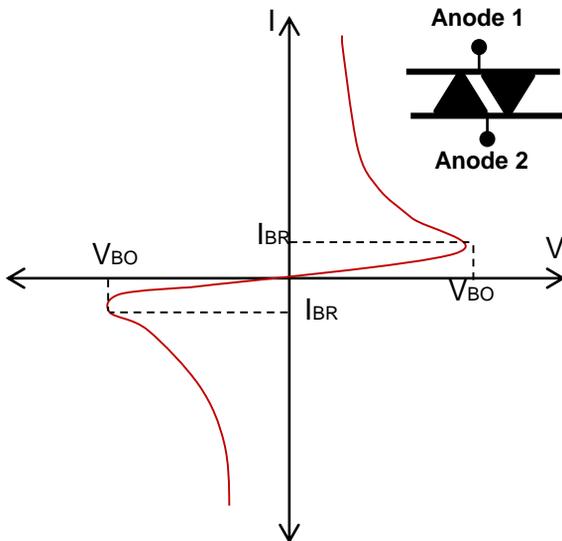
a) Cálculo de  $R$

Fig. 2.05 Conexión Serie de diodos

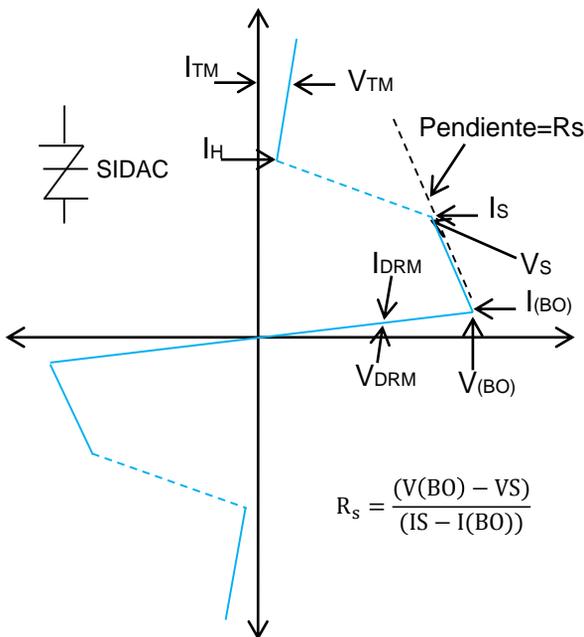
$$R \leq \frac{nV_{D1} - V_s}{\Delta I_D (n - 1)} \quad (2.03)$$

Si se asume  $\Delta I_D = I_{D2}$ , se obtiene una solución conservadora

## 2.3 DIODOS BIDIRECCIONALES DE DISPARO CONTROLADOS POR VOLTAJE 7



a) Símbolo y curva v-i del díac(12)



b) Símbolo y característica v-i del sidac(6)

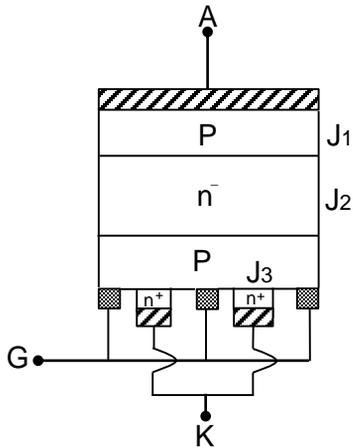
El DIAC (diodo bilateral de disparo) es un dispositivo semiconductor de tres capas, de baja corriente y bajo voltaje, que se comporta como interruptor bilateral controlado por voltaje. Puede conmutarse de apagado (off) a encendido (on), con polaridad positiva o negativa aplicada a sus ánodos, dependiendo de la magnitud del voltaje (fig.2.06 a). Sí  $V_{A1-A2} > V_{BO}$  (del orden de 30 a 40 V) el diac conduce (on), igual ocurre si el voltaje es negativo (la característica v-i es simétrica con respecto al origen fig.2.06 a). Sí  $V_{A1-A2} < V_{BO}$ , el diac conduce una corriente muy pequeña (corriente de fuga) y se considera que abre el circuito (off).

El SIDAC (fig. 2.06b) es un interruptor bidireccional de silicio, desarrollado por MOTOROLA, similar al DIAC, con la diferencia que el voltaje de ruptura ( $V_{BO}$ ) varía entre 104 y 280 V, lo que permite manejar aplicaciones de alta energía. La fig. 2.06b) muestra la característica v-i, y el símbolo del SIDAC

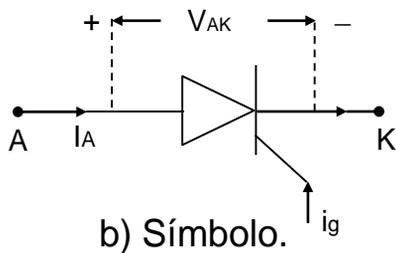
Fig. 2.06 El díac y el sidac

## 2.4 RECTIFICADOR DE SILICIO CONTROLADO (SCR)

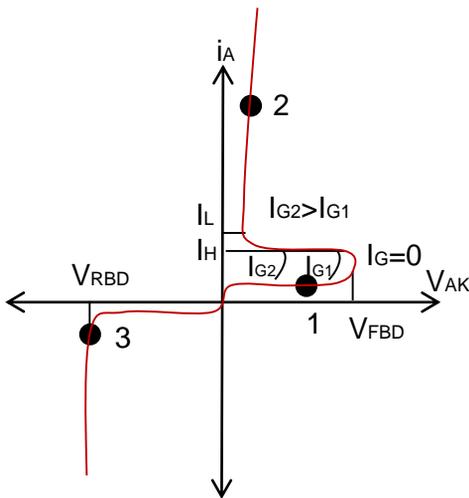
### 2.4.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS Y OPERATIVAS 9



a) Estructura física



b) Símbolo.



c) Característica v-i

Fig. 2.07 Rectificador de silicio controlado.

El SCR es un dispositivo semiconductor de 4 capas, 3 uniones p-n ( $J_1, J_2, J_3$ ), y tres terminales: Ánodo (A), Cátodo (K) y Compuerta (G).

Si  $0 < v_{AK} < V_{FBD}$ ,  $J_2$  se polariza inversamente e  $i_{AK}$  es muy pequeña (corriente de fuga). Si se aplica una corriente en la compuerta ( $I_{GT}$ ) durante un cierto tiempo ( $t_{gt}$ ),  $J_2$  se polariza en directo y el SCR conduce.

Si  $v_{AK} \geq V_{FBD}$ , el SCR conduce por efecto avalancha. La corriente debe ser limitada por la carga del circuito.

Si  $V_{RBD} < v_{AK} < 0$ ,  $J_1$  y  $J_3$  se polarizan en inverso,  $i_{AK}$  pequeña (fuga).

$i_g$  = pulso de corriente de compuerta

$t_g$  = duración del pulso  $i_g$

$t_{gt}$  = tiempo de encendido del SCR

$I_L$  = corriente de enganche. Corriente ánodo - cátodo requerida para mantener al SCR en conducción, una vez se remueve  $i_g$ .

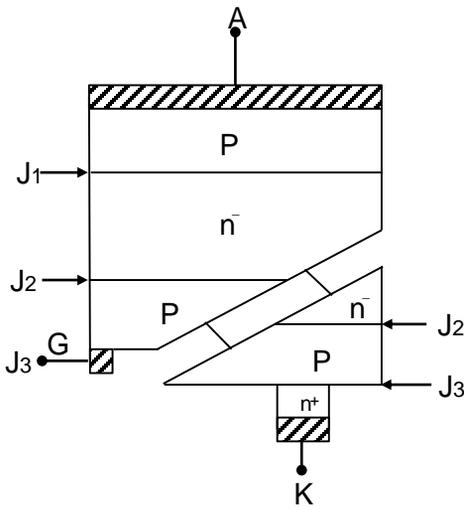
$I_H$  = corriente de mantenimiento. Corriente requerida para que el SCR siga en conducción.

**Si  $V_{AK} > V_{TM}$ ,  $i_g = I_{GT}$ ,  $t_g > t_{gt}$ ,  $i_{AK} > I_L$ , el SCR conduce. Si  $i_{AK} < I_H$ , el SCR se bloquea.**

## 2.4.2 CARACTERÍSTICAS NOMINALES DE LOS SCR

SÍMBOLO	DEFINICIÓN
$di/dt$	Máxima variación temporal de la corriente, que no destruye al SCR
$I_{T(RMS)}$	El valor eficaz de corriente máxima que puede conducir
$I_{T(AV)}$	El valor promedio máximo de corriente
$P_{GM}$	Potencia instantánea máxima entre cátodo y compuerta
$P_{G(AV)}$	Potencia promedio en un ciclo máxima disipada entre G y K
$V_{GRM}$	Voltaje de pico inverso entre G y K
$V_{DRM}$ o $V_{FBD}$	Voltaje máximo directo repetitivo, que no hace conducir
$V_{RRM}$ o $V_{RBD}$	Voltaje máximo inverso permitido
$V_{TM}$	Caída máxima de voltaje entre A y K
$I_{GT}$	Corriente de compuerta requerida para conducir
$V_{GT}$	Voltaje CD que aparece en la compuerta, cuando se aplica $I_{GT}$
$T_{gt}$	Tiempo de encendido. Se mide desde el inicio del pulso hasta que $V_{AK} = V_{TM}$
$T_q$	Tiempo de apagado
$dv/dt$	Valor de la variación temporal del voltaje, que produce la conducción.

### 2.4.3 MODELAMIENTO DEL SCR 9



a) Estructura básica del SCR(9).

La estructura de un SCR se puede visualizar como dos transistores complementarios: Q1 (pnp) y Q2 (nnp). Aplicando la ecuación de Ebers-Moll a los 2 transistores:

$$i_{c1} = \alpha_1 i_A + i_{CB01} \quad (2.04)$$

$$i_{c2} = \alpha_2 i_K + i_{CB02} \quad (2.05)$$

$\alpha$  = ganancia de corriente

$i_{CBO}$  = corriente inversa de la unión colector-base

Del circuito equivalente (fig. 2.05b)

$$i_A = i_{c1} + i_{c2}$$

$$i_A = \alpha_1 i_A + \alpha_2 i_K + i_{CB01} + i_{CB02} \quad (2.06)$$

$$i_A + i_G = i_K \quad (2.07)$$

Sustituyendo 2.07 en 2.06

$$i_A = \frac{[\alpha_2 i_G + i_{CB01} + i_{CB02}]}{[1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]} \quad (2.08)$$

$\alpha = f(i_E)$ ;  $\alpha$  (ganancia de corriente) es directamente proporcional a  $I_E$

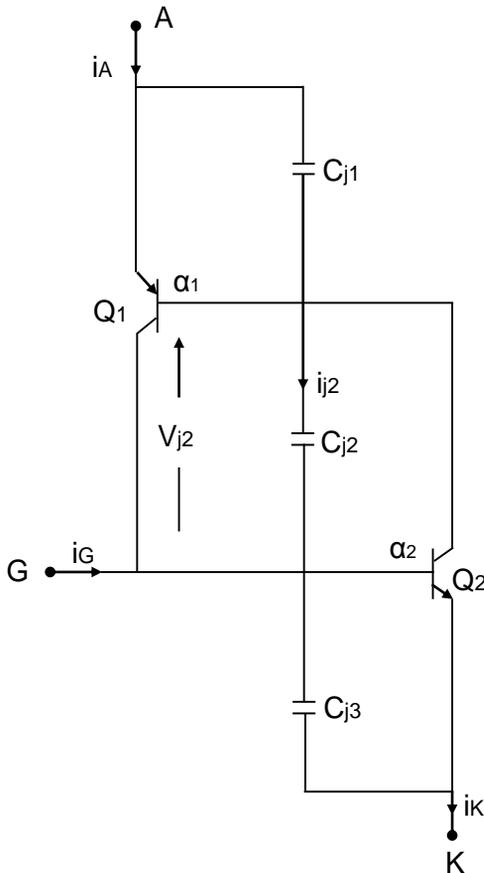
b) Circuito equivalente en régimen permanente(9)

Fig.2.08 Modelamiento del SCR

en régimen permanente

Sí se aplica un pulso de  $i$  en G  $i_G \uparrow \rightarrow i_A \uparrow \rightarrow \alpha_1 \uparrow, \alpha_2 \uparrow \rightarrow i_A \uparrow \rightarrow \alpha_1 \uparrow, \alpha_2 \uparrow$  y se genera una realimentación positiva, que hace crecer indefinidamente a  $i_A$  (conduce el SCR).

## 2.4.3 MODELAMIENTO DEL SCR



Asociada a toda unión p-n, se presentan dos capacitancias :  $C_j$ , presente con polarización inversa, al formarse la región de vaciamiento, y  $C_d$  la capacitancia de difusión, presente con polarización directa, debido a los cambios que ocurren en la concentración de los portadores mayoritarios y minoritarios en la conducción.

Al modelar el SCR en régimen transitorio, se incorporan las tres capacitancias (fig.2.09). La capacitancia significativa es  $C_{j2}$ , porque la unión  $J_2$  está polarizada inversamente, por lo que el circuito equivalente del SCR abierto en régimen transitorio, es  $C_{j2}$ . Si  $V_{AK} > 0$ ,  $C_{j2}$ , origina  $i_{j2}$  y contribuye a las corrientes inversas  $I_{CBO1}$  y  $I_{CBO2}$  (ec. 2.08)

$$i_{j2} = v_{j2} \frac{dC_{j2}}{dt} + C_{j2} \frac{dv_{j2}}{dt} \quad (2.09)$$

c) Circuito equivalente en régimen transitorio<sup>(14)</sup>

$$v_{j2} \approx v_{AK} ; \frac{dC_{j2}}{dt} \approx 0$$

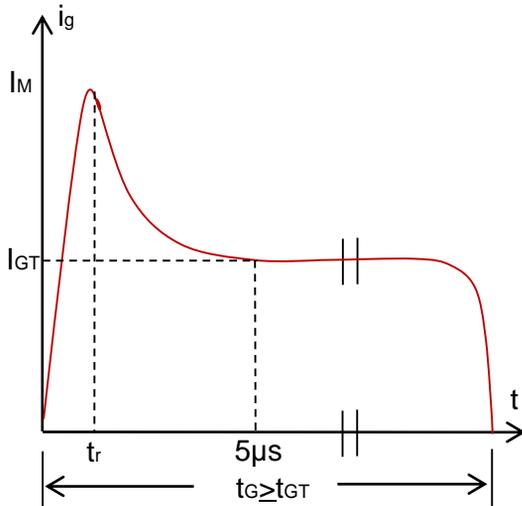
Si  $dv/dt$  es alto,  $i_{j2} \uparrow \rightarrow i_{CBO1} \uparrow$   
 $i_{CBO2} \uparrow \rightarrow \alpha_1 \uparrow$  y  $\alpha_2 \uparrow \rightarrow i_A \uparrow \rightarrow \alpha_1 \uparrow$  y  $\alpha_2 \uparrow$ ,  
 y se genera una retroalimentación positiva, y el SCR conduce. Este es un proceso de conducción indeseado

Fig. 2.09 Modelo del SCR en régimen transitorio

## 2.4.4 ENCENDIDO DEL SCR

El encendido del SCR puede ser por:

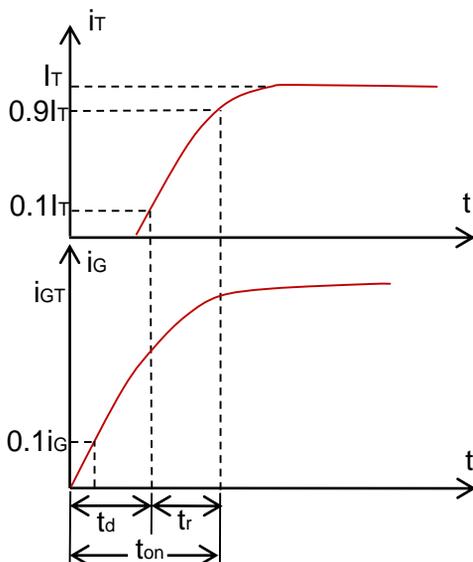
- Aplicación de  $i_g$  en compuerta
- Por alta temperatura (corriente inversa)
- Por luz (LASCR)
- Por alto voltaje (avalancha)
- Por  $dv/dt$  alto.



Forma de onda ideal de  $i_g$  (fig. 2.10 a)

- Amplitud de sobre-activación ( $I_M > 3I_{GT}$ ). Permite reducir el tiempo de encendido, y minimizar las pérdidas de conmutación.

a) Forma de onda ideal de  $i_g$



b) Forma de onda de  $I_T$

- Tiempo corto de subida del flanco ( $t_r$ ) para minimizar tiempo de encendido.

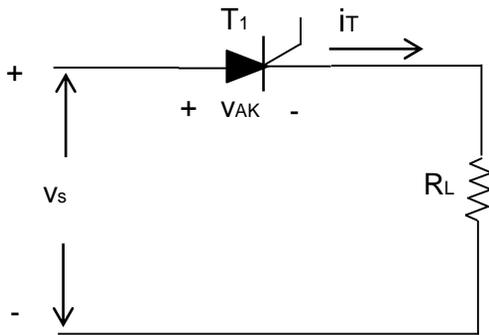
- Estabilización después de pocos microsegundos, a un valor que garantice el encendido del SCR ( $I_{GT}$ )

- Duración del pulso ( $t_g$ ) hasta que  $i_T \geq i_L$ . En la práctica  $t_g \geq t_{gt}$ .

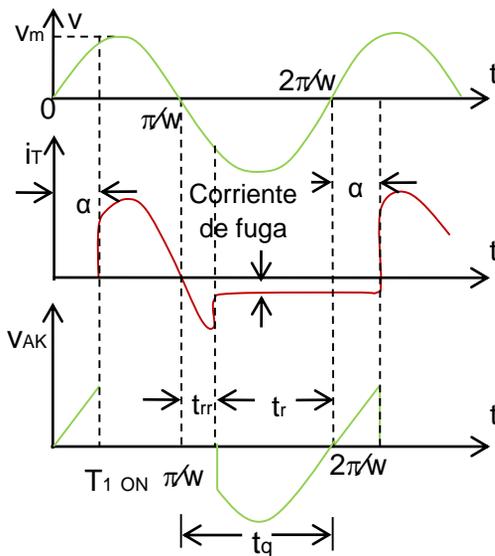
Se define tiempo de encendido, al intervalo de tiempo entre el instante en que  $i_g$  alcanza el 10% de  $I_{gt}$  y el instante en que  $i_{Ak}$  alcanza el 90% de su valor de régimen permanente.

Fig. 2.10 Encendido del SCR

## 2.4.5 APAGADO DEL SCR (CONMUTACION)



a) Circuito.



b) Formas de onda (14).

Fig. 2.11 Conmutación Natural

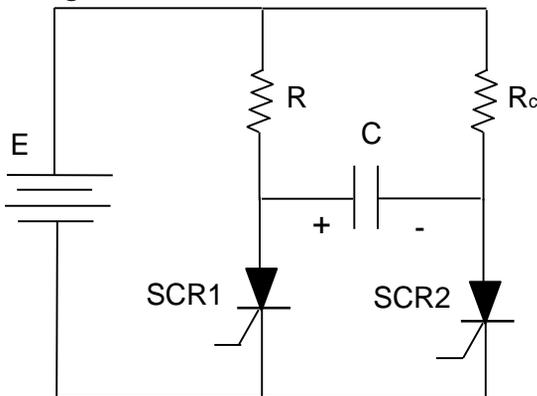


Fig. 2.11 Conmutación forzada Clase C(5).

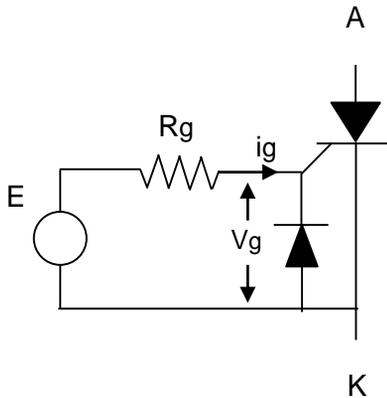
El SCR se apaga cuando  $i_{AK} < I_H$ , debido a que el exceso de portadores en las cuatro capas desaparece, por el proceso de recombinación, y reaparece la región de vaciamiento en la unión  $J_2$ . El proceso de apagado del SCR, presenta, igual que en el diodo, el fenómeno de recuperación inversa.

La conmutación del SCR se denomina natural, cuando  $i_{AK}$  decae a un valor inferior a  $I_H$ , debido a la naturaleza de la fuente (alterna). En este proceso se define tiempo de apagado ( $t_q$ ), al intervalo entre el paso por cero de la corriente y el instante en que se puede aplicar al SCR voltaje directo, sin que este conduzca (fig. 2.11b).

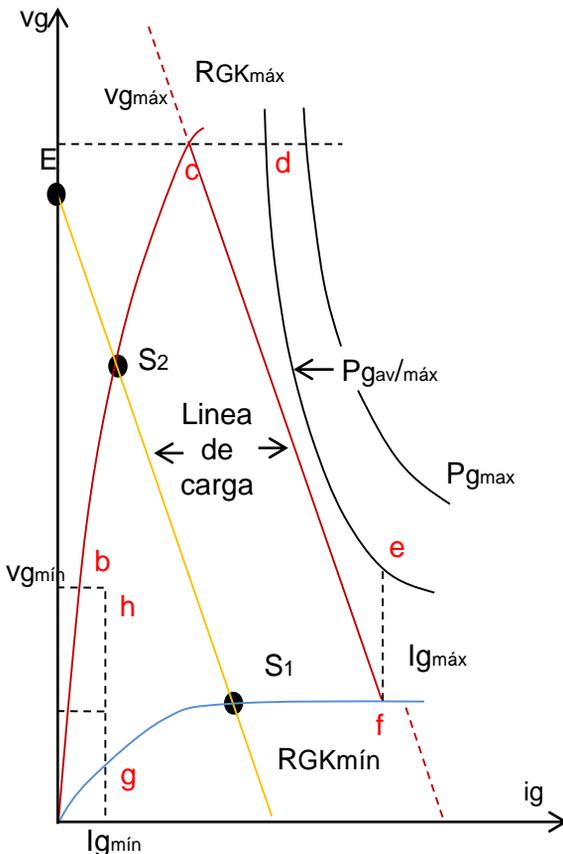
Si la fuente es continua, la conmutación se realiza disminuyendo la corriente a un valor inferior a  $I_H$ , bien sea transfiriendo la corriente de carga a otra trayectoria, ó reduciéndola a  $I_H$ .

La fig. 2.11 muestra la conmutación clase C. Se asume SCR2 encendido, y C se carga con la polaridad mostrada. Al conducir SCR1, el capacitor se descarga y reduce la corriente del SCR2 apagándolo.

## 2.4.6 CIRCUITO DE COMPUERTA 9



a) circuito



b) Característica v-i(9)

Fig. 2.12 Circuito de compuerta

La unión GK presenta un bajo voltaje de ruptura inverso, y caída significativa de voltaje en conducción (diodo de mala calidad). El fabricante especifica un límite superior e inferior de la característica v-i de la unión GK.

Para operación confiable, cada tiristor se caracteriza por límites operativos máximos:  $V_{gmax}$ ,  $I_{gmax}$ ,  $P_{gav/max}$  y mínimos:  $V_{gmin}$ ,  $I_{gmin}$  (fig. 2.12b).

El área segura de trabajo de accionamiento de la compuerta es **bcdefghb** (fig. 2.12b), y el punto de operación se encuentra sobre la línea de carga (S1-S2) dada por la ecuación:

$$v_g = E - R_g i_g \quad (2.10a)$$

La utilización óptima se obtiene desplazando la línea de carga hacia la curva  $P_{gav/max}$  (línea cf), de la cual se determinan los valores máximos ( $E_{max}$ ,  $R_{gmax}$ ).

Para pulsos superiores a  $100\mu s$ , se utiliza la curva  $P_{g(av/max)}$

$$E_{min} = R_{GKmax} I_{gmin} + V_{GT} \quad (2.10b)$$

$R_{GKmax}$  es la pendiente media de la curva  $R_{GKmax}$ . El diodo protege a la unión GK de voltajes inversos altos (fig. 2.12a). Se debe proteger la unión para  $I_{gmax}$ ,

## 2.4.7 INTERFASES DE DISPARO

### 2.4.7.1 INTRODUCCIÓN

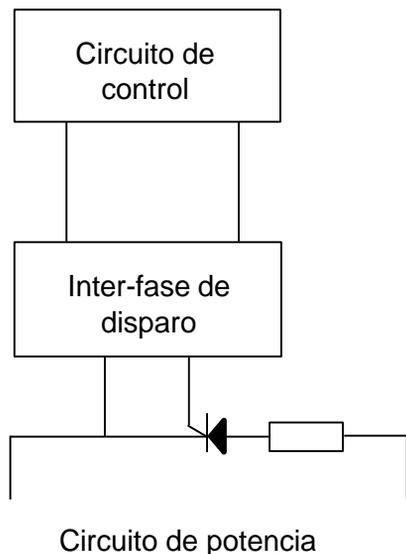


Fig. 2.13 Inter-fase de disparo

El circuito de potencia donde se aplican los tiristores, funcionan generalmente con voltajes iguales o superiores a 120V.

El circuito de control, conformado por micro-controladores, o elementos de electrónica discreta, genera pulsos de control a bajo voltaje, generalmente 5V, con baja capacidad de corriente, en el orden de miliamperios.

Los requerimientos mínimos de corriente y voltaje de los tiristores, para su activación ( $V_{GT}$ ,  $I_{GT}$ ), generalmente son superiores a la salida del circuito de control.

Por lo anterior, se requiere de una interfase entre el circuito de control y el circuito de potencia (fig.2.13), que realice las siguientes funciones:

a) Aislar los voltajes altos del circuito de potencia, del bajo voltaje del circuito de control.

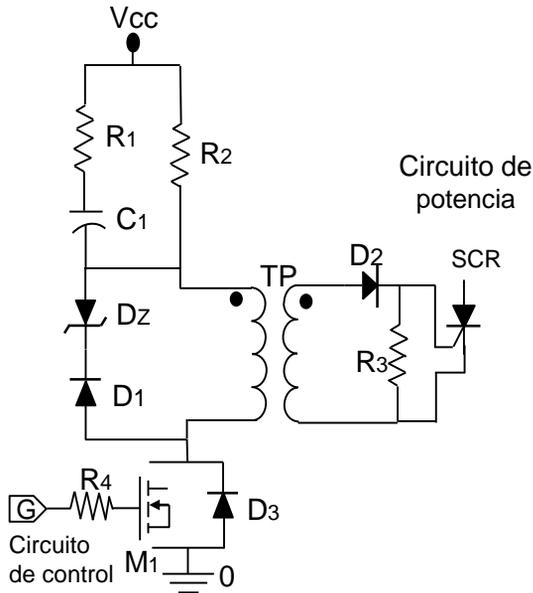
b) Adecuar los niveles de voltaje y corriente del circuito de control, a los requeridos para el disparo del tiristor

La inter-fase puede ser de naturaleza magnética (Transformador de pulsos), u óptica (opto-acopladores)

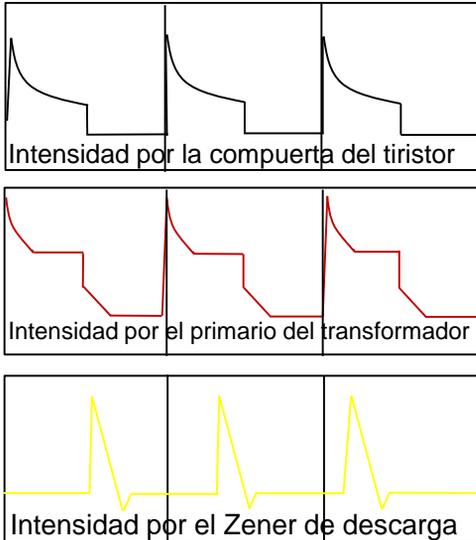
En algunos circuitos, por ejemplo el regulador de luz incandescente (dimmer), se utiliza un elemento de control (díac), que opera a voltaje comparable al del circuito de potencia (120 V), y no se utiliza la inter-fase

## 2.4.7 INTERFASES DE DISPARO

### 2.4.7.2 TRANSFORMADORES DE PULSO



b) Circuito de disparo



b) Formas de onda

Fig. 2.14 Transformador de pulsos

El transformador de pulsos ( $a=1$ ) se utiliza para aislar el circuito de control del circuito de potencia, y adecuar los niveles de voltaje y corriente del circuito de control a los requeridos por el tiristor ( $V_{GT}, I_{GT}$ )

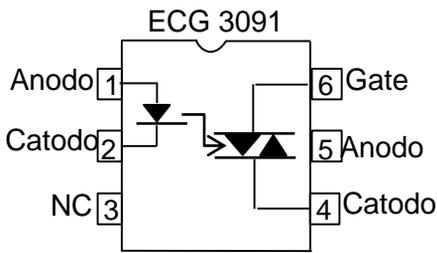
En la fig. 2.14 a), el circuito de control activa la compuerta del mosfet, y fluye una corriente en el primario del transformador, limitada inicialmente por  $R1//R2$  y posteriormente por  $R2$  (al cargarse el capacitor). El secundario del transformador aplica el voltaje y corriente, requeridos en la compuerta del SCR para activarlo

Al desactivarse el mosfet, el transformador se desmagnetiza a través de  $D1$  y  $Dz$ ;  $D2$  impide el paso del pulso negativo. La utilización del diodo zener, permite incrementar la frecuencia de conmutación del transformador. El resistor  $R3$  provee cierto nivel de inmunidad contra el ruido (voltaje parásito inducido), para impedir un disparo indeseado del SCR

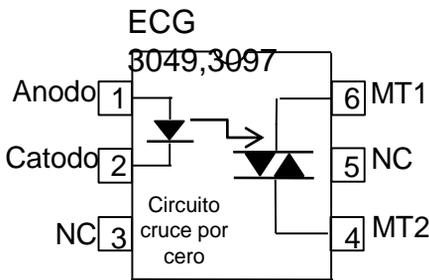
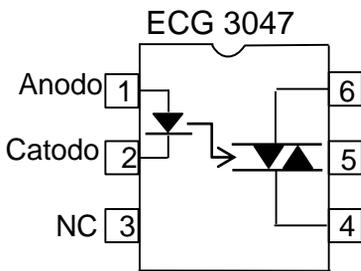
**Desventajas:** a) Requerimiento de fuente externa; b) Limitación en la frecuencia de conmutación; c) Gran número de componentes

**Ventajas:** alto nivel de aislamiento

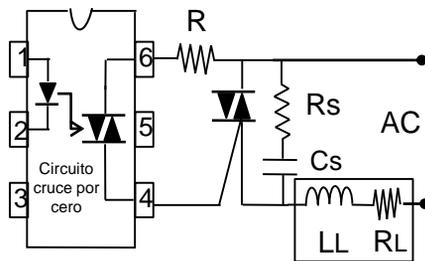
### 2.4.7.3 OPTO-ACOPLADORES



- Voltaje de Aislamiento: 7.5KV (pk)
- $dv/dt = 500V/\mu s$  (typ)
- LED: ( $V_f = 1.5V$ ,  $I_f = 40mA$ )



a) Opto-acopladores



b) Conexión de opto-acoplador(6)

El opto-acoplador (fig. 2.15a) es un circuito integrado conformado por un dispositivo foto-emisor (ILED), que genera una radiación infrarroja, y se canaliza por una guía de onda, a un dispositivo foto-receptor (foto-transistor; foto-SCR; foto-triac), el cual se activa, y cierra el circuito de disparo (compuerta), que enciende un tiristor.

El aislamiento entre el diodo foto-emisor y los terminales del foto-receptor es hasta de 7.5kV pico. Algunos opto-acopladores (ECG3049) incorporan un circuito detector, del cruce del voltaje de alimentación por el punto cero, para reducir el EMI (interferencia electromagnética), minimizando las corrientes impulsivas del circuito. Estos opto-acopladores se utilizan en el contactor de estado sólido. Los opto-acopladores se utilizan en E.P. para aislar el circuito de control del circuito de potencia. La conexión se muestra en la fig. 2.15b.

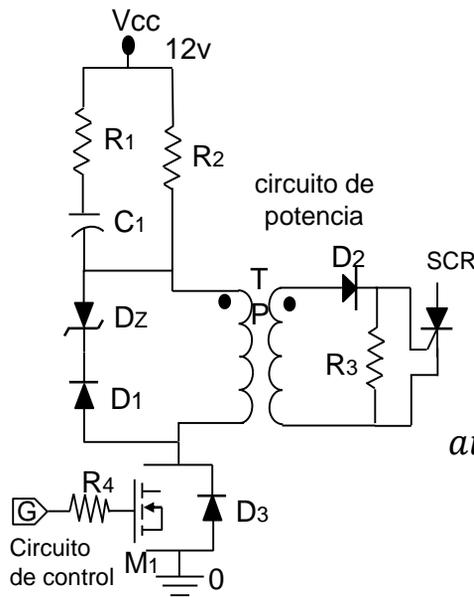
La corriente que activa el foto-diodo es  $I_f$ , y circula entre los terminales 1 y 2. La función de  $R$  (fig. 2.15b) es limitar la corriente del foto-receptor. Si el triac de potencia abre, y el voltaje de la fuente es máximo ( $V_p$ ) y se descarga  $C_s$ .

$$R = V_p / I_p \quad (2.11)$$

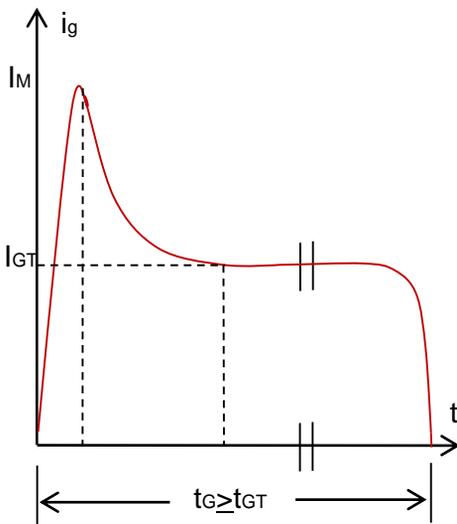
$I_p$  es la máxima corriente pico repetitiva del driver (foto-receptor). Si  $R$  es muy grande, puede introducir un retardo de fase no deseado

Fig. 2.15 Opto-acopladores

### 2.4.7.4 DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO CON T.P.



a) Circuito(9)



b) Corriente de compuerta

Fig. 2.16 Circuito de disparo con transformador de pulsos

Se requiere disparar un SCR que tiene las siguientes características de compuerta: ( $V_{GT}, I_{GT}$ ). Se requiere diseñar un circuito de disparo utilizando un transformador de pulsos.

De la característica de la corriente de compuerta (fig. 2.16b), se determina que al inicio de la conducción, en el primario:

$$ai_p = \frac{a(V_{cc} - V_{prim} - V_{mosfet})(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} = 5I_{GT} \quad (2.12)$$

Al estabilizarse la corriente

$$ai_p = \frac{a(V_{cc} - V_{prim} - V_{mosfet})}{R_2} = I_{GT} \quad (2.13)$$

Al abrir el transistor

$$V_{prim} = V_z + V_{diodo} = V_p$$

En el secundario se tiene ( $a$ =relación de transformación) :

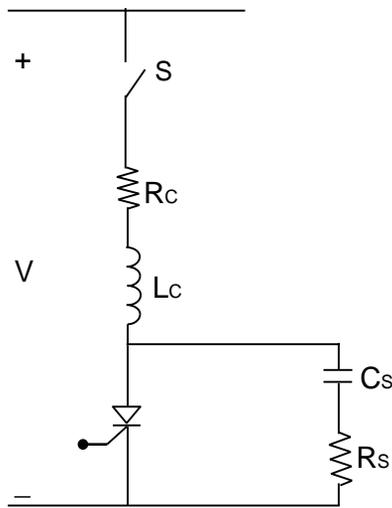
$$\frac{V_p}{a} = V_{GT} + V_{diodo} \quad (2.14)$$

$$ai_p = i_s = I_{GT} + \frac{V_{GT}}{R_3} \quad (2.15)$$

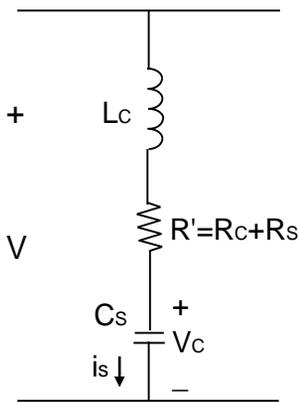
$R_3$  mejora la inmunidad al ruido. Valor típico:  $300\Omega$

## 2.4.8 CIRCUITOS SNUBBER DE VOLTAJE Y CORRIENTE 3

### 2.4.8.1 CIRCUITO SNUBBER DE VOLTAJE



a) Circuito snubber de voltaje.



b) Circuito equivalente para S cerrado con  $i_g=0$  y SCR ideal

Fig. 2.17 Circuito snubber de voltaje.

El circuito snubber de voltaje ,conformado por un circuito serie  $R_s-C_s$ (fig.2.17a), protege contra una conducción indeseada del SCR,por la presencia de un alto  $dv/dt$  en la red.

Se ignora la capacitancia de la unión J2 del SCR. Si la carga es resistiva ( $L_c$  pequeña)

$$i_s = \frac{V}{R'} e^{\frac{-t}{R'C_s}} \quad ; \quad R' = R_c + R_s$$

$$v_c = \frac{1}{C_s} \int i_s dt = V \left( 1 - e^{\frac{-t}{R'C_s}} \right)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V}{R'C_s} e^{\frac{-t}{R'C_s}}$$

El capacitor de la red snubber ( $C_s$ ) será:

$$C_s > \frac{V}{R' \left( \frac{dv_c}{dt} \right)_{max}} \quad (2.16)$$

Utilizando Laplace se puede demostrar que para  $L_c$  muy grande:

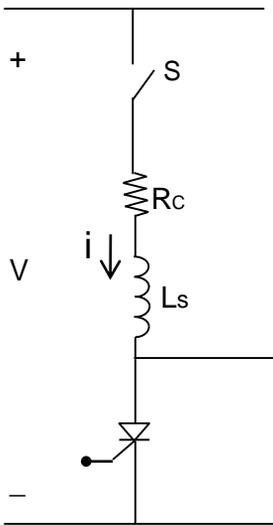
$$C_s = \frac{V^2}{L_c \left( \frac{dv_c}{dt} \right)_{max}^2} \quad (2.17)$$

$R_s$  limita la corriente descarga de  $C_s$ , a través del SCR.

Valores típicos:

$$0.1\mu F < C_s < 1\mu F \quad 10\Omega < R_s < 100\Omega$$

### 2.4.8.2 CIRCUITO SNUBBER DE CORRIENTE



a) Sin snubber de voltaje.

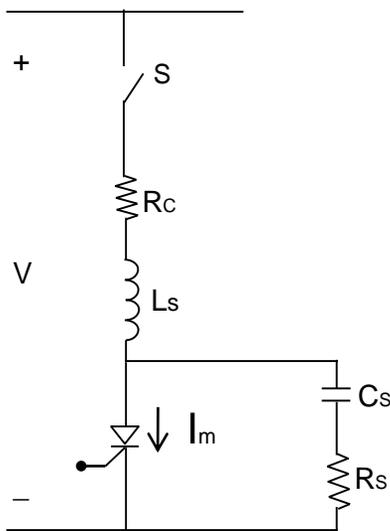
El circuito snubber de corriente ( $L_s$ ) protege al SCR contra un alto  $di/dt$ , que puede originar puntos calientes en el SCR y destruirlo.

El comportamiento del circuito sin snubber de voltaje es:

$$i = \frac{V}{R_c} \left( 1 - e^{-\frac{R_c t}{L_s}} \right)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L_s} e^{-\frac{R_c t}{L_s}} = \frac{I_m R_c}{L_s} e^{-\frac{R_c t}{L_s}}$$

$$L_s \geq \frac{V}{\left( \frac{di}{dt} \right)_{max}} \quad (2.18)$$



b) Con snubber de voltaje.

El comportamiento del circuito con snubber de voltaje es:

$$I_m = \frac{V}{R_c} + \frac{V}{R_s} = V \frac{R_c + R_s}{R_c R_s}$$

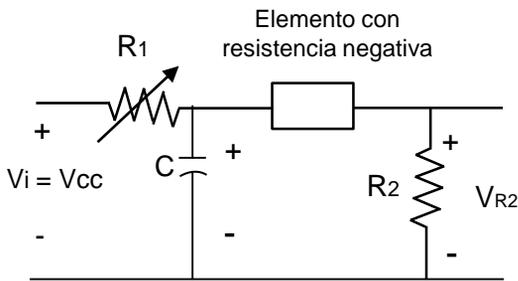
$$L_s \geq \frac{V \frac{R_c + R_s}{R_s}}{\left( \frac{di}{dt} \right)_{max}} \quad (2.19)$$

Fig. 2.18 Circuito snubber de corriente.

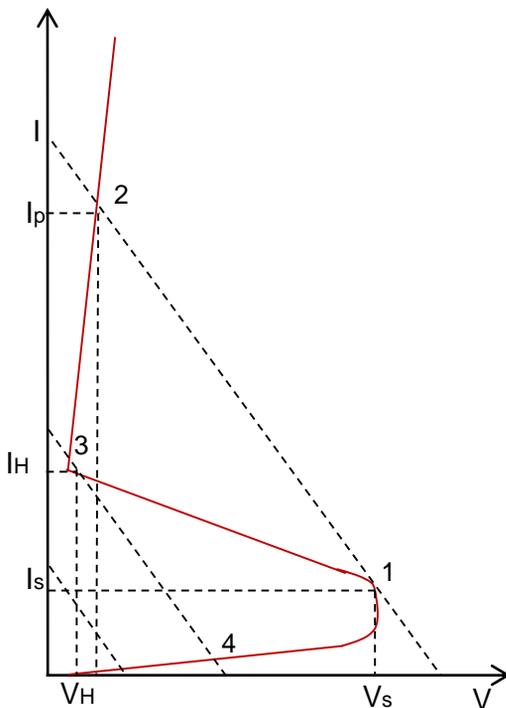
Generalmente la inductancia propia del circuito (conductores, dispersión de los transformadores,..) es mayor a  $L_s$ .

## 2.4.9 CIRCUITOS DE DISPARO DEL SCR

### 2.4.9.1 OSCILADOR DE RELAJACIÓN



a) Circuito oscilador



b) Curva v-i del elemento con resistencia negativa

Los pulsos cíclicos requeridos para el disparo de un SCR, se generan con un oscilador de relajación(fig.2.19a).

Se requiere de un elemento con resistencia negativa(fig. 2.19b), entre la región de corte( $v < V_s$ ;  $i < I_s$ ) y la de conducción( $i > I_H$ ;  $v > V_H$ ).Al cargarse el capacitor a  $V_s$ , el punto de operación de la rama ,R2-elemento de resistencia negativa, pasa de 1 a 2(fig.2.19b),la corriente alcanza el valor pico( $I_p$ ),y se origina un pico de voltaje( $I_p R_2$ ) ,que sirve para disparar al tiristor. Este punto operativo(2) no puede mantenerse, debido a la disminución del voltaje en el capacitor, y se desplaza al punto 4, cuando vuelve a cargarse y el ciclo se repite.

El valor máximo de  $R_1$  debe permitir, el paso de la corriente límite superior de circuito abierto( $I_s$ ), y el valor mínimo debe permitir el paso de la corriente límite inferior de circuito cerrado( $I_H$ ) .

$$R_{1max} = (V_i - V_s) / I_s \quad (2.20)$$

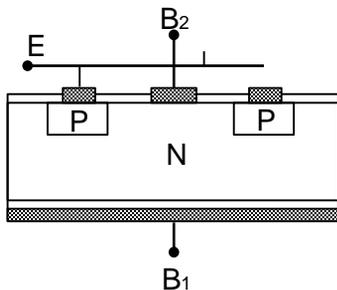
$$R_{1min} = (V_i - V_H) / I_H \quad (2.21)$$

Para mantener  $I_p, R_2 C$  debe ser 10 veces menor que el tiempo de conmutación.

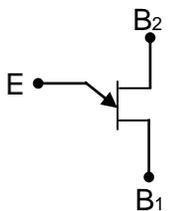
Fig. 2.19 Oscilador de relajación

## 2.4.9.2 DISPOSITIVOS DE RESISTENCIA NEGATIVA

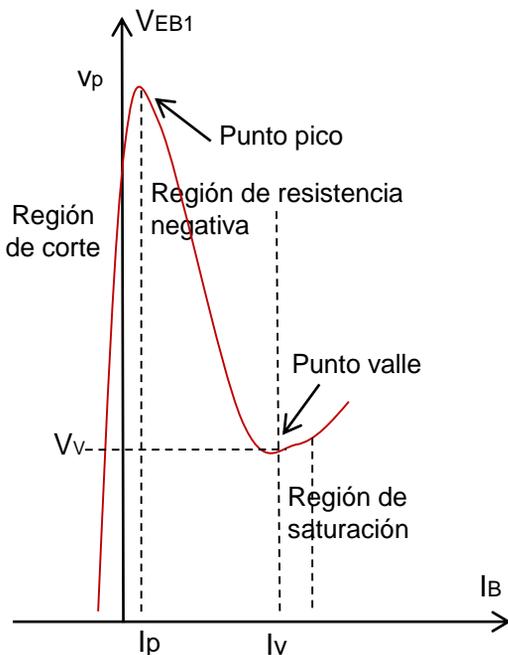
### 2.4.9.2.1 CARACTERÍSTICAS DEL UJT 9



a) Estructura



b) Símbolo



c) Característica v-i

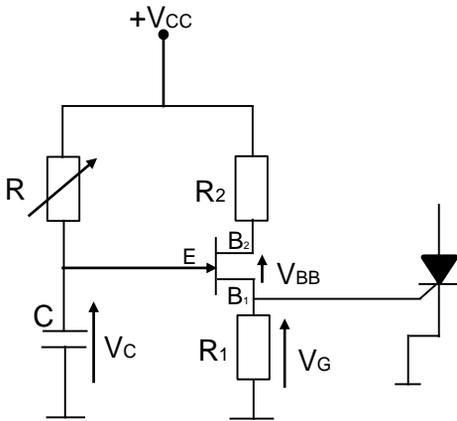
Fig. 2.20 El UJT

El UJT es una barra tipo N de bajo dopaje, con 3 terminales B1(base1), B2(base2), E (emisor)(fig. 2.20a). El emisor se conecta en un punto entre las bases de la barra, con una soldadura de aluminio, que produce un dopaje elevado de huecos, formando una unión P-N.

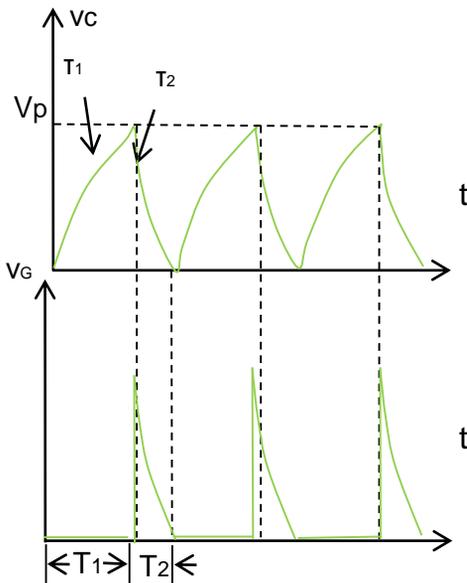
Si  $V_{B2B1} > 0$ , circula una baja corriente, debido al valor significativo de la resistencia, ya que,  $4.7k\Omega < R_{B2B1} < 9.1k\Omega$ , y el voltaje del emisor es  $\eta V_{B2B1}$ . A  $\eta$  se le define como relación intrínseca y varía entre 0.5 y 0.82..

Sí se aplica al emisor un voltaje menor a  $\eta V_{B2B1}$ , el diodo PN se polariza inversamente y el UJT trabaja en la región de corte (baja corriente). Sí se aplica al emisor un voltaje de  $\eta V_{B2B1} + 0.7v$  ( $V_p$ , fig. 2.20c) la unión se polariza en directo, y la fuente inyecta electrones por B1 reduciendo  $R_{EB1}$ , lo que aumenta la corriente entre B2 y B1, reduciendo más a  $R_{B2B1}$  y se inicia una retroalimentación positiva, que origina la zona de resistencia negativa (fig. 2.20c), hasta alcanzar saturación ( $V_v, I_v$ ). A partir de este punto, el UJT se comporta como un diodo normal.

### 2.4.9.2.2 OSCILADOR CON UJT 14



a) Circuito Oscilador(9)



b) Formas de onda(9)

Para que el circuito oscile, R debe satisfacer las ecuaciones 2.20 y 2.21 con  $V_s=V_p$ ,  $I_s=I_p$  y  $V_H=V_v, I_H=I_v$ .

$R_2$ (fig. 2.21a) sirve para compensar la variación térmica de  $R_{B_2B_1}$ , y su valor lo da el fabricante.  $R_1$  determina el ancho del pulso, y debe ser bajo, para acelerar el proceso de descarga del capacitor. Un valor típico es de  $100 \Omega$

El voltaje en el capacitor varía entre  $V_v$  y  $V_p$ . En la carga se ignora  $V_v$ , por ser pequeño. La ecuación de carga del capacitor es:

$$V_c = V_v + V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (2.22)$$

Para  $t=T_1, V_c=V_p$ . Se ignora  $V_v$

$$T_1 = RC \ln \left( \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_p} \right) \quad (2.23)$$

La ecuación de descarga es:

$$V_c = V_p e^{-\frac{t'}{(R_1 + R_{EB1})C}} \quad (2.24)$$

Para  $t=T_2, V_c=V_v$

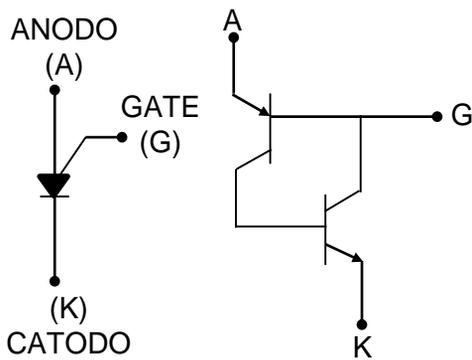
$$\begin{aligned} T_2 &\approx (R_1 + R_{EB1})C \ln \left( \frac{V_p}{V_v} \right) \\ &\approx 5R_1C \end{aligned} \quad (2.25)$$

$T=T_1+T_2$  pero  $T_2 \ll T_1$  entonces

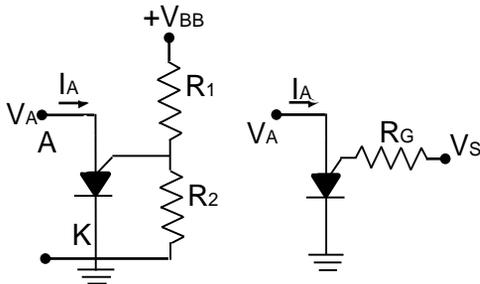
$$T = RC \ln \left( \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_p} \right) = RC \ln \left( \frac{1}{1 - \eta} \right) \quad (2.26)$$

Fig. 2.21 Oscilador con UJT

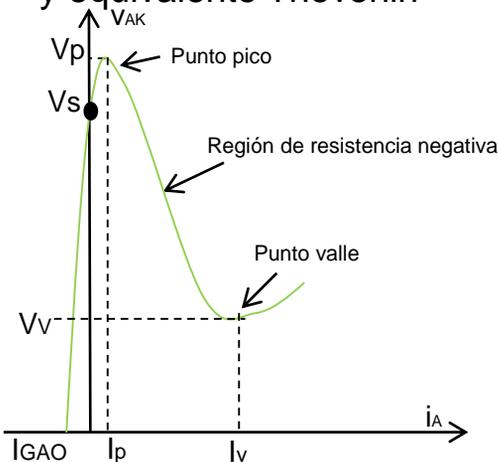
### 2.4.9.3 EL PUT 9



a) Símbolo y circuito equivalente



b) Circuito de programación y equivalente Thevenin



c) Característica v-i

Fig. 2.22 El PUT

El transistor programable de unijuntura (PUT) es un tiristor de 3 terminales: ánodo (A); cátodo (K) y compuerta (G) (fig. 2.22a). Se diferencia del SCR en que G se referencia con A, y no con K. Si  $V_{AG} > 0$ , el PUT pasa del estado de bloqueo al de conducción. Variando  $V_G$  mediante un divisor de voltaje (fig. 2.22b), se pueden programar  $\eta$ ,  $V_p$  e  $I_p$ . Los parámetros del equivalente Thevenin son:

$$V_G = (V_{BB} R_2) / (R_1 + R_2) \quad (2.27)$$

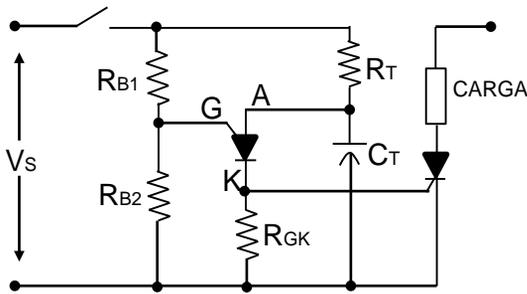
$$R_G = (R_1 R_2) / (R_1 + R_2) \quad (2.28)$$

$$V_p = V_G + V_{AG} + I_p R_G \quad (2.29)$$

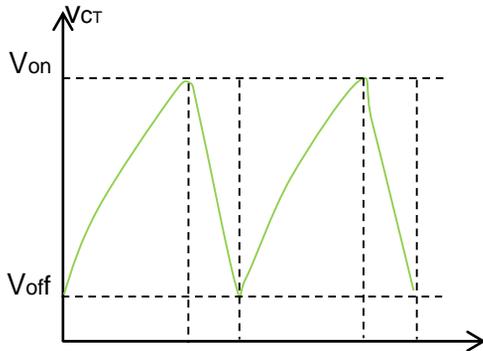
Los PUT son sensibles a cambios en  $V_G$  y  $R_G$ . Fluye una corriente inversa (negativa) de ánodo para  $V_A < V_G$ , debido a una corriente de fuga de la red de polarización, a la red de carga. Para corrientes menores a  $I_p$ , el dispositivo está bloqueado, y con una corriente mayor, el dispositivo pasa a la zona de resistencia negativa y luego a la de conducción.  $I_{GAO}$  es la corriente de compuerta a ánodo, con cátodo abierto.

Para  $I_p < I < I_v$ , el dispositivo opera en la zona inestable de resistencia negativa, y con  $I_v$  ocurre el voltaje mínimo ( $V_v$ ) (para lo cual el dispositivo se comporta como diodo).

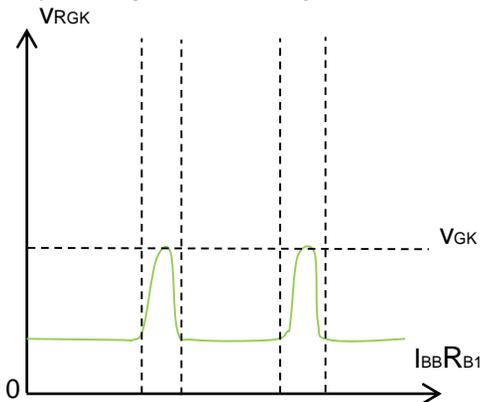
### 2.4.9.3.1 OSCILADORES CON PUT 7



a) Circuito oscilador(6)



b) Voltaje en el capacitor



c) Pulso de salida

Fig.2.23 Oscilador con PUT

Para que el circuito oscile,  $R_T$  debe satisfacer las ecuaciones 2.20 y 2.21.  $R_T$  y  $C_T$  conforman la red de temporización, que determina el tiempo entre la aplicación del voltaje (cierre del interruptor) y el inicio del pulso

El período de los pulsos es igual al del oscilador con UJT, con la diferencia que  $\eta$  es variable

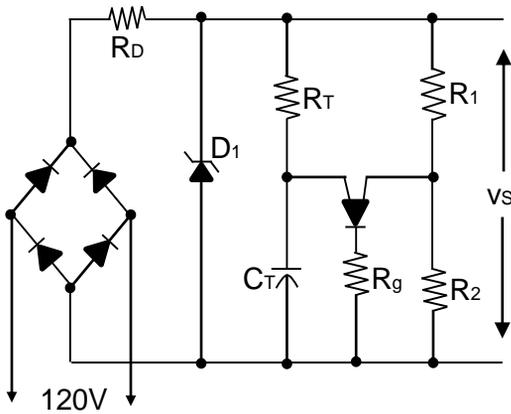
$$\eta = R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = R_T C_T \ln \left( \frac{1}{1 - \eta} \right) =$$

$$T = R_T C_T \ln \left( \frac{1}{1 - \eta} \right) =$$

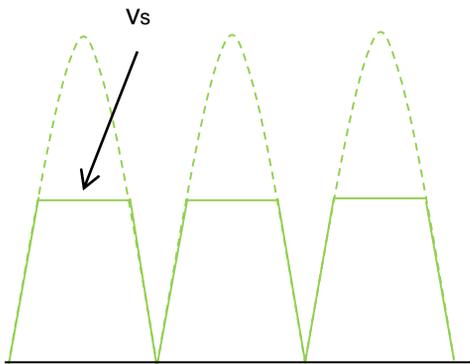
$$= R_T C_T \ln \left( (R_{B1} + R_{B2}) / (R_{B1}) \right) \quad (2.30)$$

El voltaje en el capacitor varía desde  $V_{off}$  ( $V_v$ ) hasta  $V_{on}$  ( $V_p$ ). (fig. 2.23b). Cuando el capacitor alcanza  $V_p$ , ( $V_A > V_G$ ) se descarga a través de  $R_{GK}$  y la compuerta del PUT, y se produce en  $R_{GK}$  un pulso de voltaje (fig. 2.23c), el cual aparece recortado por el voltaje de conducción del diodo, compuerta - cátodo del SCR. Si  $V_s$  es continuo, el ciclo de carga y descarga se repite indefinidamente

### 2.4.9.3.2 SINCRONIZACIÓN DE LA FUENTE DEL OSCILADOR CON LA FUENTE DE CORRIENTE ALTERNA 7



a) Circuito(6)



b) Forma de onda de  $v_s$

Fig2.24. Sincronización del pulso del oscilador con la fuente

En los convertidores CA/CD controlados por fase, se requiere sincronizar los pulsos de salida, con el voltaje alterno de la fuente. Se requiere que la carga del capacitor se inicie, con el paso por cero, hacia valores positivos del voltaje de la fuente

Una posibilidad de realizar esta sincronización se muestra en la fig. 2.24a). El voltaje de la fuente se rectifica (onda completa) y se recorta con el diodo zener ( $D_1$ ) y se obtiene la forma de onda  $v_s$  (fig. 2.24b).

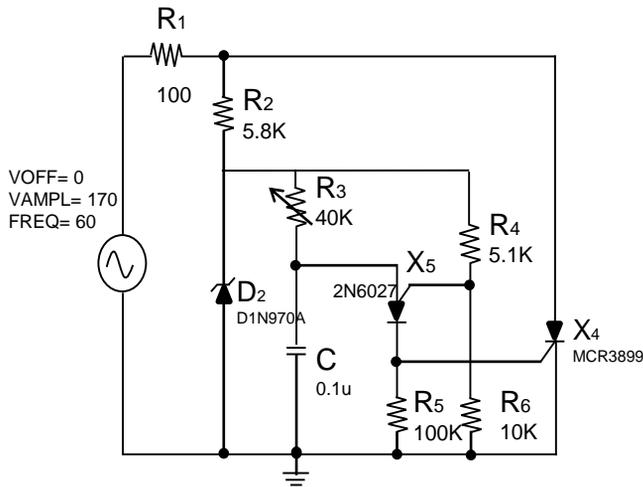
Dado que  $V_p$  del PUT ( $v_s$ ) cae a cero, cada vez que el voltaje de la fuente pasa por cero, se descarga  $C_T$  al final de cada semiperíodo, y el inicio de un nuevo semiperíodo ocurre con  $C_T$  descargado.

Los valores de  $R_T$  y  $C_T$  controlan el instante (ángulo de fase), al cual ocurre el pulso.

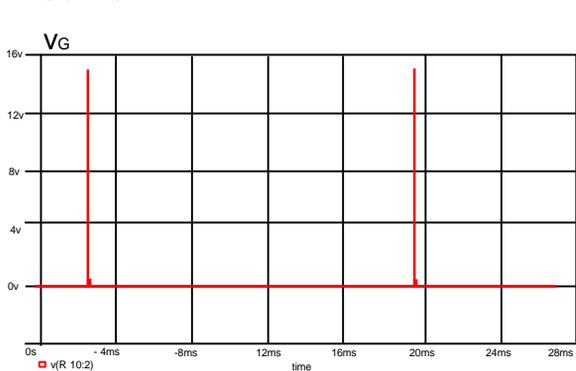
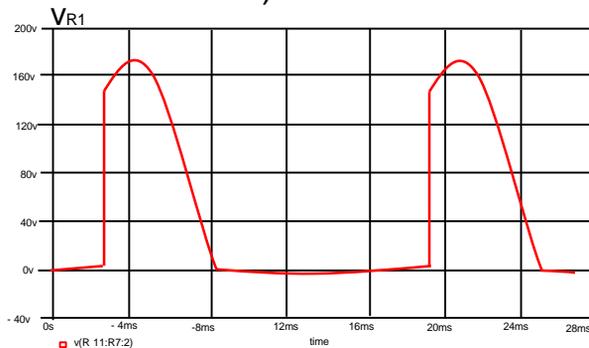
El diodo zener garantiza la constancia del inicio del pulso, aún al presentarse una perturbación del voltaje de la fuente.

## 2.4.9.3.3 APLICACIONES DEL OSCILADOR CON PUT 7

### 2.4.9.3.3.1 CONTROLADOR DE MEDIA ONDA



a) Circuito



b) Formas de onda del voltaje en la carga y en la compuerta para  $\alpha=90^\circ$

Fig. 2.25 Control de media onda

La fig. 2.25 a) muestra un circuito de control de media onda de un convertidor CA/CD.

$R_2$  limita la corriente del zener, para no exceder su capacidad disipativa ( $P_z$ ).

$D_2$  actúa como zener, únicamente en el semiperíodo positivo, y en el semiperíodo negativo funciona como un diodo normal, generando el voltaje al circuito oscilador ( $v_s$ ).

El valor de  $R_2$  se determina de la ecuación 2.31

$$R_2 = (V_{RMS} - 0.7V_z) / I_z \quad (2.31)$$

$V_{RMS}$  = Voltaje eficaz de la fuente

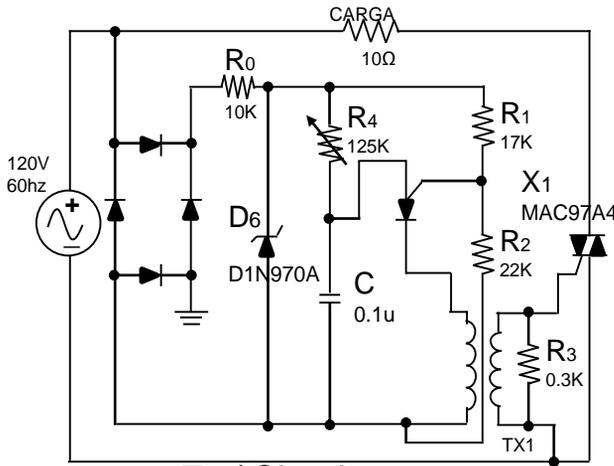
$R_3$  y  $C$  fijan el período del pulso del oscilador, el cual necesariamente no es el período del pulso de disparo (¿Por qué?).

El control de la potencia entregada a la carga, ocurre únicamente en el semiperíodo positivo.

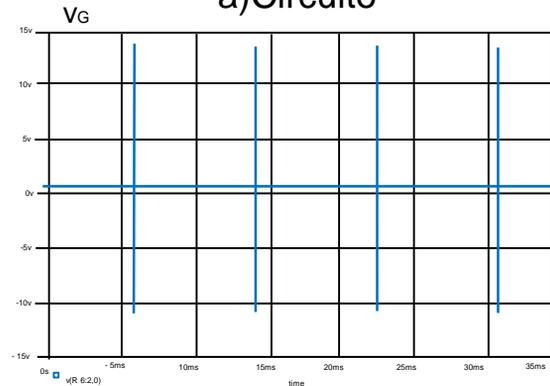
La fig. 2.25b) muestra las formas de onda del voltaje en la carga y en la compuerta para  $\alpha=90^\circ$

### 2.4.9.3.3 APLICACIONES DEL OSCILADOR CON PUT 7

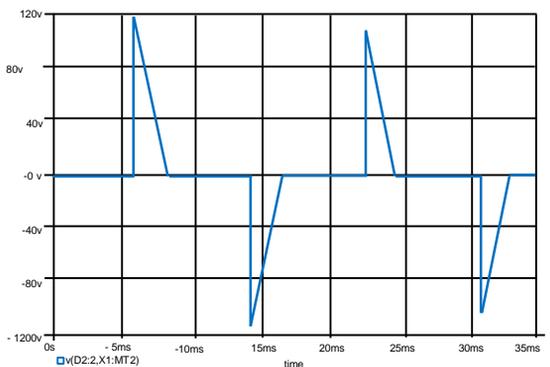
#### 2.4.9.3.3.2 CONTROLADOR DE ONDA COMPLETA



a) Circuito



b) Pulsos en la compuerta del triac



c) Voltaje en la carga

Fig. 2.26. Control de onda completa

El circuito de control del convertidor CA/CD de onda completa, se realiza adicionando un puente rectificador, un transformador de pulsos y sustituyendo al SCR por un TRIAC (fig. 2.26a).

$R_0$  y  $D_6$  permiten la sincronización del voltaje de la fuente, con los pulsos del oscilador.  $R_1$  y  $R_2$  conforman el circuito divisor de voltaje, para programar el disparo del PUT.

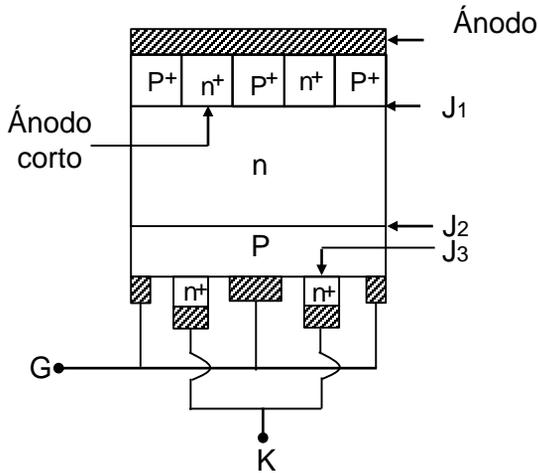
El transformador de pulsos aísla el neutro (120V) o la fase (208 V), del terminal negativo del circuito oscilador del PUT.

Este circuito de control se puede implementar con optoacoplador. El resistor de 125 k $\Omega$ , controla el ángulo de disparo del triac

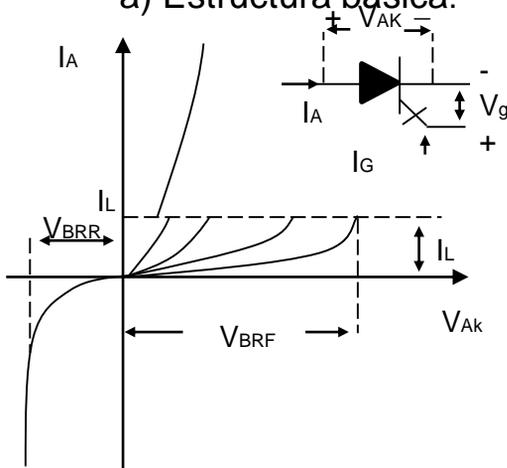
La fig. 2.26b) muestra los pulsos en la compuerta del triac y la fig. 2.26c), muestra el voltaje en la carga

## 2.5 TIRISTOR DE APAGADO POR COMPUERTA

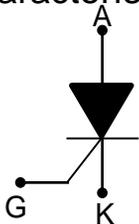
### 2.5.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS Y OPERATIVAS 9



a) Estructura básica.



b) Característica v-i.



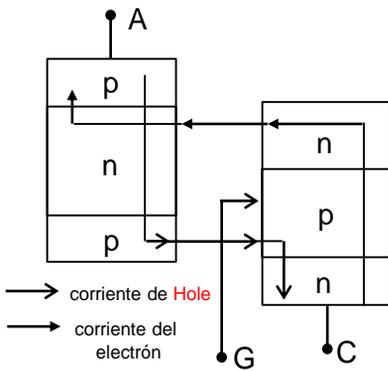
c) Símbolo.

Las principales diferencias constructivas con el SCR son:

- Interconexión de capas de control (más delgada) y catódicas con incremento en el perímetro de las regiones de puerta.
- Ataque químico para acercar el contacto de puerta al centro de las regiones catódicas.
- Regiones que corto-circuitan las regiones anódicas para acelerar el apagado pero generan un bajo voltaje de ruptura inverso.
- La característica v-i en polarización directa es similar a la del SCR pero no así la de polarización inversa.
- La ganancia de corriente al encendido es alta, del orden de 200 y la de apagado es baja del orden de 5 a 10.

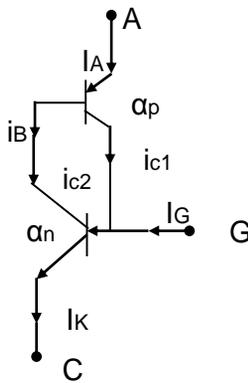
Fig. 2.27 Tiristor de apagado por compuerta(GTO).

## 2.5.2 MODELAMIENTO DEL GTO 9

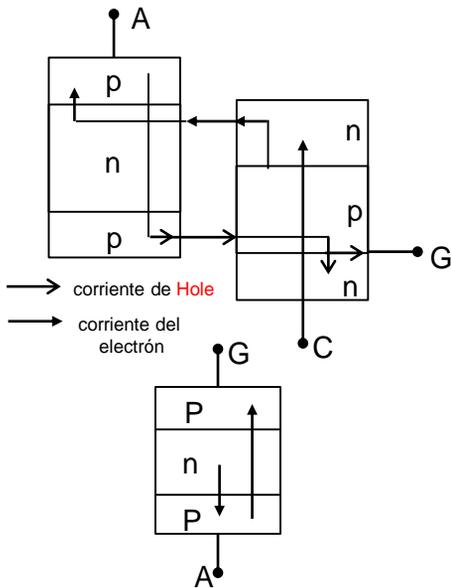


Al aplicarle un pulso de corriente a la compuerta  $v_{GK} > 0$ , los dos transistores se saturan y el comportamiento es el del SCR (ec. 2.06).

Para bloquearlo se debe sacar de saturación a los dos transistores aplicando una corriente de compuerta negativa  $i_G < 0$



a) Corrientes al encender



b) Corrientes al apagar

$$I_{B2} = \alpha_1 I_A - I_G$$

$$I_{C2} = -I_{B1} (1 - \alpha_1) I_A$$

$$T_2 \text{ No saturado} \rightarrow I_{B2} < I_{C2} / \beta_2$$

$$\beta_2 = \alpha_2 / (1 - \alpha_2)$$

Sustituyendo

$$I_{B2} < \frac{I_{C2} (1 - \alpha_2)}{\alpha_2} = \frac{(1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2)}{\alpha_2} I_A$$

$$\alpha_1 I_A - I_G < \frac{(1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2) I_A}{\alpha_2}$$

$$I_G > \frac{I_A}{\alpha_2} (\alpha_1 + \alpha_2 - 1)$$

$$I_G > \frac{I_A}{\beta_{off}}$$

$$\beta_{off} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1} \quad (2.32)$$

Fig. 2.28 Modelamiento del GTO.

## 2.5.3 ENCENDIDO Y APAGADO DEL GTO 15

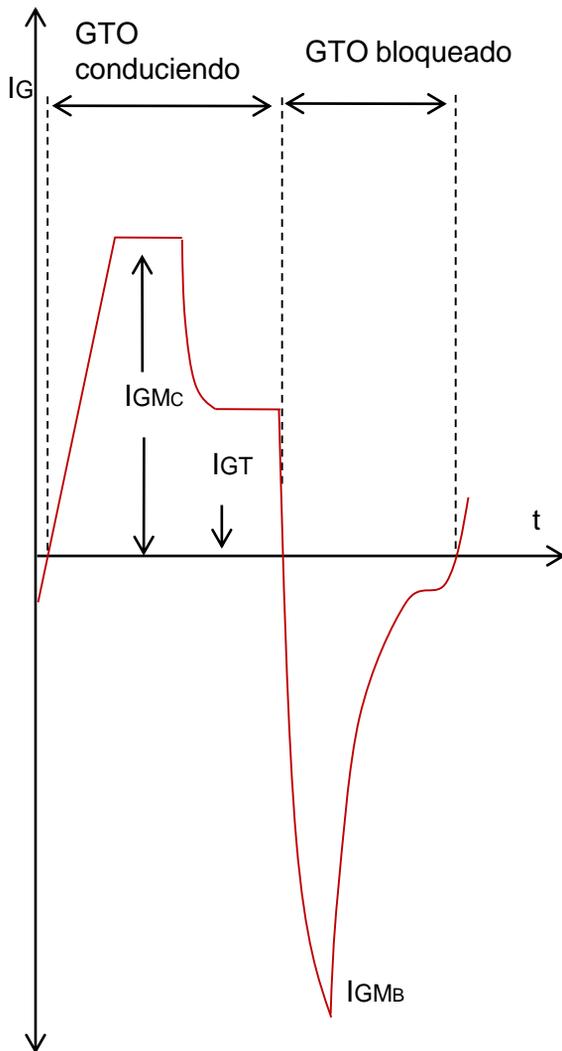


Fig. 2.29 Forma de onda de la corriente de la compuerta del GTO.(15)

Para entrar en conducción se necesita un alta variación temporal de la corriente de compuerta, hasta alcanzar el valor  $I_{GM}$  necesario para poner en conducción todo el cristal. Si sólo entra en conducción una parte, y circula toda la corriente el GTO se puede dañar.

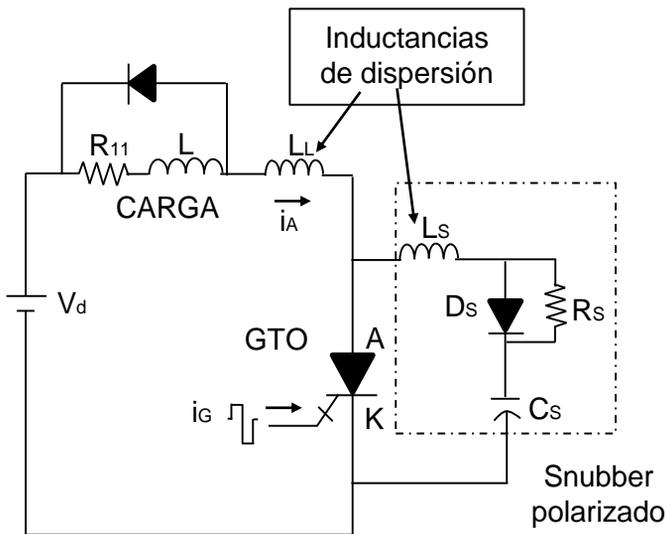
Una vez se establece la conducción, baja la corriente a la requerida ( $I_{GT}$ ) para que el GTO siga conduciendo.

La aplicación de una corriente negativa del orden de 0,1 a 0,2 IA bloquea al GTO, pero debe mantenerse un voltaje negativo para evitar la conducción esporádica del GTO.

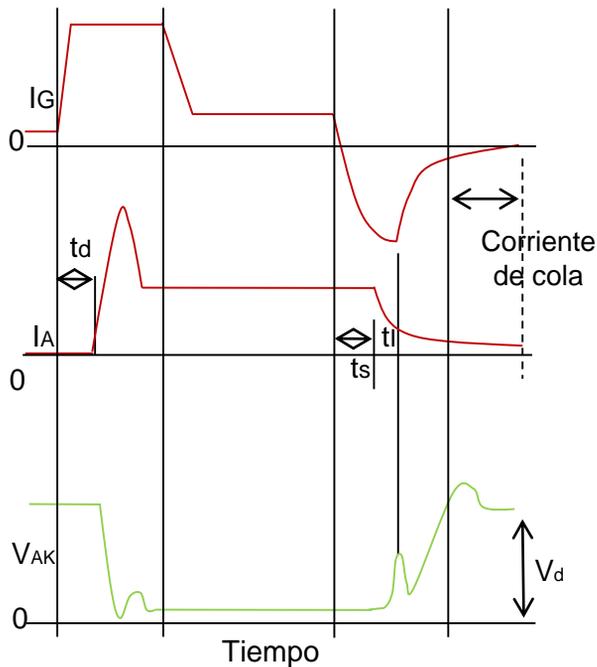
Para el proceso de encendido y bloqueo se requieren circuitos (snubber) de protección para la conmutación.

El circuito de control al apagado requiere de capacidades significativas de corriente

## 2.5.4 CIRCUITOS DE PROTECCIÓN EN LA CONMUTACIÓN SNUBBER 8



a) Circuito.



b) Corrientes y voltajes al apagado.

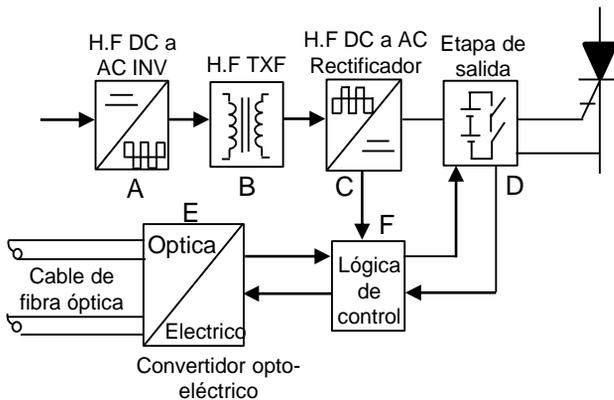
El circuito de protección al encendido (snubber de corriente) realiza una función amortiguadora, al limitar la variación temporal de la corriente anódica y evitando que la alcance valores muy altos debido a la recuperación inversa del diodo de rueda libre de la carga, lo que destruiría al GTO.

El circuito de protección al apagado (snubber de voltaje) limita la variación temporal del voltaje ánodo-cátodo evitando un encendido indeseado del GTO.

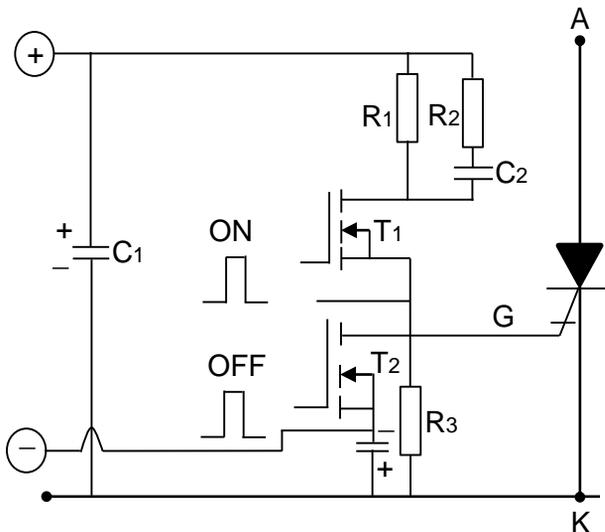
Las formas de onda de la corriente de ánodo y del voltaje ánodo-cátodo del GTO se muestra en la fig. 2.30 c)

Fig. 2.30 Conmutación del GTO.

## 2.5.5 CIRCUITO DE DISPARO DEL GTO 9



a) Diagrama de bloques



b) Circuito de la etapa de salida

Fig. 2.31 Circuito de disparo del GTO

El circuito de disparo de un GTO tiene los siguientes objetivos :

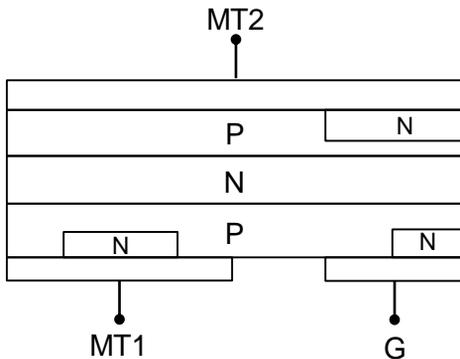
- 1) Encender al GTO por medio de un pulso de corriente .de valor alto
- 2) Mantenerlo en conducción hasta que la alcance su valor nominal
- 3) Apagar el GTO con un pulso muy grande de corriente negativa .
- 4) Reforzar el estado de bloqueo del GTO con un voltaje negativo en la compuerta.

La fig. 2.31a) muestra el diagrama de bloques del circuito de disparo de un GTO de alto voltaje.

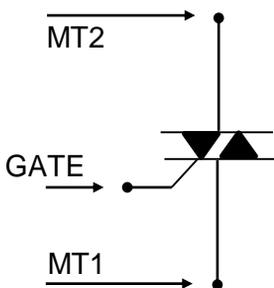
La fig. 2.31b) muestra el circuito de la etapa de salida del circuito de disparo. La rama  $R_2C_2$  genera el pico del pulso positivo y  $R_3C_3$  el pico del pulso negativo.  $T_2$  se conforma por muchos transistores en paralelo y no se coloca un resistor en serie, debido a la alta corriente de apagado.  $R_3$  debe ser baja para obtener un voltaje de bloqueo directo mínimo

## 2.6 TRIAC

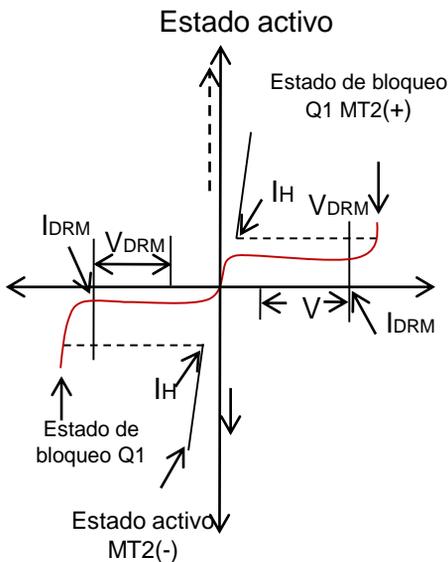
### 2.6.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS Y OPERATIVAS 7



a) Estructura básica(7)



b) Símbolo



c) Característica v-i(7)

Fig. 2.32 El triac .

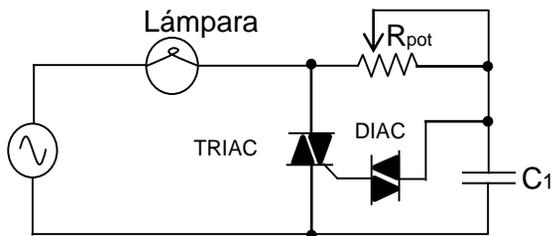
El triac es un dispositivo semiconductor de cinco capas y tres terminales: MT1, MT2, G (compuerta). Se conforma por dos SCR complementarios: entre MT1 y MT2 hay un PNP(SCR1) en paralelo con un PNP(SCR2). **La región entre MT1 y G consiste de dos diodos complementarios ,por lo que permite el disparo ,con una señal positiva o negativa en la compuerta.**

El triac es un dispositivo bidireccional de corriente. Una señal aplicada entre G y MT1 positiva o negativa, polariza en directo cualquiera de los dos diodos complementarios, ubicados entre G y MT1, generando la retroalimentación positiva de uno de los dos SCR complementarios, y haciendo fluir la corriente entre MT2 Y MT1, independientemente de la polaridad de MT1 .

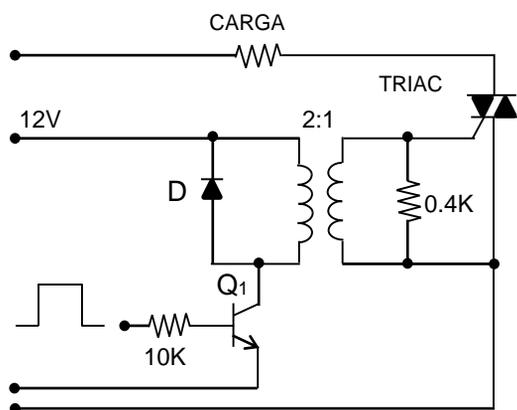
**Se utiliza MT1 como referencia para voltajes y corrientes.** La característica v-i (fig.2.32 c) muestra los 4 posibles cuadrantes de operación. Los más sensibles son Q1: MT2(+), G(+) y Q3: MT2(-), G(-).

La operación confiable se reduce a 60hz, debido al corto tiempo para recuperarse y revertir el estado de bloqueo ,debido a la conducción bidireccional de corriente.

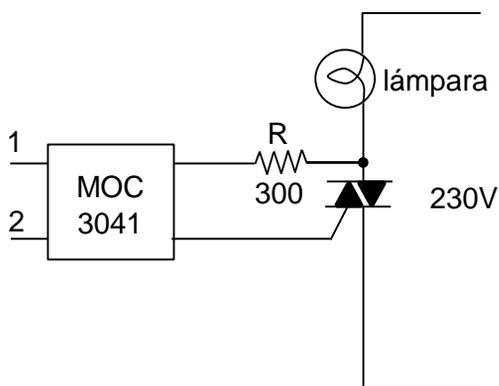
## 2.6.2 CIRCUITOS DE DISPARO DEL TRIAC 12



a) Con red RC y diac



b) Con transformador de pulsos



c) Con opto-acoplador

Fig. 2.33 Circuitos de disparo del triac

El circuito básico de disparo del triac (fig. 2.33a) utiliza una red RC, para atrasar el instante en el cual el voltaje en el capacitor alcanza el voltaje de ruptura del diac.

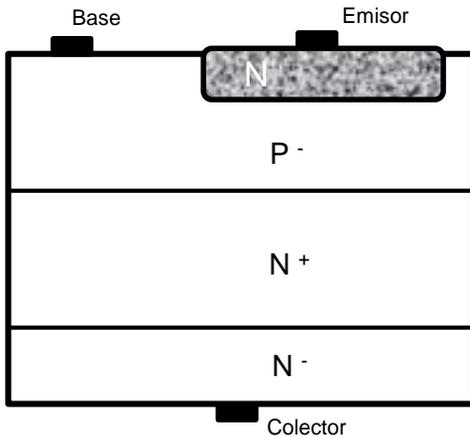
Es recomendable adicionar un resistor después del diac, para limitar la corriente de compuerta. Este circuito de disparo es manual y no alcanza a cubrir toda la gama del ángulo de disparo. ( $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ ) (¿Por qué?)

El circuito de la fig. 2.33b) acondiciona en corriente y voltaje con un transformador de pulsos, el pulso proveniente del circuito de control. El ángulo de disparo ideal de este circuito cubre toda la gama disponible.

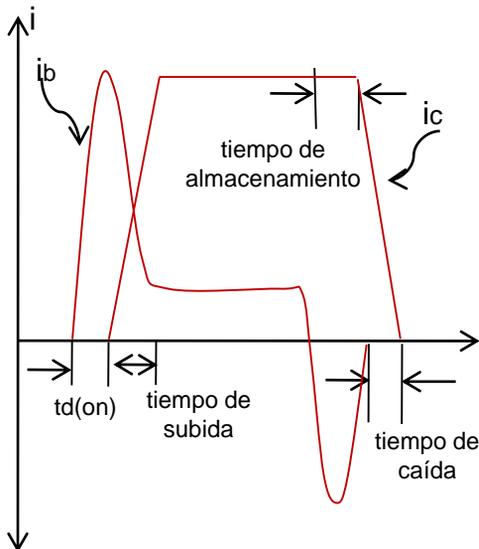
El circuito de la fig. 2.33c) utiliza un opto-acoplador, de la serie MOC fabricados por MOTOROLA, para aislar el circuito de control del circuito de potencia. El pulso proveniente del circuito de control se aplica a los terminales 1 y 2, para activar el opto-acoplador y cerrar el circuito de la compuerta del triac. La resistencia del circuito de compuerta ( $R=300\Omega$ ), limita la corriente impulsiva al valor máximo permitido por el opto-acoplador y la compuerta del triac

## 2.7 TRANSISTOR BIPOLAR DE UNIÓN(BJT)

### 2.7.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS Y OPERATIVAS 2



a) Estructura básica



b) Corrientes de base y colector

Fig. 2.34 El BJT.

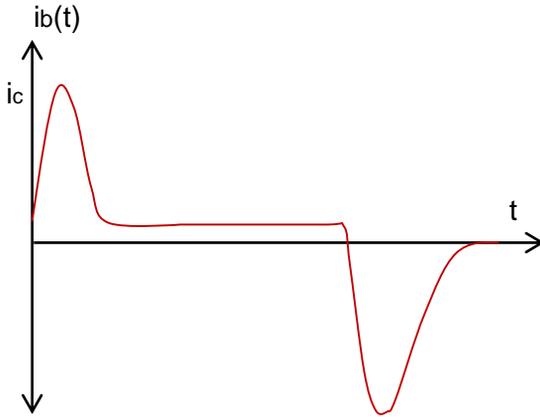
El BJT ha sido desplazado en bajos voltajes por el MOSFET, y en voltajes altos por el IGBT, por problemas como el de la segunda ruptura, el tiempo de recuperación inversa y la baja ganancia de control, sin embargo se estudia, para comprender el IGBT.

Los BJT utilizados eran del tipo NPN, debido a la mayor densidad de corriente permitida. La operación como interruptor está modulada por el valor y la rapidez de crecimiento de la corriente de base (fig.2.34b). El encendido rápido se realiza inyectando una corriente alta ( $i_B = i_C$ ) hasta que fluya la corriente de colector, y después se reduce a  $i_B = i_C / \beta_f$ . Si  $\beta_f$  (ganancia forzada) es baja, también lo será  $V_{CE}$  y el transistor está profundamente saturado. El tiempo de recuperación inicial directo está asociado, al tiempo de demora al encendido  $t_d(on)$ . El fenómeno de recuperación inversa origina un tiempo de demora al apagado ( $t_d(off)$ ). El tiempo de almacenamiento es el requerido para remover la carga interna.

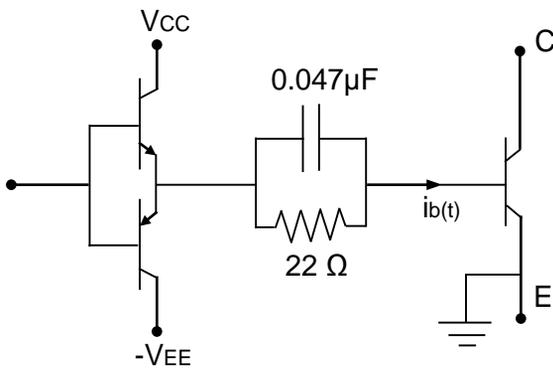
La falla de segunda ruptura ocurre por condiciones térmicas, cuando el transistor opera a altas corrientes y voltajes.

## 2.7 TRANSISTOR BIPOLAR DE UNIÓN(BJT)

### 2.7.2 CARACTERÍSTICAS DE ENCENDIDO 2



a) Forma de onda de  $i_b$ .



b) Circuito de disparo emisor-seguidor(2)

Fig. 2.35 Encendido y apagado del BJT

El BJT es un dispositivo controlado por corriente.

El circuito de disparo (base driver) de un BJT debe suministrar una corriente suficiente, para mantener el transistor conduciendo en condición de saturación ( $i_B > i_C / \beta_f$ ). La ganancia típica de un BJT está en el orden de 5 a 10. Para mejorar la ganancia se utiliza la configuración Darlington

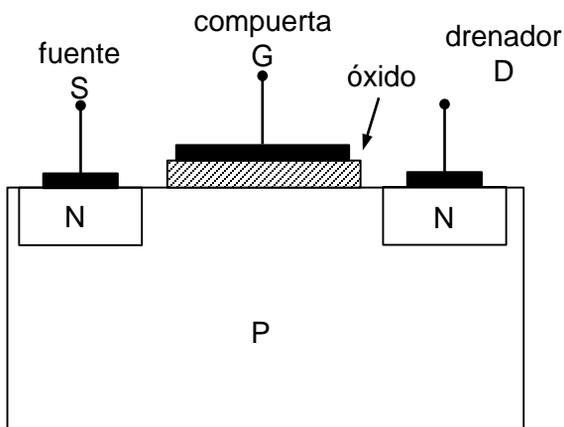
Además de suministrar permanentemente la corriente de conducción, el driver debe generar inicialmente un pulso de sobre-corriente, con valor pico de  $i_C$ , para acelerar el proceso de encendido (fig. 2.35a).

Para apagar el transistor rápidamente, se debe aplicar a la base un pulso de corriente negativa, para remover la carga almacenada y reducir el tiempo de almacenamiento.

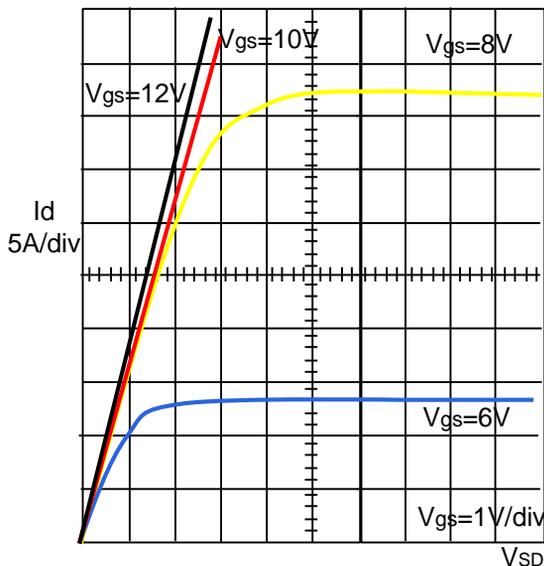
El circuito de la fig. 2.35b) cumple con los requerimientos de la forma de onda de  $i_b$ . El capacitor permite el pico del pulso positivo de corriente para el encendido, y el negativo para el apagado

## 2.8 TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO

### 2.8.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS Y OPERATIVAS 2



a) Estructura básica



b) Característica directa

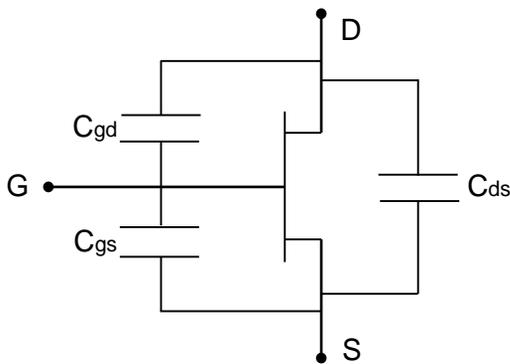
Fig. 2.36 El MOSFET canal N

La fig. 2.36a) muestra una sección lateral simplificada, de un MOSFET canal N. El sustrato es tipo P de bajo dopaje, y los terminales S (fuente) y D(drenador) tienen alto dopaje. Si se aplica un voltaje positivo entre G (compuerta) y S, el campo eléctrico convierte al sustrato P gradualmente en un material N, dependiendo de la magnitud del voltaje aplicado. Para un valor umbral ( $V_{th}$ ), el efecto de inversión se extiende a la región adyacente a la compuerta, formando un canal N entre S y D, lo que permite el flujo de corriente. El MOSFET es un dispositivo (interruptor) controlado por voltaje.

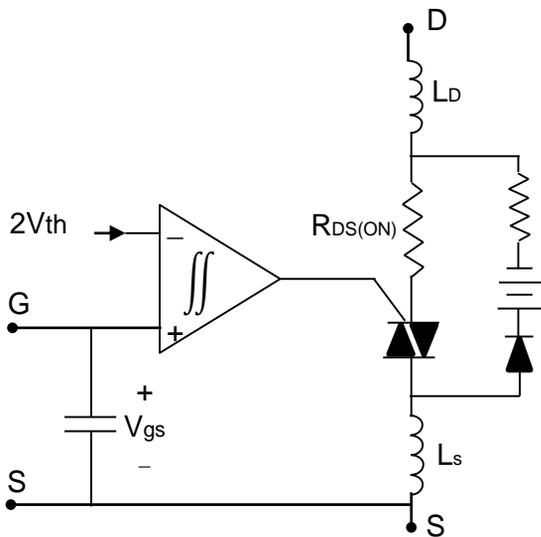
Este dispositivo se puede considerar como un resistor controlado por voltaje, dado que  $V_{GS}$  modifica la resistencia entre S y D ( $R_{DS}$ ). La caída de voltaje entre D y S, genera un efecto que se opone al efecto de  $V_{GS}$ , y la corriente alcanza un valor de saturación. La mayoría de MOSFET requieren de un  $V_{GS}$  entre 8 y 12 V, para conducir con baja resistencia

## 2.8 TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO

### 2.8.2 MODELAMIENTO 2



a) Capacitancias asociadas



b) Modelo circuital

La capacitancia de un MOSFET tiene 3 componentes:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ . (fig. 2.37a).

La compuerta debe cargar a  $C_{gd}+C_{gs}=C_{iss}$ .  $C_{gd}$  puede producir corrientes importantes por la oscilación rápida de  $v_d$  entre un voltaje alto y bajo.  $C_{gs}$  presenta valores del orden de 2000pF.

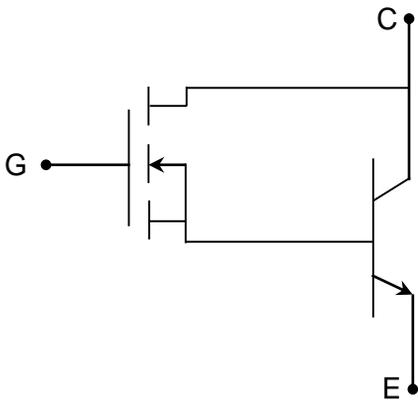
Las conexiones y el empaquetamiento de los dispositivos de potencia, introducen inductancias en el modelo. En la fig. 2.36a) se observa que en paralelo con el canal N hay una región NPN. Esta región conforma un transistor bipolar parásito, en paralelo con el FET. Para evitar un encendido indeseado de este transistor, se cortocircuita internamente el sustrato con el drenador, y el transistor se convierte en un diodo en antiparalelo con el FET (reverse body diode). Este diodo determina el voltaje de bloqueo del MOSFET. Por ser el MOSFET un dispositivo unipolar, no presenta el fenómeno de recuperación inversa.

La fig. 2.37b) muestra el modelo circuital para régimen permanente y transitorio, con un voltaje de encendido de  $2V_{th}$ .

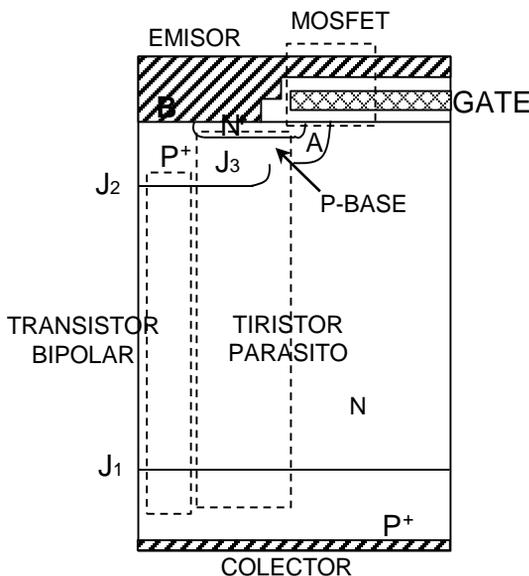
Fig. 2.37 Modelo del MOSFET

## 2.9 TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA

### 2.9.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS Y OPERATIVAS <sup>2</sup>



a)Darlington FET-BJT



b)Corte seccional(2)

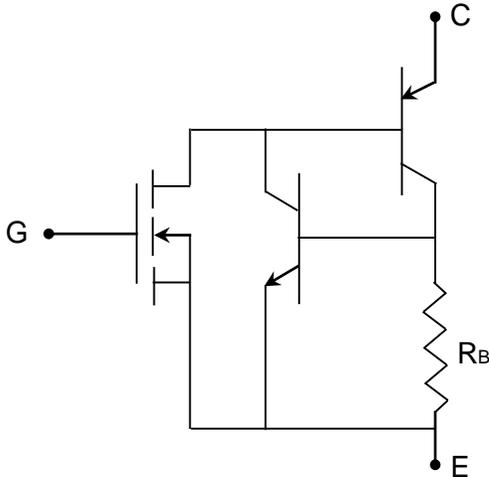
Fig. 2.39 IGBT

El MOSFET utiliza sólo una fracción del material como canal conductor, y por ello para igual condición nominal, la densidad de corriente del MOSFET es la quinta parte del BJT. Esto hace al MOSFET mas costoso, cuando se requieren voltajes nominales altos y bajas caídas de voltaje. Una alternativa a este problema es la conexión Darlington FET-BJT(fig. 2.39a). Esta solución tiene como inconveniente su baja velocidad de conmutación al apagado(no se puede aplicar una polarización negativa), y el requerir una unión adicional para la estructura NPN del BJT y la NPN del MOSFET. El IGBT se basa en la configuración Darlington mejorando la integración para minimizar los inconvenientes mencionados(fig. 2.39b).

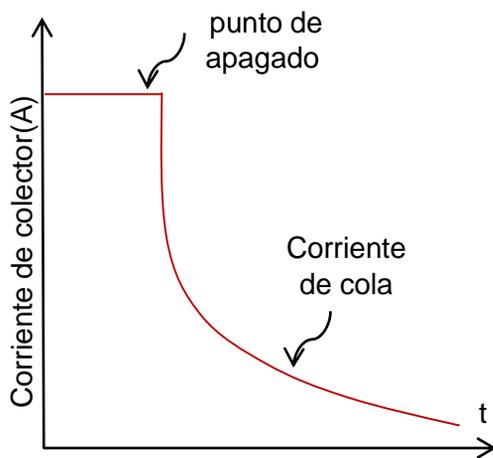
Si se aplica un campo eléctrico entre G y E, se genera un canal de baja corriente en la región P superior, que provee una corriente de base en la región N interna que activa el BJT(PNP), el cual conduce la corriente. El IGBT presenta una región PNPN(tiristor) que puede producir una acción de cerrojo, si fluye una corriente de compuerta al tiristor, lo cual se evita mediante dopaje o estructuras extras.

## 2.9 TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA

### 2.9.2 MODELAMIENTO 2



a) Modelo del IGBT



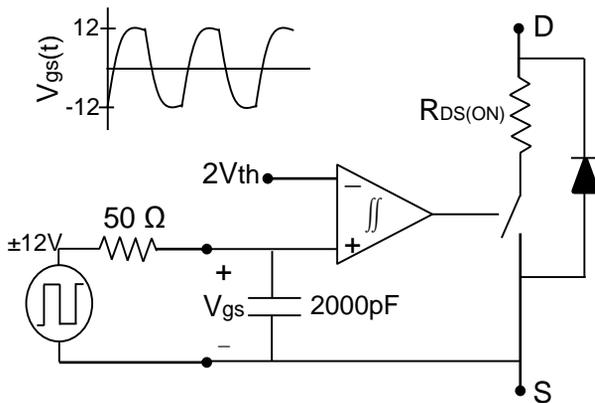
b) Corriente de apagado del IGBT

Fig. 2.40 El IGBT

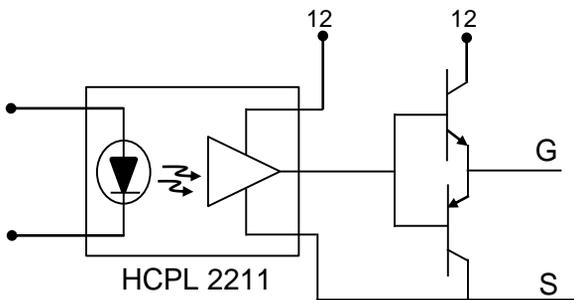
Para los IGBT que se utilizan en inversores, los fabricantes incorporan un diodo en antiparalelo. El modelo del IGBT se muestra en la fig. 2.40a) .El comportamiento dinámico del IGBT es similar al del BJT .El proceso de apagado del IGBT es más lento que el del MOSFET. Una fracción importante de la corriente del IGBT se conduce por el canal del MOSFET, ya que la ganancia efectiva del BJT es baja. Para apagar el IGBT  $V_{GE}$  debe llevarse a 0. Una vez que se descarga  $C_{GS}$ , el canal desaparece. Sin embargo el flujo de corriente en el transistor desaparece mas lentamente, debido a que los portadores de la base desaparecen por acción de la recombinación. Esto genera un perfil de corriente denominado cola de corriente (tail current ) que se aprecia en la fig. 2.40 b)

Valores típicos de  $t_{off}$  de  $20\mu s$  son adecuados en inversores de baja frecuencia, pero no para aplicaciones PWM. Es posible reducir el  $t_{off}$  a  $500ns$ , pero se incrementa la caída de voltaje

## 2.10 CIRCUITO DE DISPARO DE FETS E IIGBTS



a) Modelo circuital de la activación de un mosfet



b) Optoacoplador y emisor seguidor para la activación

El circuito de disparo (driver) debe proveer los siguientes requerimientos :

a) Voltaje de encendido del mosfet ( $V_{gs} > 2V_{th}$ ).

b) Los requerimientos de corriente originados por la capacitancia  $C_{iss}$ .

c) En ocasiones cuando el circuito del convertidor lo determine, se debe considerar la necesidad de aislamiento de los terminales del MOSFET.

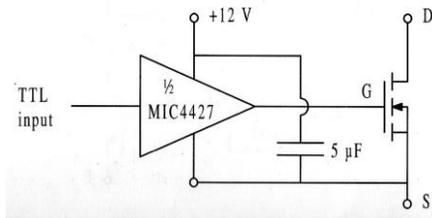
La figura 2.38 a) muestra la configuración del circuito de disparo. Una fuente que representa la señal proveniente del circuito de control ,que debe proveer la carga de la capacitancia de entrada del MOSFET, y un voltaje superior a  $2V_{th}$

**,El proceso de carga del capacitor, establece el límite de la frecuencia de conmutación.**

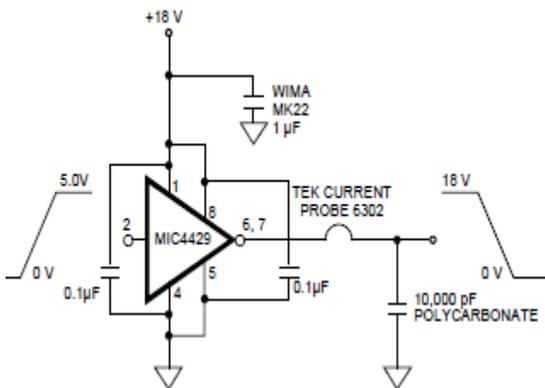
Actualmente los fabricantes de circuitos integrados ofrecen una amplia gama de drivers para MOSFET e IGBT. La fig. 2.38b) muestra la utilización del C .I. HCPL 2211 para disparar un MOSFET o un IGBT.

Fig. 2.38 Disparo del MOSFET

## 2..10.1 CIRCUITO DE DISPARO DE FETS <sup>13</sup>



a) Driver para la activación del mosfet



b) Diagrama funcional del MIC 4429

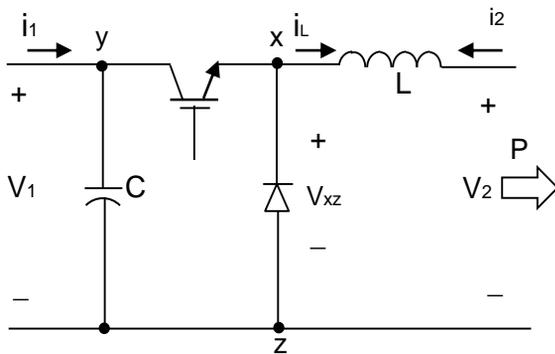
Fig. 2.41 Activación de FET con circuitos integrados

Se puede activar un MOSFET/IGBT con componentes discretos o utilizando drivers de C.I. La utilización de driver de C.I. de compuerta CMOS requieren de un capacitor de bypass importante, para que los impulsos de corriente que demanda la capacitancia del transistor, no los suministre la fuente, sino este capacitor que actúa como bomba, para el capacitor de compuerta del transistor.

El driver MIC 4420 es un driver inversor, y el 4429 es no inversor, que sustituye a tres componentes discretos lo que simplifica los diseños. Los pines duplicados (6,7) para la salida y (4,5) para la tierra deben conectarse entre sí, para reducir las inductancias parásitas. Se utilizan en la fuente capacitores en paralelo, dos de disco cerámicos de  $0,1\mu F$  y uno de  $1\mu F$  de película de bajo ESR, para reducir la impedancia de la fuente. La serie de C.I. MIC 4420 se pueden activar mediante cualquier C.I. de control PWM, que se utilizan en las fuentes conmutadas, como el SG3526, o el TL494.

## 2.10.2 CIRCUITO DE DISPARO DE FETS CON LADO DE ALTA

En la figura 2.42, se muestra el circuito de un convertidor reductor CD/CD, que ilustra el problema de los transistores, que no tiene un terminal a tierra, o al lado negativo de la fuente, conocido como transistor con lado de alta.



tIGBT con lado de alta

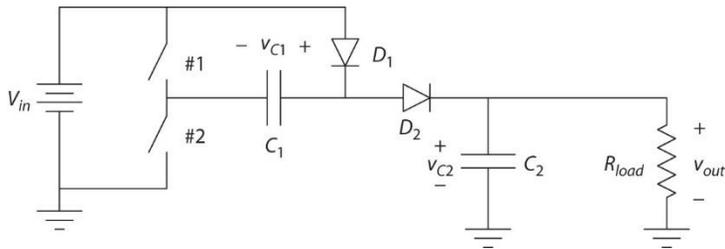
Para mantener cerrado el transistor, se le debe aplicar a la compuerta un voltaje superior al de la fuente en 10V, el cual no se dispone en el circuito. Además cuando el transistor está abierto, el voltaje del emisor es el voltaje del negativo de la fuente de potencia, pero cuando el transistor está cerrado, el voltaje del emisor es el voltaje positivo de la fuente de potencia. Por esta razón, el voltaje entre compuerta y cátodo en el transistor, en un momento dado, sobrepasa, el valor nominal que puede soportar el transistor

Las soluciones más utilizadas para este problema son:

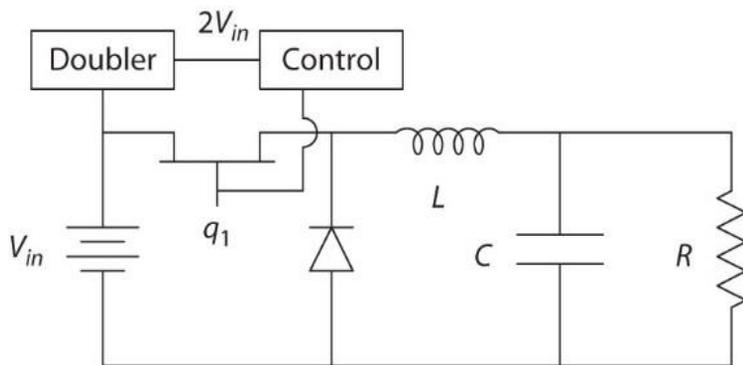
Fig.2.42 Convertidor CD/CD reductor

- Circuito de activación aislado.
- Circuito de activación mediante bombeo de carga

# ACTIVACIÓN DE UN FET CON LADO DE ALTA POR BOMBEO DE CARGA BOMBEO DE CARGA

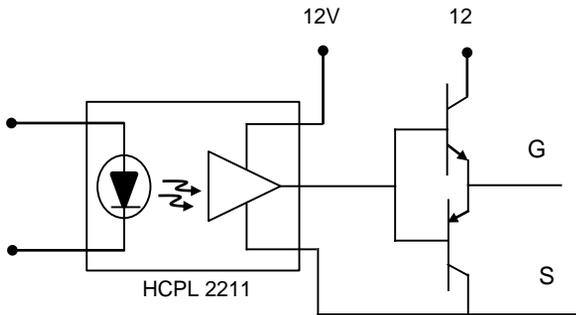


Circuito para doblar el voltaje

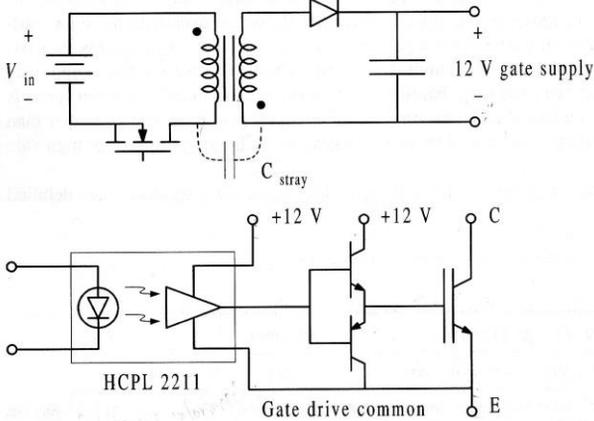


Activación de un FET con lado de alta, por bombeo de carga

## 2.10..3 CIRCUITO DE ACTIVACIÓN AISLADA



a) Optoacoplador digital para aislar la señal de control del sistema de potencia



b) Activación de FET, con optoacoplador aislado

Fig.2.43 Circuito de activación aislado

El diseño de la activación aislada debe resolver dos aspectos: la transferencia de la información para la conmutación del transistor y el suministro del voltage, para activar el driver del transistor con baja resistencia (mínimo dos veces el voltaje umbral)

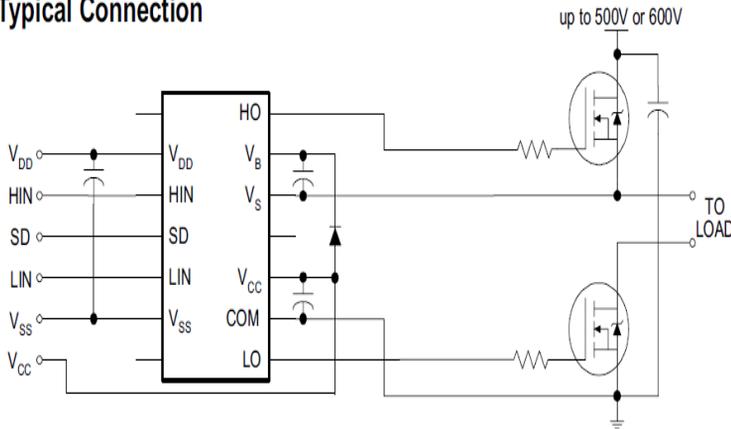
Dos de las aproximaciones a la solución de este problema son: a) El uso de un optoacoplador digital, Como el HCPL 221, (figura 2.43a) para transferir la información de la conmutación

b) La utilización de una fuente aislada, para el suministro del voltaje al driver, por ejemplo el convertidor fly-back,

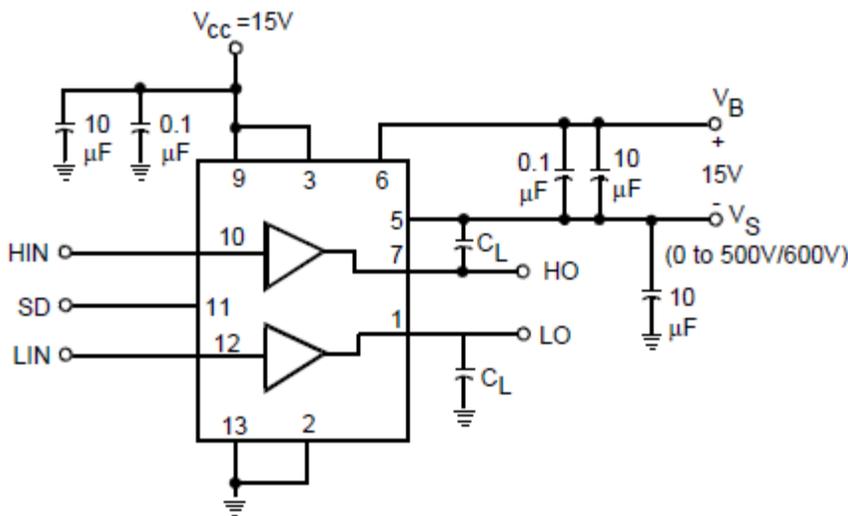
Esta fuente presenta el problema de la capacitancia parásita, entre devanados del transformador, que puede generar problemas con altas frecuencias de conmutación. Esta solución se muestra en la figura 2.43b), y tiene un buen desempeño, pero es complicada.

## 2.10..4 CIRCUITO DE DISPARO POR BOMBEO DE CARGA

Typical Connection



a) Conexiones típicas



b) Diagrama funcional

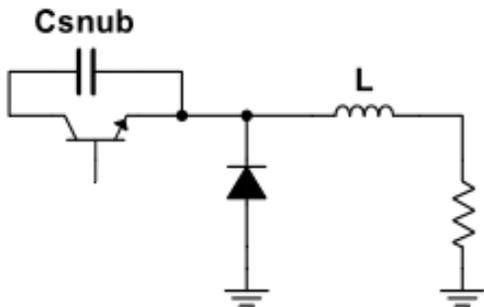
Fig.2.44 Circuito IR2210 de activación por bombeo de carga

Otra de las soluciones utilizadas se denomina acoplamiento de carga, que utiliza para la transferencia de información de la conmutación, un circuito de cambio de nivel y para el suministro del voltaje, un capacitor que actúa como bomba.

Esta solución la incorporan circuitos integrados driver, como el IR2110, que se utiliza en las estructuras tipo H de transistores o IGBT, que se utilizan en los inversores monofásicos, tal como se muestra en la figura 2.44.

Estos drivers tienen dos salidas, una para el transistor con el lado de alta (Ho), y otra para el transistor con un terminal al potencial de tierra,(Lo) o al potencial negativo de la fuente

## 2.11.1 CIRCUITOS SNUBBER INTRODUCCIÓN



a) Circuito snubber capacitivo, para carga inductiva

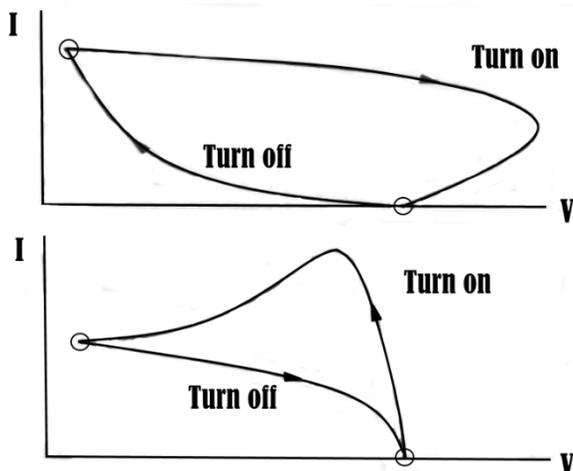
Las pérdidas de conmutación en los dispositivos semiconductores son un factor importante en el diseño de los convertidores. Estas pérdidas dependen de la trayectoria de conmutación, esto es la evolución de la corriente y el voltaje en el interruptor durante la conmutación

Para minimizar las pérdidas se diseñan (snubber) para modificar la trayectoria de conmutación.

Los circuitos snubber **impiden cambios rápidos en el voltaje y la corriente del interruptor**, haciendo que estas variables cambien de una manera casi lineal.

En la figura 2.45 a), el capacitor impide que el voltaje del interruptor cambie muy rápidamente, cuando el interruptor abre un circuito con carga resistiva-inductiva.

La figura superior de la fig. 2.45b) muestra las trayectorias de corriente y voltaje durante la conmutación, al cerrar y abrir el circuito, sin circuito snubber, y en la inferior con un capacitor de valor significativo



b) Comparación de las trayectorias de conmutación, sin capacitor y con un capacitor de valor significativo

Fig.2.45.Circuito snubber

## 2.11.2 CIRCUITO SNUBBER PARA EL APAGADO CON PÉRDIDAS

La sobrecorriente que ocurre cuando el interruptor cierra, se puede evitar haciendo el snubber direccional (figura 2.46a). El resistor se adiciona para hacer gradual la descarga del capacitor, y que su energía no se disipe en el semiconductor. Si el capacitor se selecciona adecuadamente, las pérdidas en este circuito serán menores, que sin snubber.

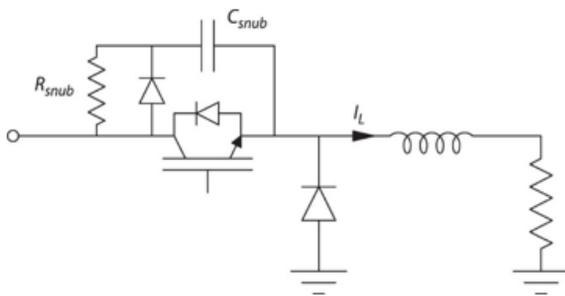


Fig.2.46 Circuito snubber con pérdidas

El capacitor debe ser suficientemente grande, para evitar el sobrevoltaje durante la extinción de la corriente, y la constante de tiempo RC debe permitir la disipación de toda la energía almacenada, durante el tiempo de apertura del interruptor ( $t_r$ ). Se asume que la corriente desaparece de un modo lineal, y que el inductor externo mantiene constante la corriente total.

$$i_{sw} = I_L \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \quad i_c = I_L \frac{t}{t_f} \quad (2..33)$$

La energía disipada en el interruptor durante la conmutación ( $W_{sw}$ ), será:

$$W_{sw} = \int_0^{t_f} v_c i_{sw} dt$$

$$W_{sw} = \frac{I_L^2 t_f^2}{24C} \quad (2.34)$$

## 2.11.2 CIRCUITO SNUBBER PARA EL APAGADO CON PÉRDIDAS

Además de esta energía, en el resistor se disipa  $\frac{CV_{off}^2}{2}$

La potencia perdida sin snubber (P) en un circuito inductivo es:

$$P = VI_L t_f f_{sw} / 2 \quad (2.35)$$

La pérdida de potencia con snubber (P') es:

$$P' = \left( \frac{I_L^2 t_f^2}{24C} + \frac{CV^2}{2} \right) f_{sw} : \quad (2.36)$$

$$\text{Si} \quad \frac{I_L^2 t_f^2}{12C} + \frac{CV^2}{1} < I_L V t_f \quad (2.37)$$

La figura 2.47 muestra el efecto del tamaño del capacitor, sobre las pérdidas. Entonces, si se cumple la ecuación 2.37, la pérdida de potencia con snubber, es menor, que sin snubber

La derivación parcial del lado izquierdo de la ecuación 2.37, permite obtener el capacitor óptimo, como:

$$C_{opt} = \frac{I_L t_f}{\sqrt{12V}} \quad (2.38)$$

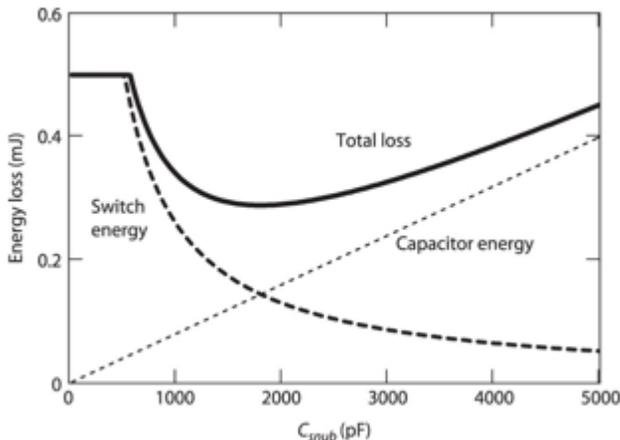


Fig.2.47. Pérdidas de potencia, en función del valor del capacitor

## 2.11.2 CIRCUITO SNUBBER PARA EL APAGADO CON PÉRDIDAS

El valor de  $C_{opt}$  es aproximado, ya que en su deducción se assume lineal la variación de la corriente. La figura 2.48 muestra la trayectoria de conmutación, cuando el valor del capacitor es cercano al óptimo.

El resistor deberá disipar la energía almacenada, durante el intervalo de encendido del interruptor, y el capacitor debe estar listo a cumplir su función para el próximo apagado.

Si la constante de tiempo es menor que la mitad del intervalo, de encendido más del 98% de la energía del capacitor, se disipará antes del próximo apagado

$$RC < \frac{DT}{2}$$

La potencia requerida por el resistor, la determina el producto de la energía descargada por la frecuencia de conmutación

:

$$P_R = \frac{CV^2 f_{sw}}{2} \quad (2.39)$$

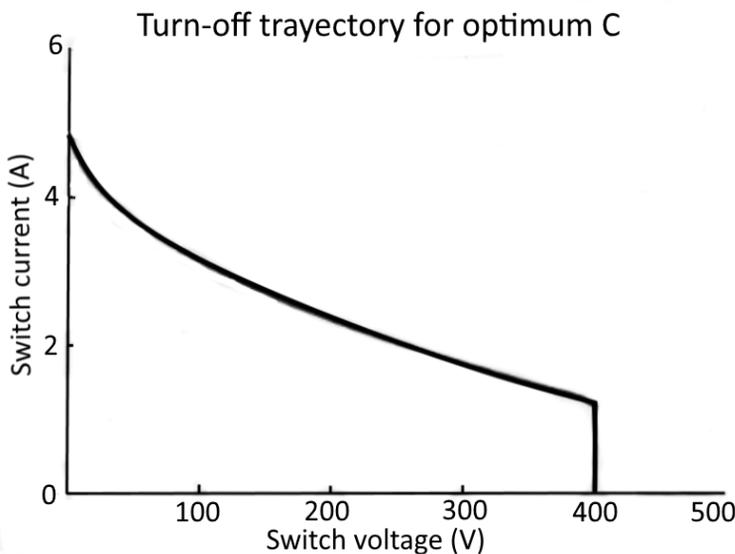


Fig.2.48. Trayectoria de conmutación con el valor óptimo del capacitor

### 2.11.3 CIRCUITO SNUBBER PARA EL ENCENDIDO

El snubber para el apagado :

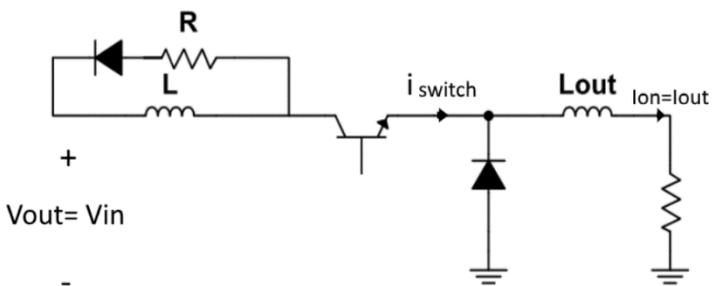


Fig.2.49 Circuito snubber con pérdidas para el encendido

## **BIBLIOGRAFÍA**

- 1) Kassakian J. G; Schlecht M. F ; Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS. 1991. Editorial Addison Wesley
- 2) P T. Krein. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS. 1998. Editorial Oxford University Press
- 3) W.Shepherd,L.N.Hulley,D.T.W.Liang .POWER ELECTRONICS AND MOTOR CONTROL. 1995. Cambridge University Press
- 4) R.G. Hoft(editor) SCR APPLICATIONS HANDBOOK. 1974. International Rectifier
- 5) Grafhan D.R.; Hey J.C.(editores) SCR MANUAL. FIFTH EDITION. 1972. General Electric
- 6) Motorola, THYRISTOR DEVICE DATA. 1995
- 7) Motorola. RECTIFIER APPLICATIONS HANDBOOK. Third edition 1993
- 8) Rashid M.H.(editor) POWER ELECTRONIC HANDBOOK. 1993.[www.rapidshare.com/filea/97921259](http://www.rapidshare.com/filea/97921259). Consulta a Internet septiembre 24 2008
- 9) INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC. pdf.[www.onlinefreebooks.net](http://www.onlinefreebooks.net). Consulta a Internet Julio 13 2008
- 10) Williams B. POWER ELECTRONICS DEVICES DRIVERS,APPLICATIONS AND PASSIVE COMPONENTS.1992. Editorial Mc. Graw-Hill.

11)Skvarenina T.L.(editor)THE POWER ELECTRONICS HANBOOK.  
CRC press 2002

12)Phillips Semiconductors. POWER SEMICONDUCTOR  
APPLICATIONS.199.2

13)Pathak A.B.MOSFET/IGBT DRIVERS THEORY AND  
APPLICATIONS.

Application note IXYS.[www.ixys.com](http://www.ixys.com)

14)Rashid M. H. POWER ELECTRONICS:CIRCUITS,DEVICES,AND  
APPLICATIONS. 1993.Editorial Prentice-Hall.

15)Universidad de Sevilla. Electrónica de Potencia.TIRISTORES  
APAGADOS POR COMPUERTA.Consulta a Internet Mayo 2009.  
[http://iecon02.us.es/~leopoldo/Store/tsp\\_7.pdf](http://iecon02.us.es/~leopoldo/Store/tsp_7.pdf)

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

- 1) Clasificar a los semiconductores de potencia de acuerdo a) Naturaleza constructiva b) Tipo de control. c) Característica operativa v-i
- 2) ¿Cuáles son las diferencias entre un diodo de potencia y uno de señal?
- 3) Enumerar los parámetros operativos significativos del diodo de potencia.
- 4) Describir el fenómeno de recuperación inversa, e indicar como afecta la operación del diodo.
- 5) ¿Por qué se conectan en paralelo, con los diodos en serie, resistores? ¿Qué características debe tener el resistor? ¿Por qué en la ec. 2.03, la elección óptima es el igual y no el menor?
- 6) ¿Cuáles semiconductores se comportan como interruptores controlados por voltaje? ¿En qué se diferencia el DIAC del SIDAC? ¿Donde se aplican?
- 7) ¿Qué es un SCR? ¿Cuáles son las condiciones que se deben cumplir para que el SCR conduzca? ¿Cuál es la condición para bloquear al SCR?
- 8) Enumerar los parámetros operativos del SCR.
- 9) Analizar el modelo matemático del SCR, e inferir las situaciones que hacen conducir al SCR.
- 10) Dibujar el modelo circuital del SCR para régimen transitorio, y justificar que un alto  $dv/dt$  puede producir una conducción indeseada.
- 12) ¿Cuáles son las características ideales de la corriente de compuerta del SCR? Dibujar la forma de onda que cumpla estas condiciones.
- 13) Definir tiempo de encendido del SCR. ¿Para qué se utiliza este parámetro? ¿Tiene relación el tiempo de apagado con la máxima frecuencia de conmutación del SCR? ¿por qué?
- 14) Definir conmutación natural y forzada del SCR.
- 15) Analizar el circuito de conmutación forzada clase C (fig. 2.12) y especificar la naturaleza y parámetros del capacitor.
- 16) ¿Cómo se determina el valor de la resistencia de compuerta del SCR (fig. 2.13)? ¿Cuáles son los valores máximo y mínimo de esta resistencia? ¿Por qué se conecta un diodo en antiparalelo con la compuerta del SCR?

## ACTIVIDADES

### TEORÍA

17) Para el circuito de disparo del SCR con transformador de pulsos(fig. 2.11a)se pregunta cual es la función de los siguientes elementos: $D_1, D_z; R_1, R_2, D_2, R_3$ .

18)¿Qué es un opto-acoplador?¿Cómo funciona?¿Para qué se utiliza?¿Qué es un opto-acoplador con cruce por voltaje cero?

19)Para el circuito de disparo del triac con opto-acoplador con cruce por cero ,se pregunta:¿Cómo se selecciona R?¿Cual es la función de  $R_s$  y  $C_s$ ?

20)¿Para qué sirve el circuito snubber de corriente y el de voltaje de un SCR?

21)¿Cómo se modificaría la ec. 2.16 si se tiene en cuenta la capacitancia del SCR( $C_{j2}$ ).

22)¿Cómo se define la resistencia negativa de un elemento?.Utilizando la fig. 2.16 a), describa la operación del oscilador de relajación.¿Qué ocurriría si  $R_1$  es mayor que el valor máximo establecido?¿Sí fuese menor?

23)Describir la estructura del UJT y su operación como elemento de resistencia negativa.

24)Para el circuito oscilador de relajación con UJT(fig. 2.22 a), se pide deducir la expresión para la frecuencia de oscilación.

25)Utilizando el circuito de la fig. 2.24 a) describa la operación del oscilador de relajación con PUT.

26)¿Podría funcionar el circuito de la fig.2.26 a)sin el diodo zener?¿Qué inconvenientes tendría?

27)Modificar el circuito de la fig.2.23 a) utilizando opto-acoplador.

28)¿Por qué en los circuitos de las figs. 2.26 a)y 2.27a), $R_T$  y  $C_T$  no afectan el período de los pulsos de disparo, pero si afecta el período del oscilador?

29)Proponer un circuito de control con retroalimentación, utilizando un oscilador de relajación, para una carga de naturaleza térmica, que utiliza en el circuito de potencia SCRs o un TRIAC

30)Enumerar las diferencias constructivas entre el SCR y el GTO.

31)Deducir e interpretar la ecuación 2.32

## ACTIVIDADES

### TEORÍA

- 32) Dibujar y analizar la forma de onda de la corriente de compuerta del GTO.
- 33) Enumerar las funciones del circuito de disparo de un GTO.
- 34) Utilizando la fig. 2.33 a), justificar la característica v-i del TRIAC.
- 35) ¿Por qué si el circuito de disparo se conecta entre MT<sub>2</sub> y G, el TRIAC no se activa?
- 36) Para el circuito de disparo del TRIAC de la fig. 2.33a), se pregunta:  
a) ¿Cuál es el valor mínimo de  $R_{pot}$ ? b) ¿Cuál es el valor máximo del ángulo de disparo?
- 37) ¿Qué hace falta en el circuito de la fig. 2.33b) Para el correcto funcionamiento del circuito?
- 38) En el circuito de la fig. 2.33c), cual es el valor máximo del ángulo de disparo
- 39) Interpretar las formas de onda de corriente de base y colector del BJT(fig.2.31b)
- 40) Analizar el circuito de disparo del BJT(fig.2.36a)
- 41) Describir la naturaleza constructiva y la operación del MOSFET.
- 42) Interpretar el modelo del MOSFET(fig.2.38a).
- 43) ¿Por qué es importante en el circuito de disparo del MOSFET el valor de  $C_{gs}$  del MOSFET?
- 44) Describir la naturaleza constructiva y la operación del IGBT.
- 45) Interpretar el modelo del IGBT
- 46) Describir el proceso de encendido de un FET o un IGBT
- 47) Describir y justificar, el proceso de encendido de un FET, con un lado de alta :a) mediante un circuito aislado;b) Circuito de bombeo de carga.
- 48) ¿Qué es un circuito snubber en un transistor de potencia y para qué sirve?
- 49) Explicar la operación de un circuito snubber para el encendido de un transistor de potencia.
- 50) Explicar la operación de un circuito snubber para el apagado de un transistor de potencia

# UNIDAD III

CONVERTIDORES  
CA/CD NO  
CONTROLADOS

## 3.0 CONVERTIDORES CA/CD NO CONTROLADOS

### 3.0 INTRODUCCIÓN



a) Soldador



b) Tablero Rectificador

Fig. 3.00 Procesos de voltaje CD

La corriente continua se utiliza en muchos procesos industriales tales, como:

a) Procesos electroquímicos: galvanizado, niquelado, cromado etc , en los cuales el transporte de carga eléctrica va acompañado de transporte de masa.

b) Cargas accionadas por motores de corriente continua.

c) Procesos de soldadura

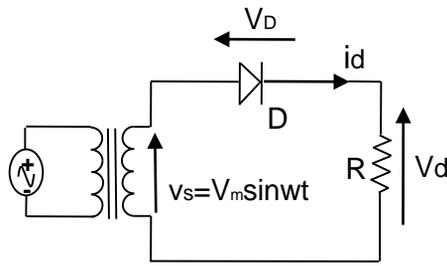
Las fuentes de corriente directa se obtienen de la fuente de corriente alterna, mediante convertidores CA/CD.

Para obtener un voltaje continuo, se debe aplicar a la salida del convertidor CA/CD un filtro pasa bajo, cuya naturaleza depende de la magnitud de la carga.

La mayoría de los procesos operan bajo condiciones de carga variable,

### 3.0 CONVERTIDORES CA/CD NO CONTROLADOS

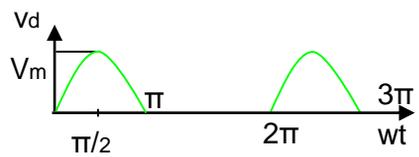
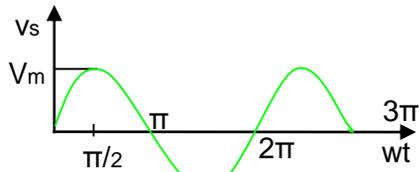
#### 3.1 RECTIFICADOR MEDIA ONDA Y CARGA RESISTIVA



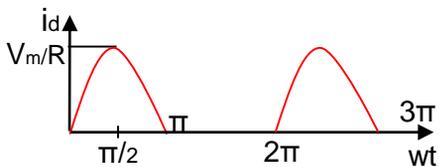
a) Circuito(1)

La conversión CA/CD más elemental se realiza utilizando un diodo. Al iniciarse el semiperíodo positivo, el diodo ideal se polariza en directo y conduce el voltaje de la fuente a la carga. Por ser la carga resistiva, la corriente está en fase con el voltaje. Al comenzar el semiperíodo negativo, el diodo se bloquea (polarización inversa), y la corriente desaparece.

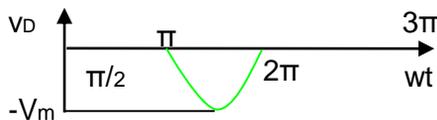
En la carga aparece únicamente el semiperíodo positivo de la fuente.



$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{V_m}{\pi} \quad (3.01)$$



La corriente en la fuente circula únicamente en el semiperíodo positivo, lo que genera una alta distorsión sobre la fuente, que se manifiesta en un alto THD.



El factor de rizado (FR) es alto:

$$FR = \frac{1}{2} \sqrt{\pi^2 - 4} \quad (3.02)$$

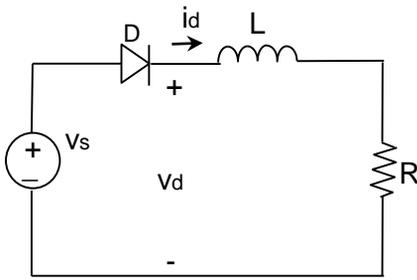
b) Formas de onda(1)

El  $V_{RRM}$  del diodo debe ser mayor que  $V_m$  y el  $I_{FRM}$  debe ser mayor a  $V_m/R$ .

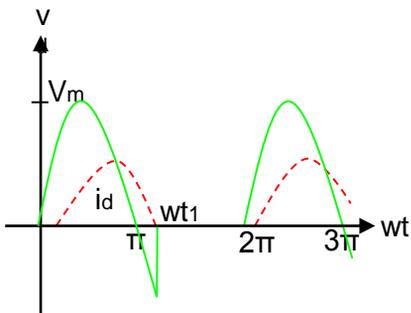
Fig. 3.01. Rectificador monofásico con carga resistiva

Este rectificador es ampliamente utilizado en las fuentes de poder de equipos portátiles, debido a su bajo costo

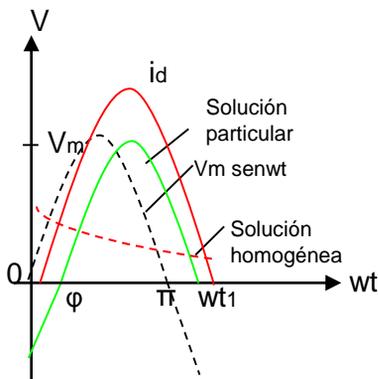
### 3.2 RECTIFICADOR MEDIA ONDA Y CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA 2



a) Circuito(2)



b) Forma de onda de  $v_d$  e  $i_d$  (2)



c) Soluciones para  $i_d$  (2)

El diodo para conducir “mira” si la fuente lo polariza en directo. Si conduce, no le interesa la fuente, hasta que desaparezca la corriente. Al iniciar el semiperíodo positivo conduce D, e  $i_d$  crece con retardo respecto al voltaje. En  $wt = \pi$ ,  $i_d > 0$ , D conduce y aparece en  $v_d$  una excursión negativa del voltaje (fig. 3.02b). La corriente se obtiene de la solución de la siguiente ecuación diferencial

$$V_m \sin(\omega t) = R i_d + L \frac{d i_d}{d t} \quad (3.03)$$

La solución particular (régimen permanente) es:

$$i_d = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.04)$$

La solución de régimen transitorio es:

$$i_d = \frac{V_m \sin \varphi e^{-Rt/L}}{Z} \quad (3.05)$$

La corriente se extingue en  $wt_1$ . Este valor depende de L y R. El voltaje promedio depende de  $wt_1$ , y por lo tanto de la carga

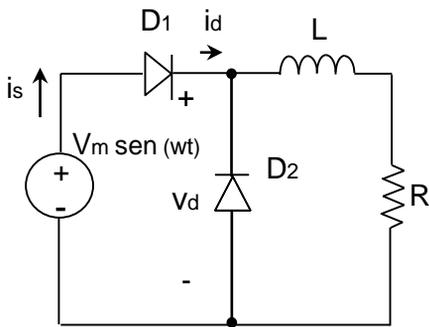
$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega t_1} V_m \sin \omega t d(\omega t)$$

$$\langle v_d \rangle = f(L, R) \quad (3.06)$$

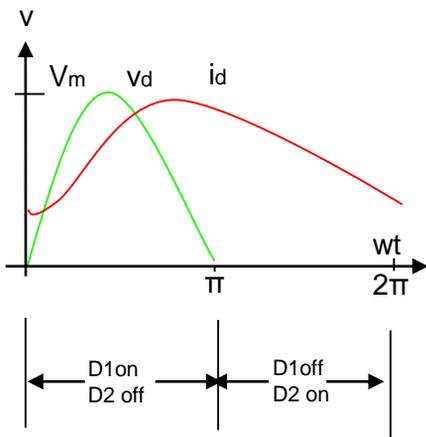
La dependencia del voltaje con la carga es una situación indeseable.

Fig. 3.02. Rectificador monofásico con carga resistiva-inductiva

### 3.3 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA CON CARGA RESISTIVA -INDUCTIVA Y DIODO EN ANTIPARALELO 2



a) Circuito(2)



b) Formas de onda(2)

Fig. 3.03 Rectificador media onda con carga resistiva-inductiva y diodo de rueda libre

Para hacer  $\langle v_d \rangle$  independiente de la carga, se ubica en antiparalelo con la carga un diodo  $D_2$ , (diodo de rueda libre) que impida la excursión de  $v_d$  en la parte negativa.

Con diodos ideales,  $D_1$  y  $D_2$  trabajan alternadamente. Si los diodos fuesen reales, el fenómeno de recuperación inversa permite la conducción simultánea, y se requiere proteger a los diodos, contra cortocircuito.

Al iniciar el semiperíodo positivo conduce  $D_1$  ( $D_2$  se polariza en inverso), y la fuente alimenta la carga ( $i_d$  crece).

$$V_m \sin(\omega t) = R i_d + L \frac{d i_d}{d t} \quad (0 < \omega t < \pi)$$

$$i_d = \frac{V_m \sin(\omega t - \varphi)}{Z} + A e^{-R t / L} \quad (3.07)$$

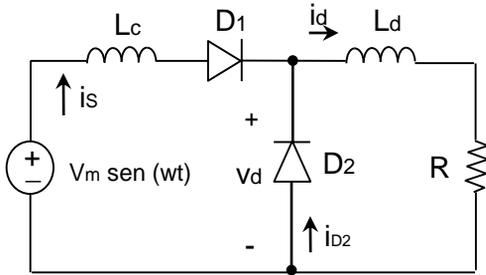
En  $\omega t = \pi$ , la fuente polariza en directo a  $D_2$ , este bloquea a  $D_1$ , y la carga ( $R$ ) se alimenta de la energía magnética del inductor ( $i_d$  decrece)

$$R i_d + L \frac{d i_d}{d t} = 0; \quad (\pi < \omega t < 2\pi)$$

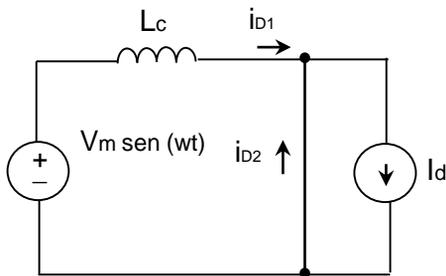
$$i_d = i_d (\omega t = \pi^-) e^{-(t - \pi w) / \tau} \quad (3.08)$$

El voltaje promedio de  $v_d$  ( $V_m / \pi$ ) no depende de la carga

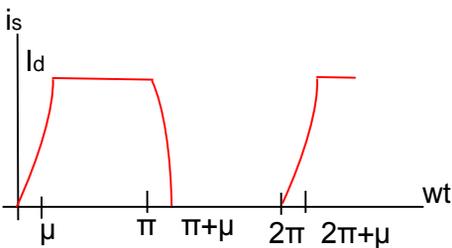
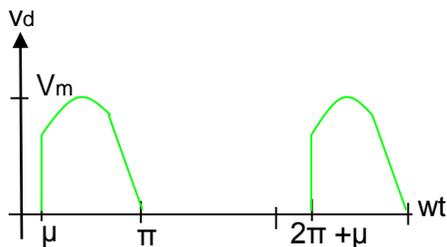
### 3.4 RECTIFICADOR MEDIA ONDA CARGA RESISTIVA –INDUCTIVA DIODO EN ANTIPARALELO E INDUCTANCIA EN LA FUENTE 2



a)Circuito(2)



b)Circuito equivalente(2)



c)Formas de onda de vd ,id1(2)

Fig.3.04 Rectificador media onda con diodo de rueda libre e inductancia en la fuente

Se considera un inductor en el lado de la fuente( $L_c$ ). Si  $L_d/R \geq 20(\pi/\omega)$ , la carga demanda una corriente constante( $I_d$ ). Al terminar el semiperíodo negativo( $0^-$ ),  $D_2$  conduce  $I_d$ . Al iniciar el semiperíodo positivo( $0^+$ ) se polariza en directo  $D_1$ , pero la corriente crece gradualmente a partir de 0 debido a  $L_c$ . Se inicia el proceso de conmutación de la corriente del diodo  $D_2$  al  $D_1$ . El circuito equivalente para el proceso de conmutación(fig. 3.04b) permite deducir:

$$\int_0^{I_d} di_{D1} = \frac{\int_0^{\mu} V_m \sin(\omega t) d\omega t}{\omega L_c}$$

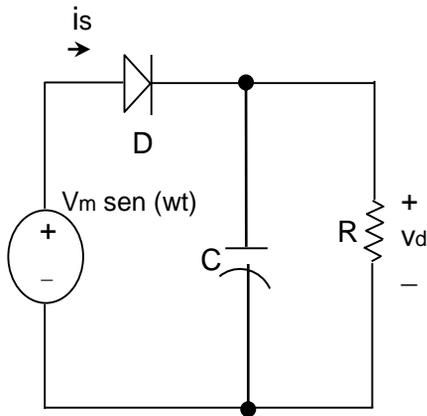
$$\mu = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{X_c I_d}{V_m} \right) \quad (3.09)$$

El voltaje en la carga es 0 durante el proceso de conmutación, ya que conducen ambos diodos. Al terminar el proceso de conmutación en  $\omega t = \mu$ , toda la corriente de la carga la conduce  $D_1$ , y  $D_2$  se bloquea

$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\mu}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t}{2\pi}$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} \left( 1 - \frac{X_c I_d}{2V_m} \right) \quad (3.10)$$

### 3.5 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA Y CARGA RESISTIVA-CAPACITIVA 2



a) Circuito(2)

El diodo conduce si  $V_m \sin(\omega t) > v_d$ , esto ocurre entre  $\omega t_1 < \omega t < \pi/2$ . La corriente de la fuente ( $i_e$ ) crece para cargar el capacitor y alimentar la carga ( $R$ ) y se interrumpe en  $\omega t = \pi/2$ , cuando  $V_m \sin(\omega t) < v_d$ . Para  $\pi/2 < \omega t < 2\pi + \omega t_1$ , el capacitor alimenta la carga. El valor de  $\omega t_1$  se obtiene de:

$$V_m \sin(\omega t_1 + 2\pi) = v_c(\omega t_1 + 2\pi)$$

$$V_m \sin(\omega t_1) = V_m e^{\frac{-(\omega t_1 + 2\pi - \pi/2)}{\omega RC}}$$

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \left( e^{\frac{-(\omega t_1 + (3\pi/2))}{\omega RC}} \right) \quad (3.11)$$

Un análisis matemáticamente aproximado, pero de más significado físico, supone que el capacitor se carga instantáneamente con una corriente impulsiva ( $(\pi/2 - \omega t_1) \rightarrow 0$ ). El capacitor alimenta la carga durante todo el período, y por tanto:

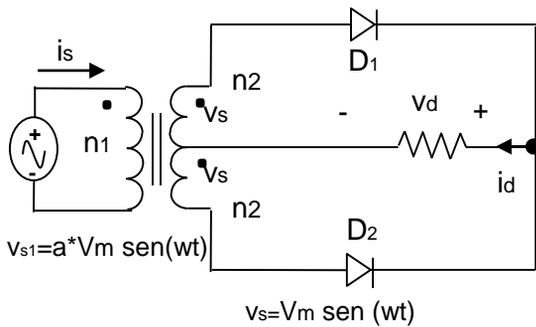
$$\langle I_R \rangle = I_{DC} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C \Delta v}{T} = \frac{\langle v_d \rangle}{R}$$

$$C = \frac{\langle v_d \rangle}{R f \Delta v} = \frac{V_{DC}}{R f V_{rpp}} \quad (3.12)$$

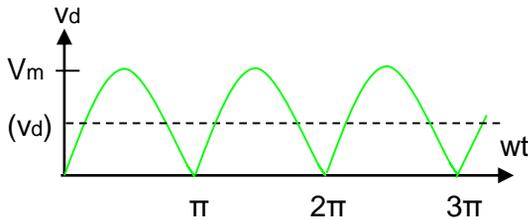
Fig.3.05 Rectificador monofásico con carga resistiva-capacitiva

Dado que existe un límite para  $C$ , también lo hay para el producto  $R V_{rpp}$  (voltaje de rizo pico-pico \* Resistencia).

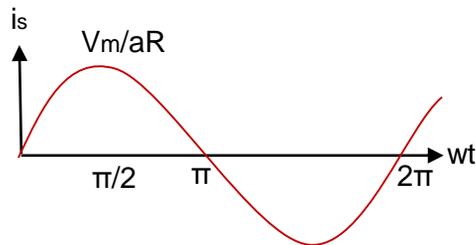
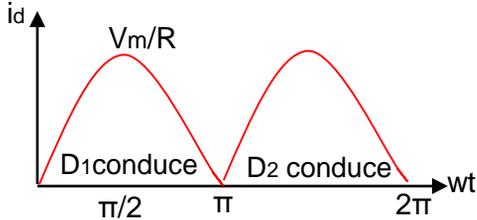
### 3.6 RECTIFICADOR ONDA COMPLETA TIPO SEMIPUENTE 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de vd(1)



c) Forma de onda de id e is(1)

El rectificador de onda completa tipo semi-puente, consiste de un transformador con derivación intermedia, y 2 diodos (fig. 3.06 a). El primario tiene  $n_1$  espiras y el secundario  $2n_2$  espiras ( $a=n_1/n_2$ ). El voltaje en la carga ( $v_d$ ) consiste del semiperíodo positivo, más el semi período negativo invertido de la fuente (fig. 3.06b). Los circuitos trabajan alternadamente

$$\begin{aligned} \langle v_d \rangle &= \frac{\int_0^\pi V_m \sin(wt) dwt}{\pi} = \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \end{aligned} \quad (3.13)$$

La forma de onda de la corriente es igual a la del voltaje (fig. 3.06b). El factor de potencia de la fuente es:

$$F_p = \frac{P_{fuente}}{S_{fuente}} = \frac{P_{carga}}{S_{fuente}}$$

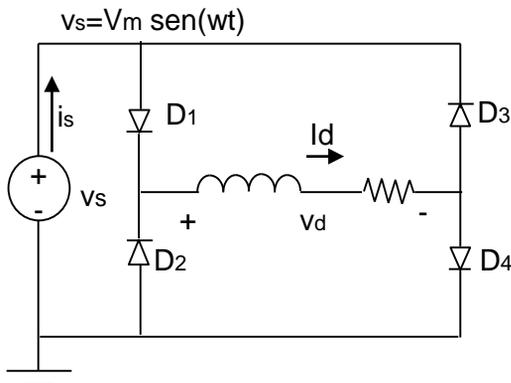
$$F_p = \frac{\langle v_d \rangle \langle i_d \rangle}{v_{s1max} \times i_{smax}}$$

$$F_p = \frac{\frac{4V_m^2}{\pi^2 R}}{\frac{aV_m}{2} \times \frac{V_m}{aR}}$$

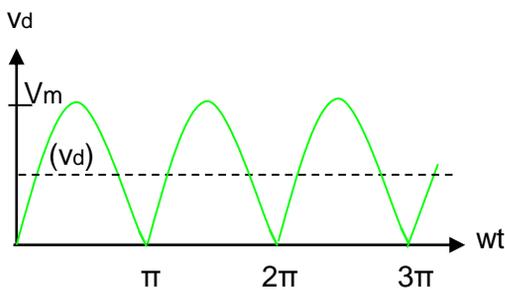
$$F_p = \frac{8}{\pi^2} \quad (3.14)$$

Fig. 3.06 Rectificador de onda completa

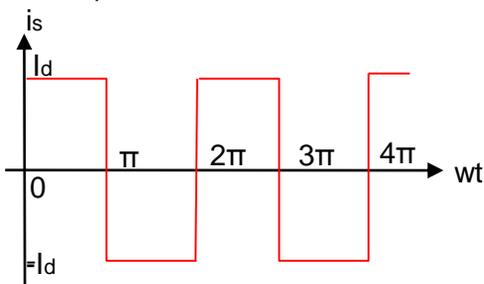
### 3.7 RECTIFICADOR MONOFÁSICO ONDA COMPLETA TIPO PUENTE - CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA



a) Circuito



b) Forma de onda de  $v_d$



c) Forma de onda de  $i_s$

Fig. 3.07 Rectificador de onda completa

El rectificador de onda completa (fig. 3.07a) está conformado por una fuente sinusoidal, 2 rectificadores de media onda: uno para el semiperiodo positivo ( $D_1$ - $D_4$ ) y otro para el semiperiodo negativo ( $D_2$ - $D_3$ ). Se considera una carga altamente inductiva.

El voltaje en la carga ( $v_d$ ) es el semiperiodo positivo y el semiperiodo negativo invertido de la fuente (fig. 3.07b). **El potencial del negativo de la carga no es cero**

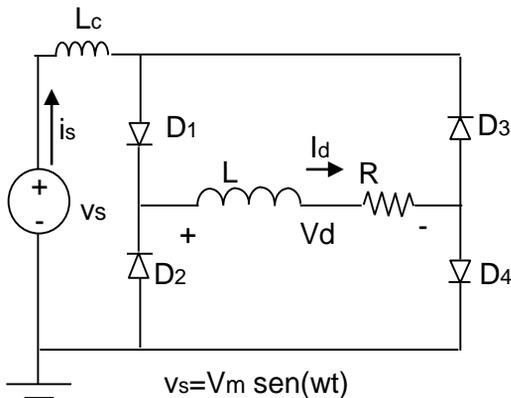
$$\begin{aligned} \langle v_d \rangle &= \frac{\int_0^\pi V_m \sin(\omega t) d\omega t}{\pi} = \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Si en la carga,  $L/R \geq 10\pi/\omega$ , se infiere,  $i_d = I_d$  (constante) y la corriente de la fuente ( $i_s$ ) es alterna rectangular (fig. 3.07c).

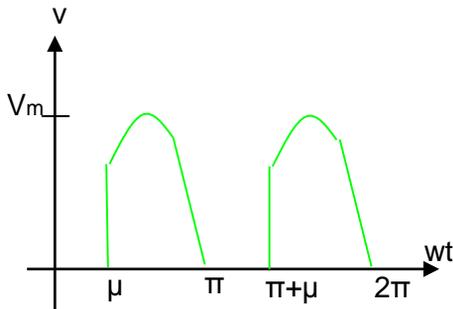
El factor de potencia de la fuente es:

$$\begin{aligned} F_p &= \frac{P_{\text{activa}}}{S_{\text{fuente}}} = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{\frac{V_m \times I_{se}}{\sqrt{2}}} \\ F_p &= \frac{2V_m I_d}{\pi \frac{(V_m \times I_d)}{\sqrt{2}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \end{aligned} \quad (3.16)$$

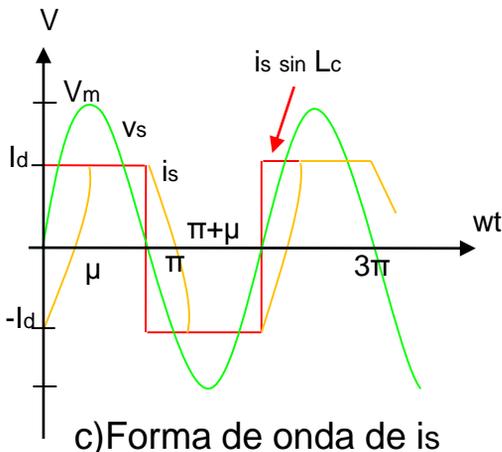
### 3.8 RECTIFICADOR MONOFÁSICO TIPO PUENTE CON INDUCTANCIA EN LA FUENTE 2



a) Circuito(2)



b) Forma de onda de v\_d



c) Forma de onda de i\_s

Fig. 3.08 Rectificador de onda completa

Se asume en la carga  $L/R \geq 10T$  (período de  $v_d$ ), para que la corriente sea constante ( $I_d$ ).

Para  $\omega t = 0(-)$  conducen  $D_2$  y  $D_3$  y la corriente en la fuente es  $i_s = -I_d$ .

Para  $\omega t = 0(+)$  se polarizan en directo  $D_1$  y  $D_4$ , y comienzan a conducir gradualmente debido a  $L_c$ . Se inicia el proceso de conmutación, que termina en  $\omega t = \mu$ , durante el cual conducen los 4 diodos.

$$\int_{-I_d}^{I_d} di_s = \frac{\int_0^{\mu} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)}{\omega L_c}$$

$$\mu = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2X_c I_d}{V_m} \right) \quad (3.17)$$

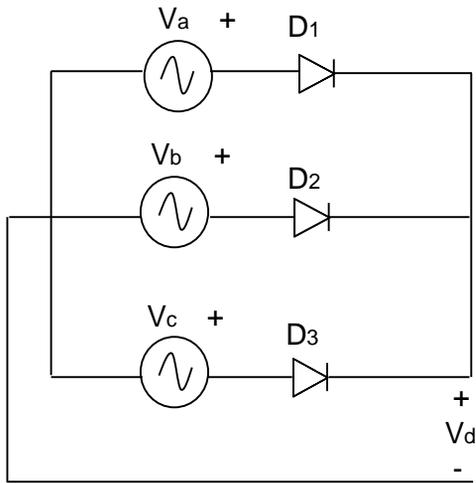
El voltaje en la carga es:

$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\mu}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)}{\pi}$$

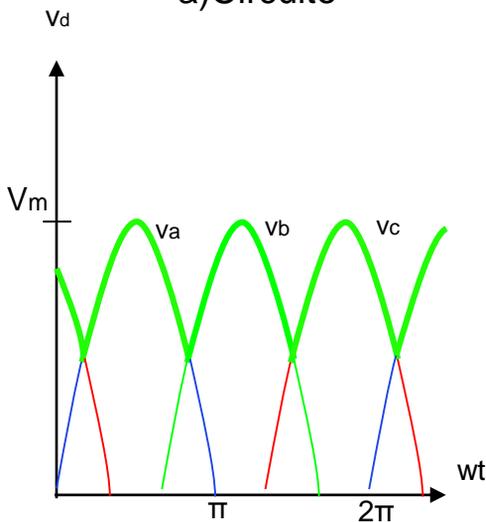
$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \left( 1 - \frac{X_c I_d}{V_m} \right) \quad (3.18)$$

El voltaje resulta regulado por la carga, debido a la inductancia de la fuente. La corriente en la fuente es más trapezoidal que rectangular

### 3.9 RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE TRES PULSOS 2



a) Circuito



b) Forma de onda del voltaje de salida

Fig. 3.09 Rectificador trifásico de tres pulsos

Se considera un sistema trifásico de secuencia a-b-c.

La fuente ( $v_a$ ) se define por  $V_{an} = V_m \sin(\omega t)$  y las otras están desfasadas (atrasadas) en el tiempo  $120^\circ$

Se conectan a cada una de las tres fuentes, un diodo con su ánodo conectado al positivo de cada fuente (rectificador positivo).

El diodo que conduce, será aquel cuyo  $V_{AK}$  sea el mayor de todos.

El diodo  $D_1$  conduce para:

$$30^\circ < \omega t < 150^\circ$$

El diodo  $D_2$  conduce para:

$$150^\circ < \omega t < 270^\circ$$

El diodo  $D_3$  conduce para:

$$270^\circ < \omega t < 390^\circ$$

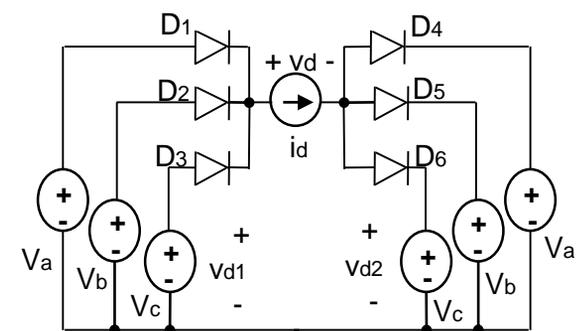
La forma de onda de salida ( $v_d$ ), está conformada por las crestas positivas de los voltajes de las fuentes, a medida que conducen  $D_1, D_2$  y  $D_3$  (fig. 3.09b). **Se generan tres pulsos en un período de la fuente.**

El valor promedio del voltaje de salida es:

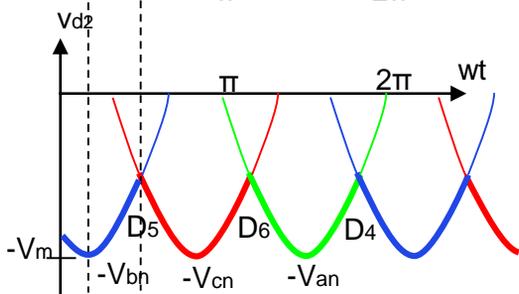
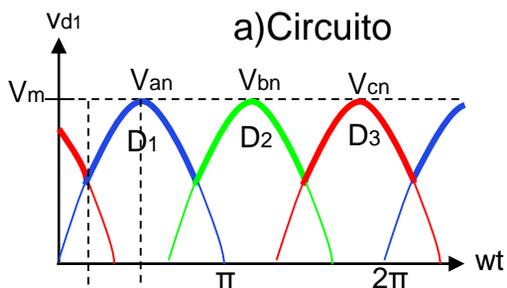
$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_{an}(\omega t) d(\omega t)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \quad (3.19)$$

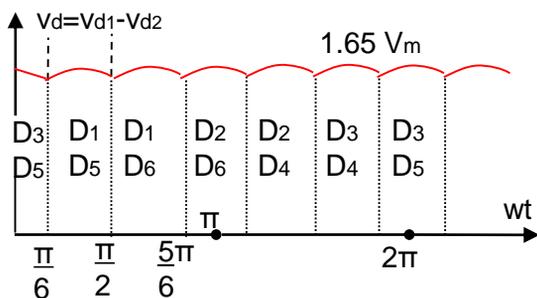
### 3.10 RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS 2



a) Circuito



b) Formas de onda de  $v_{d1}$  y  $v_{d2}$



c) Tabla de conducción y forma de onda de  $v_d$

Fig. 3.10 Rectificador de seis pulsos

Se conectan en serie con una carga altamente inductiva, modelada por una fuente de corriente en modo pasivo ( $I_d$ ), un rectificador trifásico de tres pulsos positivo (ánodos de los diodos conectados al positivo de la fuente) ( $v_{d1}$ ) y uno negativo (cátodos de los diodos conectados al positivo de las fuentes) ( $v_{d2}$ ) (fig. 3.10a)

Se define  $v_{an} = V_m \sin(\omega t)$

El voltaje a los terminales de la carga es:  $v_d = v_{d1} - v_{d2}$

$v_{d1}$  atrasa a  $(-v_{d2})$  en  $60^\circ$ , y  $v_d$  resulta ser una onda de período igual a  $60^\circ$  (6 pulsos en un período de la fuente).

La tabla de conducción del rectificador se muestra en la fig. 3.10c).

Para  $\pi/2 < \omega t < 5\pi/6$ , conducen los diodos  $D_1$  y  $D_6$  y se le aplica a la carga el voltaje  $v_{ac}$ .

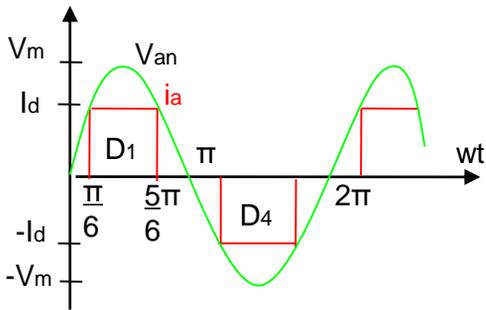
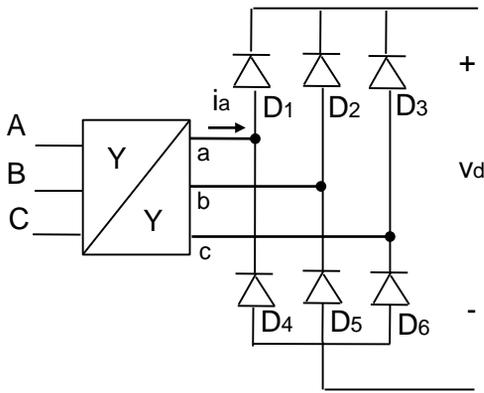
El voltaje promedio en la carga es:

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/2}^{5\pi/6} v_{ac}(\omega t) d(\omega t)$$

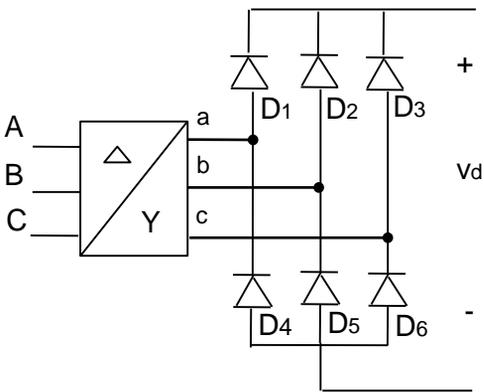
$$v_{ac} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - 30^\circ)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \quad (3.20)$$

### 3.10.1 FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE EN LA FUENTE DEL RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS 2



a) Corriente de la fuente, con fuente en estrella-estrella



b) Fuente en delta-estrella

Fig.3 .11 Corrientes en un rectificador de 6 pulsos

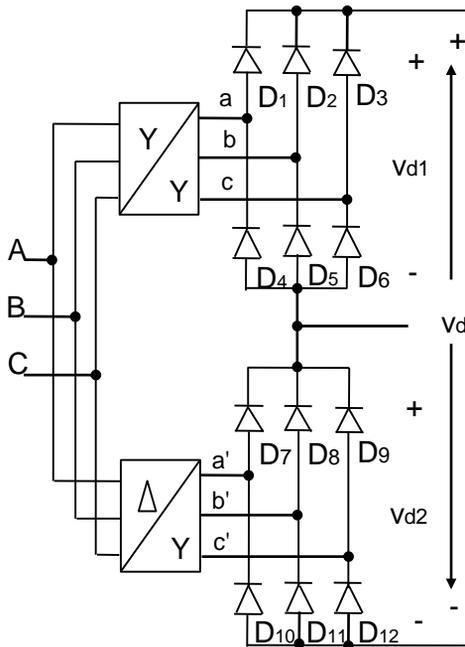
El circuito de 2 rectificadores de tres pulsos en serie(fig. 3.10), se puede representar como un circuito tipo puente(fig. .3.11a).

La fuente del rectificador puede ser un transformador estrella-estrella (fig. 3.11a) o delta-estrella(fig. 3.11b). Si se conecta en estrella(fig. 3.11a), el polo negativo de la carga no se puede conectar a tierra ,ya que su potencial eléctrico es diferente del potencial del neutro de la fuente, el cual suele conectarse a tierra. La corriente en la fuente es la demandada por el rectificador .La forma de onda de  $i_a$  se muestra en la fig. 3.11a).La forma de onda de la corriente de la fuente ( $i_A$ ) es idéntica a  $i_a$

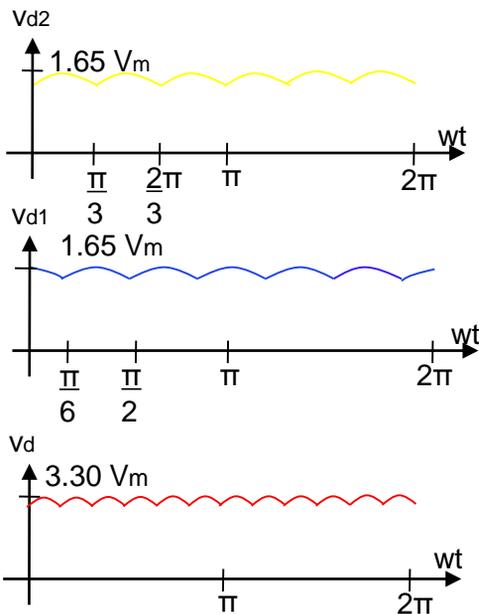
Si la fuente se conecta en delta-estrella, la corriente de la fuente( $i_A$ ) es escalonada, ya que es la diferencia de 2 formas de onda(fig. 3.11a) desfasadas  $120^\circ$  .Esta corriente presenta un THD menor que en la fuente estrella-estrella.

Por la razón anterior , la conexión adecuada para reducir la distorsión en la fuente, es utilizar la conexión delta(primario) - estrella en el secundario.

### 3.11 RECTIFICADOR DE 12 PULSOS 2



a) Circuito serie(2)



b) Formas de onda de  $v_d$  (2)

Fig. 3.12 Rectificador de 12 pulsos

Un rectificador de 12 pulsos se puede obtener, conectando en serie 2 rectificadores de 6 pulsos, si sus voltajes de salida están desfasados  $30^\circ$  (fig.3.12a).

Se conecta el rectificador superior a la fuente, a través de un transformador estrella-estrella, y se obtiene en la salida  $v_{d1}$ . El rectificador inferior se conecta con un transformador delta-estrella, y su salida ( $v_{d2}$ ) está adelantada  $30^\circ$  en relación a  $v_{d1}$ , debido a que la conexión delta-estrella produce voltajes en el secundario ( $a', b', c'$ ) adelantados  $30^\circ$ , con respecto a los de la conexión estrella-estrella ( $a, b, c$ ).

La conexión serie produce

$$v_d = v_{d1} + v_{d2} \quad (3.21)$$

El período de  $v_d$  es  $30^\circ$  (12 pulsos en un período de la fuente). En el intervalo  $\pi/6 < wt < \pi/3$ , conducen los diodos  $D_1, D_5, D_7$  y  $D_{11}$ .

$$v_d = v_{ab} + v_{a'b'}$$

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \sin(wt + 30^\circ)$$

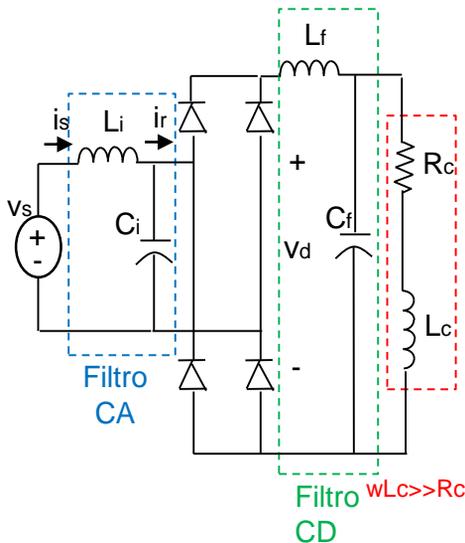
$$v_{a'b'} = \sqrt{3}V_m \sin(wt + 60^\circ)$$

$$v_d = 3.346V_m \sin(wt + 45^\circ)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/3} 3.346V_m \sin(wt + 45^\circ) dwt$$

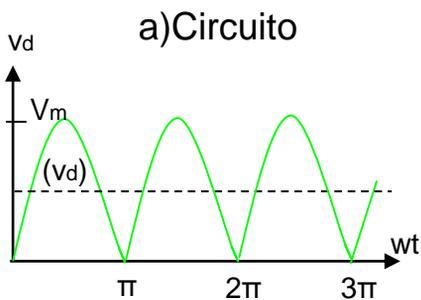
$$\langle v_d \rangle = 3.310V_m \quad (3.22)$$

### 3.12 FILTROS CA Y C D PARA RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA

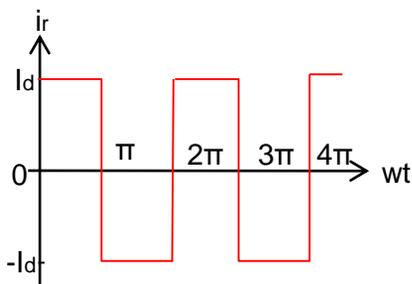


Las condiciones ideales de operación de un convertidor CA/CD son : a)Factor de rizado en la carga :0;b) THD de la corriente en la fuente:0.

El voltaje de salida del rectificador monofásico  $v_d$ , (fig. 3.13b) muestra un alto factor de rizado y por ello debe insertarse entre la salida del rectificador y la carga un filtro CD(fig. 3.13a) .**La función del filtro CD es reducir el factor de rizado del voltaje en la carga.**



b)Forma de onda de  $v_d$



c)Forma de onda de  $i_r$

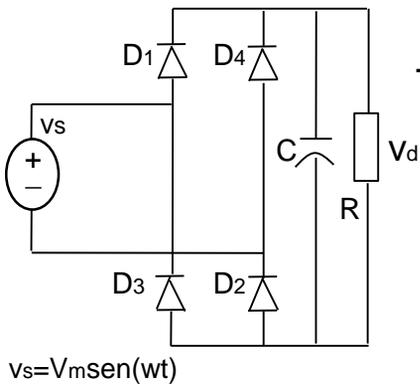
Sí la carga es altamente inductiva, la corriente demandada por el rectificador a la fuente ( $i_r$ ), es alterna rectangular(fig.3.13c) y lo ideal es que la corriente de la fuente tenga un THD=0(sinusoidal).

El valor fundamental de la corriente  $i_r$  ( $4I_d \text{ sen}(\omega t)/\pi$ ) lo genera la fuente, y los armónicos son generados por el conjunto carga –filtro- rectificador

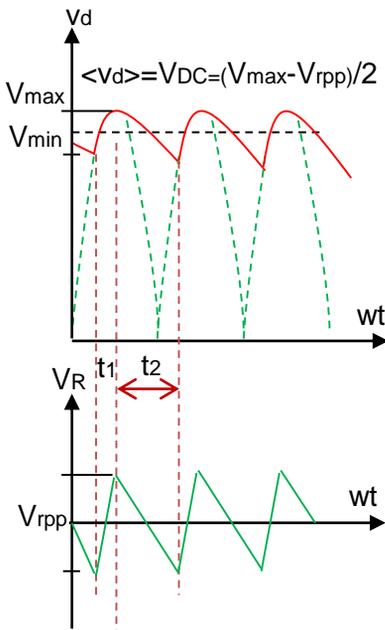
**El filtro CA tiene como función minimizar el THD de la corriente de la fuente,** mediante circuitos que desvíen de la fuente a las armónicas de corriente de orden 3, y limiten la de orden 5.Se inserta el filtro CA entre la fuente y el rectificador

Fig. 3.13 Filtros CA/CD

### 3.12.1 FILTRO CD CAPACITIVO PARA RECTIFICADOR MONOFÁSICO 3



a) Circuito



b) Forma de onda de  $v_d$  y del voltaje de rizo

Fig. 3.14 Filtro DC capacitivo

En el semi-período positivo de la fuente, cuando  $v_s > v_d$  (voltaje del capacitor) conducen los diodos  $D_1$  y  $D_2$  y el capacitor se carga hasta  $V_{max}$  en el tiempo  $t_1$ . Un ciclo análogo de carga a través de los diodos  $D_3$  y  $D_4$ , ocurre para el semi-período negativo de la fuente. Si  $v_s < v_d$ , se polarizan en inverso  $D_1, D_2$  en el semi-período positivo o  $D_3, D_4$  en el semi-período negativo, y el capacitor se descarga desde  $V_{max}$  hasta  $V_{min}$ , a través de  $R$ , en el tiempo  $t_2$ . Sea  $V_{rpp}$  el voltaje de rizo pico-pico

$$V_{rpp} = V_{max} - V_{min} = V_m \left( 1 - e^{-\frac{t_2}{RC}} \right)$$

$$e^{-\frac{t_2}{RC}} \approx 1 - \frac{t_2}{RC} ; V_{rpp} = V_m \left( \frac{t_2}{RC} \right) = \frac{V_m T}{2RC}$$

$$t_1 + t_2 = T(\text{periodo de la fuente})/2 \approx t_2$$

$$V_{CD} = \langle v_d \rangle = V_m \left( 1 - \frac{1}{4fRC} \right) \quad (3.23)$$

La aproximación lineal del voltaje de rizo  $V_R$  (fig. 3.14b) tiene un valor eficaz de:

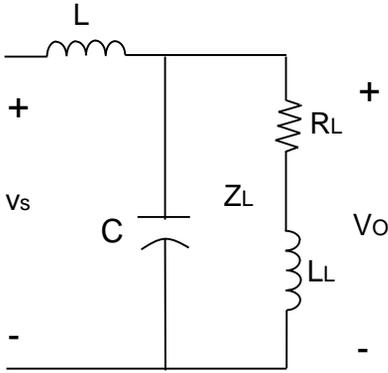
$$V_{ca} = \frac{V_{rpp}}{2\sqrt{3}} = \frac{V_m}{4\sqrt{3}fRC} \quad (3.24)$$

El factor de rizado (FR) en la carga es:

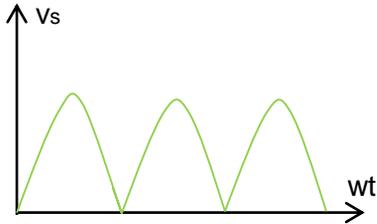
$$FR = \frac{V_{ca}}{V_{CD}} = \frac{\frac{V_m}{4\sqrt{3}fRC}}{\frac{V_m(4fRC - 1)}{4fRC}} = \frac{1}{\sqrt{3}(4fRC - 1)} \quad (3.25)$$

$C$  se selecciona de la ec. 3.23, y automáticamente queda determinado el FR, ya que las ec. 3.23 y 3.25 son dependientes

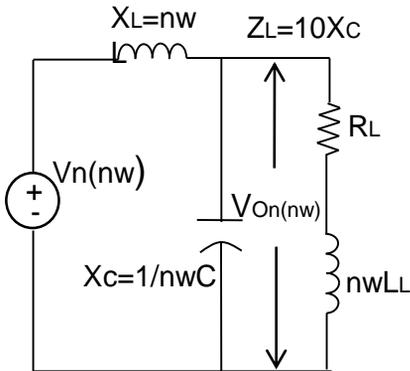
### 3.12.2 FILTRO CD INDUCTIVO - CAPACITIVO PARA RECTIFICADOR MONOFÁSICO 3



a) Circuito



b) Forma de onda de  $v_s$



c) Circuito equivalente para los armónicos

El circuito y la fuente ( $v_s$ ) del circuito filtro-carga, se muestran en la fig. 3.15 a) y b).

El voltaje de salida del rectificador ( $v_s$ ) se puede representar por una serie de Fourier como:

$$v_s = V_{CD} + \sum V_n \cos(nwt)$$

$$v_s = \frac{2V_m}{\pi} + \sum_{n=2,4}^{\infty} \frac{4V_m/\pi}{(n-1)(n+1)} \cos(nwt) \quad (3.26)$$

El circuito equivalente para los armónicos se muestra en la fig. 3.15c). Para que el capacitor desvíe con éxito, las armónicas de corriente se debe cumplir:

$$Z_L = \sqrt{R_L^2 + (nwL_L)^2} \geq \frac{10}{nwC} \quad (3.27)$$

por ser  $V_n(2wt) = 5V_n(4wt)$ , se ignora la armónica de orden 4 del voltaje. Del circuito equivalente para armónicos, el voltaje en la carga debido al armónico 2 es:

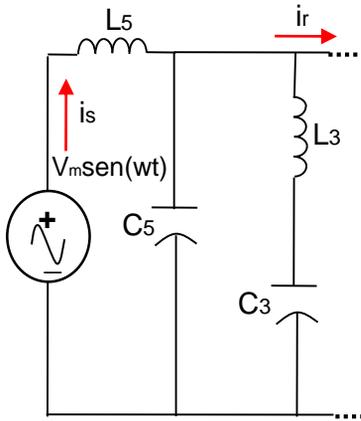
$$\begin{aligned} V_{on}(2w) &\approx V_n(2w) \left| \frac{1}{1 - 4w^2LC} \right| \\ &= \frac{4V_m}{3\pi} \left| \frac{1}{1 - 4w^2LC} \right| \end{aligned}$$

El FR en la carga es:

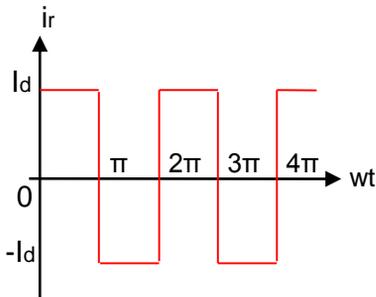
$$\begin{aligned} FR &= \frac{V_{ca}}{V_{CD}} = \frac{\frac{4V_m}{3\sqrt{2}\pi|1 - 4w^2LC|}}{\frac{2V_m}{\pi}} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{3|1 - 4w^2LC|} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Fig. 3.15 Filtro inductivo capacitivo

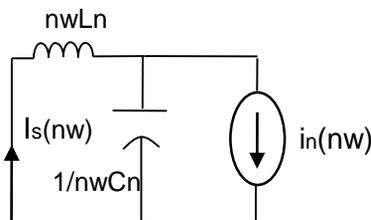
### 3.12.3 FILTRO CA PARA RECTIFICADOR MONOFÁSICO 3



a) Filtro para armónicas 3 y 5(2)



b) Forma de onda de  $i_r$



c) Circuito equivalente para los armónicos de corriente de orden 5

El circuito rectificador-filtro-carga demandan de la fuente, una corriente alterna rectangular  $i_r$  (fig. 3.16 b) la cual se puede expresar por una serie de Fourier como:

$$i_r = \frac{4I_d}{\pi} \text{sen}(\omega t) + \sum_{n=3,5,7}^{\infty} \frac{4I_d}{n\pi} \text{sen}(n\omega t)$$

$$i_r = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega t) + \sum_{n=3,5,7}^{\infty} \sqrt{2}I_n \text{sen}(n\omega t) \quad (3.29)$$

La carga y el rectificador generan las armónicas de corriente, y esto se modela en el circuito equivalente de la fig. 3.16c), por la fuente de corriente ( $i_n(n\omega)$ )

Dado que las armónicas de orden 3 y 5 son comparables en magnitud, un solo filtro no reduce efectivamente el THD en la fuente. Lo deseable sería tener un circuito serie LC resonante a  $n=3$ , para desviar la armónica 3 de corriente, en paralelo con el rectificador y un filtro  $L_5C_5$  (fig. 3.16c) para minimizar una parte importante de la armónica 5 por el capacitor (divisor de corriente).

Del circuito equivalente se puede deducir:

$$I_s(5\omega) = \frac{I_n(5\omega)}{|1 - 5^2\omega^2 L_5 C_5|} \quad (3.30)$$

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} I_s^2(n\omega)}{I_{s1}^2}} \quad (3.31)$$

Las ec. 3.30 y 3.31 permiten el diseño del filtro para un THD determinado

Fig. 3.16 Filtro CA

## BIBLIOGRAFÍA

- 1) Rashid M.H.(editor) POWER ELECTRONIC HANDBOOK 1993.[www.rapidshare.com/filea/97921259](http://www.rapidshare.com/filea/97921259).septiembre 24 ,2008
- 2) Kassakian J.G; Schlecht M.F.; Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS 1995. Editorial Addison Wesley.
- 3) Rashid M. H. POWER ELECTRONICS:CIRCUITS,DEVICES,AND APPLICATIONS 1993.Editorial Prentice-Hall
- 4) JaiP. Agrawal .POWER ELECTRONIC SYSTEMS. Theory and design.2001 Editorial Prentice Hall
- 5) P T. Krein ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 2000
- 6) Mohan N ;Undeland T.M. ;Robbins .W.P. POWER ELECTRONICS 2003 Editorial John Wiley & sons Inc
- 7) R.G. Hoft(editor) SCR APPLICATONS HANDBOOK 1974 International Rectifier
- 8) INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC pdf.[www.onlinefreebooks.net](http://www.onlinefreebooks.net).Julio 13, 2008

## ACTIVIDADES

### TEORÍA

- 1) Deducir la ec. 3.02. .
- 2) ¿Por qué en el circuito rectificador de media onda y carga R-L , el diodo continúa conduciendo después de  $\omega t = 2\pi$ ? ¿Es posible en este circuito obtener  $\omega t_1 = 2\pi$ ? Justificar la respuesta
- 3) Para el circuito rectificador de media onda con diodo de rueda libre, se pide graficar  $i_d$  para  $L/R = 20\pi/\omega$
- 4) Se alimenta una carga de  $1K\Omega, 20w$ , de una fuente alterna de  $120V, 60hz$  y un diodo en serie con la carga. La variación máxima del voltaje en la carga debe ser de  $\pm 5V$ . Se pide determinar el valor del capacitor a conectar en paralelo con la carga.
- 5) ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de la fuente, en la operación de un rectificador de media onda y diodo de rueda libre en : a) Voltaje en la carga. b) THD de la corriente de la fuente. Justificar las respuestas.
- 6) ¿Qué se entiende por proceso de conmutación en un rectificador?
- 7) ¿Por qué no se utiliza el filtro capacitivo con cargas de baja resistencia?
- 8) Deducir el factor de potencia de un arrollamiento secundario del rectificador tipo semi-puente. ¿Cuánto vale la relación de transformación en este rectificador (fig.3.06 a)? ¿Por qué?
- 9) Hacer un análisis comparativo entre el rectificador tipo puente y el semi-puente. Considerar los siguientes aspectos: Costos; Características de los diodos; Situaciones de aplicación.
- 10) Deducir la ecuación 3.18. Analizar el efecto de la inductancia de la fuente en la operación del rectificador.
- 11) ¿Por qué no tiene utilidad práctica el rectificador de tres pulsos?
- 12) Deducir la ecuación 3.20 para  $7\pi/6 < \omega t < 9\pi/6$ .
- 13) Deducir la forma de onda de la corriente de la fuente ( $i_A$ ). para la conexión delta-estrella (fig.3.11b).
- 14) ¿Cuál es la topología de rectificación trifásica más utilizada? ¿Por qué?
- 15) Deducir la ecuación 3.22 para  $\pi/3 < \omega t < \pi/2$ .
- 16) Deducir para el rectificador de 12 pulsos la forma de onda de la corriente de la fuente ( $i_A$ ).

## ACTIVIDADES

### TEORIA

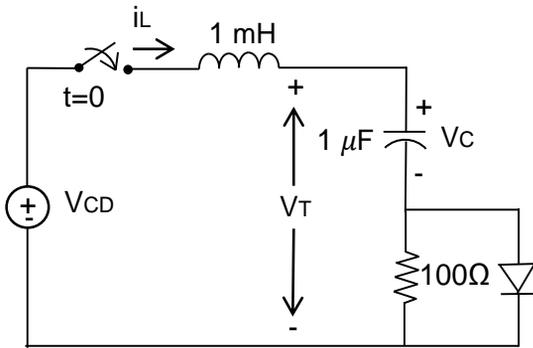
17) ¿ En un convertidor CA/CD, ¿cuál es la función del filtro CD? ¿Del filtro CA? ¿Cómo realiza cada filtro su función?

18) Analizar e interpretar la ecuación 3.25. Hacer un análisis comparativo entre la ecuación 3.25 y la 3.12.

19) ¿Cuándo se utiliza un filtro CD tipo LC en lugar de uno C?

20) Deducir las ecuaciones 3.28 y 3.31

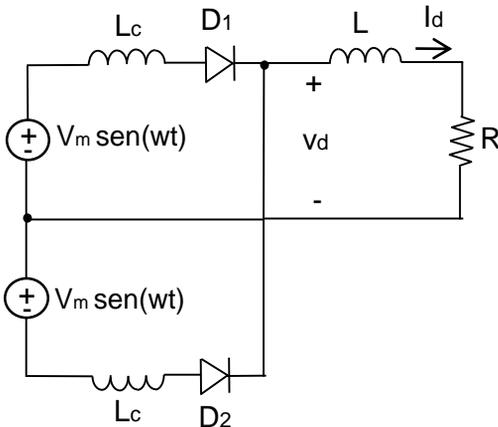
# PROBLEMAS



Problema 1

1) El circuito adjunto sirve para limitar un rápido crecimiento temporal de  $V_T$  (snubber de voltaje).

Se pide deducir y graficar  $i_L, V_C$ , y  $V_T$



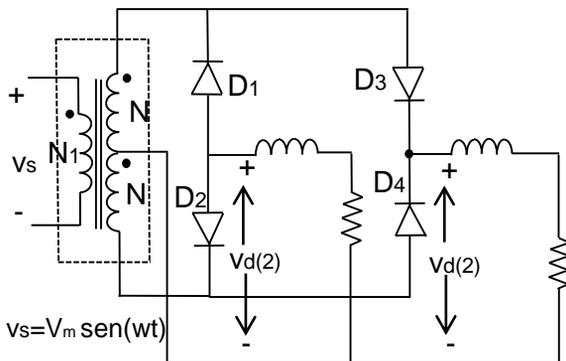
Problema 2(2)

2) La figura adjunta muestra el circuito esquemático de un rectificador de onda completa tipo semi-puente. Cada una de las fuentes representa uno de los devanados del secundario del transformador:

a) Asuma que  $L_c=0$  y dibuje  $v_d$

b) Para  $0 < wt < 2\pi$ , se pide deducir y dibujar  $i_{D1}$  y  $i_{D2}$ .

c) Deducir la expresión de  $v_d$ , para  $L_c \neq 0$

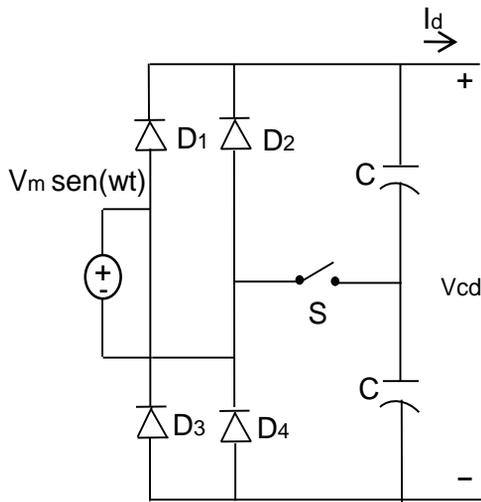


Problema 3(2)

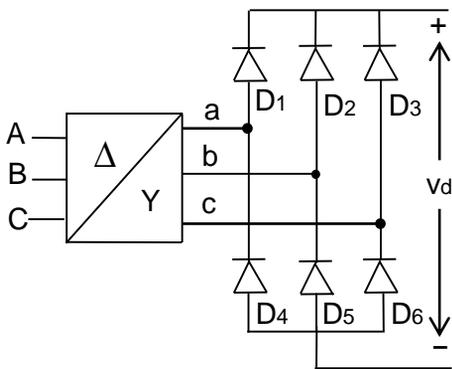
3) El circuito adjunto se utiliza para construir una fuente dual de voltaje, por ejemplo  $\pm 15V$

Se pide dibujar a  $v_{d1}$  y  $v_{d2}$ , indicando las magnitudes, si  $V_m=170V$ , y  $N/N_1=0.1$

## PROBLEMAS



Problema 4(2)



Problema 7

4) El circuito adjunto se conoce como un doblador de voltaje, y se utiliza usualmente para proveer operación con doble voltaje.

Se pide :

Dibujar el circuito equivalente y dibujar  $V_{cd}$  si el interruptor  $S$  está:

1)abierto.2)Cerrado

5)Diseñar un rectificador para una carga de  $R=24 \Omega$ ;  $V= 12V \pm 3\%$ ; La fuente es de 120 V, 60 hz. El diseño debe incluir:

a)Características del transformador;  
b)Parámetros de los diodos;  
c)Parámetros del filtro

6)Para alimentar un motor DC de 50HP,200V, se requiere diseñar un rectificador .El diseño debe incluir la selección de la fuente de CA, el modelo del motor , las características nominales de los diodos ; la característica nominal del transformador y características del filtro

7)Se dispone de un sistema trifásico de 440V,60hz,Se requiere alimentar una carga de voltaje constante, de 20Kw, 240 V<sub>cd</sub>. Se propone para resolver el problema un rectificador trifásico de 6 pulsos, con un transformador delta-estrella. Se pide determinar :

a)Las características nominales de los diodos. b)Características nominales del transformador delta-estrella. c)Factor de potencia en la fuente. d)THD de la corriente de la fuente. e)Factor de rizo en la carga

## PROBLEMAS

8) Una manera alterna para obtener el rectificador de 12 pulsos, se muestra en el circuito adjunto, donde se conectan en paralelo 12 rectificadores de 6 pulsos. Asuma  $I_d=100A$ . Se pide :

a) Dibujar  $v_d$  y calcular  $\langle v_d \rangle$

b) Determinar el valor eficaz de la corriente para los diodos.

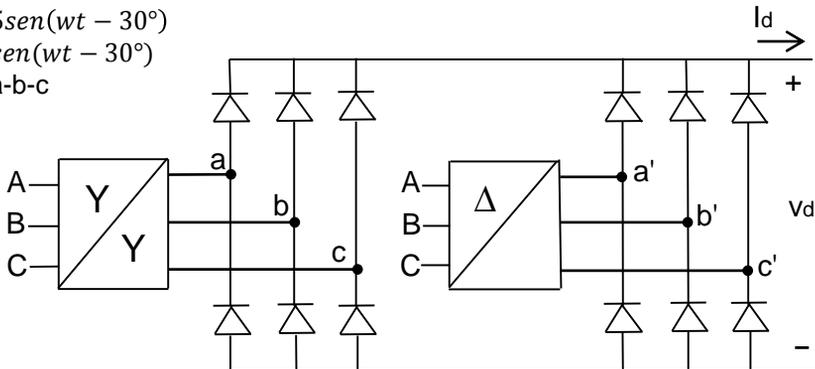
c) Determinar la forma de onda de la corriente de la fuente.

d) Hacer un análisis comparativo, con el rectificador serie de 12 pulsos.

$$v_{AN} = 622.25 \text{sen}(wt - 30^\circ)$$

$$v_{an} = 169.7 \text{sen}(wt - 30^\circ)$$

Secuencia a-b-c



Problema 8(2)

# UNIDAD IV

## CONVERTIDORES CA-CD CONTROLADOS

# CONVERTIDORES CA/CD CONTROLADOS

## 4.0 INTRODUCCIÓN



a) Cargador de baterías



b) Control de velocidad de motores DC

Fig 4.00 Aplicaciones de convertidores CA/CD controlados

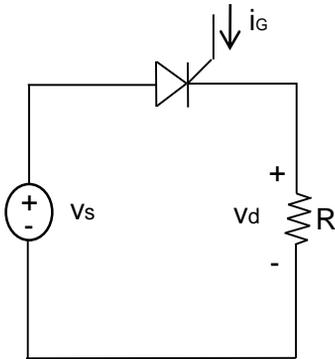
La mayoría de actividades industriales que utilizan corriente continua, tales como los procesos electroquímicos (galvanizado, cromado, niquelado, carga de baterías, etc) y los accionamientos de motores, para transporte de personas y carga, requieren de fuentes variables debido a las condiciones cambiantes de la carga.

La solución más práctica para esta situación, es utilizar un convertidor CA/CD controlado y adicionarle un filtro en caso de ser necesario.

El convertidor CA/CD controlado, supone la utilización de un dispositivo controlado a la conducción y al apagado. El SCR es un dispositivo controlado a la conducción, y el apagado ocurre de una manera natural, ya que la fuente alterna hace reducir la corriente por debajo de la corriente de mantenimiento en cada semiperíodo. Por lo anterior, se estudiarán los convertidores CA/CD, accionados por SCRs, en sus modalidades monofásica y trifásica

# CONVERTIDORES CA/CD CONTROLADOS

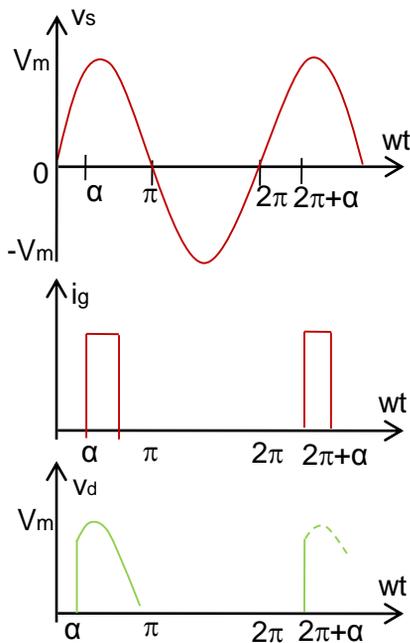
## 4.1 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA Y CARGA RESISTIVA 1



a) Circuito(1)

Se inicia el semiperiodo positivo y se polariza en directo el SCR, pero no conduce hasta  $\alpha$  (ángulo de encendido), cuando se le aplica el pulso de corriente en la compuerta. El SCR conduce hasta  $wt=\pi$ , cuando desaparece la corriente, por ser la carga resistiva.

El voltaje promedio en la carga es:



b) Formas de onda(1)

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(wt) d(wt)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.01)$$

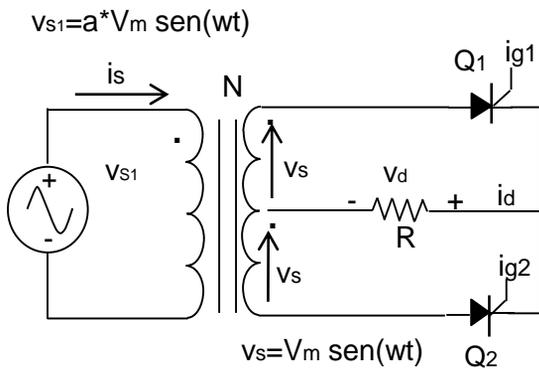
El voltaje en la carga se puede controlar, variando el ángulo de encendido o disparo.

El ángulo de encendido se mide con referencia al ángulo de conducción, cuando se sustituye el SCR por un diodo, o sea cuando el voltaje de la fuente pasa por cero ( $\alpha=0$ )

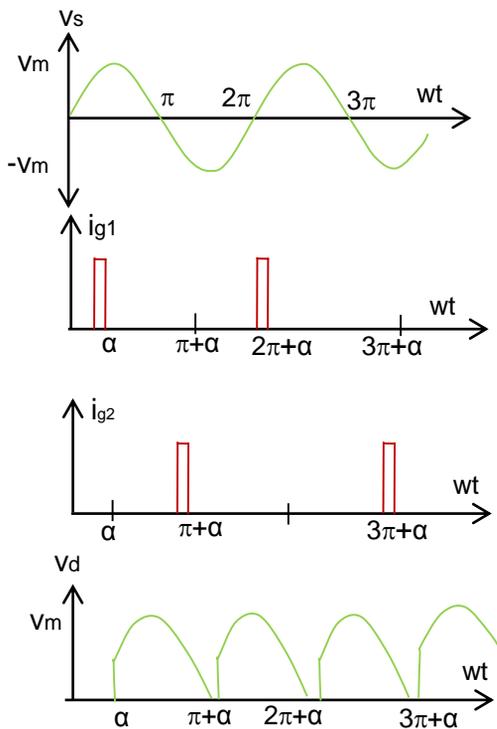
Fig 4.01 Rectificador controlado media onda con carga resistiva

El rectificador monofásico controlado presenta, al igual que el no controlado, altos niveles de distorsión en la fuente y valores altos del factor de rizado en la carga.

## 4.2 RECTIFICADOR CONTROLADO TIPO SEMI-PUENTE 6



a) Circuito(s)



b) Formas de onda

Fig. 4.02 Rectificador semi-puente con carga resistiva

Se considera el rectificador controlado tipo semi-puente (fig. 4.02 a), con una carga resistiva. Las formas de onda de los pulsos de las corrientes de compuerta de  $Q_1$  y  $Q_2$  se muestran en la fig. 4.02 b).

En  $\omega t = \alpha$ ,  $Q_1$  se polariza en directo, y al aplicarle el pulso de corriente en la compuerta, conduce y se aplica a la carga el voltaje  $v_s$ , hasta que deja de conducir  $Q_1$ , porque su corriente decae a 0 en  $\omega t = \pi$ .

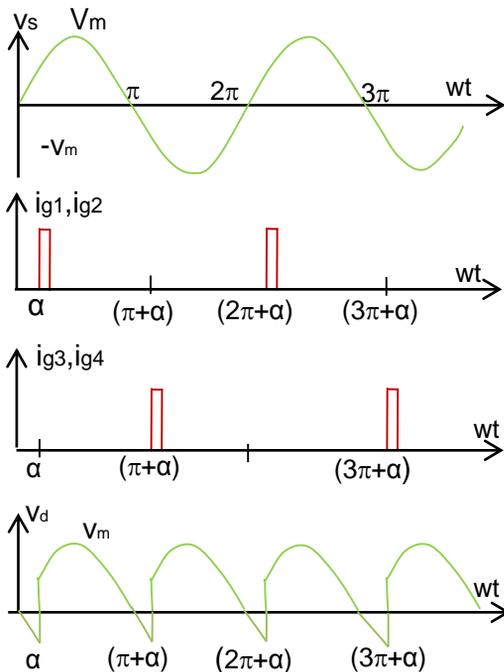
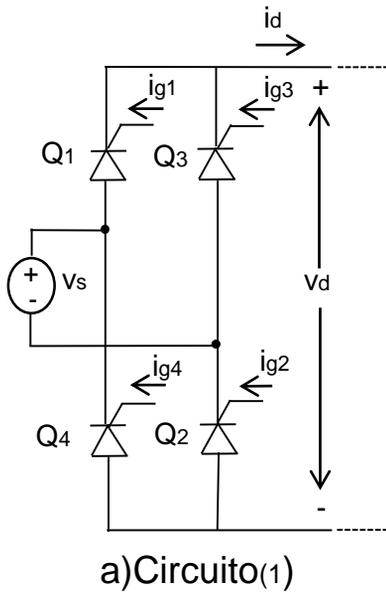
En  $\omega t = \pi + \alpha$  se encuentra polarizado en directo  $Q_2$ , y al aplicarle el pulso de corriente en la compuerta conduce, y le aplica a la carga el semiperíodo negativo de  $v_s$  invertido, hasta que deja de conducir  $Q_2$ , porque su corriente decae a 0 en  $\omega t = 2\pi$ .

El voltaje promedio en la carga es:

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4.02)$$

### 4.3 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO TIPO PUENTE CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA 1



b) Formas de onda

Fig. 4.03 Rectificador controlado de onda completa

Se asume una carga altamente inductiva ( $i_d = I_d$ ). En  $wt = 0^-$ , conducen  $Q_3$  y  $Q_4$  y están apagados  $Q_1$  y  $Q_2$ . Al iniciarse el semiperíodo positivo ( $wt \geq 0$ ) la polaridad + de la fuente se traslada a través de  $Q_4$  al negativo de la carga, cuyo voltaje ( $v_d$ ) inicia una excursión negativa (fig. 4.03b). En  $wt = \alpha$ , se invierte la polaridad de  $v_d$  por acción de  $Q_1$  y  $Q_2$ , los que conducen por la aplicación de los pulsos de corriente ( $i_{g1}, i_{g2}$ ). Para  $\pi < wt < (\pi + \alpha)$  ocurre un proceso análogo.

El voltaje promedio en la carga ( $v_d$ ) es:

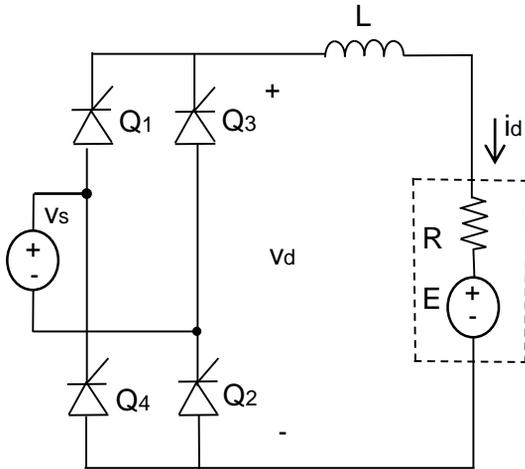
$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \text{sen}(wt) d(wt)}{\pi}$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha) \quad (4.03)$$

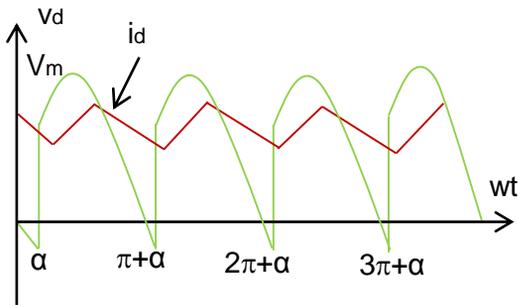
Si  $0 < \alpha < \pi/2$ ,  $\langle v_d \rangle$  es positivo,  $I_d > 0$ , la carga consume potencia y el flujo de energía es del lado CA a CD (rectificador) en un proceso de régimen permanente.

Sí  $\pi/2 < \alpha < \pi$ ,  $\langle v_d \rangle$  es negativo,  $I_d$  sigue siendo positivo ( $I_d$  debe ser positivo para que los SCR puedan conducir), la carga genera energía, que proviene de su campo magnético, y el flujo de energía es de CD a CA (inversor) en un proceso transitorio.

## 4.4 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO TIPO PUENTE Y CARGA CON FUERZA ELECTROMOTRIZ



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de  $v_d$  y  $i_d$

Fig. 4.04. Rectificador controlado de onda completa y carga con fuerza electromotriz

Se asume un valor alto de  $L$ , para que la corriente en la carga ( $i_d$ ) sea continua.

Se considera una carga con una resistencia interna, por ejemplo una batería.

Si la corriente es continua, el voltaje  $v_d$  depende de la fuente alterna.

Si el valor de  $L$  es inferior a un valor crítico, la corriente es discontinua, y durante el tiempo que dura la discontinuidad el valor de  $v_d$  es el de la fuente ( $E$ ).

Si la corriente es continua, el valor promedio de  $v_d$  es ( ec.4.03):

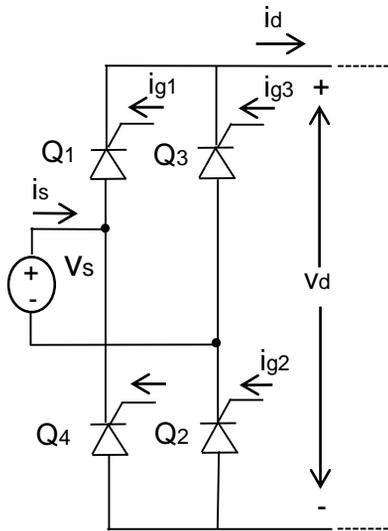
$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha$$

Aplicando la ley de Kirchhoff de voltajes a los valores promedios, se obtiene el valor promedio de la corriente en la carga

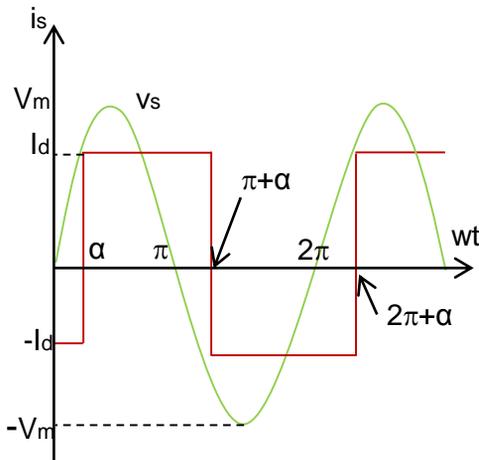
$$\langle i_d \rangle = (\langle v_d \rangle - E)/R \quad (4.04)$$

Si la carga es una batería,  $E$  aumenta con el tiempo de carga. Si es un motor,  $E$  depende de la velocidad del motor, y por tanto de la carga mecánica que acciona el motor.

## 4.5 FACTOR DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO ONDA COMPLETA TIPO PUENTE 1



a) Circuito(1)



b) Formas de onda(1)

Fig. 4.05 Factor de potencia en un rectificador de onda completa

Se asume en la carga  $L/R \geq 10T$  (período de  $v_d$ ), para que la corriente sea constante ( $I_d$ ).

La corriente de la fuente es alterna rectangular, debido a la ausencia de inductancia en la fuente. La corriente atrasa al voltaje por el ángulo de disparo( $\alpha$ ) (fig. 4.05b)

El factor de potencia de la fuente es:

$$F_p = \frac{P_{fuerza}}{S_{fuerza}} = \frac{P_{carga}}{S_{fuerza}} = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{V_m \times I_s \sqrt{2}}$$

$$F_p = \frac{2V_m I_d \cos \alpha}{\pi (V_m \times I_d) \sqrt{2}}$$

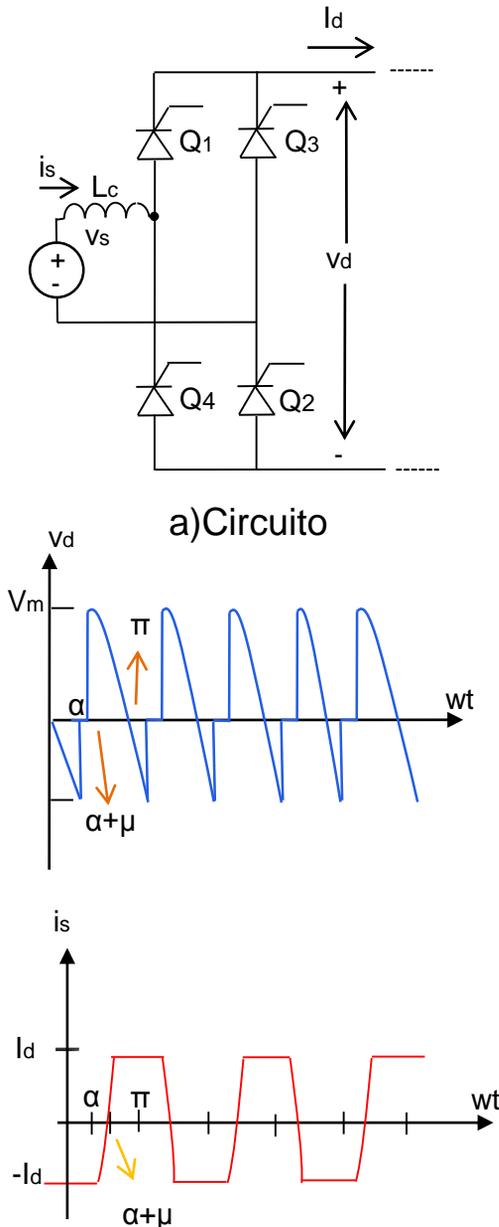
$$F_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \quad (4.05)$$

Otra manera de determinar el factor de potencia es:

$$F_p = F_d F_\theta ; F_d = \frac{I_{s1}}{I_s} ; F_\theta = \cos \alpha$$

$$F_p = \left( \frac{4I_d}{\pi\sqrt{2} I_d} \right) \cos \alpha = 0.9 \cos \alpha \quad (4.06)$$

## 4.6 RECTIFICADOR TIPO PUENTE CON INDUCTANCIA DE CONMUTACIÓN 1



a) Circuito

b) Formas de onda

Fig 4.06 Rectificador puente con Inductancia de conmutación

El proceso de conmutación es similar al del circuito con diodos, con la diferencia que la conmutación inicia en  $\alpha$  y no en  $wt=0$ .

Para el proceso de conmutación se cumple:

$$\int_{-I_d}^{I_d} di_s = \frac{\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} V_m \text{sen}(wt) d(wt)}{\omega L_c}$$

$$\mu = \cos^{-1} \left( \cos \alpha - \frac{2X_c I_d}{V_m} \right) - \alpha \quad (4.07)$$

La forma de onda del voltaje se muestra en la fig.4.06b. De esta figura se obtiene el valor del voltaje promedio como:

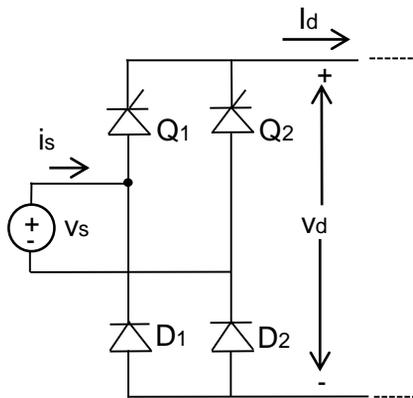
$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} \left[ \int_0^{\pi} v_d(wt) d(wt) \right]$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)]$$

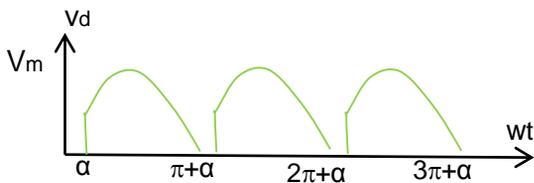
$$\langle v_d \rangle = \frac{2V_m}{\pi} \left[ \cos \alpha - \frac{X_c I_d}{V_m} \right] \quad (4.08)$$

Una consecuencia lógica de la inductancia de la fuente, es la regulación del voltaje por la carga. La forma de onda de la corriente es similar a la del convertidor no controlado.

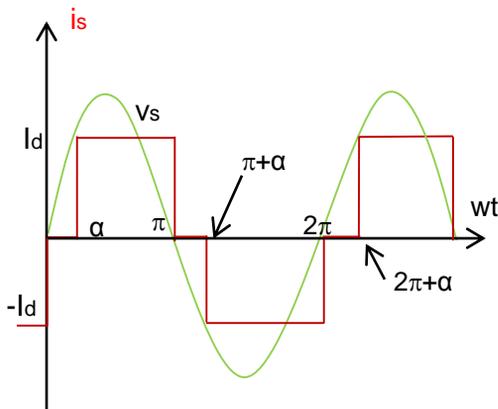
## 4.7 RECTIFICADOR MONOFÁSICO CONTROLADO TIPO SEMI-PUENTE CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $v_d$



c) Forma de onda de  $i_s$

Se asume una carga altamente inductiva ( $I_d$ ). En  $wt=0^-$ , conducen  $Q_2$  y  $D_1$ , no conducen  $Q_1$  y  $D_2$ , e  $i_s = -I_d$ . Al iniciarse el semiperíodo positivo ( $wt \geq 0$ ) la fuente polariza en directo a  $D_2$  y bloquea a  $D_1$ . La corriente de la carga circula por  $D_2$ - $Q_2$ ,  $i_s=0$  y  $v_d=0$ .

En  $wt=\alpha$ , se aplica el pulso de corriente ( $i_{g1}$ ) a  $Q_1$  (se bloquea  $Q_2$ ), la corriente de la carga circula por la fuente a través de  $Q_1$  y  $D_2$ .

El voltaje promedio en la carga ( $v_d$ ) es:

$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)}{\pi}$$

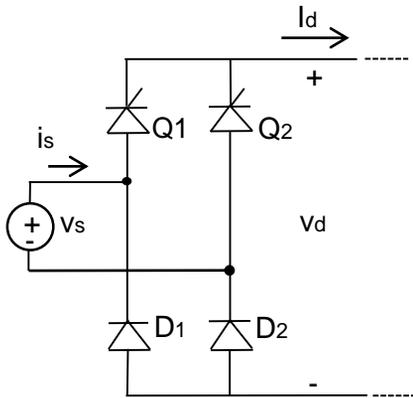
$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha + 1) \quad (4.09)$$

El convertidor funciona únicamente en el modo rectificador, ya que al no existir una excursión en la parte negativa del voltaje,  $v_d$  no puede cambiar su polaridad. La forma de onda de  $v_d$  se muestra en la fig. 4.07b)

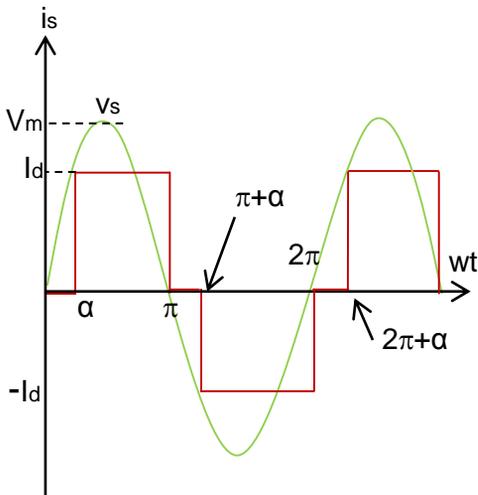
La corriente de la fuente es nula entre  $0 < wt < \alpha$ , cuando  $D_2$  y  $Q_2$  se comportan como diodos de rueda libre. La forma de onda de  $i_s$  se muestra en la fig. 4.07c)

Fig 4.07 Rectificador controlado tipo semi-puente

## 4.8 FACTOR DE POTENCIA DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO ONDA COMPLETA TIPO SEMI-PUNTE



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de is

Fig. 4.08 Factor de potencia de un rectificador en semi-puente

Se asume en la carga  $L/R \geq 10T$  (período de  $v_d$ ), para que la corriente sea constante ( $I_d$ ).

La corriente de la fuente es alterna rectangular, pero es nula para  $0 < \omega t < \alpha$ , ya que conducen  $Q_2$  y  $D_2$  (fig.4.04b) y debido a la ausencia de inductancia de conmutación.

El valor eficaz de la corriente de la fuente ( $i_s$ ) (fig.4.08b) es:

$$I_s = I_d \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}} \quad (4.10)$$

El factor de potencia es :

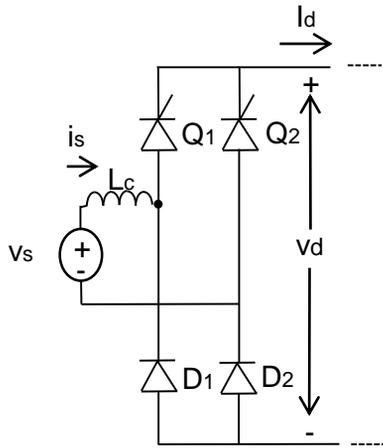
$$F_p = \frac{P_{fuente}}{S_{fuente}} = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{\frac{V_m \times I_s}{\sqrt{2}}}$$

$$F_p = \frac{\frac{V_m I_d}{\pi} (1 + \cos \alpha)}{\frac{V_m}{\sqrt{2}} \times I_d \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}}}$$

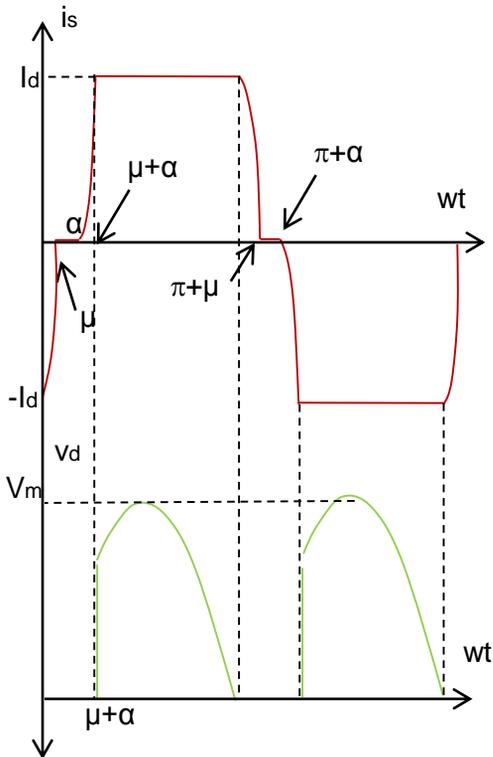
$$F_p = \sqrt{\frac{2}{\pi(\pi - \alpha)}} (1 + \cos \alpha) \quad (4.11)$$

El factor de potencia es mayor que en el tipo puente

## 4.9 RECTIFICADOR CONTROLADO SEMI-PUENTE CON INDUCTANCIA DE CONMUTACIÓN Y CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $v_d$  e  $i_s$   
Fig. 4.09 Rectificador semi-puente con inductancia de conmutación

En  $\omega t = 0^+$ ,  $i_s$  comienza a aumentar de  $-I_d$  a 0. En  $\omega t = \alpha$   $i_s$  comienza a aumentar de 0 a  $I_d$  (Proceso de conmutación)

Para el proceso de conmutación de 0 a  $I_d$ , se cumple:

$$\int_0^{I_d} di_s = \frac{\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)}{\omega L_c}$$

$$\mu = \cos^{-1} \left( \cos \alpha - \frac{X_c I_d}{V_m} \right) - \alpha \quad (4.12)$$

Las formas de onda de  $v_d$  e  $i_s$  para  $\alpha > \mu$ , se muestran en la fig.4.09b). De esta figura se obtiene el valor del voltaje promedio como:

$$\langle v_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\mu}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos(\alpha + \mu)]$$

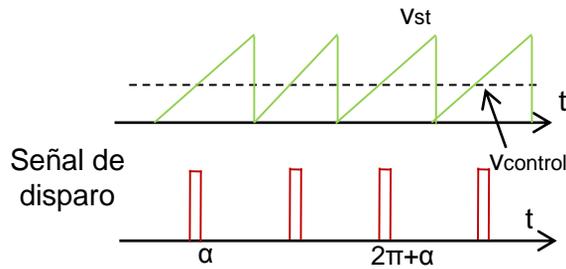
$$\langle v_d \rangle = \frac{V_m}{\pi} \left[ 1 + \cos \alpha - \frac{X_c I_d}{V_m} \right] \quad (4.13)$$

Una consecuencia lógica de la inductancia en la fuente, es la regulación del voltaje por la carga.

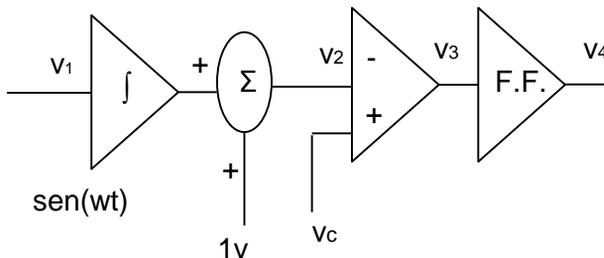
## 4.10 CIRCUITOS DE CONTROL PARA RECTIFICADORES MONOFÁSICOS(1)

### 4.10.1 INTRODUCCIÓN

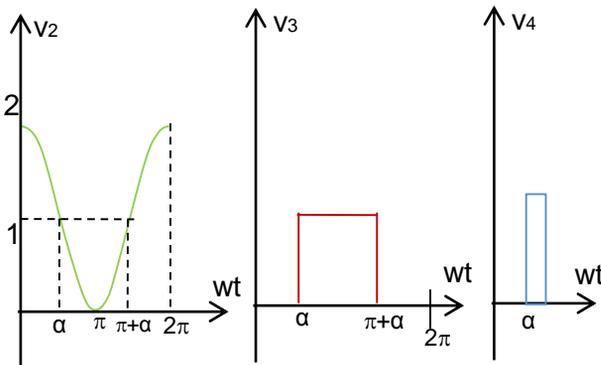
El pulso de disparo de los tiristores se obtiene, de comparar una señal de voltaje, que depende del tipo de rectificador(para linealizar la característica de control), con un voltaje de control.



a)Control rampa



Para un rectificador de media onda o semi-puente, donde el voltaje de salida es proporcional a  $1+\cos\alpha$ , el pulso se obtiene de comparar el voltaje de control ( $v_c$ ) con la señal  $1+\cos(wt)$  (fig. 4.10b), para que la respuesta del control no dependa del punto de operación del convertidor



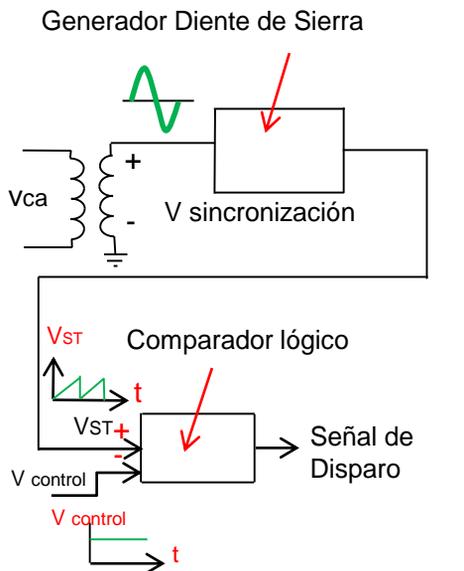
b)Control cosenoidal con offset(1)

Para el rectificador monofásico tipo puente y el trifásico de 6 pulsos ,en los que el voltaje de salida es proporcional a  $\cos\alpha$ , (ec.4.03 y 4.16),la señal de comparación debe ser  $\cos(wt)$ .

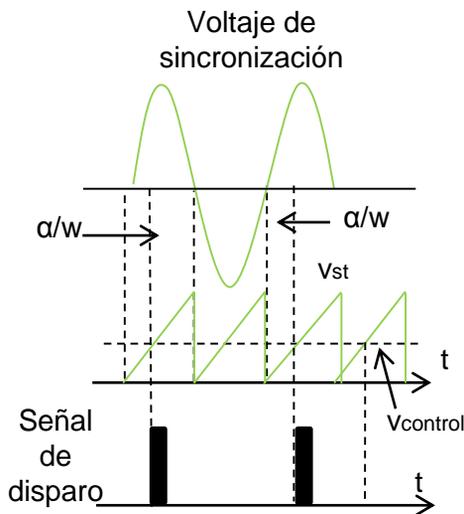
Algunos circuitos de control comparan, el voltaje de control con una señal rampa( $V_{ST}$ ), que inicia en el cruce del voltaje por cero, (fig.4.10a) y la característica de control (variable controlada vs variable de control)no es lineal.

Fig 4.10 .Tipos de control de convertidores CA/CD

### 4.10.2 CONTROL TIPO RAMPA 3



a) Circuito(39)



b) Forma de onda de la rampa y los pulsos(3)

Fig. 4.11 Control tipo rampa

El ángulo de disparo  $\alpha$  tiene como referencia, el ángulo en el cual conduce el rectificador controlado, si se sustituyen los SCR por diodos. Para los rectificadores monofásicos  $\alpha=0$  ocurre en  $wt=0$  y  $\alpha$  puede variar teóricamente entre 0 y  $\pi$ .

El control tipo rampa obtiene el pulso de disparo, de la comparación de un voltaje diente de sierra ( $v_{st}=Kt$ ) con un voltaje continuo de control ( $V_c$ ) de magnitud variable (fig. 4.11a)

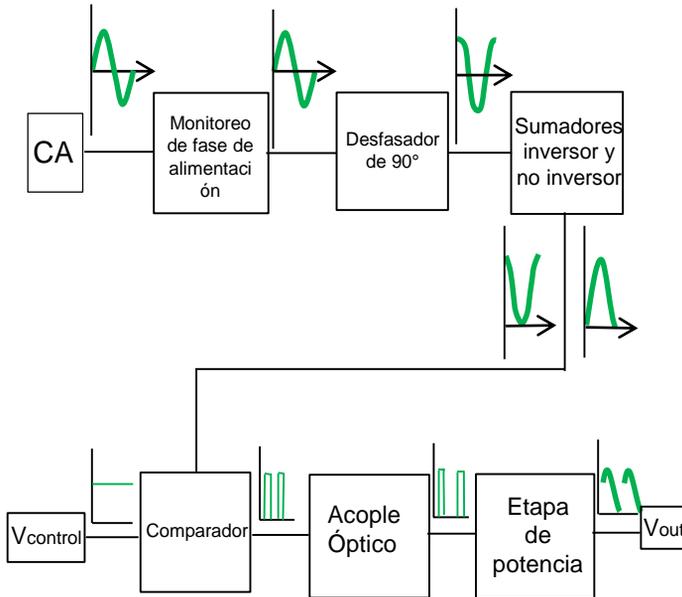
El voltaje diente de sierra debe iniciar en  $wt=0$  (para obtener el pulso de disparo en  $\alpha=0$ , al compararlo con  $V_{control}=0$ ) y debe terminar con una amplitud  $V_{STmax}$  en  $wt=\pi$ . Para que el voltaje diente de sierra inicie en  $wt=0$ , el generador diente de sierra se debe activar mediante un detector de cruce por 0, del voltaje de la fuente reducido (voltaje de sincronización). Este se obtiene mediante un transformador o un divisor de voltaje.

El ángulo de disparo ( $\alpha$ ) se obtiene de

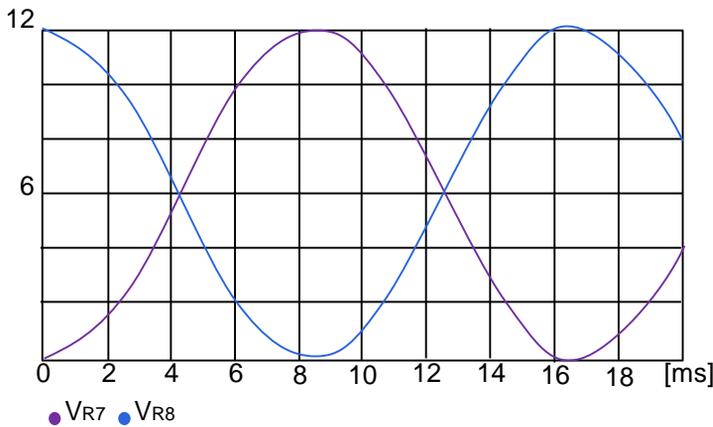
$$\alpha = 180^\circ \frac{V_{control}}{V_{STmax}} \quad (4.14)$$

Este tipo de control produce una función de transferencia no lineal

### 4.10.3 CONTROL COSENOIDAL CON COMPONENTE CD



a) Diagrama de bloques



b) Señal de entrada al comparador

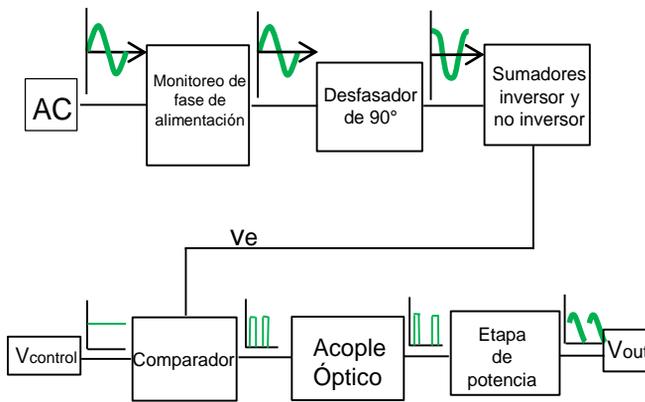
Fig. 4.12 Control cosenoidal con off-set

La figura 4.11 muestra el diagrama de bloques, del circuito de control tipo cosenoidal, de un rectificador monofásico semi-puente de onda completa.

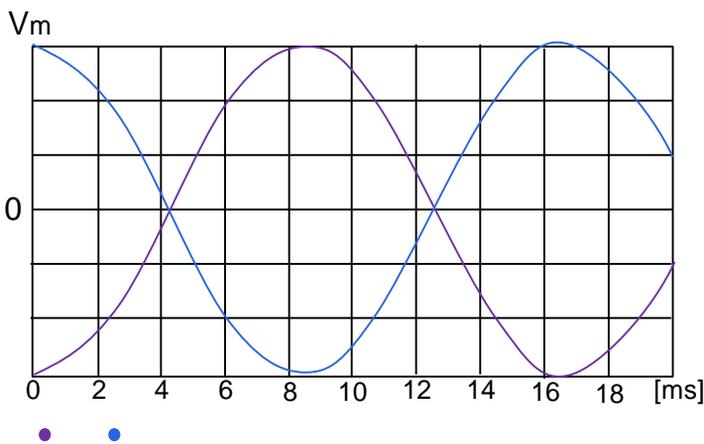
Se deriva de la red de potencia un voltaje reducido ( $V_m$ ) mediante un transformador o un divisor de voltaje (monitoreo de fase de alimentación).

Se integra la señal (desfasador de  $90^\circ$ ) y se le adiciona un off-set igual al valor máximo de la onda alterna derivada ( $V_m$ ). A ésta señal se le adiciona la señal invertida de ella misma, y se obtiene la señal total (fig. 4.12b) que se debe comparar con el voltaje de control, el cual debe variar entre 0 y  $2V_m$ . Del comparador se obtiene un pulso en  $\alpha$  y otro en  $\pi + \alpha$ . Estos pulsos se aíslan mediante un optoacoplador y se envían a la compuerta de los SCR del semi-puente

#### 4.10.4 CONTROL COSENOIDAL PURO



a) Diagrama de bloques



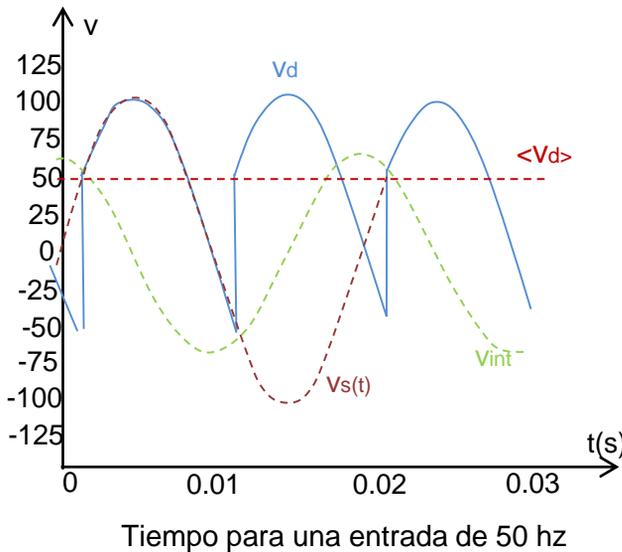
b) Señal de entrada al comparador

Fig. 4.13 Control cosenoidal puro

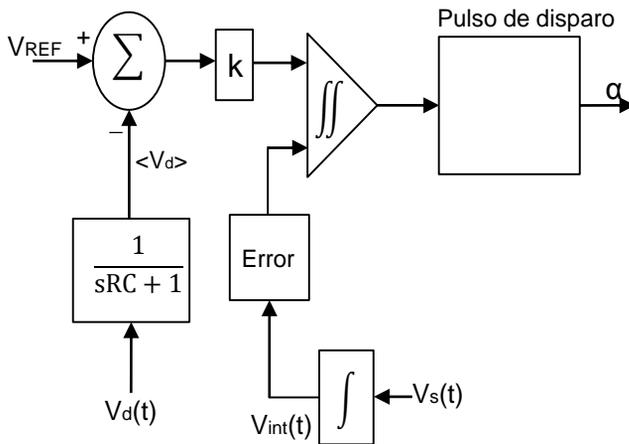
La figura 4.12 muestra el diagrama de bloques del circuito de control tipo cosenoidal, de un rectificador monofásico de onda completa tipo puente. Se deriva de la red de potencia un voltaje reducido ( $V_m$ ) mediante un transformador o un divisor de voltaje (monitoreo de fase de alimentación).

Se integra la señal (desfasador de  $90^\circ$ ) de la onda alterna derivada ( $V_m$ ). A esta señal se le adiciona la señal invertida de ella misma, y se obtiene la señal  $v_e$  (fig. 4.12b) que se debe comparar con el voltaje de control, el cual debe variar entre  $-V_m$  y  $V_m$ . Del comparador se obtiene un pulso en  $\alpha$  y otro en  $\pi + \alpha$ . Estos pulsos se aíslan con un opto-acoplador, y se envían a la compuerta de los SCR del puente

## 4.10.5 CONTROL DE LAZO CERRADO PARA RECTIFICADORES MONOFÁSICOS TIPO PUENTE 2



a)Control automático de fase(2)



b)Diagrama de bloques(2)

Fig. 4.14 Control de lazo cerrado

En el control cosenoidal , el ángulo de disparo( $\alpha$ ),se puede determinar gráfica mente como la intersección de la onda  $2V_m \cos(\omega t)/\pi$  ( $V_{int}$ ),con el valor promedio del voltaje de salida( $\langle v_d \rangle$ ) (fig.4.13 a).

Si el voltaje de salida desciende, el ángulo de disparo aumenta y viceversa.

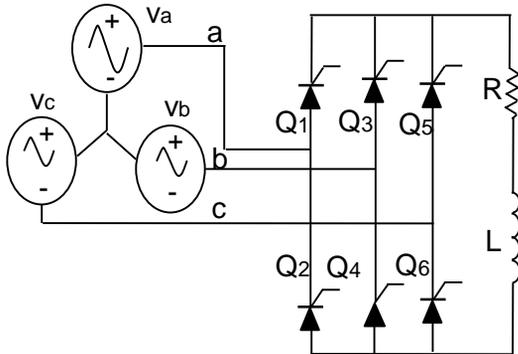
Lo anterior se puede utilizar, para implementar un control de lazo cerrado de tipo proporcional, cuyo diagrama de bloques se muestra en la fig.4.13 b)

Se compara la onda  $2V_m \cos(\omega t)/\pi$  con un voltaje de control dado por  $k(V_{ref} - \langle v_d \rangle)$ .  $k$  es la ganancia de retroalimentación, la cual no puede ser muy grande, para que el circuito no oscile al ocurrir cambios en la carga.

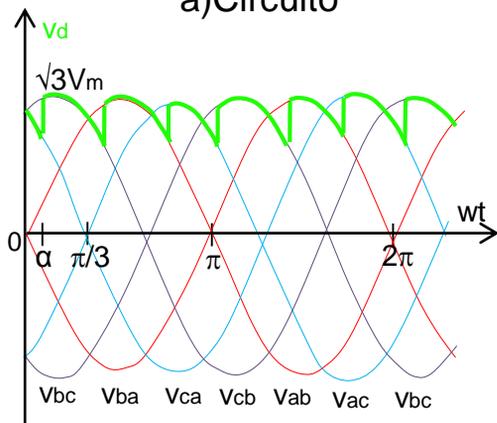
El voltaje promedio se obtiene haciendo pasar la salida del rectificador, a través de un filtro pasa-bajo.

# 4.11 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO DE SEIS PULSOS

## 4.11.1 VOLTAJE DE SALIDA



a) Circuito



b) Forma de onda de  $v_d(1)$

RANGO DE CONDUCCION (wt)		THYRISTORES QUE CONDUCCEN	VOLTAGE EN LA CARGA
$(\alpha+60^\circ)$	$(\alpha+120^\circ)$	Q4 Q1	$V_{ab}$
$(\alpha+120^\circ)$	$(\alpha+180^\circ)$	Q1 Q6	$V_{ac}$
$(\alpha+180^\circ)$	$(\alpha+240^\circ)$	Q6 Q3	$V_{bc}$
$(\alpha+240^\circ)$	$(\alpha+300^\circ)$	Q3 Q2	$V_{ba}$
$(\alpha+300^\circ)$	$(\alpha+360^\circ)$	Q2 Q5	$V_{ca}$
$(\alpha+360^\circ)$	$(\alpha+420^\circ)$	Q5 Q4	$V_{cb}$

c) Tabla de conducción

Fig 4.14. Rectificador trifásico controlado

Se asume una carga altamente inductiva ( $L/R \geq 10T/6$ ) para que  $I_d$  sea constante. Se define un sistema trifásico de secuencia a-b-c.

$$v_{an} = V_m \text{sen}(wt - 30^\circ)$$

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(wt) \quad (4.15)$$

Sí se sustituyen los SCR por diodos (rectificador trifásico no controlado) ocurre la conducción para  $\alpha=0$  (referencia para medir el ángulo de disparo). En el dominio del ángulo, para el disparo de  $Q_1$ ,  $\alpha=0$  corresponde a  $wt=60^\circ$ .  $Q_1$  y  $Q_4$  conducen para  $60^\circ + \alpha < wt < \alpha + 120^\circ$ . El voltaje en la carga es:

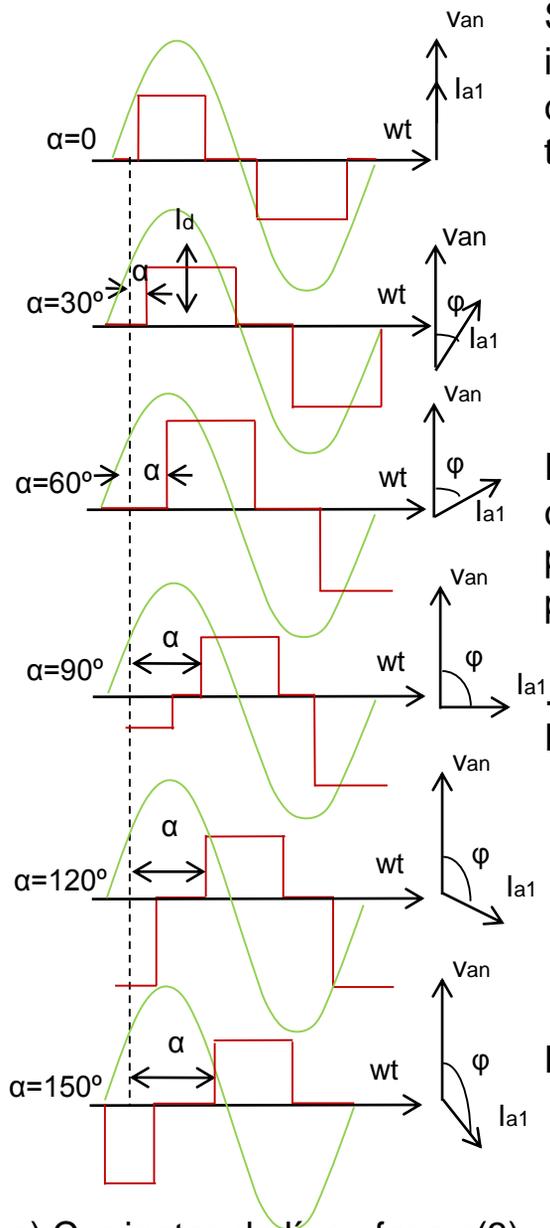
$$\langle v_d \rangle = \frac{\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} v_{ab} \text{sen}(wt) d(wt)}{\pi/3}$$

$$\langle v_d \rangle = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (4.16)$$

El voltaje de salida ( $v_d$ ) consiste de un valor promedio ( $\langle v_d \rangle$ ), y de un rizado alterno de 6 veces la frecuencia de la fuente. Las componentes armónicas se obtienen del análisis de Fourier

## 4.11 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO DE SEIS PULSOS

### 4.11.2 CORRIENTE DE LA FUENTE Y FACTOR DE POTENCIA 3



a) Corrientes de línea fase a(3)

Fig 4.15 Corriente de línea del rectificador de 6 pulsos

Se asume una carga altamente inductiva ( $L/R \geq 10T/6$ ), para que  $I_d$  sea constante. Se define un sistema trifásico de secuencia a-b-c.

$$F_p = \frac{P}{S}$$

$$F_p = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{3v_{an} I_s} \quad (4.17)$$

En la fig. 4.10 se muestran las corrientes de línea de la fuente ( $i_s$ ) para diferentes  $\alpha$ . En la fase a,  $i_s$  es positiva ( $\alpha + 60^\circ < wt < \alpha + 180^\circ$ ) y negativa ( $\alpha + 240^\circ < wt < \alpha + 360^\circ$ )

El valor eficaz  $i_s$  es:

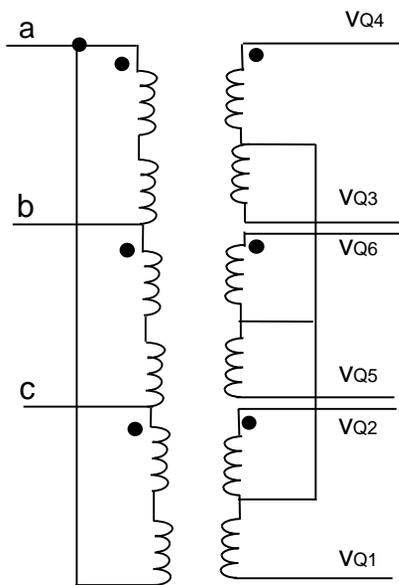
$$I_s = \sqrt{\frac{2I_d^2 \times 120}{360}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (4.18)$$

De 4.08  $\langle v_d \rangle = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha$

$$F_p = \frac{\langle v_d \rangle I_d}{3v_{an} I_s}$$

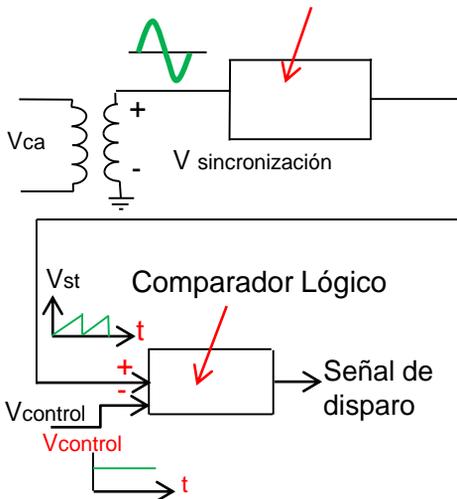
$$F_p = \frac{3\sqrt{3}V_m \cos I_d / \pi}{3 \frac{V_m \times I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}}} = 0.95 \cos \alpha \quad (4.19)$$

### 4.11.3 CONTROL RAMPA PARA RECTIFICADORES TRIFÁSICOS <sup>6,7</sup>



a) Circuito de voltajes de sincronización

Generador Diente de sierra



b) Circuito de control rampa para cada SCR<sub>3</sub>

Fig 4.17 Control rampa para rectificador trifásico

El ángulo de disparo  $\alpha$  tiene como referencia al ángulo que conduce el rectificador controlado, si se sustituyen los SCR por diodos. Para los rectificadores trifásicos  $\alpha=0$  ocurre en  $\omega t=60^\circ$  para  $Q_1$ , y  $\alpha$  puede variar teóricamente entre  $0$  y  $\pi$ .

Cada SCR tiene un circuito de control independiente. La señal de sincronización ( $\alpha=0, \omega t=60^\circ$ ) para  $Q_1$  es  $V_{ac}$  (atrasa a  $V_{ab}$  en  $60^\circ$ ). Para  $Q_6$  es  $V_{bc}$ , para  $Q_3$   $V_{ba}$ ; para  $Q_2$   $V_{ca}$ ; para  $Q_5$   $V_{cb}$  y para  $Q_4$  es  $V_{ab}$ .

Las señales de sincronización se obtienen de un grupo de tres transformadores, conectados en delta (primario) estrella (secundario). El voltaje del primario es el de la fuente de potencia, y el secundario un voltaje reducido, por ejemplo  $8\text{ V}$

Cada voltaje de sincronización alimenta un circuito de control tipo rampa, para activar cada uno de los 6 SCR

Si se utiliza para el control un microcontrolador, se utiliza un solo transformador y un circuito rampa para el pulso de  $Q_1$ , y los otros se programan  $60^\circ$  atrasados ( $Q_6, Q_3, Q_2, Q_5, Q_4$ )

## BIBLIOGRAFÍA

- 1) Kassakian, Verghese, Schlecht . PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS .1995 Editorial Addison Wesley
- 2) P T. Krein. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 1998. Editorial Oxford University Press
- 3) Mohan N; Undeland T.M.; Robbins W.P. POWER ELECTRONICS 2003 Editorial John Wiley & sons Inc
- 4) Rashid M. H. POWER ELECTRONICS: CIRCUITS, DEVICES, AND APPLICATIONS 1993. Editorial Prentice-Hall
- 5) Rashid M.H. (editor) POWER ELECTRONIC HANDBOOK 1993. [www.rapidshare.com/filea/97921259](http://www.rapidshare.com/filea/97921259). septiembre 24 2008
- 6) INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC pdf. [www.onlinefreebooks.net](http://www.onlinefreebooks.net). Julio 13 2008
- 7) S.B. Dewan; G.R. Slemon; A. Straughen. POWER SEMICONDUCTOR DRIVES. 1984 Editorial John Wiley & sons .
- 8) Jai P. Agrawal POWER ELECTRONIC SYSTEMS Theory and design. 2001 Editorial Prentice-Hall

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

- 1) Dibujar la característica de control (variable controlada vs variable de control) del rectificador controlado de media onda. ¿Por qué no es lineal? ¿Cómo se linealiza?
- 2) Dibujar la forma de onda del voltaje de salida del rectificador semi-puente con carga altamente inductiva.
- 3) Describir la operación del convertidor CA/CD controlado de onda completa, como rectificador y como inversor
- 4) ¿Cómo se podría apagar un rectificador monofásico onda completa con carga altamente inductiva? Hacer un análisis comparativo entre los 2 métodos posibles.
- 5) ¿Cómo se podría operar un rectificador onda completa, como inversor en régimen permanente?
- 6) Hacer un análisis comparativo entre un rectificador semi-puente y uno tipo puente.
- 7) ¿Cuál es la condición limitante sobre el ángulo de disparo de un rectificador onda completa?
- 8) ¿Cómo afecta al factor de potencia de la fuente la presencia de un inductor en la fuente de un rectificador tipo puente? ¿Lo mejora o lo empeora?
- 9) ¿Por qué el rectificador semi-puente no puede trabajar como inversor?
- 10) Hacer un análisis comparativo entre un rectificador semi-puente y uno puente. Considere los siguientes aspectos: Costos, aspectos técnicos, y condiciones de aplicación.
- 11) ¿Cuál es la función del circuito de control? ¿Cómo se logra el objetivo del circuito de control? ¿Cuántos tipos de control se conocen?
- 12) Explicar utilizando un diagrama de bloques, el circuito de control tipo rampa.
- 13) Explicar utilizando un diagrama de bloques, el circuito de control cosenoidal con offset.
- 14) Explicar utilizando un diagrama de bloques, el circuito de control cosenoidal puro.

## **ACTIVIDADES**

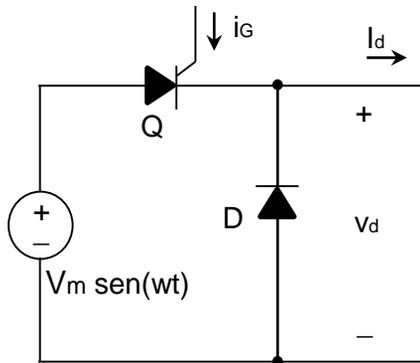
### **TEORÍA**

15)Explicar utilizando un diagrama de bloques ,un circuito de control de lazo cerrado para un rectificador monofásico de onda completa.

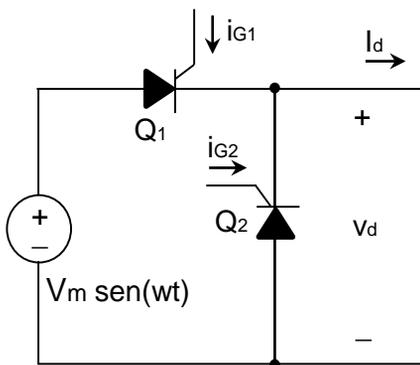
16)Deducir la tabla de conducción del rectificador trifásico de 6 pulsos(fig. 4.14c)

17)Hacer un diagrama de bloques ,indicando la función de cada bloque, del circuito de control del rectificador trifásico de 6 pulsos.

## PROBLEMAS



Problema 1



Problema 2

1) Para el rectificador controlado con diodo de rueda libre de la figura se pide:

a) Deducir y graficar el voltaje promedio de salida ( $\langle v_d \rangle$ ) en función del ángulo de disparo ( $\alpha$ ).

b) Analizar si es posible el trabajo como inversor.

2) Se sustituye en el circuito anterior el diodo de rueda libre por un SCR.

Las formas de onda de las corrientes de compuerta se muestran en la figura adjunta.

Se pide:

a) Deducir y graficar la característica de control:  $v_d$ , en función del ángulo de disparo.

b) Analizar si es posible el trabajo como inversor.

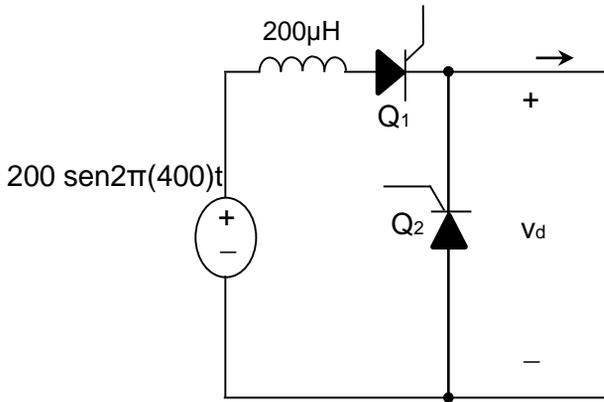
3) Para el rectificador de onda completa tipo semipunto, con carga resistiva (fig.4.02) con  $N=10$ ,  $V_m=170V$  y  $f=60Hz$ . se pide:

a) Dibujar la forma de onda de corriente en la fuente.

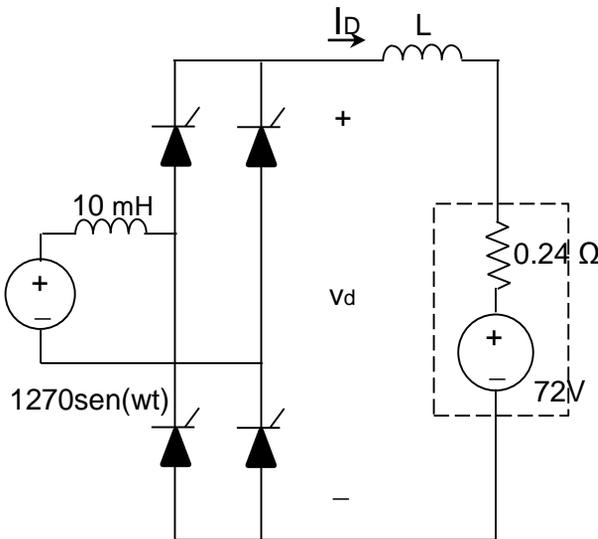
b) Deducir el factor de potencia en un devanado secundario.

c) Deducir el factor de potencia en la fuente.

# PROBLEMAS



Problema 4



Problema 6

4) Para el convertidor controlado de media onda de la figura, los SCR son complementarios, se pide deducir y dibujar las curvas de regulación ( $v_d = f(X_c, I_d)$ ), para diferentes  $\alpha$ ,

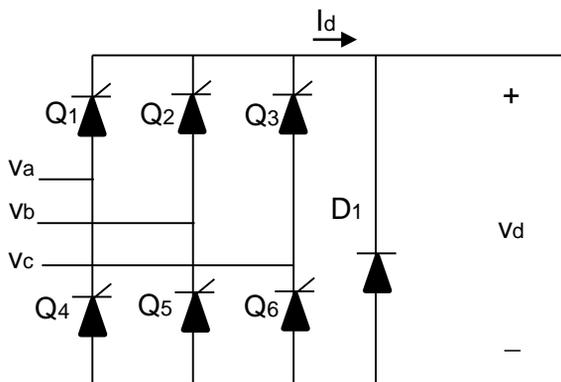
5) Para el rectificador monofásico tipo puente con carga con f.e.m. (fig.4.04), se pide dibujar la forma de onda de  $v_d$ , para  $L < L_{critica}$

6) Las baterías de ácido-plomo presentan cierta resistencia interna. Por ejemplo si se cortocircuita una batería de 12V, circula una corriente de 240 A y por lo tanto la resistencia interna es de 50 m $\Omega$ .

Se utiliza un convertidor monofásico tipo puente controlado, con  $L \gg L_{critica}$  como cargador de baterías. La batería se modela por una fuente ideal de 72V, en serie con una resistencia de 0.24 $\Omega$ . Se pide deducir y graficar  $I_D$  en función de  $\alpha$

## PROBLEMAS

7) Dada la capacidad de Amperio-hora de una batería, por ejemplo 400 A-H, se pide diseñar un cargador para estas baterías, teniendo en cuenta: a) Característica de corriente y voltaje durante la carga. b) THD de la corriente



Problema 8

8) El rectificador semi-puente trifásico de la figura adjunta, alimenta una carga altamente inductiva. Se pide a) Determinar el valor del voltaje promedio de salida. b) Determinar el THD de la corriente de la fuente. Describir la función de  $D_1$

# UNIDAD V

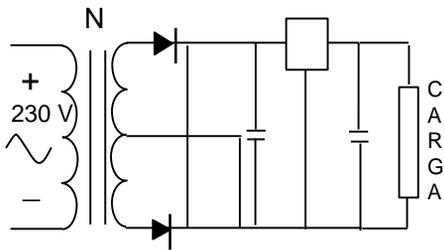
## CONVERTIDORES CD/CD



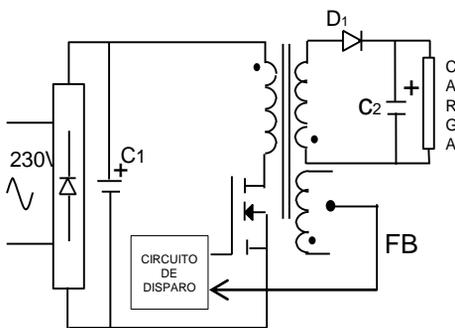
FUENTES DE POTENCIA BASADAS EN CONVERTIDORES CD/CD

# CONVERTIDORES CD/CD DE ALTA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

## 5.1 FUENTES CD LINEALES VS FUENTES CONMUTADAS 6



a) Fuente lineal (6)



b) Fuente conmutada(6)

Fig. 5.01 Fuentes CD lineales y conmutadas

La mayoría de sistemas electrónicos, de equipos de electrónica de consumo e industriales, requieren de **fuentes reguladas de bajo voltaje y baja potencia** por ejemplo 12V-20W, alimentadas por voltajes de distribución(120,208,230V)

La solución a esta necesidad fue hasta la década de los ochenta, el uso de un transformador con núcleo de acero al silicio, con un bobinado secundario con derivación intermedia, para reducir el voltaje de distribución(230 V) a 24/12V, un rectificador de onda completa(2 diodos), un filtro con capacitor electrolítico, un circuito integrado regulador lineal(con transistores) y un capacitor de tantalio(fig. 5.01a). Esta solución es pesada y voluminosa, por el transformador de baja frecuencia, e ineficiente por el transistor

**Para resolver estos aspectos negativos, se desarrollaron las fuentes conmutadas(fig.5.01b).** Se rectifica el voltaje y se filtra(capacitor electrolítico), para alimentar un mosfet, que conmuta a alta frecuencia(decenas de kHz), en serie con un transformador de alta frecuencia( núcleo de ferrita , liviano y pequeño) .Se rectifica en el secundario y se usa un filtro pequeño por la alta frecuencia

## 5.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES CD/CD CONMUTADOS 3

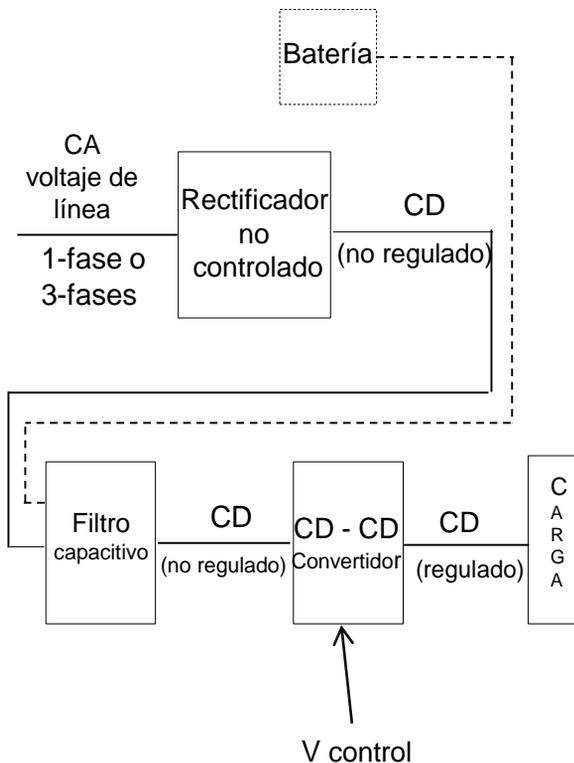


Fig. 5.02 Diagrama de bloques de un convertidor CD/CD conmutado no aislado(3)

Los convertidores CD/CD se utilizan en las fuentes conmutadas de alta frecuencia (convertidores aislados) y para alimentar motores CD (convertidores no aislados)

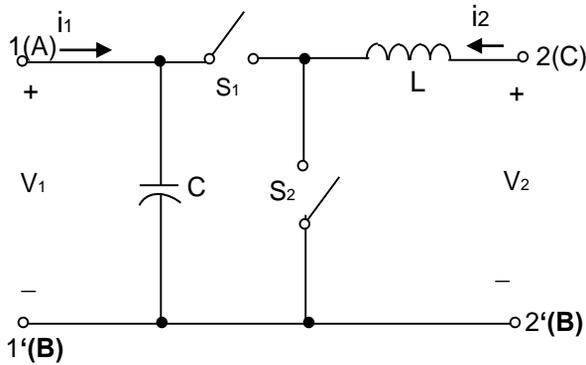
La fig. 5.02 muestra un diagrama de bloques del convertidor no aislado. El voltaje alterno se rectifica, y se reduce el rizado mediante un filtro capacitivo, el cual también reduce la impedancia interna de la fuente, o se utiliza una batería. La entrada al convertidor es un voltaje CD no regulado. El convertidor regula (controla) el voltaje y lo transforma al nivel deseado.

Se estudiarán en régimen permanente, y en condiciones ideales (se ignoran las pérdidas, se asume nula la impedancia de la fuente, y el efecto de los filtros es ideal), los siguientes convertidores no aislados

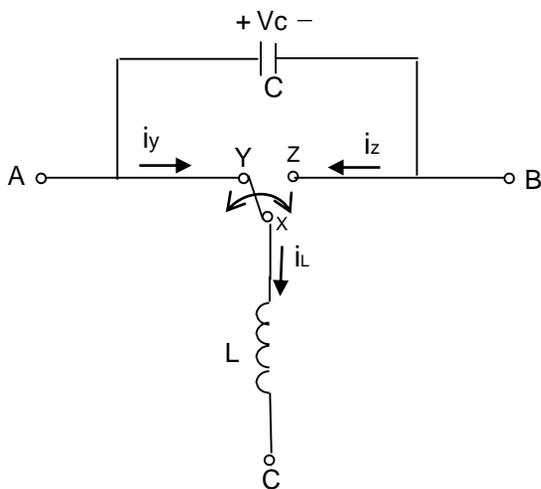
1. Convertidor reductor (buck )
2. Convertidor elevador (boost)
3. Convertidor buck-boost
4. Convertidor tipo puente

El convertidor reductor y el elevador, se clasifican como convertidores directos y el buck / boost indirecto

## 5.3 CELDA CANÓNICA DE CONMUTACIÓN 1



a) Topología más simple del convertidor CD/CD y el filtro pasa bajo(1)



b) Celda canónica de conmutación(1)

Fig. 5.03 Topología más elemental del convertidor CD/CD

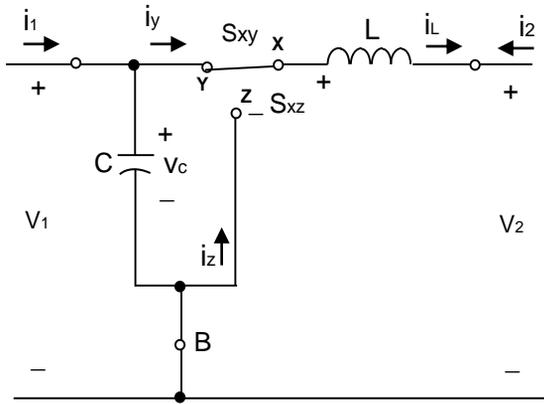
En la topología del circuito de la fig.5.03a), se asume que el voltaje de entrada ( $V_1$ ) es constante, pero la corriente ( $i_1$ ) posee rizo, debido a la conmutación de  $S_1$ . De manera análoga, se asume que la corriente de salida es constante ( $i_2 = I_2$ ) pero el voltaje de salida ( $v_2$ ) si posee rizo. Para que la corriente de entrada, y el voltaje de salida disminuyan el rizo, se deben insertar filtros pasa-bajo en la entrada (C) y la salida (L) del circuito.

El flujo de energía puede ser en cualquier dirección :de 1 a 2 o viceversa , dependiendo de cómo se controlen los interruptores.

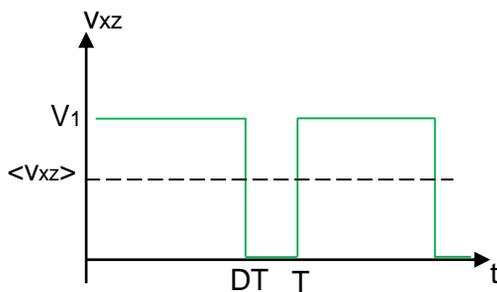
La figura 5.03a) es idéntica a la 5.03b), (celda canónica) con la diferencia que se sustituyen los interruptores  $S_1$  y  $S_2$ , por un interruptor de un polo y doble tiro. Las 2 posibles maneras como se interconectan los 3 terminales de la celda canónica, dan origen a las dos topologías básicas de los convertidores CD/CD : directo e indirecta

## 5.4 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO REDUCTOR

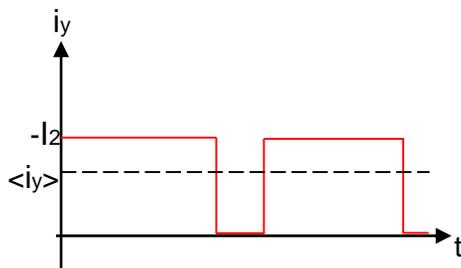
### 5.4.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $v_{xz}(1)$



c) Forma de onda de  $i_y(1)$

Sí en la celda canónica se conecta el terminal B, común al puerto de entrada y al de salida, se obtiene lo que se conoce como el convertidor directo (fig. 5.04a), ya que existe un camino para la corriente CD entre el puerto de entrada y el de salida.

Porque inicialmente se debe cargar el inductor, el interruptor serie ( $S_{xy}$ ) es el controlado, con una relación de trabajo en régimen permanente ( $D$ ),

Si se asume el flujo de energía de 1 a 2, se tiene:

$$\begin{aligned} v_1 i_1 > 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 < 0 \\ i_1 > 0 \quad \quad \quad i_2 < 0 \end{aligned} \quad (5.01)$$

La forma de onda del voltaje del interruptor paralelo ( $S_{xz}$ ) se muestra en la figura 5.04b), y la corriente del interruptor serie se muestra en la fig. 5.04c). Aplicando la ley de Kirchhoff de voltajes en valores medios, en la salida se obtiene: :

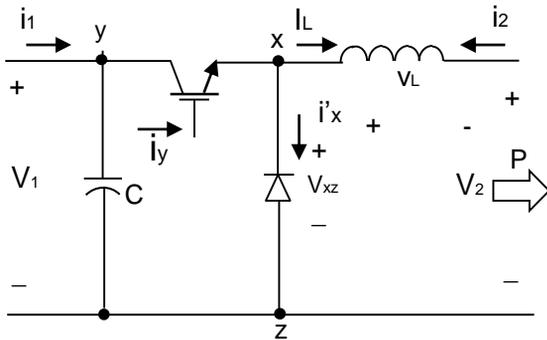
$$\begin{aligned} \langle v_{xz} \rangle &= \langle v_L \rangle + \langle v_2 \rangle \\ \langle v_L \rangle &= 0 \quad \text{y} \quad \langle v_2 \rangle = V_2 \\ \langle v_{xz} \rangle &= DV_1 = V_2 \end{aligned} \quad (5.02)$$

La aplicación de Kirchhoff de corrientes, permite obtener:

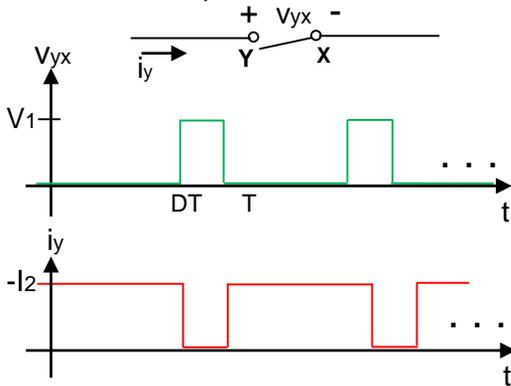
$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{1}{D} \quad (5.03)$$

Fig. 5.04 Convertidor directo

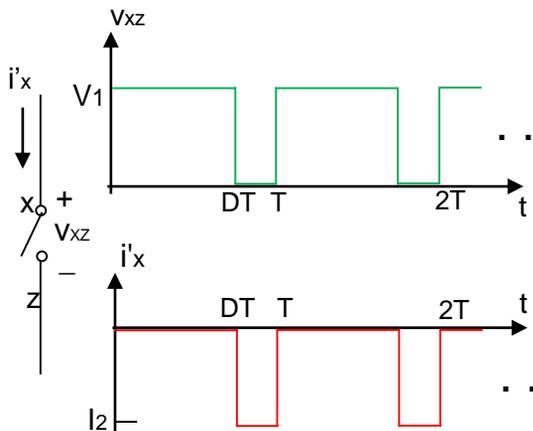
## 5.4.2 IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES 1



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de  $S_{xy}$



c) Formas de onda de  $S_{xz}$

Fig. 5.05 Implementación de interruptores

Para implementar los interruptores del convertidor directo, con dispositivos semiconductores de potencia, se siguen los siguientes pasos:

1). Se determinan del circuito (fig. 5.04 a) los gráficos v-t para  $S_{xy}$  y  $S_{xz}$ . Los resultados para  $S_{xz}$  se muestran en la figura 5.05c) y el de  $S_{xy}$  en la figura 5.05b)

2). De los gráficos anteriores se determina el gráfico v-i, de cada interruptor.

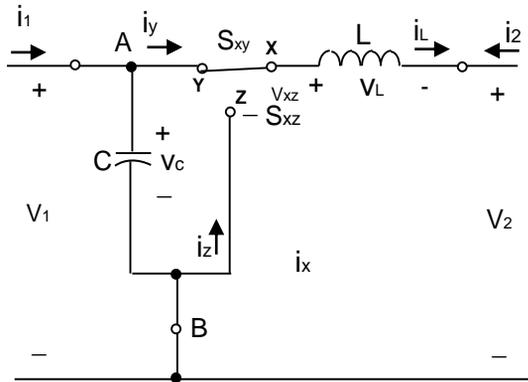
El interruptor  $S_{xy}$  debe tener capacidad para transportar corriente positiva (de y hacia x) y soportar voltaje positivo ( $V_{yx} > 0$ ). El cuadrante de trabajo del semiconductor en el gráfico v-i es el I. El interruptor  $S_{xz}$  debe tener capacidad para transportar corriente negativa (de z a x) y capacidad para soportar voltaje positivo ( $V_{xz} > 0$ )

3). Se comparan los requerimientos de los interruptores con las características ideales de los semiconductores (Tabla 1.01) y se seleccionan los que se adecuen.

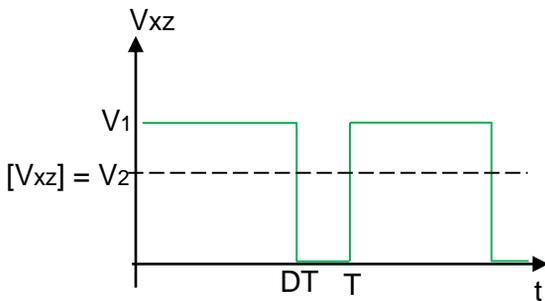
El resultado de la comparación se muestra en la fig. 5.05a).  $S_{xy}$  corresponde a un BJT npn o un MOSFET canal n, y  $S_{xz}$  corresponde a un diodo con polarización inversa

## 5.5 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO ELEVADOR 1

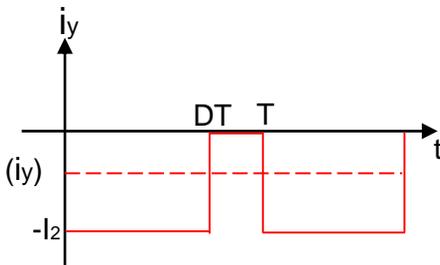
### 5.5.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $v_{xz}(1)$



c) Forma de onda de  $i_y(1)$

Primero se debe cargar el inductor y  $S_{xz}$ , debe ser el interruptor controlado. Se asume para el interruptor serie ( $S_{xy}$ ) una relación de trabajo en régimen permanente ( $D$ ), y el flujo de energía de 2 a 1

$$\begin{aligned} v_1 i_1 < 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 > 0 \\ i_1 < 0 \quad \quad \quad i_2 > 0 \end{aligned} \quad (5.04)$$

La forma de onda del voltaje del interruptor paralelo ( $S_{xz}$ ) se muestra en la fig. 5.06b), y la corriente del interruptor serie se muestra en la fig. 5.06c)

Aplicando la ley de Kirchhoff de voltajes en valores medios, en la salida, se obtiene .

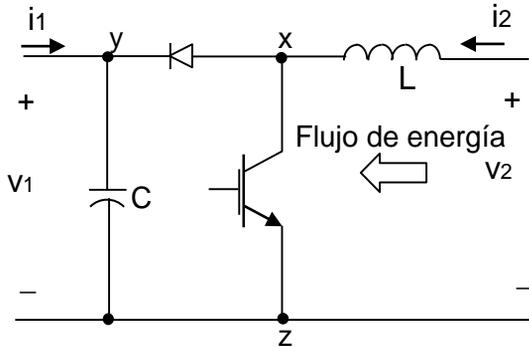
$$\begin{aligned} \langle v_{xz} \rangle &= \langle v_L \rangle + \langle v_2 \rangle \\ \langle v_L \rangle &= 0 \quad \text{y} \quad \langle v_2 \rangle = V_2 \\ \langle v_{xz} \rangle &= DV_1 = V_2 \end{aligned} \quad (5.05)$$

La aplicación de Kirchhoff de corrientes al nodo A, recordando que el valor promedio de la corriente en un capacitor es 0, permite obtener:

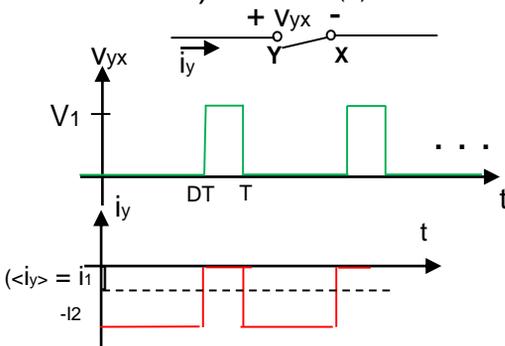
$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{1}{D} \quad (5.06)$$

Fig .5.06 Convertidor elevador

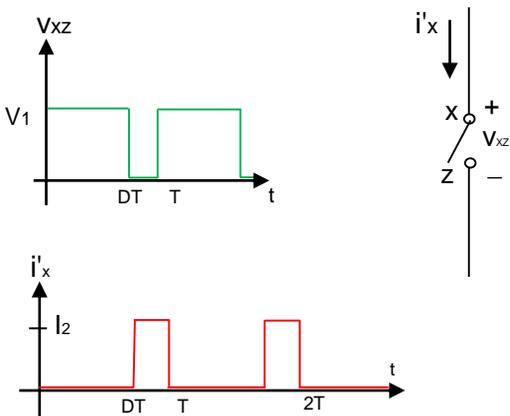
## 5.5.2 IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES CONVERTIDOR ELEVADOR 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $S_{xy}(1)$



c) Formas de onda de  $S_{xz}(1)$

Fig. 5.07 Implementación de interruptores

Para implementar los interruptores del convertidor directo, con dispositivos semiconductores de potencia, se siguen los siguientes pasos:

1-Se determinan del circuito (fig. 5.04 a) los gráficos v-t para  $S_{yx}$  y  $S_{xz}$ . Los resultados para  $S_{xz}$  se muestran en la figura 5.07c) ,y el de  $S_{yx}$  en la fig. 5.07b)

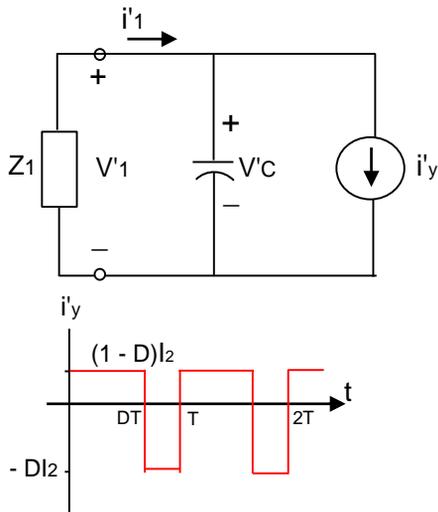
2-De los gráficos anteriores se determina el gráfico v-i, de cada interruptor.

El interruptor  $S_{yx}$  debe tener capacidad para transportar corriente negativa(de y hacia x) y soportar voltaje positivo ( $V_{yx} > 0$ ). El cuadrante de trabajo del semiconductor en el gráfico v-i es el IV. El interruptor  $S_{xz}$  debe tener capacidad para transportar corriente positiva(de x a z) y capacidad para soportar voltaje positivo ( $V_{xz} > 0$ )

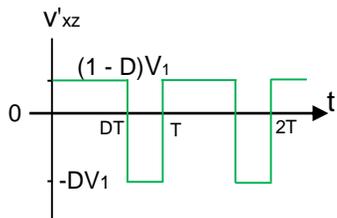
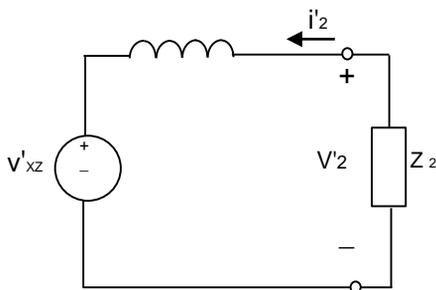
3.Se comparan los requerimientos de los interruptores con las características ideales de los semiconductores( Tabla 1.01) ) y se seleccionan los que se adecuen .

El resultado de la comparación se muestra en la fig. 5.07a).  $S_{xz}$  corresponde a un BJT npn o un MOSFET canal n y  $S_{yx}$  corresponde a un diodo con polarización inversa.

## 5.6 MODELO CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DIRECTO PARA RIZADO DE VOLTAJE Y CORRIENTE 1



a) Modelo para rizado de corriente(1)



b) Modelo para rizado de Voltaje(1)

Fig. 5.08 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor directo

En el circuito del convertidor directo(fig.5.05a), las corrientes y voltajes se consideran formadas por una componente continua (valor medio) más una componente alterna.

$$i_y = \langle i_y \rangle + i'_y ; \quad i_z = \langle i_z \rangle + i'_z$$

$$v_{XZ} = \langle v_{XZ} \rangle + v'_{XZ} \quad (5.07)$$

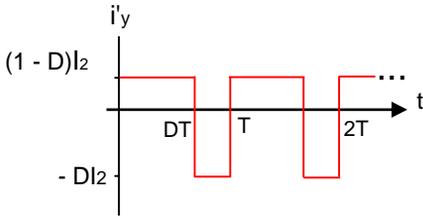
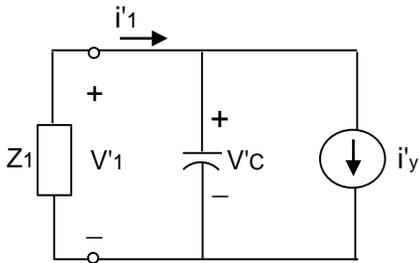
Se considera ideal el efecto de L(circuito abierto) ,para impedir el paso de las componentes alternas , por lo que:

$$i_2 = I_2 ; \quad i'_y = -i'_z = i'_x$$

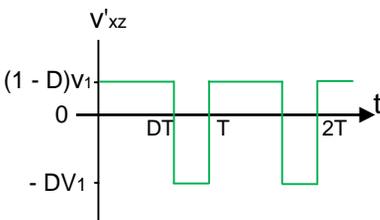
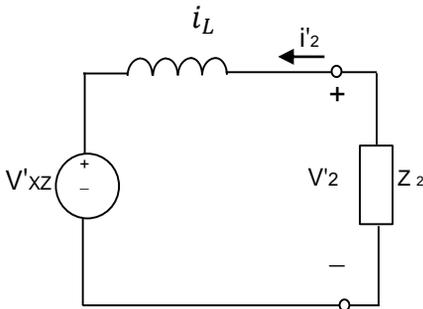
La conmutación del interruptor  $S_{xy}$  , que origina las corrientes alternas ,se modela por una fuente de corriente( $i'_y$ ) y la fuente  $V_1$  por su impedancia interna  $Z_1$  (fig.5.08 a)

En el modelo circuital para el rizado de voltaje en el puerto 2, la conmutación del interruptor  $S_{xz}$  , que origina los voltajes alternos, se modela por una fuente de voltaje(  $v'_{xz}$ ).Se considera ideal el efecto del capacitor a alta frecuencia( cortocircuito) y por ello las componentes alternas de voltaje, no aparecen en el puerto 1.  $Z_2$  modela la carga del puerto 2 (fig. 5.08 b)

## 5.6.1 CÁLCULO DE L Y C MÍNIMOS DEL CONVERTIDOR DIRECTO 1



a) Modelo para rizado de corriente(1)



b) Modelo para rizado de voltaje(1)

De la fig. 5.09 a) se infiere ,que el rizado en el capacitor ( $v_c$ ) aparece como rizado de primer orden en  $v_1$ , y de la fig. 5.09b),se infiere que el rizado de  $i_L$  aparece como rizado de primer orden en  $i_2$ .

Los rizados de  $v_c$  y de  $i_L$  son independientes , de las impedancias de los sistemas externos

Se asume para el cálculo del rizado de  $v_c$  ( $v_1$ ) que  $i_1=I_1$  y para el cálculo del rizado en  $i_2$ , que  $v_2=V_2$

En la fig. 5.06a),cuando  $S_{xy}$  está abierto, $i_1$  carga al capacitor durante  $\Delta t=(1-D)T$

$$i_1 = I_1 = C \frac{dv}{dt} \approx C \frac{\Delta V_1}{\Delta t} = C \frac{\Delta V_1}{(1-D)T} ; C \geq \frac{I_1(1-D)T}{\Delta V_1} \quad (5.08a)$$

Para  $S_{xy}$  abierto ( $S_{xz}$  cerrado),se le aplica al inductor el voltaje  $V_2$ , y la corriente en el inductor disminuye.

$$v_L = v_2 \approx V_2 = -L \frac{\Delta i_2}{\Delta t}$$

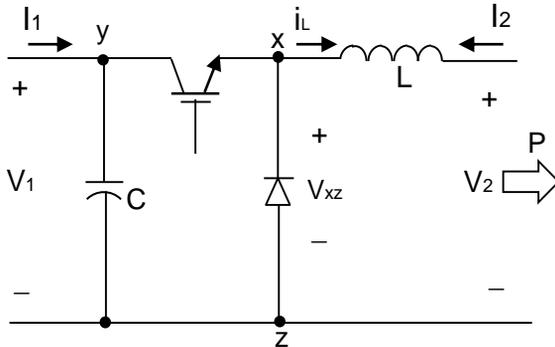
$$V_2 = -L \frac{\Delta i_2}{(1-D)T}$$

$$L \geq - \frac{V_2(1-D)T}{\Delta i_2} \quad (5.08b)$$

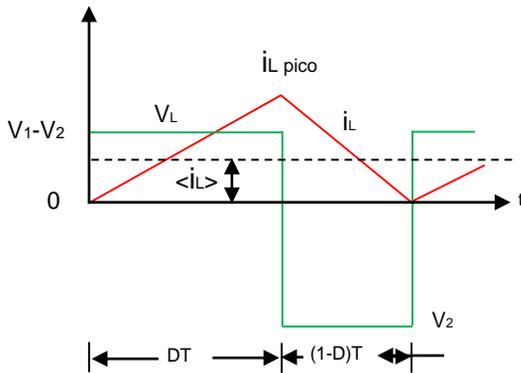
$\Delta i_2$  es negativo

Fig. 5.09 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor directo

## 5.6.2 INDUCTANCIA CRÍTICA



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de  $i_L$  y  $V_L$ (3)

Fig. 5.10. Límite de operación continua del convertidor directo

El modo de conducción continuo ( $i_2 > 0$ , para cualquier  $t$ ), ocurre cuando la componente pico de rizado de la corriente de la carga ( $i_2 = i_L$ ), es más pequeña que el valor medio de la corriente, y la ec. 5.02 regula la operación del convertidor

Sí el valor medio de la corriente es menor al valor pico de rizado, la corriente desaparece durante una parte del ciclo (modo discontinuo).

El valor de la inductancia, que hace cambiar el modo de operación de continuo a discontinuo, se denomina inductancia crítica ( $L_c$ ). La corriente es nula al terminar el período (fig. 5.10b)

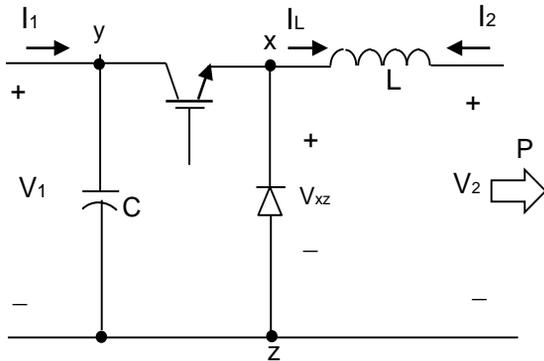
$$\langle i_L \rangle = \frac{i_{Lp}}{2} = \frac{t_{on}}{2L_c} (V_1 - V_2)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{DT}{2L_c} (V_1 - V_2) = \langle i_2 \rangle$$

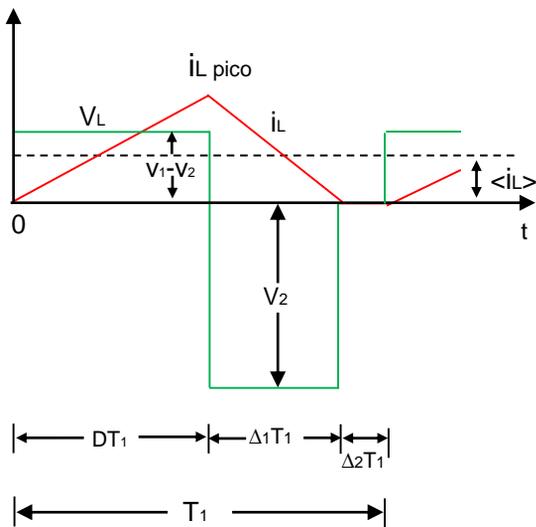
$$L_c = \frac{DT}{2\langle i_2 \rangle} (V_1 - V_2)$$

$$L_c = \frac{DV_1 T}{2\langle i_2 \rangle} (1 - D) \quad (5.09)$$

## 5.7 CONDUCCIÓN DISCONTINUA CON $V_1$ CONSTANTE, DEL CONVERTIDOR DIRECTO REDUCTOR



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $i_L$  y  $v_L$ (3)

Fig.5.11 Convertidor directo  
Operación discontinua

Dados los valores operativos del convertidor directo reductor :  $L$  ,  $T_s$ ,  $V_1$ , y  $D$ , el valor de la corriente promedio de la carga ,que mantiene al convertidor operando en modo continuo ,se obtiene de la ec. 5.09:

$$\langle i_2 \rangle = \frac{DT}{2L} (V_1 - V_2) \quad (5.10)$$

Sí decrece la potencia de la carga, se reduce  $\langle i_2 \rangle$  y ocurre la operación discontinua ( fig.5.11b).

Durante el intervalo  $\Delta_2 T_1$  ,  $i_L=0, v_L=0$ , (fig. 5.11b)

El voltaje promedio en el inductor es cero:

$$\langle v_L \rangle = (V_1 - V_2)DT_1 - V_2\Delta_1 T_1 = 0$$

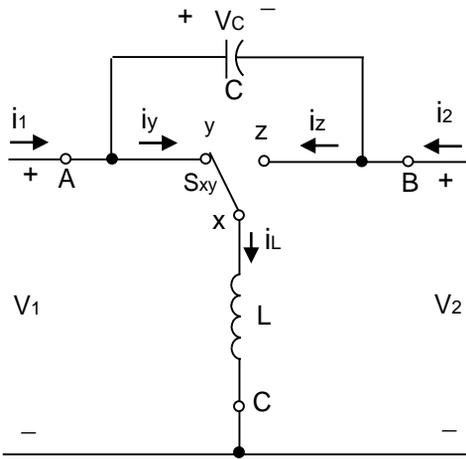
$$V_2 = \frac{D}{D + \Delta_1} V_1 \quad (5.11)$$

La relación de conversión de voltaje, no depende exclusivamente de la relación de trabajo.

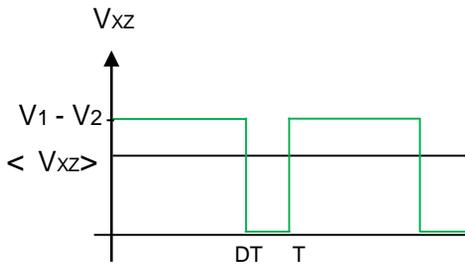
Generalmente los convertidores CD/CD no se diseñan para operación discontinua, debido al mayor esfuerzo ( $V_{plp}$ ), que deben soportar los semiconductores en operación discontinua. La eventualidad de operación discontinua, debe ser impedida por el circuito de control

## 5.8. CONVERTIDOR INIRECTO (REDUCTOR/ELEVADOR)

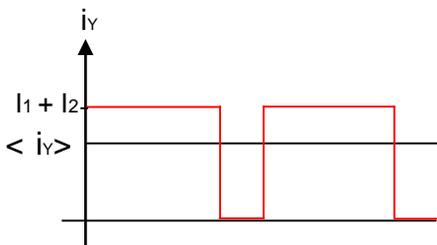
### 5.8.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $v_{xz}(1)$



c) Forma de onda de  $i_y(1)$

Si se conecta en la celda canónica el terminal C, común al puerto de entrada y al de salida, (fig. 5.12a), y no existe un camino para la corriente CD entre el puerto de entrada y el de salida (convertidor indirecto).

Se debe cargar inicialmente el inductor y entonces  $S_{xy}$  es el interruptor controlado (D). Si el flujo de energía es de 1 a 2, entonces:

$$v_1 i_1 > 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 < 0$$

$$i_1 > 0 \quad i_2 < 0, \text{ si } v_2 > 0 \quad (5.12)$$

Aplicando Kirchhoff de voltajes:

$$\langle V_{XZ} \rangle = \langle V_L \rangle - \langle V_2 \rangle = (V_1 - V_2)D$$

pero  $\langle V_L \rangle = 0$  y  $\langle V_2 \rangle = V_2$ , entonces:

$$V_2 = -V_1 \frac{D}{(1-D)} \quad (5.13)$$

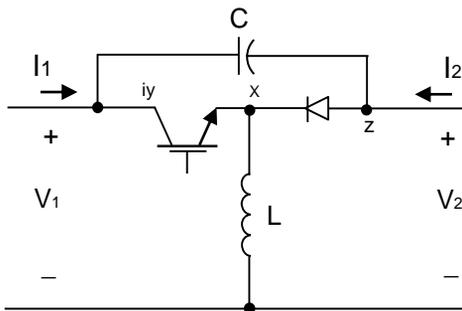
Se invierte la polaridad. Si  $D < 0.5$ ,  $|V_2| < V_1$  (reductor). Si  $D > 0.5$ ,  $|V_2| > V_1$  (elevador). Al invertir la polaridad el voltaje  $v_2$ , entonces  $i_2$  resulta positiva. Analizando el proceso de carga y descarga del capacitor, se infiere que al cerrar  $S_{xy}$ , se descarga el capacitor y su corriente entra al nodo A, y es igual a  $i_2$ .

De las relaciones de potencias en el primario y el secundario del transformador se deduce:

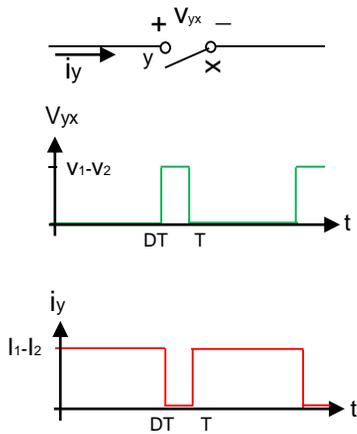
$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{(1-D)}{D} \quad (5.14)$$

Fig. 5.12 Convertidor indirecto

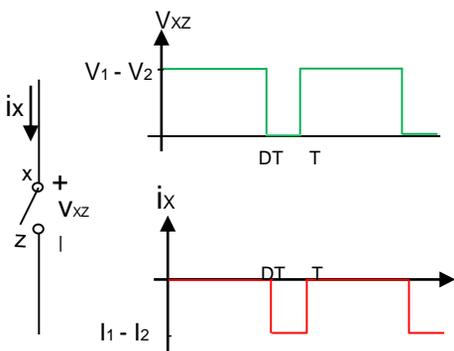
## 5.8.2 IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $S_{xy}(1)$



c) Formas de onda de  $S_{xz}(1)$

Fig. 5.13 Implementación de interruptores

Para implementar los interruptores del convertidor indirecto, con dispositivos semiconductores de potencia, se siguen los siguientes pasos:

1. Se determinan del circuito (fig. 5.12a), los gráficos  $v-t$ , y  $i-t$  para  $S_{yx}$  y  $S_{xz}$ . Los resultados para  $S_{xz}$  se muestran en la figura 5.13c), y el de  $S_{yx}$  en la figura 5.13b).

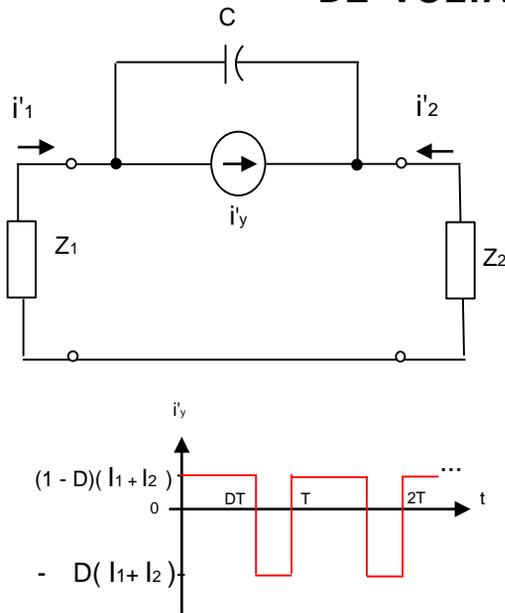
2. De los gráficos anteriores, se determina el gráfico  $v-i$  de cada interruptor.

El interruptor  $S_{yx}$  debe tener capacidad, para transportar corriente positiva (de  $y$  hacia  $x$ ) y soportar voltaje positivo ( $V_{yx} > 0$ ). El cuadrante de trabajo del semiconductor, en el gráfico  $v-i$  es el I. El interruptor  $S_{xz}$  debe tener capacidad, para transportar corriente negativa (de  $z$  a  $x$ ) y capacidad para soportar voltaje positivo ( $V_{xz} > 0$ ).

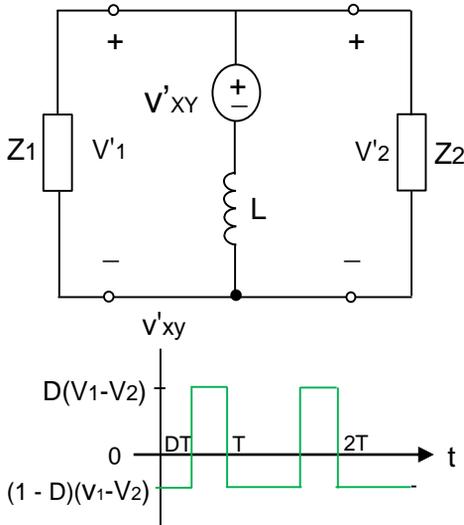
3. Se comparan los requerimientos de los interruptores, con las características ideales de los semiconductores (tabla 1.01), y se seleccionan los que se adecuen.

El resultado de la comparación se muestra en la fig. 5.13a).  $S_{xz}$  corresponde a un diodo con polarización inversa, y  $S_{yx}$  corresponde a un BJT npn, o a un transistor mosfet canal n.

### 5.8.3 MODELO CIRCUITAL PARA RIZADO DE VOLTAJE Y CORRIENTE 1



a) Modelo para rizado de corriente(1)



b) Modelo para rizado de Voltaje(1)

En el circuito del convertidor indirecto(fig. 5.12a), las corrientes y voltajes se consideran formadas, por una componente continua(valor medio) más una componente alterna.

$$i_y = \langle i_y \rangle + i'_y$$

$$i_z = \langle i_z \rangle + i'_z$$

$$v_{xz} = \langle v_{xz} \rangle + v'_{xz} \quad (5.15)$$

Se considera ideal el efecto de  $L$ , para impedir el paso de las componentes alternas, por lo que  $i'_L = 0$ ;  $i'_y = -i'_z$ . La conmutación del interruptor  $S_{xy}$ , que origina las corrientes alternas, se modela por una fuente de corriente  $i_y$  y los sistemas externos por su impedancias  $Z_1$  (fig.5.14a). **Para que el capacitor no sea muy grande, se debe cumplir**

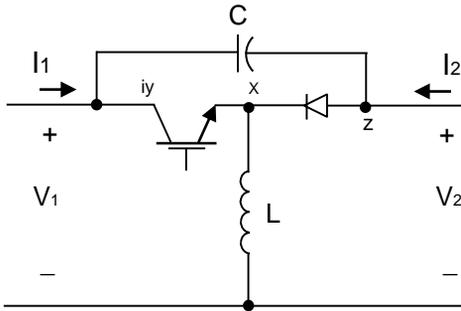
$$X_c \ll Z_1 + Z_2 \quad (5.16)$$

A la frecuencia de conmutación, el capacitor ideal se comporta como un cortocircuito,  $v'_{xz} = v'_{yx}$ . La conmutación del interruptor  $S_{xz}$ , que origina los voltajes alternos, se modela por una fuente de voltaje  $v'_{yx}$ . **Para que el inductor no sea muy grande, se debe cumplir**

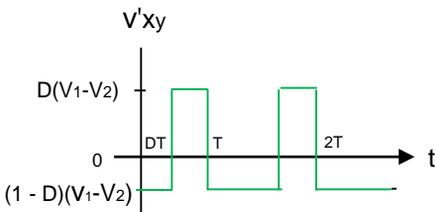
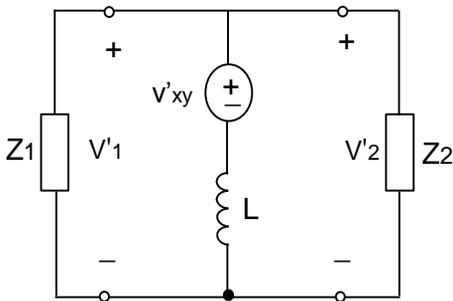
$$X_L \gg \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (5.17)$$

Fig. 5.14 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto

## 5.8.4 CÁLCULO DE L Y C MÍNIMOS DEL CONVERTIDOR INDIRECTO 1



a) Convertidor indirecto)



b) Modelo para rizado de Voltaje(1)

Fig. 5.15 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto

De la fig. 5.15 a) se infiere ,que el rizado en el capacitor ( $v_c$ ), aparece como rizado de primer orden en  $V_1$  y  $V_2$ , y de 5.13b) el rizado en  $i_L$ , aparece como rizado de primer orden en  $I_1$  y  $I_2$ .

Los rizados de  $v_c$  y de  $i_L$  son independientes , de las impedancias de los sistemas externos

Se asume para el cálculo del rizado de  $v_c$  ( $v_1$ ) que  $i_1 \approx I_1$  y para el cálculo del rizado en  $i_2$  ,  $v_2 \cong V_2$

En la fig. 5.15a),cuando  $S_{xy}$  está abierto,  $i_1$  carga al capacitor durante  $\Delta t=(1-D)T$

$$I_1 \approx i_1 = C \frac{dv}{dt} \approx C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} = C \frac{\Delta v_c}{(1-D)T}$$

$$C \geq \frac{I_1(1-D)T}{\Delta v_c} \quad (5.18)$$

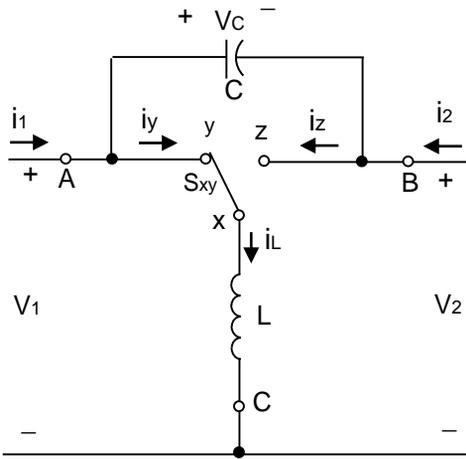
Para  $S_{xy}$  abierto ( $S_{xz}$  cerrado), se le aplica al inductor el voltaje  $-V_2$ , y la corriente en el inductor disminuye.

$$v_L = -v_2 \approx -V_2 = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

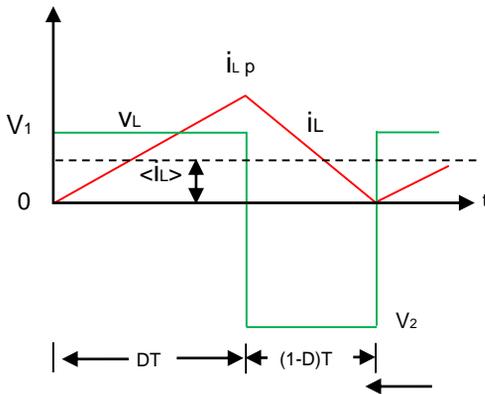
$$V_2 = -L \frac{\Delta i_L}{(1-D)T}$$

$$L \geq \frac{V_2(1-D)T}{-\Delta i_L} \quad (5.19)$$

## 5.8.5 INDUCTANCIA CRÍTICA



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de  $i_L(3)$

El modo de conducción continuo,  $i_2 > 0$ , para cualquier  $t$ , ocurre cuando la componente pico de rizado de la corriente del inductor, es más pequeña que el valor medio de la corriente, y la ec. 5.16 regula la operación del convertidor

El valor de la inductancia, que hace cambiar el modo de operación de continuo a discontinuo, se denomina inductancia crítica ( $L_c$ ). La corriente es nula al terminar el período (fig. 5.16b)

Aplicando Kirchhoff de corrientes en el nodo A, y reconociendo que  $\langle i_c \rangle = 0$ , se obtiene  $\langle i_1 \rangle = \langle i_y \rangle$ , y

$$\langle i_y \rangle = \frac{D i_{L,p}}{2} = \langle i_1 \rangle$$

$$i_{L,p} = \frac{V_1 D T}{L_c}$$

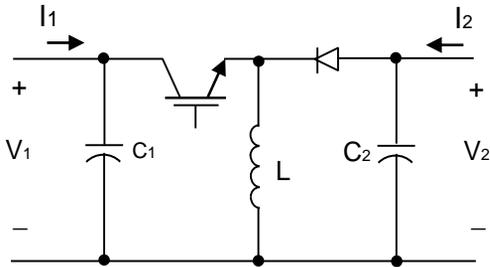
$$\langle v_1 \rangle \langle i_1 \rangle = \langle v_2 \rangle \langle i_2 \rangle$$

$$\langle i_1 \rangle = \langle i_2 \rangle \frac{D}{(1-D)} = \frac{D^2 V_1 T}{2 L_c}$$

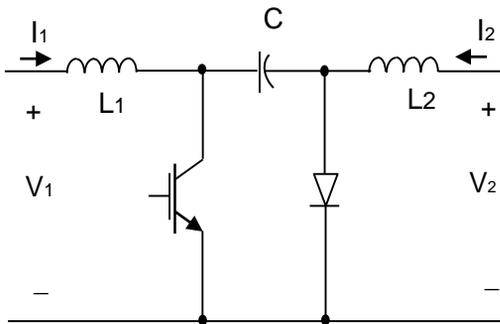
$$L_c = \frac{(1-D) D V_1 T}{2 \langle i_2 \rangle} \quad (5.20)$$

Fig 5.16 Límite de operación continua en el convertidor indirecto

## 5.9 VARIANTES TOPOLÓGICAS DEL CONVERTIDOR INDIRECTO 3



a) Convertidor buck/boost (1)



b) Convertidor CUK(1)

Fig 5.17. Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto

Para que los filtros del convertidor indirecto sean de tamaño reducido se requiere que una de las redes externas sea de baja impedancia y la otra alta.

En la práctica es frecuente que ambas redes sean de alta impedancia, cuando se utilizan alambres de conexión largos y altas frecuencias de conmutación.

Para reducir el tamaño del inductor se propuso la topología conocida como buck/boost (fig. 5.17a). Se adiciona un capacitor ( $C_1$ ) para reducir la impedancia del puerto de entrada(1) y además participar junto con  $C_2$  en el filtraje de las corrientes alternas de alta frecuencia. Se puede demostrar que las energías pico de los dos capacitores es igual a la del capacitor original.

Si ambas redes tienen baja impedancia, el capacitor resulta demasiado grande. Para reducir su tamaño se propuso la topología conocida como CUK (nombre del ingeniero que la propuso) .

Se adiciona un inductor ( $L_1$ ) en el puerto de entrada (1) para aumentar la impedancia, y además participar junto con  $L_2$  en el filtrado de las armónicas de voltaje, tarea realizada originalmente por  $L_1$

## 5.10 CIRCUITOS DE CONTROL - CONVERTIDOR NO AISLADO 4

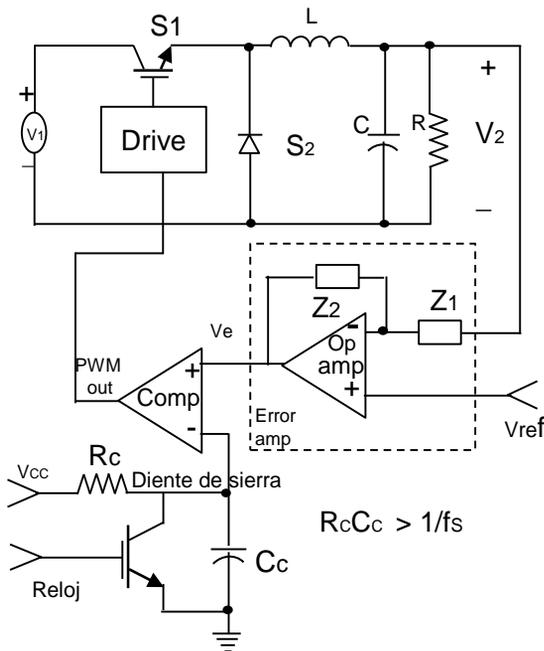
El convertidor CD/CD se controla con la relación de trabajo del transistor.

$$d = \frac{t_{on}}{t_{off} + t_{on}} \quad (5.21)$$

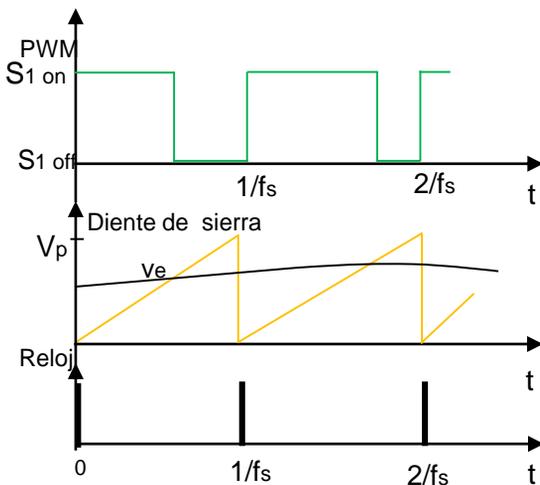
Este control puede ser de frecuencia variable o fija. **Se prefiere la frecuencia fija (facilita la reducción de interferencia electromagnética) y variar el tiempo de encendido y apagado del transistor (PWM).** Esto se realiza con circuitos integrados de bajo costo, por ejemplo el TL 494 o el SG3526.

La fig. 5.18a) muestra el diagrama de bloques de un controlador PWM de frecuencia fija. Se reconocen los siguientes elementos: 1) Reloj para ajustar el periodo de conmutación ( $T_s$ ) de conmutación; 2) Generador diente de sierra sincronizado con el reloj; 3) Voltaje de control (activación del transistor) generado por la comparación del voltaje diente de sierra y el voltaje de error ( $V_e$ , de lenta variación con respecto a  $T_s$ ) generado por el amplificador de error. Este compara el voltaje deseado con el existente. Si  $V_p$  es la amplitud del voltaje diente de sierra, entonces

$$d = \frac{V_e}{V_p} \quad (5.22)$$



a) Diagrama de bloques(4)



b) Formas de onda(4)

Fig. 5.18 Control de modo voltaje de convertidores no aislados

## ALGUNAS CONSIDERACIONES PRÁCTICAS PARA EL DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES

En los análisis realizados para los convertidores, se asumen componentes ideales para los interruptores y los filtros, y se ignoran las componentes de rizado del voltaje de salida.

El inductor presenta pérdidas en el núcleo y en el cobre, y es importante garantizar en el diseño, que se trabaje en la zona lineal, para todo el rango de corrientes de trabajo.

Un capacitor presenta una resistencia serie equivalente (ESR) y una inductancia serie equivalente (ESL), la cual puede generar con la capacitancia el fenómeno de resonancia .

Los capacitores de salida son electrolíticos, debido a su elevado valor de capacitancia en los cuales el ESR además de reducir la eficiencia, afecta el comportamiento del lazo dinámico del convertidor. En estos capacitores es frecuente encontrar que el ESR predomina sobre la reactancia capacitiva, con frecuencias superiores a 20 KHz, y para altas frecuencias (200 KHz) se debe tener en consideración en el circuito equivalente del capacitor el ESL.

La mayor fuente de pérdidas son los dispositivos semiconductores de conmutación.

Los interruptores presentan **pérdidas de saturación** durante el tiempo que están cerrados, **pérdidas de fuga** durante el tiempo que están abiertos, y **pérdidas durante la conmutación**, al momento de cerrar cuando la corriente aumenta y el voltaje disminuye, o cuando abre el interruptor y la corriente decrece y el voltaje aumenta.

Las pérdidas de saturación del diodo son parecidas a las del transistor. El tiempo de recuperación del diodo puede generar en el transistor impulsos de corriente, que a su vez producen impulsos de voltaje, que pueden destruir al transistor si no se les protege con circuitos snubber.

## DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD NO AISLADO

Diseñar un convertidor CD/CD de las siguientes características: Voltaje de entrada  $12 \pm 25\%$ , lo que permite trabajar con una batería. El voltaje de salida es de  $+24 \text{ V} \pm 50 \text{ mV}$ , el cual debe permanecer aún en condición de vacío, la potencia de salida es de  $120\text{W}$  y el rizado de la corriente de salida debe ser menor a  $200 \text{ mA}_{\text{pico-pico}}$ . Se permite una tierra común para la entrada y la salida y el rango de operación de temperatura es entre  $10^\circ\text{C}$  y  $40^\circ\text{C}$ .

Solución:

### SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

El nivel de **potencia y los requerimientos de voltaje** se ajustan a la utilización de un mosfet, y se asume como frecuencia de conmutación  $100\text{KHz}$ . La topología a utilizar será un convertidor directo elevador, cuya corriente de salida no excederá los  $5 \text{ A}$ . La corriente de entrada depende de la carga y será máxima, para carga máxima y mínimo voltaje de entrada.

Si se asume una eficiencia de  $85\%$ , se requiere para plena carga una potencia de entrada de  $140 \text{ W}$ . Para un voltaje de entrada de  $9\text{V}$ , la corriente de entrada es casi de  $16 \text{ A}$ .

Se selecciona para el transistor, el mosfet MPT50N06V, que tiene un  $R_{ds(on)}$  de típico de  $0,0375 \Omega$ , a  $25^\circ\text{C}$ , y puede transportar desde  $20 \text{ A}$  en régimen continuo, hasta  $60 \text{ A}$ , con pulsos menores a  $10\mu\text{s}$ .  $V_{DS}=1,4 \text{ V}$ , un  $V_{GS}$  típico de  $10 \text{ V}$ , que garantiza el funcionamiento con baja  $R_{ds(on)}$ .  $R_{ds(on)}$  aumenta significativamente con la temperatura de la unión, por ejemplo para una temperatura de la unión de  $100^\circ\text{C}$ , la resistencia aumenta en  $40\%$ .

Para el diodo se selecciona un diodo Schottky, que es un par de dispositivos con cátodo común, conectados en paralelo, para minimizar la caída de voltaje con una corriente pico de  $24 \text{ A}$ .

De las características del fabricante, se puede modelar el diodo por una fuente de  $0,2 \text{ V}(V_d)$ , en serie con un resistor de  $0,015 \Omega(R_d)$ .

# DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD NO AISLADO

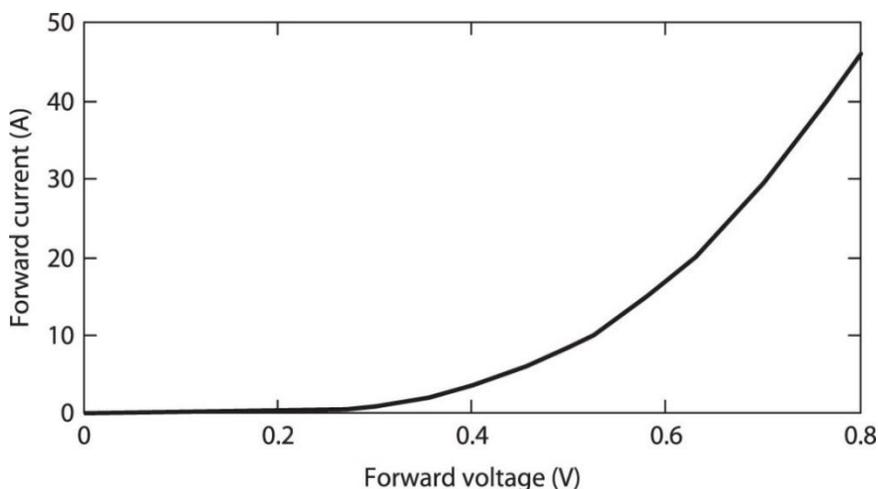
## CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Data Sheet Specifications for NTD20N06 MOSFET

Rating	Value
Off-state drain-source voltage	60 V minimum
Gate-source voltage	$\pm 20$ V maximum
Continuous drain current, 25°C ambient	20 A
Pulsed drain current (pulse duration less than 10 $\mu$ s)	60 A
Operating and storage temperature range	-55°C to +175°C
Thermal resistor, junction to ambient, mounted on a circuit board with suitable pad size	80°C/W
Off-state leakage current (tested at 60 V drain to source)	10 $\mu$ A max at 150°C
Gate threshold	3 V max
On-state channel resistance	37.5 m $\Omega$ typical
Transconductance measured at 6 A and 7 V	13.2 S
Rise time	61 ns typical
Fall time	37 ns typical
Reverse body diode on-state voltage at 20 A	1.0 V typical
Diode reverse recovery time	43 ns typical

Data Summary for MBRB1545CTG Diode

Rating	Value
Blocking voltage	45 V
Average forward current	7.5 A per leg, 15 A total
Operating and storage temperature	-65°C to +175°C
Thermal resistance, junction to ambient mounted on board with adequate pad size	50°C/W
On-state voltage at 15 A and 125°C	0.72 V
Off-state current at 45 V and 125°C	15 mA
Configuration	Two parts per package, common cathode



Característica  $v_f$ - $i_f$  del diodo Schottky

# DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD.

## OPERACIÓN EN ESTADO ESTABLE

El circuito equivalente estático del convertidor elevador, utilizando los modelos circuitales reales de los elementos que componen el convertidor, se muestra en la figura 5.19. De la característica v-i, en conducción del diodo Schottky, se puede deducir, que en el modelo circuitual  $V_d$  vale 0,2V, y  $R_d = 0,015\Omega$ . El transistor se modela con el resistor entre fuente y drenador. El modelo del capacitor incluye el ESR.

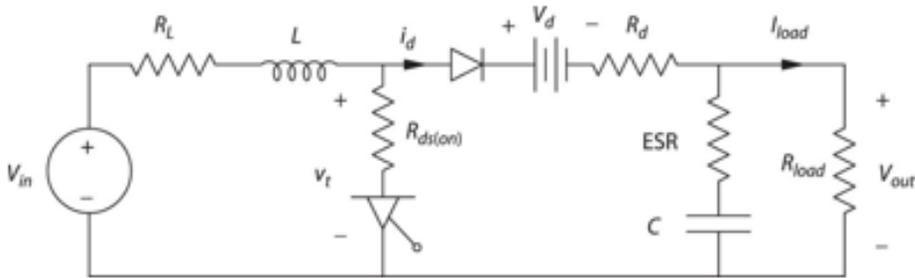


Fig.5.1

ión en

Se asume que el convertidor opera en modo continuo. Del gráfico del voltaje en el transistor, para condición cerrada y abierta se obtiene el valor medio del voltaje en el transistor:

$$\langle v_t \rangle = D_1 I_L R_{ds(on)} + (1 - D_1)(V_{out} + I_L R_d + V_d) \quad (5.23a)$$

La aplicación de la ley de Kirchhoff con valores medios, a la malla conformada por la fuente, el inductor y el transistor, permite escribir:

$$\langle v_t \rangle = V_{in} - I_L R_L \quad (5.23 b)$$

La aplicación de la ley de Kirchhoff de corriente en el nudo de la carga permite escribir:

$$\langle i_d \rangle = (1 - D_1) I_L = I_{load} \quad (5.24).$$

Estas ecuaciones determinan el comportamiento del convertidor. Como no se conocen algunos valores de los parámetros de esas ecuaciones, se deben proponer valores aproximados.

## DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD ■

De las características del alambre magneto, el conductor del inductor debe ser calibre #12 AWG. La resistencia de este conductor es de 5,3 mΩ/m, por lo tanto el valor de  $R_L$  es de unos cuantos mili ohmios. El valor de la resistencia interna de la batería y de los cables puede ser superior a la del inductor por lo que se asume para  $R_L$  un valor de 20 mΩ.

Se asume un  $R_{ds(on)}$  de 0,04 Ω para tener en cuenta el incremento en la temperatura de la unión.

De la ecuación 5.24, se determina la corriente en el inductor:

$$I_L = \frac{I_{load}}{1-D} = \frac{5}{(1-D)}$$

De la ecuación 5.23 a) y b), se deduce:

$$V_{in} = \frac{0,2D}{(1-D)} + (1-D)(24,2 + 0,075) + \frac{0,1}{(1-D)} \quad (5.25)$$

La ecuación 5.25, se representa en la figura 5.20

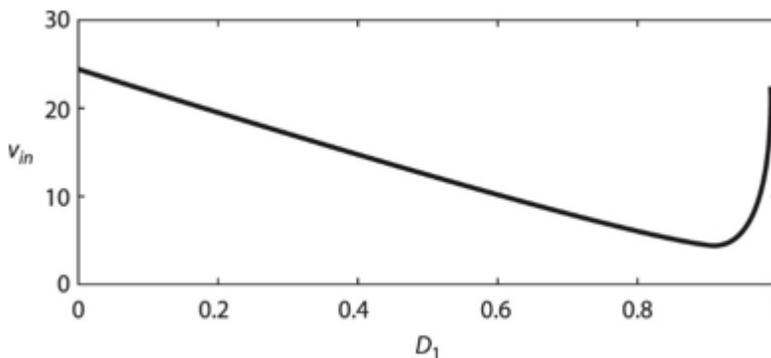


Fig. 5.20 Voltaje de entrada al convertidor, en función de la relación de trabajo (D), para obtener en la salida 24 V

## DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD. NO AISLADO

Los parámetros operativos del convertidor se muestran en la tabla adjunta, en donde las pérdidas de potencia, corresponden únicamente a pérdidas estáticas. Las pérdidas por conmutación y las pérdidas debidas al ESR del capacitor se deben estimar posteriormente

**Operating Parameters for Boost Converter**

Input Voltage	Load Current (A)	Duty Ratio	Input Current (A)	Power Loss (W)
9 V	0.5	0.635	1.37	0.32
	2	0.645	5.62	2.64
	5	0.667	15.01	15.10
12 V	0.5	0.511	1.02	0.26
	2	0.517	4.14	1.73
	5	0.531	10.67	8.05
15 V	0.5	0.387	0.82	0.24
	2	0.392	3.29	1.35
	5	0.402	8.36	5.39

### DETERMINACIÓN DEL VALOR DEL INDUCTOR

La selección del inductor responde a dos criterios: a)Requerimientos de rizado; b)Inductancia crítica.

#### REQUERIMIENTO DE RIZADO.

Puesto que se desea mantener el voltaje de salida(24 V) aun cuando no haya carga, se requiere de una carga de lastre, para que la corriente de carga sea diferente de cero, sin carga conectada a los terminales del puerto de salida

## DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD. NO AISLADO

Para minimizar el efecto de la carga de lastre sobre la eficiencia, esta se selecciona como el 1% de la carga nominal, 1,2 W, lo que corresponde a un resistor de 470  $\Omega$ .

Al colocar la carga de lastre, la corriente mínima de la carga es de 0,051 A, y la corriente mínima de entrada será 0,082 A.

Se asume para el rizado de la corriente en la carga un valor de  $\mp 0,082 A$ , valor inferior al límite establecido en el diseño. Entonces,  $\Delta i_L \leq 0,164 A$ .

Cuando se cierra el transistor (figura 5.19), el voltaje en el inductor es ligeramente inferior al voltaje de entrada, por lo que:

$$V_{in} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad \therefore L \geq \frac{V_{in} D T}{\Delta i_L} \quad (5.26)$$

$V_{in}$  y  $D$ , no son independientes, ya que si el voltaje de entrada varía, debe modificarse la relación de trabajo, para mantener el voltaje de salida en 24 V, por lo que se debe determinar cuando el producto  $V_{in} D$ , es máximo. Este valor se puede determinar de la ecuación 5.25.

El valor máximo ocurre para  $V_{in} = 12,0 V$  con  $D = 0,520$ , para carga nominal (plena carga).

El valor del inductor debe ser  $L \geq \frac{(12)(0,520)T}{0,164} = 38 T$ .

Para una frecuencia de 100 KHz, el valor del inductor es de 380  $\mu H$ .

### REQUERIMIENTO DE INDUCTANCIA CRÍTICA

$$\text{De la ec. 5.2} \quad L_c = \frac{(1-D)DV_1T}{2 \langle i_{load min} \rangle} = \frac{(1-0,520)(0,520)(12)}{(100)(10^3)(2)(0,051)} = 294 \mu H \quad (5.27)$$

Se asume una inductancia de  $10 L_c = 2940 \mu H$ .

Predomina la condición de inductancia crítica

## DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD. NO AISLADO

### DETERMINACIÓN DEL VALOR DEL CAPACITOR

El capacitor debe restringir el rizado del voltaje de salida en 100mV pico-pico.

Cuando el diodo está desconectado, el capacitor debe entregar a la carga la corriente de plena carga.

La condición mas adversa es para máxima carga y máxima relación de trabajo.

$$i_{load} = C \frac{\Delta v_{out}}{D_1 T} \qquad \Delta v_{out} < 100mV$$

El caso extremo es para la relación de trabajo máximo, lo que corresponde al menor valor del voltaje de entrada ( 9V) y máxima carga(5 A).De la tabla de operación este valor corresponde a D=0,667

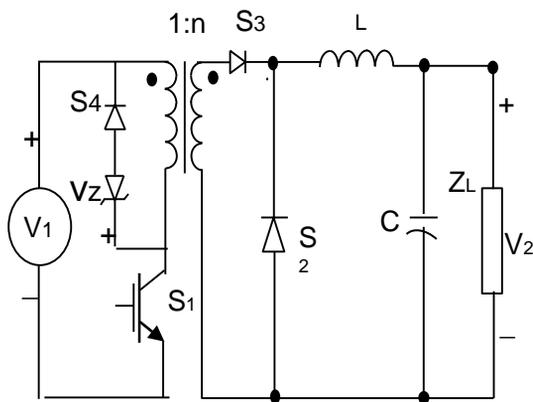
$$C > (5A) \frac{0,667}{100 mV} T \qquad (5.28)$$

Para una frecuencia de 100 KHz,  $C = 326\mu F$

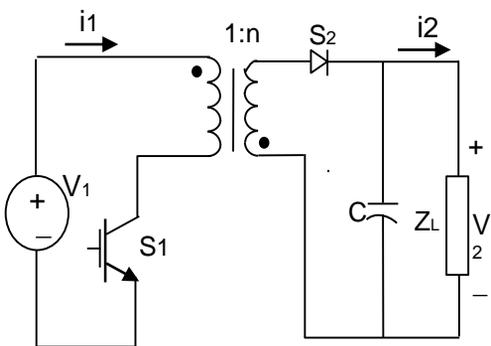
Si se asume un factor de pérdidas de 0,2, a 100KHz,el ESR resulta de 0,98 mohm, si se le adiciona la resistencia de los cables se obtiene una resistencia de 2 mohm, lo que genera a 5 A, una caída de 10mV el rizado en el capacitor resulta de 90mV ,y de la ecuación 5.28 se obtiene un capacitor de  $362\mu F$ , por lo que se selecciona un capacitor comercial de  $470\mu F$

# CONVERTIDORES AISLADOS

## 5.11 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES AISLADOS<sup>4</sup>



a) Convertidor directo<sup>(4)</sup>



b) Convertidor flyback<sup>(4)</sup>

Fig. 5.19 Convertidores aislados derivados del convertidor reductor

En los convertidores CD/CD de alta frecuencia se adicionan a la topología un transformador por dos razones:

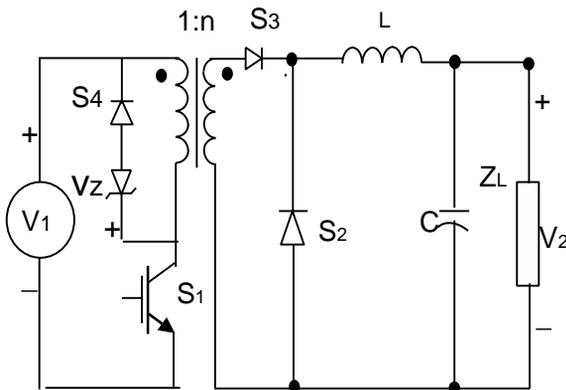
- 1) Para proveer aislamiento eléctrico entre dos sistemas externos
- 2) Para reducir los esfuerzos eléctricos sobre los componentes, que resultan cuando la relación de conversión de voltaje entre la salida y la entrada es grande, por ejemplo en el orden de 10.

Existen dos topologías para convertidores CD/CD con transformadores: El convertidor directo, en donde el transformador se diseña con mínima corriente magnetizante y el convertidor flyback (convertidor indirecto), en el cual la inductancia magnetizante debe tener un valor específico para almacenar energía el transformador se diseña con

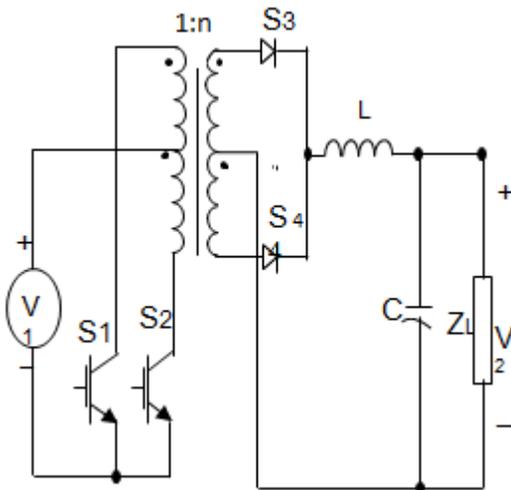
En el convertidor directo, la suma algebraica de las potencias instantáneas de todos los devanados es igual a cero y por lo tanto no se requiere que el transformador almacena una cantidad significativa de energía.

En el convertidor flyback si se requiere almacenar energía. Durante la primera parte del ciclo de conmutación el arrollamiento primario absorbe energía de la fuente de entrada y la almacena en la inductancia de magnetización. Durante la segunda parte del ciclo, un segundo arrollamiento remueve esta energía y la entrega a la carga

## 5.11 CONVERTIDORES AISLADOS “BUCK-DERIVED” 4



a) Convertidor directo(4)



b) Convertidor push-pull(4)

Fig. 5.19 Convertidores aislados derivados del convertidor reductor

Los convertidores aislados “buck-derived”, denominados así por Severns y Bloom, se pueden modelar como convertidores reductores.

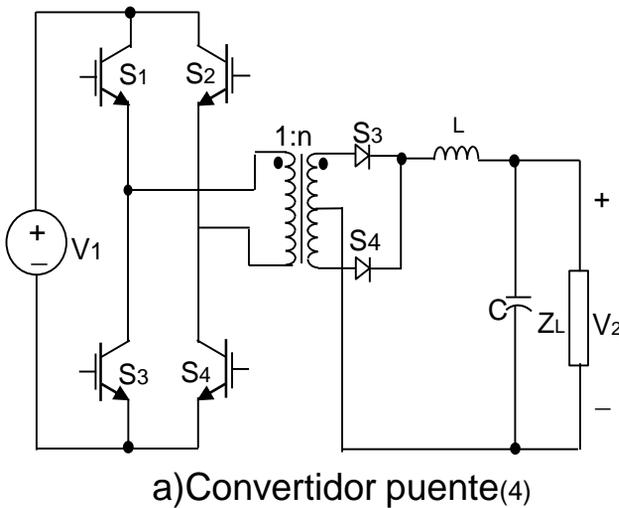
La topología directa (fig. 5.19a) se usa con baja potencia, menor a 100w. Utiliza un solo interruptor controlado ( $S_1$ ). Si  $L > L_c$ , al conducir  $S_1$ , conduce  $S_3$ .  $S_4$  y el diodo zener ( $V_z$ ) conducen cuando se apaga  $S_1$ . Para des-magnetizar el transformador se debe cumplir que

$$|V_z t_{off}| > |V_1 t_{on}| \quad (5.23)$$

El transformador opera en el cuadrante I del plano B-H, y por lo tanto se debe reducir el  $B_{max}$  de trabajo

La topología push-pull utiliza 2 interruptores controlados ( $S_1, S_2$ ), con operación complementaria, para que el transformador opere en los cuadrantes I y III.  $S_2$  y  $S_3$  cierran simultáneamente, al igual que  $S_1$  y  $S_4$ . Si no hay simetría en los interruptores, se requiere un diodo de rueda libre, para el inductor. El D del convertidor y la frecuencia de operación, son el doble del de cada uno de los interruptores. Se utiliza para bajas potencias, pero superiores a 100w.

## 5.12 CONVERTIDOR TIPO PUENTE 4



En la topología puente(fig. 5.20 a)  $S_1$  y  $S_4$  están sincronizados al igual que  $S_2$  y  $S_3$ . La operación de los interruptores está desfasada en el tiempo, el equivalente a  $180^\circ$ .

Cada interruptor debe soportar un voltaje igual al de la fuente y por ello se utilizan con voltajes altos. La complejidad del circuito de control y el costo de los 4 interruptores determinan su utilización en aplicaciones de potencias superiores a 1Kw.

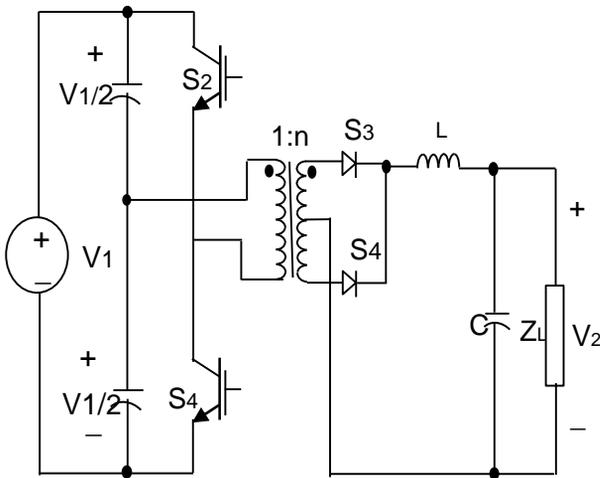
El cálculo de  $L$ , se determina en base al criterio de la inductancia crítica. Se selecciona un valor de 10 veces la inductancia crítica. Para  $L = L_c$ , el rizado de corriente ( $\Delta i_{Lp}$ ) en el inductor es dos veces el valor de la corriente media de la carga..

Si selecciona  $10 L_c$ , el nuevo rizado de corriente es inversamente proporcional al valor de la inductancia

b) Formas de onda del voltaje en el primario y a la entrada del filtro

Fig. 5.20 Convertidor tipo puente

## 5.12 CONVERTIDOR TIPO SEMIPUENTE 4



a) Convertidor semi-puente(4)

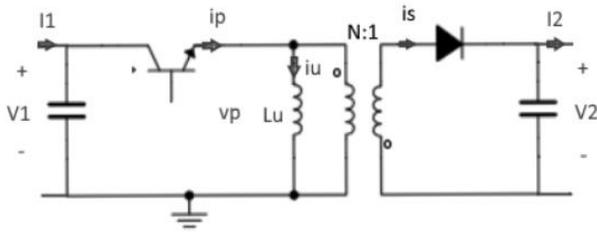
b) Formas de onda del voltaje en el primario y a la entrada del filtro

La topología semi-puente (fig. 5.21a) se utiliza frecuentemente en aplicaciones monofásicas, en las cuales se rectifica y se filtra el voltaje alterno para obtener  $V_1$ . Para el filtraje se requiere una alta capacitancia, y por tanto la utilización de los capacitores mostrada en el circuito no implica costos adicionales. Los interruptores, al igual que en la topología puente, soportan el voltaje de la fuente, pero deben transportar el doble de la corriente. El transformador opera con  $V_1/2$ .

Para la selección del capacitor se debe tener en cuenta, que por el debe circular la componente alterna de la corriente del inductor (rizado de corriente). Esta componente alterna es aproximadamente una onda triangular de amplitud pico-pico de  $\Delta i_{Lp}$ . La corriente de rizado produce una caída de voltaje de  $ESR_x \Delta i_{Lp}/2$ , la que determina el rizado de voltaje en la carga. Como existe una relación entre el ESR y C, entonces se determina el valor de la capacitancia

Fig. 5.21 Convertidor tipo semipuente

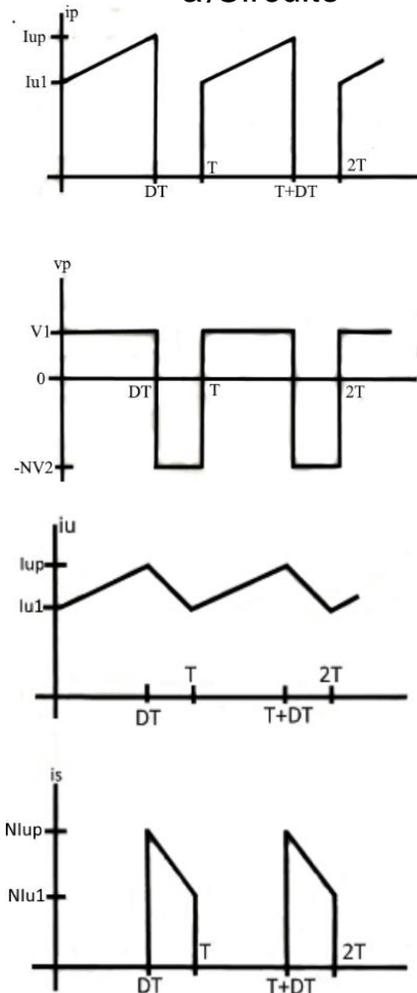
### 5.13 CONVERTIDOR AISLADO FLY-BACK 4



Se conoce al convertidor flyback como convertidor single ended, porque la potencia fluye a través del transformador por una sola polaridad.

Cuando Q se enciende, el diodo se apaga y la energía fluye hacia el inductor. Cuando Q se apaga el diodo se enciende y la energía magnética almacenada en la inductancia magnetizante se transfiere a la carga, (flies back) a través del devanado secundario.

a) Circuito



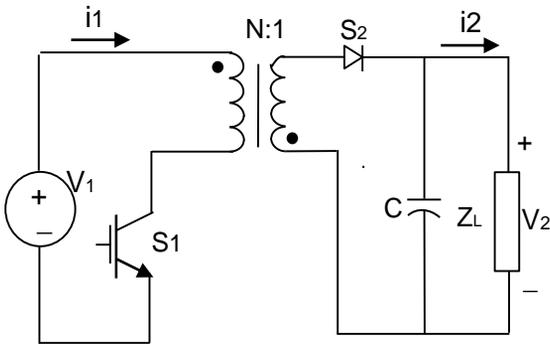
b) Formas de onda de voltaje y corriente

Si no fuera por la inductancia de dispersión, la operación del convertidor flyback sería idéntica a la del convertidor buck/boost no aislado, con la diferencia de la elevación o reducción de voltaje generado por el transformador. La inductancia de dispersión del primario almacena energía que no se transfiere cuando Q se apaga, y por eso se debe utilizar un snubber.

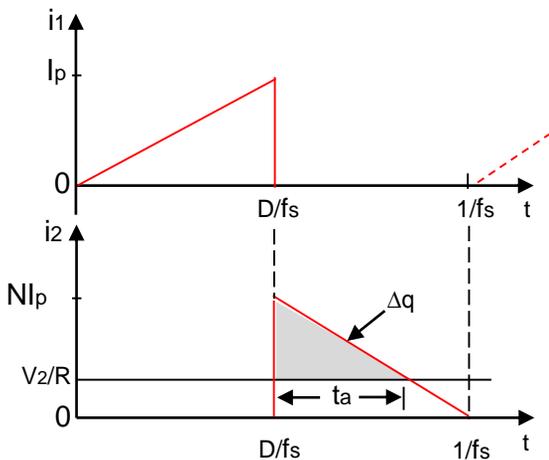
La figura 5.21 b) muestra las formas de onda de la corriente y voltaje en el primario, la corriente en el secundario y la corriente magnetizante. ¿Que ocurre con la corriente magnetizante al apagar Q? ¿Qué se debe modificar en el circuito?

Fig. 5.22 Convertidor fly-back

## 5.13 CONVERTIDOR AISLADO FLY-BACK 4



a) Circuito



b) Formas de onda de corriente para operación con inductancia crítica

Fig. 5.22 Convertidor fly-back

El transformador del convertidor flyback debe tener la capacidad de almacenar una cierta cantidad de energía, y por ello la corriente de magnetización tiene un valor significativo

El transformador se diseña con un entrehierro adecuado, para que sirva con doble propósito: inductor y transformador.

Sí en el circuito de la figura 5.22 a) la relación de transformación es  $N:1$ , entonces el voltaje aplicado al primario del transformador en un período es:

$$(V_1 - V_{s1})DT - (V_2 + V_{s2})(1 - DT)N = 0 \quad (5.24)$$

Sí  $L = L_c$  las formas de onda de las corrientes en el primario y el secundario se muestran en la fig. 5.22 b).

Cuando  $S_1$  se desconecta, el valor de  $i_2$  descende linealmente desde  $NI_p$  a 0 ( $t = T_s$ ) y descende el voltaje de salida

$$C\Delta v_2 = \Delta q ; \Delta q = \left( NI_p - \frac{V_2 t_a}{R} \right) \quad (5.25)$$

## BIBLIOGRAFÍA

- 1) Kassakian. J.G. Schlecht M.F. Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS 1991. Editorial Addison Wesley.
- 2) P T. Krein. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 1998. Editorial Oxford. University Press
- 3) Mohan N; Undeland T.M. Robbins W.P. POWER ELECTRONICS Converters, application and design. 2003. Editorial John Wiley & Sons Inc.
- 4) Mitchell D.C. DC-DC SWITCHING REGULATOR ANALYSIS 1988 Editorial Mc Graw -Hill
- 5) Texas Instruments. DESIGNING WITH THE TL5001 PWM CONTROLLER. Application Report 1995.
- 6) INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC pdf. [www.onlinefreebooks.net](http://www.onlinefreebooks.net). Julio 13 2008.
- 7) Texas Instruments. DESIGN SWITCHING VOLTAGE REGULATORS WITH THE TL494. Application Report 2003

## ACTIVIDADES

### TEORÍA

- 1) Hacer un análisis comparativo entre una fuente lineal regulada y un fuente conmutada
- 2) Enumerar algunas aplicaciones de los convertidores CD/CD
- 3) ¿Qué es un convertidor aislado?
- 4) Interpretar el diagrama de bloques de un convertidor CD/CD.
- 5) ¿Qué se entiende por celda canónica de conmutación?
- 6) Deducir la ecuación 5.03..
- 7) Dibujar la forma de onda del voltaje en el inductor en la fig. 5.04
- 8) Deducir la implementación de los interruptores del convertidor directo reductor.
- 9) ¿Cómo se transforma un convertidor directo reductor en elevador?
- 10) Deducir la implementación de los interruptores del convertidor directo elevador.
- 11) Deducir los valores mínimos de L y C para el convertidor directo.
- 12) Deducir los modelos circuitales para determinar el rizado de corriente y voltaje del convertidor directo.
- 13) Deducir los valores mínimo y máximo de la inductancia y capacitancia del convertidor directo.
- 14) ¿Qué es la inductancia crítica? ¿Por qué es importante?
- 15) ¿Cuál es el criterio para determinar la inductancia crítica de un convertidor CD-CD?
- 16) Deducir la expresión para la inductancia crítica de un convertidor directo reductor.
- 17) Deducir las expresiones de voltaje y corriente de un convertidor indirecto .
- 18) Deducir la implementación de los interruptores de un convertidor directo elevador mediante semiconductores.
- 19) Deducir las ecuaciones 5.15 y 5.16.
- 20) Determinar los valores mínimos de L y C de un convertidor indirecto.
- 21) Determinar la inductancia crítica del convertidor indirecto.
- 22) Analizar y comparar el convertidor buck/boost con el Cuk.
- 23) Analizar e interpretar el diagrama de bloques de control del convertidor directo reductor

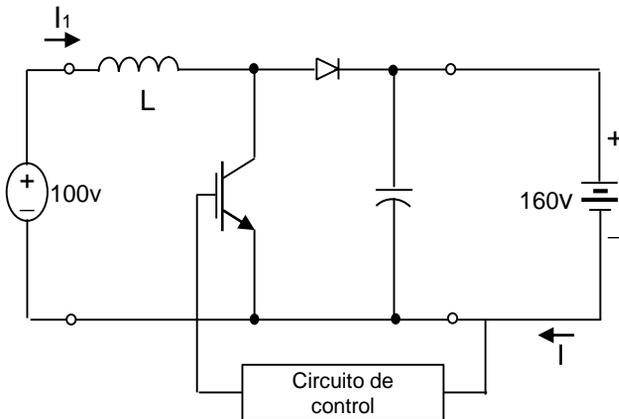
## **ACTIVIDADES**

### **TEORÍA**

24) ¿Qué es un convertidor aislado? ¿Donde se utiliza?

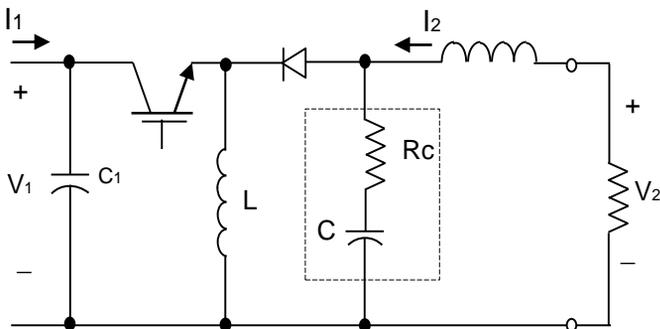
25) Analizar y describir el funcionamiento de los siguientes convertidores: push-pull, puente y fly-back.

## PROBLEMAS



Problema 1(1)

1) El convertidor directo elevador de la figura, se utiliza como cargador de baterías. El circuito de control provee una corriente de carga constante con una frecuencia de conmutación de 20 KHz. La corriente  $i_L$  es continua. Se pide determinar el valor de  $L$  para una corriente de rizado pico-pico menor a 100 mA. Si  $I=20$  A ¿cual es el valor promedio de la corriente en el inductor?



Problema 2(1)

2) En el convertidor indirecto de la figura el capacitor de salida se modela con un  $ESR = R_c$ .

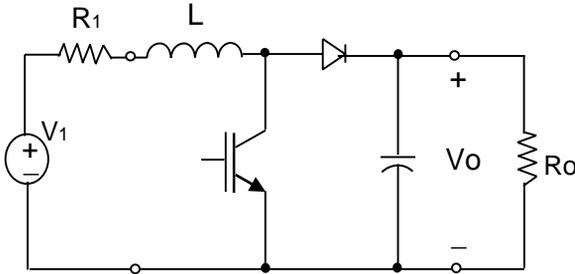
Se asume que las inductancias y capacitancias son ideales y se pide:

a) Determinar  $V_2$  en función de  $V_1$ .

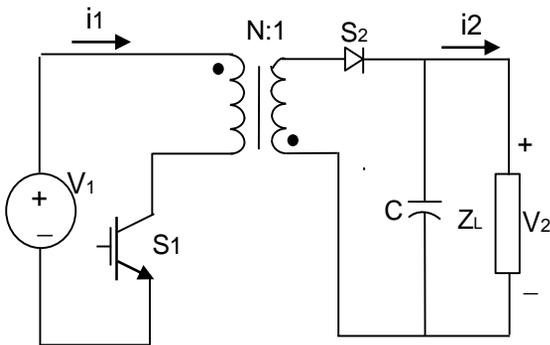
b) Si  $I_1=10$  A,  $D=0.5$  y  $R_L = 0.5 \Omega$ , se pregunta: ¿cuanto vale  $V_2$ ?

Fig 5.23 Convertidor fly-back

## PROBLEMAS



Problema 3(1)



Problema 4(4)

3) El convertidor directo elevador de la figura, conecta dos sistemas externos tal como se muestra en la figura adjunta. Se supone que  $L$  y  $C$  son muy grandes para ignorar los rizados de corriente y voltaje. Se pide:

a) Determinar en función de  $R_0/R_1$  y de  $D$  la expresión para  $V_0/V_1$

B) La eficiencia del sistema.

c) El valor de  $D$  que maximiza el voltaje de salida.

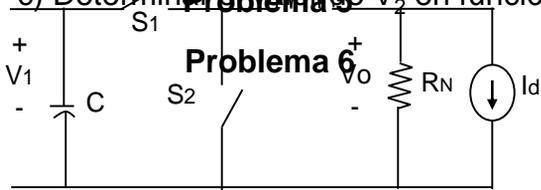
4) En el convertidor fly-back de la figura, se asume  $V_2=100V$ , para voltajes en la entrada que varían entre 10 y 14 V. Se asume de 0.8 V la caída de voltaje en el diodo y el transistor y  $D=0.5$  para  $V_1=12V$ ;  $Z_L=R_2=100\Omega$ ;  $f_c=24kHz$ .

Se pide:

a) Determinar el valor de la inductancia crítica en el primario. b) Dibujar la forma de onda de la corriente en el capacitor, para  $L=L_c$ .

c) Determinar el valor mínimo de la capacitancia, que permite obtener un valor pico-pico de rizado inferior al 1%, del valor  $CD$ , para  $L=L_c$ . d) Describir y justificar las características del transformador.

- 5) Para el circuito convertidor CD/CD de la figura, se supone que  $C$  es muy grande para considerar la función de  $L$  y  $C$ .
- Determinar la clase del convertidor.
  - Determinar la naturaleza de los semiconductores que implementan a  $S_1$  y  $S_2$ .
  - Determinar el valor de  $V_2$  en función de  $V_1$ .

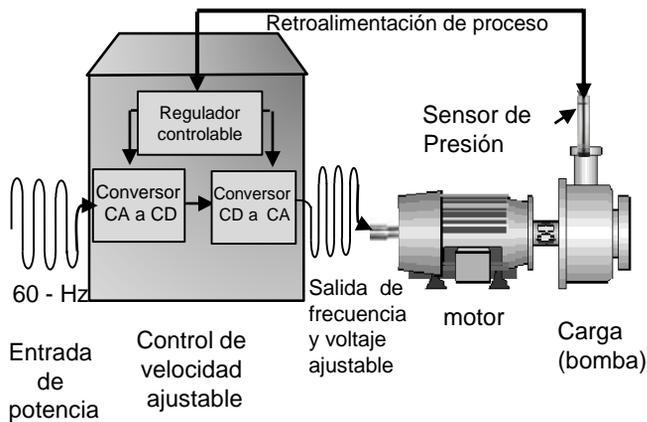


# UNIDAD VI

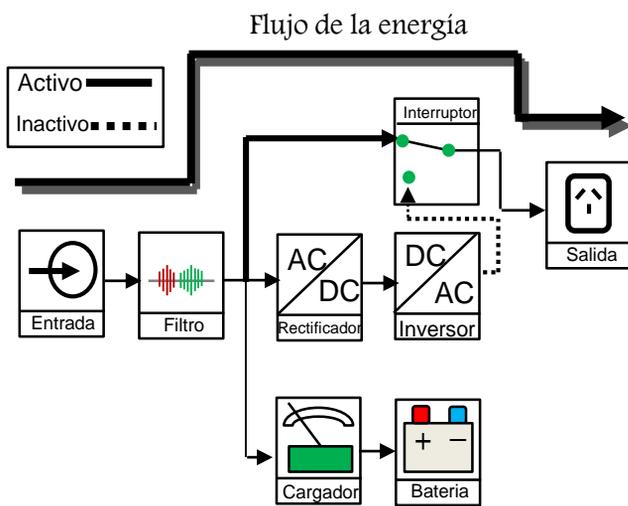
## CONVERTIDORES CD/CA

# CONVERTIDORES CD/CA

## 6.0 INTRODUCCIÓN



### a) Variador de velocidad del MPI



### b) UPS

En el convertidor CD/CA, la fuente es de naturaleza continua proveniente de una batería o de un convertidor CA/CD con filtro, y la salida es una fuente alterna de voltaje fijo o variable, y de baja o alta frecuencia fija o variable.

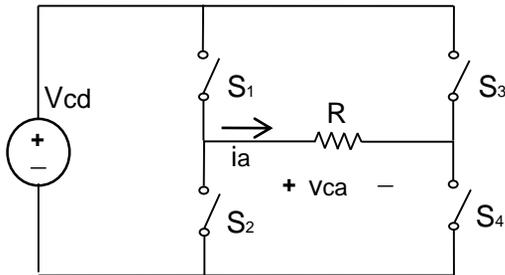
Los interruptores se implementan por SCRs con circuitos de conmutación forzada, GTO o transistores de potencia (Mofet o IGBT)

Estos convertidores se aplican en: 1)Control de velocidad de vehículos eléctricos(trenes). 2)Control de velocidad de bombas y compresores con carga variable y máxima eficiencia 3)Control de velocidad de cintas transportadoras. 4)Control de velocidad y secuencia de molinos en las industrias del acero, papel y textiles. 5) Control de velocidad y posicionamiento de máquinas herramientas. 6)Acondicionadores de potencia, de generadores eólicos y solares 7)UPS.

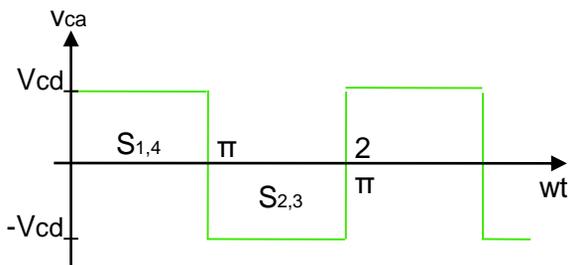
Fig. 6.1. Aplicaciones de los Convertidores CD/CA

## 6.1 INVERSOR DE VOLTAJE CON BAJA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN 1

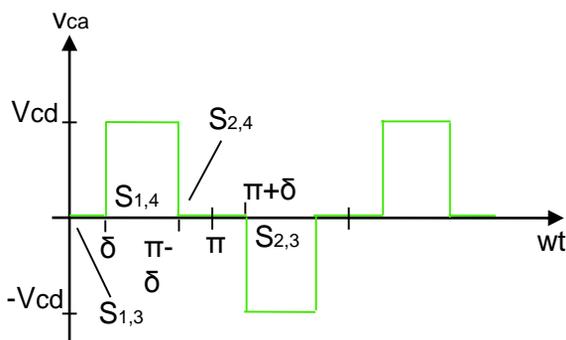
### 6.1.1 CARGA RESISTIVA



a) Circuito(1)



b) Salida ( $V_{ca}$ ) constante(1)



c) Salida ( $V_{ca}$ ) variable(1)

El convertidor CD/CA se conoce también con el nombre de inversor. El flujo de potencia es del lado CD al CA.

Los interruptores conmutan a baja frecuencia. Con  $S_1$  y  $S_4$ , se genera en la carga el semiperíodo positivo, y con  $S_2$  y  $S_3$  se genera el semiperíodo negativo.(fig. 6.02 a y b).El valor eficaz del voltaje en la carga es constante.

Sí se requiere de un voltaje variable, existen 2 opciones: a) Se varía el voltaje CD, mediante un rectificador con control de fase.b) Se implementa una secuencia de conmutación, que permita generar un tercer estado de voltaje cero en la salida, con duración  $wt=2\delta$ .

La forma de onda del voltaje de salida con el tercer estado, se muestra en la fig. 6.02c).

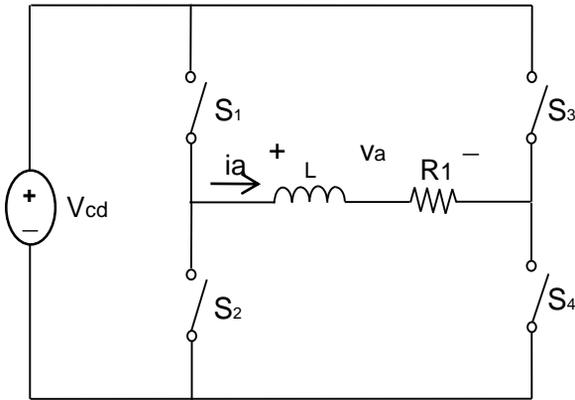
Para  $0 < wt < \delta$ , se cierran  $S_1$  y  $S_3$ , para  $(\pi - \delta < wt < \pi + \delta)$  se cierran  $S_2$  y  $S_4$

$$V_{ca} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} V_{cd}^2 dwt}$$

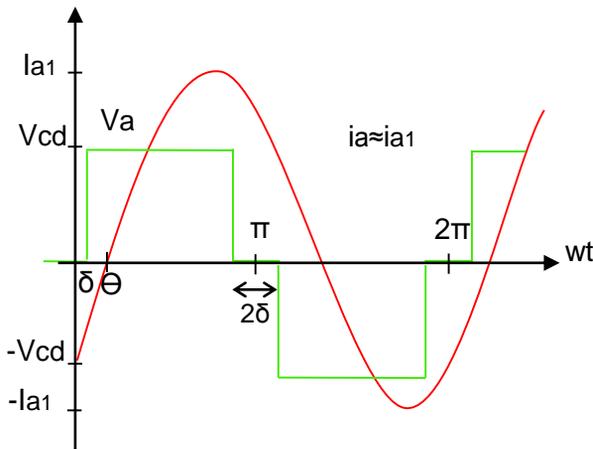
$$V_{ca} = V_{cd} \sqrt{1 - \frac{2\delta}{\pi}} \quad (6.01)$$

Fig. 6.02 Inversor tipo puente con carga resistiva

## 6.1.2 CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de v e i (1)

Fig. 6.03 Inversor puente con carga resistiva-inductiva

La fig. 6.03 a muestra un inversor de voltaje con una carga resistiva –inductiva. Si  $L/R > \pi/\omega$ , se puede ignorar la armónica de tercer orden de la corriente

$$v_a(t) = \sum_{n=1,3}^{\infty} V_{an} \text{sen}(n\omega t - \theta_n)$$

$$V_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_a(t) \text{sen}(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_{a1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cos \delta \quad (6.02)$$

$$i_a(t) \approx I_{a1} \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (6.03)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\omega L}{R} \right) \quad (6.04)$$

$$I_{a1} = \frac{V_{a1}}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \quad (6.05)$$

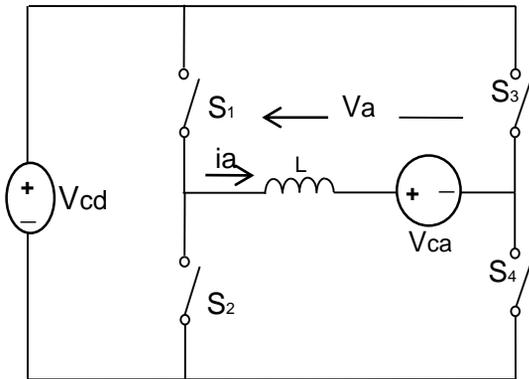
La potencia promedio entregada a la carga ( R ) es:

$$P = \frac{V_{a1} I_{a1} \cos \theta}{2} \quad (6.06)$$

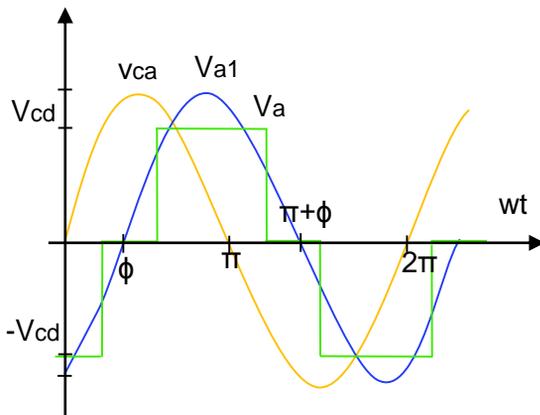
$$P = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \cos^2 \delta \cos \theta \quad (6.07)$$

Los interruptores deben ser bidireccionales. La potencia se puede controlar con  $\delta$

### 6.1.3 CARGA CON F.E.M.



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de voltajes(1)

Un motor se modela por un inductor en serie con una fuerza electromotriz(f.e.m.)..

Sí el inversor de tres estados alimenta un motor, o es la interfase entre un sistema fotovoltaico y un sistema eléctrico comercial ,se puede modelar por la fig. 6.04 a). La fig. 6.04b) muestra las formas de onda de los voltajes

$$\overline{V_{ca}} = V_{ca} < 0^\circ;$$

$$V_{a1} = \frac{4V_{cd}}{\sqrt{2}\pi} \cos \delta < -\varphi$$

$$\overline{I_{a1}} = \frac{V_{a1}}{\omega L < 90^\circ} - \frac{V_{ca}}{\omega L < 90^\circ}$$

(6.08)

La potencia transferida a la fuente es:

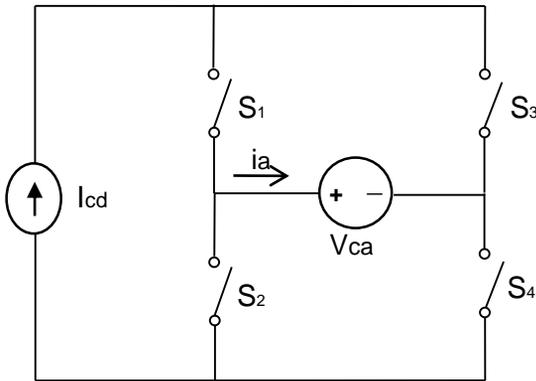
$$P = V_{ca} I_{a1} \cos \varphi \quad (6.09)$$

$\varphi$  = ángulo entre el fador  $V_{ca}$  y el fador  $I_{a1}$

Fig 6.04 Puente inversor con carga con f.e.m.

La potencia se puede controlar mediante las variables  $\delta$  y  $\varphi$

## 6.2 INVERSOR DE CORRIENTE DE BAJA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN 1



a) Circuito(1)

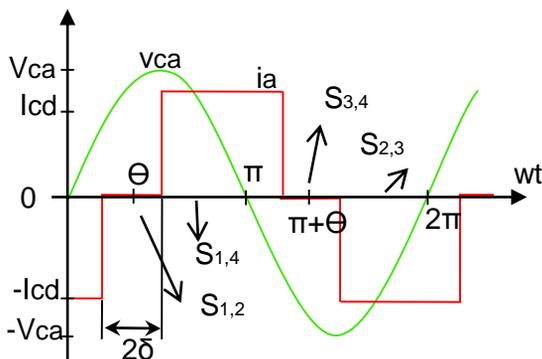
Sí en la fig. 6.04 a),  $L$  es grande y se ubica en el lado CD, para no degradar el factor de potencia, el sistema se modela por una fuente de corriente(fig.6.05a). Dependiendo de la estrategia de control de los interruptores, el sistema funciona como rectificador o inversor. Como inversor, las formas de onda de  $v$  e  $i$  se muestran en la (fig.6.05b)

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ca} i_a dt = \frac{V_{ca} I_{a1}}{2} \cos \theta$$

$$I_{a1} = \frac{2I_{cd}}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \text{sen}(wt) d(wt)$$

$$I_{a1} = \frac{4I_{cd}}{\pi} \cos \delta$$

$$P = \frac{2V_{ca}I_{cd}}{\pi} \cos \delta \cos \theta \quad (6.10)$$

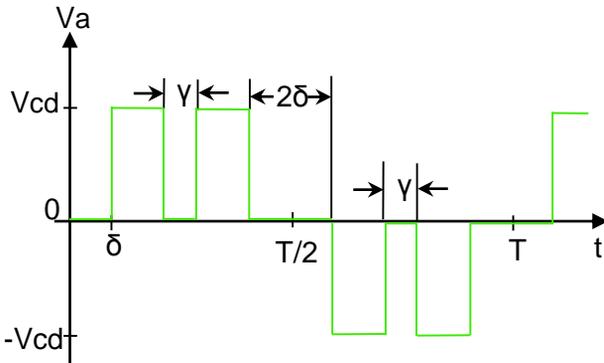


b) Forma de onda de  $i_a$ (1)

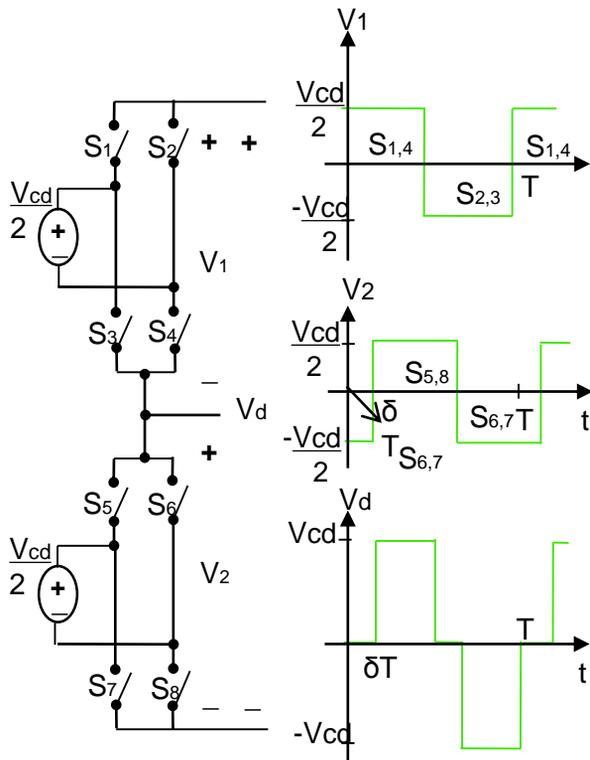
En ciertas situaciones, es conveniente controlar  $P$  con  $\delta$  y no con  $\theta$ , ya que esta opción implica interruptores bidireccionales, y además el control por  $\theta$  reduce el factor de potencia en la carga, lo que mantiene las pérdidas a pesar de que se reduce la potencia transferida

Figura 6.05 Fuente inversora de corriente

## 6.3 ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN INVERSORES DE BAJA FRECUENCIA 1



a) Eliminación de armónicos(1)



b) Cancelación de armónicos(1)

Fig 6.06 . Reducción de armónicos en inversores de baja frecuencia de conmutación

El control de los interruptores en el convertidor CD/CA, de baja frecuencia, tiene como propósito la reducción de los armónicos.

La reducción de armónicos se puede realizar de 2 maneras:

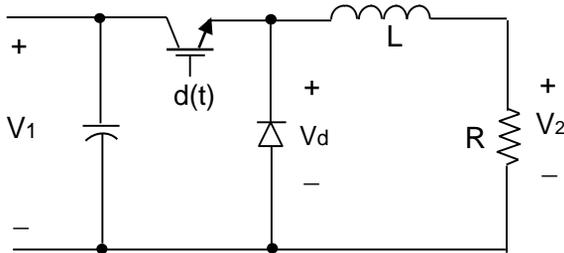
a) Se controlan los interruptores con  $\delta=30^\circ$  y generando estados de voltaje 0 en  $\omega t=54^\circ$  y  $114^\circ$  con duración de  $12^\circ$ , para eliminar los armónicos de orden 3 y 5 (fig.6.06a).

b) Se puede eliminar la armónica de orden 3 (onda alterna con  $\delta=30^\circ$ , mediante la adición de 2 ondas rectangulares (fig.6.03) de amplitud  $V_{cd}/2$ , desfasadas  $60^\circ$  (fig.6.06b). A este procedimiento se le conoce, como cancelación de armónicos.

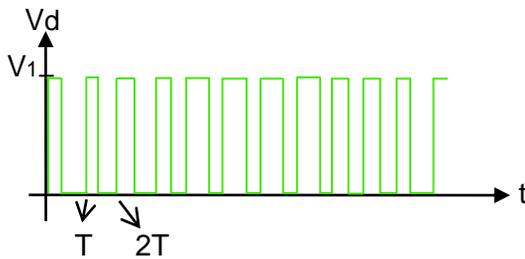
Un método alternativo de reducir armónicos, consiste en desplazar las armónicas a frecuencias muy altas, para minimizarlas con filtros reducidos y con poca atenuación de la baja frecuencia (técnica PWM)

## 6.4 INVERSORES CON MODULACION DE ANCHO DE PULSO 1

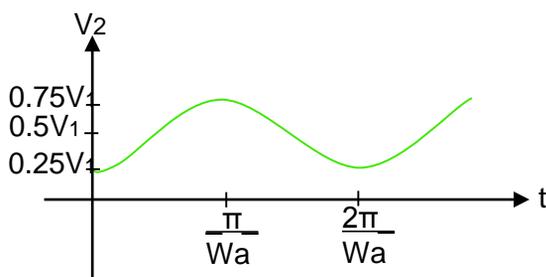
### 6.4.1 DEL CONVERTIDOR CD/CD AL INVERSOR PWM



a)Circuito(1)



b)Forma de onda de  $v_d(1)$



c)Forma de onda de  $v_2(1)$

Se aplica al transistor del convertidor reductor de la fig.6.07a), una relación de trabajo que varía de acuerdo a una ley sinusoidal ,con una frecuencia angular( $w_a$ ) mucho menor que la frecuencia de conmutación( $1/T$ )

$$d(t) = 0.5 + 0.25 \text{ sen}(w_a)t \quad (6.11)$$

$$\frac{2\pi}{w_a} \gg \frac{L}{R} \gg T \quad (6.12)$$

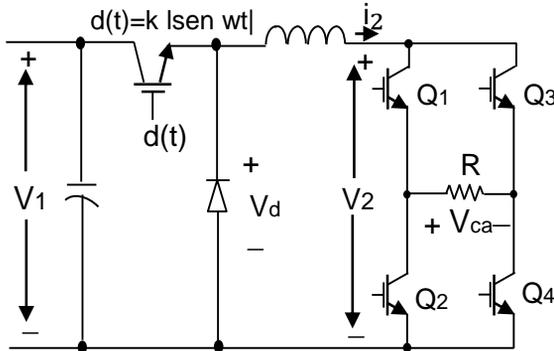
La forma de onda del voltaje  $v_d$ , resulta modulada en el ancho del pulso, con una componente CD( $0.5V_1$ ), una componente de frecuencia  $w_a$ , y otras componentes no deseadas , con frecuencias igual y superiores a la frecuencia de conmutación.

Si al voltaje  $v_d$ , se le aplica un filtro pasa-bajo (L-R) ,el valor promedio local(valor promedio de  $v_2$  para cada ancho de pulso) presenta una forma de onda (fig. 6.07b ) idéntica a la señal aplicada al transistor, pero amplificada en potencia

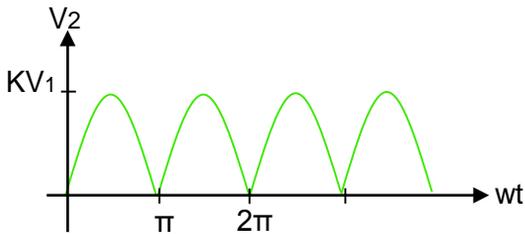
Fig 6.07 Convertidor reductor con relación de trabajo variable

## 6.4 INVERSORES CON MODULACION DE ANCHO DE PULSO 1

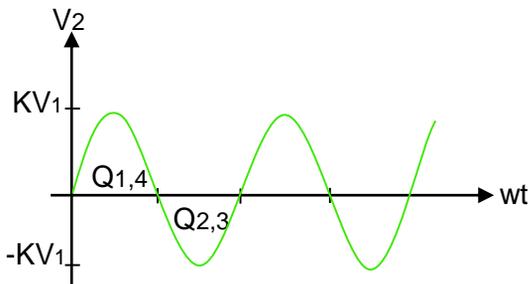
### 6.4.1 DEL CONVERTIDOR CD/CD AL INVERSOR PWM



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de v2(1)



c) Forma de onda de vac(1)

Se aplica al transistor del convertidor reductor de la fig. 6.08 a), una relación de trabajo senoidal

$$d(t) = Ksen|w_a t| \quad (6.13)$$

$$0 \leq K \leq 1$$

K=índice de modulación

El voltaje  $v_2$ , resulta ser una onda rectificadada de frecuencia angular  $w_a$ , y de amplitud  $KV_1$  (fig. 6.08 b)

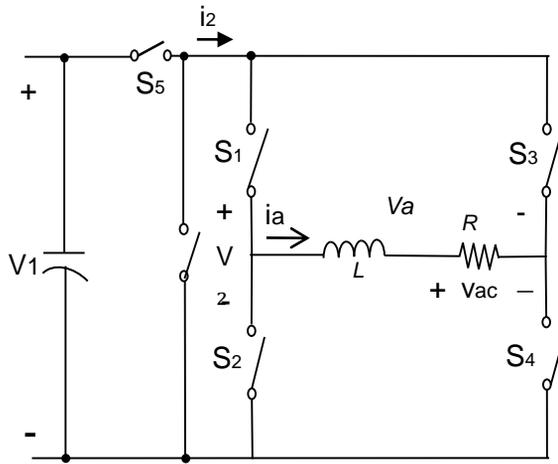
La forma de onda de  $v_2$  se puede “desrectificar”, utilizando un puente de cuatro interruptores i(transistores), que conmutan a la frecuencia angular  $w_a$ , y se obtiene en la carga un voltaje sinusoidal (fig.6.08 c)

La forma de onda en  $v_2$  no se aproxima a 0 de una manera sinusoidal, sino exponencial debido a la acción del inductor . Esta situación produce una distorsión en el punto de cruce de valores positivos a negativos, y puede generar una serie de armónicas de frecuencia  $w_a$  inconvenientes. Esta situación se puede resolver ,si se ubica el inductor dentro del puente

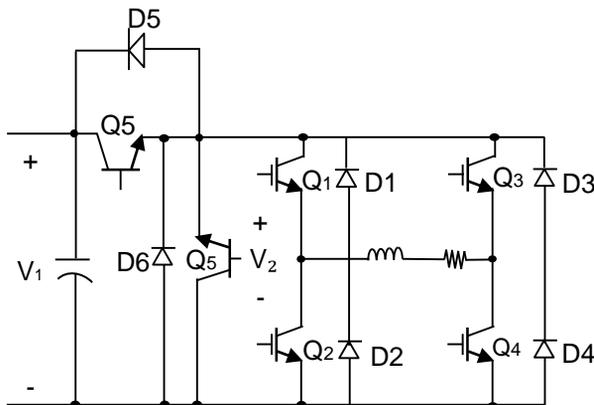
Fig 6.08 Convertidor reductor con relación de trabajo sinusoidal

## 6.4 INVERSORES CON MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO 1

### 6.4.2 CONVERTIDOR CD/CD Y “DESRECTIFICADOR”



a) Circuito(1)



b) Implementación del circuito a)(1)

La fig. 6.09 a) muestra la topología del inversor PWM. Los interruptores S5 y S6 conmutan a alta frecuencia, con una relación de trabajo “sinusoidal absoluta” de baja frecuencia, para generar en  $v_2$  un voltaje rectificado de baja frecuencia, el cual se «desrectifica», mediante los interruptores S1, S2, S3 y S4, para producir el voltaje senoidal de baja frecuencia en la carga resistiva

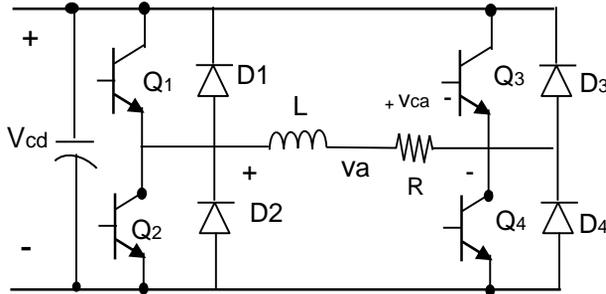
La fig. 6.09b muestra la implementación del circuito de la fig. 6.09 a). El inductor en serie con la carga, reduce la distorsión en el punto de cruce por cero del voltaje alterno.

El diodo conectado en antiparalelo con los transistores provee bidireccionalidad en la corriente, D5 y D6 deben ser de alta frecuencia (diodos fast). La dificultad para la implementación es, que se requieren tiempos de conmutación muy precisos, debido a las posibles trayectorias de cortocircuito. Por ejemplo cualquier solapamiento de los transistores Q1 y Q2 hacen funcionar a Q5 en condición de cortocircuito.

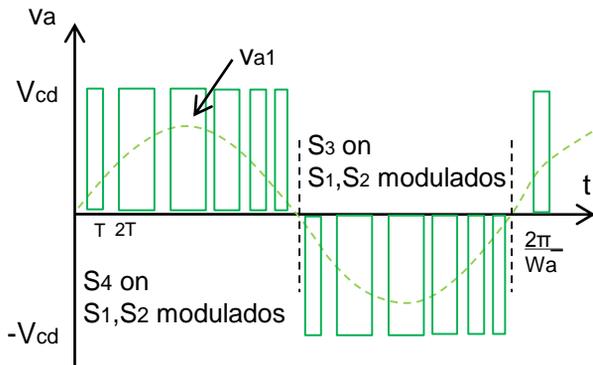
Fig. 6.09 Convertidor CD/ CD y “desrectificador”

## 6.4 INVERSORES CON MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO

### 6.4.3 INVERSOR PUENTE PWM



a) Circuito(1)



b) Forma de onda en el puente(1)

Sí en el circuito de la fig. 6.09 a)  $S_5$  permanece cerrado y  $S_6$  abierto, se puede generar en la carga un voltaje alterno con modulación de ancho de pulso, controlando los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  con PWM alta frecuencia. Este circuito se muestra en la fig. 6.10 a) y la forma de onda de la rama puente en la fig. 6.10 b).

Para generar el semiperíodo positivo se conmutan a alta frecuencia ( $1/T$ )  $Q_1$  y a baja frecuencia  $Q_4$ . El semiperíodo negativo se obtiene de la conmutación a alta frecuencia de  $Q_2$  y  $Q_3$  a baja frecuencia.  $Q_1$  es complementario con  $Q_2$  y  $Q_3$  con  $Q_4$ . La frecuencia de conmutación de  $Q_3$  y  $Q_4$  es la baja frecuencia ( $w_a/2\pi$ ) que se desea obtener en la carga (R-L).

Para filtrar la alta frecuencia, el valor de L debe ser :

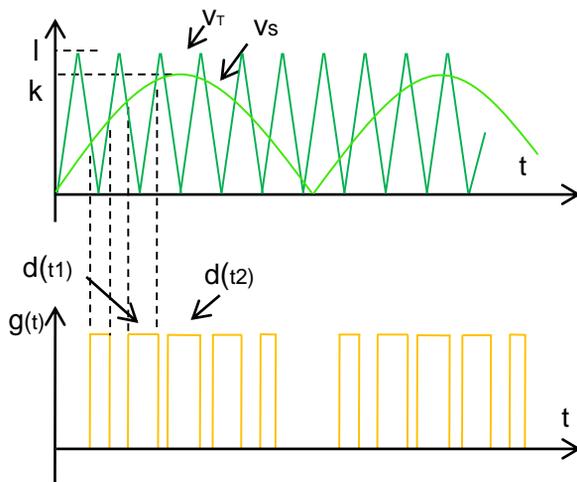
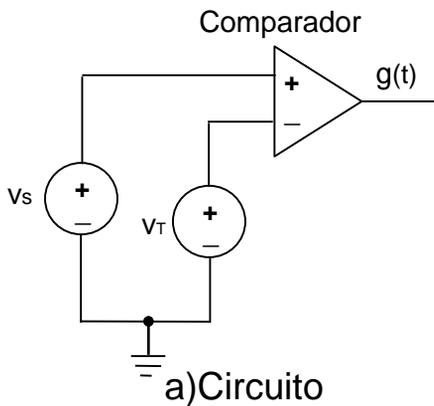
$$\frac{2\pi}{w_a} \gg \frac{L}{R} \gg T \quad (6.14)$$

El inverter PWM facilita más que cualquier otro método, la reducción de armónicos

Fig 6.10 Inversor PWM

## 6.4 INVERSORES CON MODULACION DE ANCHO DE PULSO

### 6.4.4 GENERACIÓN DE LA RELACIÓN DE TRABAJO



b) Formas de onda

La relación de trabajo con ancho de pulso modulado, según una ley sinusoidal ( $g(t)$ ), se genera comparando una onda sinusoidal rectificada con una onda triangular (6.11a). Se conecta al terminal no inversor de un comparador de voltaje, una onda proveniente de un rectificador de onda completa ( $v_s$ ), y el terminal inversor con una señal triangular unipolar ( $v_T$ ). La salida  $g(t)$  será alta cuando la onda seno es mayor que la triangular, y será cero en caso contrario. La duración de cada pulso la determina el valor de la onda seno, en el instante de comparación con la portadora de alta frecuencia ( $v_T$ )

$$d(t) = K \text{sen} |w_a t| \quad (6.15)$$

$$0 \leq K \leq 1$$

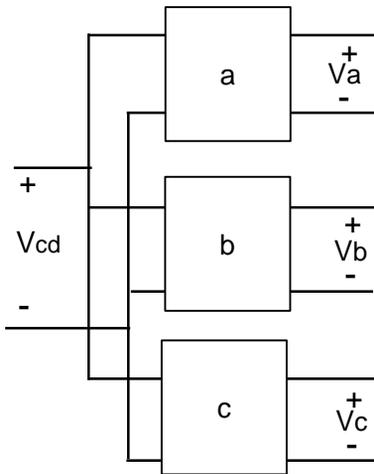
La amplitud de la onda sinusoidal rectificada ( $K$ ) se denomina índice de modulación, y permite variar la amplitud de la fundamental de voltaje en la carga.

Los pulsos  $g(t)$ , así generados, se utilizan para activar el transistor Q1 y un pulso complementario activará a Q2.

Fig 6.11 Generación de la relación de trabajo sinusoidal PWM

## 6.5 INVERSORES TRIFÁSICOS 1

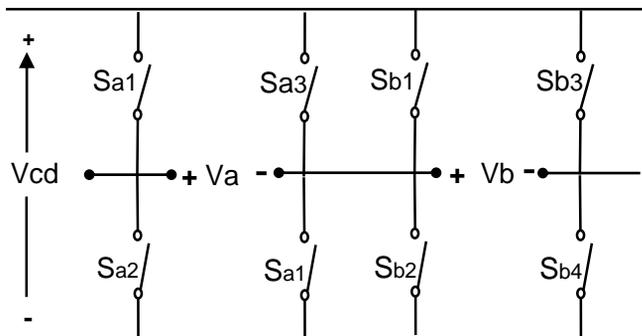
### 6.5.1 CONFIGURACIÓN



a) Interconexión de 3 Inversores monofásicos<sup>(1)</sup>

En la fig. 6.12 a) muestra la interconexión de 3 inversores monofásicos, para construir uno trifásico.

Al interconectar los interruptores (fig. 6.12 b) se aprecia una redundancia en los interruptores  $S_{a3}$  con  $S_{b1}$ , y entre  $S_{a4}$  con  $S_{b2}$ , y además los convertidores no se pueden operar independientemente, ya que los interruptores deben operar simultáneamente



b) Interconexión de los interruptores<sup>(1)</sup>

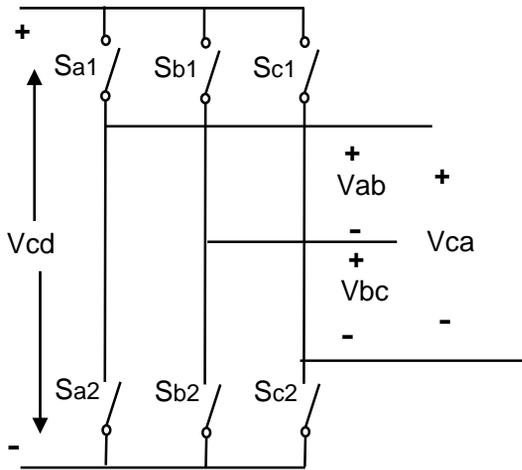
Sí se dibuja el tercer convertidor, aparecen otros interruptores redundantes con  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{b3}$  y  $S_{b4}$ , por lo que se pueden eliminar 6 interruptores.

La configuración típica de un convertidor trifásico utiliza únicamente 6 interruptores

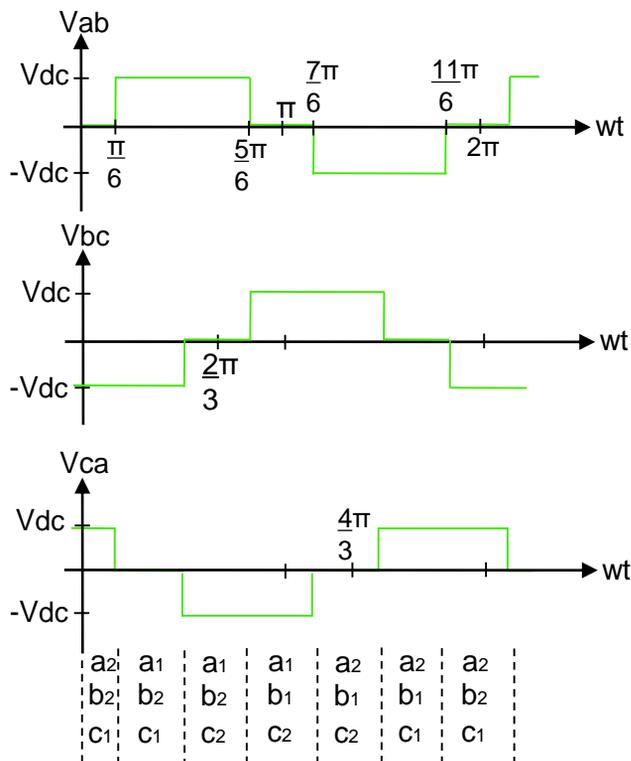
Fig. 6.12 Inversor trifásico

## 6.5 INVERSORES TRIFÁSICOS

### 6.5.2 INVERSOR TRIFÁSICO –CARGA DELTA O ESTRELLA



a)Circuito(1)



b)Formas de onda(1)

Fig 6.13 Inversor trifásico

La fig. 6.13 a) muestra el inversor típico trifásico. Es indiferente para el inversor que la carga(balanceda) este conectada en delta o en estrella.

La secuencia de operación de los interruptores debe generar un sistema de voltajes entre líneas ( $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$ ), que estén desfasados en el tiempo el equivalente a  $120^\circ$ .

La secuencia de operación para un sistema de secuencia positiva, se muestra en la tabla adjunta. La construcción de esta tabla se realiza con el siguiente procedimiento : a)Se dibuja el voltaje fundamental, de cada uno de los voltajes de línea desfasados  $120^\circ$ .

b)Por simetría se determina la duración del estado de voltaje  $0(\pi/3)$  y se dibujan los voltajes de línea. c)De las formas de onda, se determina para cada intervalo( $\pi/3$ )los interruptores que deben cerrar

## **BIBLIOGRAFÍA**

1)Kassakian J.G. Schlecht M.F. Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS 1991. Editorial Addison Wesley.

2)P T. Krein. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 1998.Editorial Oxford University Press

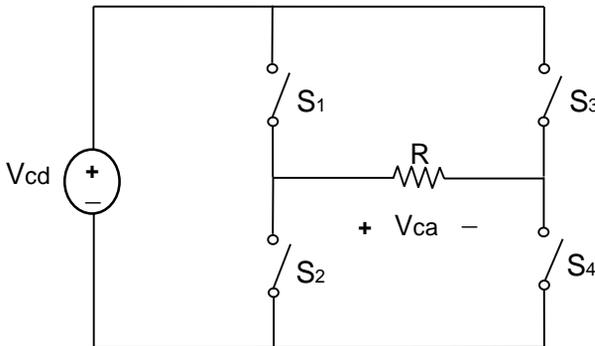
3)Mohan N;Undeland T.M.;Robbins W.P. POWER ELECTRONICS Converters,application and design. 2003. Editorial John Wiley & Sons.

# ACTIVIDADES

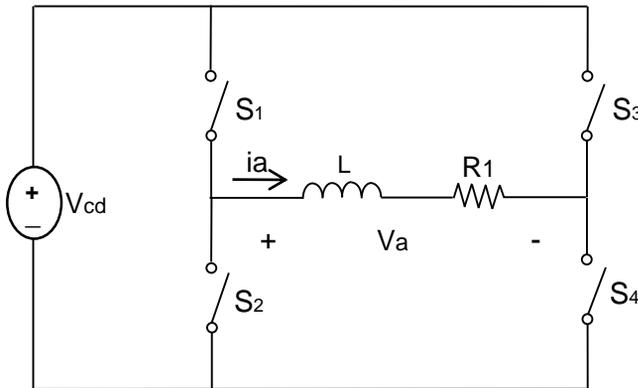
## TEORÍA

- 1) Enumerar 6 aplicaciones de los convertidores CD/CA.
- 2) Proponer un diagrama de bloques para el circuito de control del convertidor CD/CA de baja frecuencia de conmutación.
- 3) Para el convertidor CD/CA de baja frecuencia de conmutación y carga resistiva-inductiva, se pide demostrar: a) Que si  $L/R \gg \pi/\omega$ , se pueden ignorar los armónicos de la corriente .b) Que los interruptores deben tener capacidad bidireccional de corriente. c) La ecuación 6.07
- 4) Para el convertidor de baja frecuencia de conmutación y carga con f.e.m(fig.6.04) se pide justificar :a) ¿Por qué  $v_{ac}$  adelanta a  $v_a$ ?b) ¿De qué depende  $\phi$  y  $\delta$  ?
- 5) ¿Cómo se minimizan los armónicos en los convertidores CD/CA?
- 6) Para el convertidor de la fig. 6.05 a) se pide justificar la siguiente afirmación:” el control por  $\theta$  reduce el factor de potencia en la carga ,lo que mantiene las pérdidas, a pesar de que se reduce la potencia transferida”.
- 7) Justificar la siguiente afirmación:”El circuito de la fig.6.07 a) es un amplificador de potencia”.
- 8) Para un convertidor CD/CA , PWM, se pregunta qué es el índice de modulación y para qué sirve.
- 9) Describir la operación del convertidor CD/CA PWM utilizando la fig.6.10.
- 10) Proponer un diagrama de bloques del circuito de control del convertidor CD/CA , PWM.
- 11) Deducir la tabla de conducción de los interruptores del inversor trifásico de la fig. 6.13

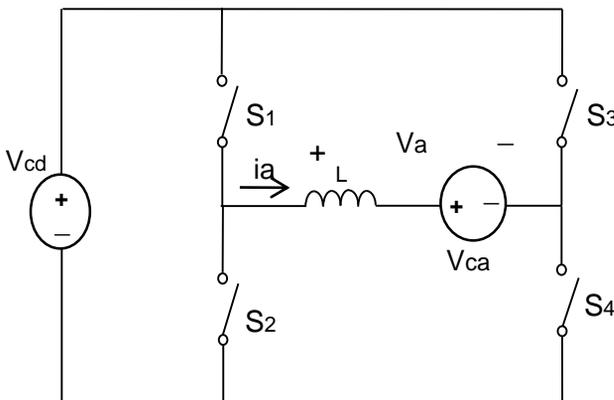
## PROBLEMAS



Problema 1(1)



Problema 2(1)



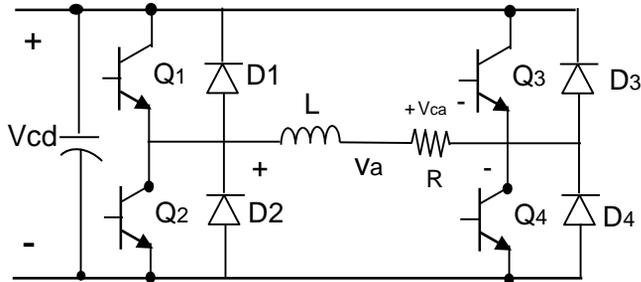
Problema 3(1)

1) Para el convertidor CD/CA de baja frecuencia de conmutación (60hz)  $V_{cd}=125V$   $\delta=30^\circ$ ,  $R=20\Omega$ . Se pregunta cuanto vale la potencia transferida de la fuente a la carga.

2) En el convertidor de baja frecuencia de conmutación (60hz) de la figura  $V_{cd}=100V$   $L=5mH$ ,  $R=20\Omega$ ,  $\delta=30^\circ$ . Se pide determinar : a) Potencia transferida a la carga, teniendo en cuenta hasta el quinto armónico de la corriente; b) Deducir el tipo de semiconductor, que puede implementar los interruptores.

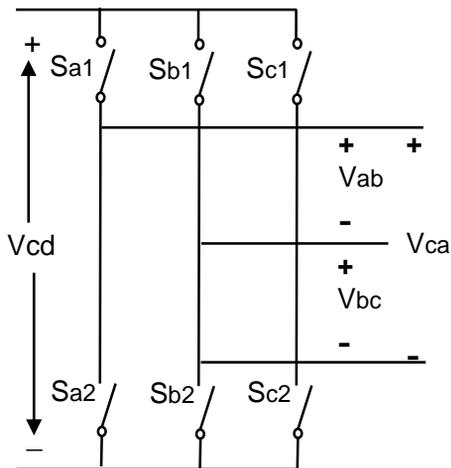
3) Para el inversor de la figura adjunta, el voltaje alterno es de 240V, 60hz. El valor de la inductancia es de 10mH y la fuente CD es de 320 V. Si la potencia transferida a  $V_{ca}$ , con factor de potencia unitario es de 10 Kw, se pide determinar el valor de  $\delta$  y  $\phi$ .

## PROBLEMAS



Problema 4(1)

- 4) Determinar para el inversor PWM de la figura adjunta :a) el valor del desfaseamiento entre  $v_a$  y  $v_{ca}$ , en función de  $L$  y  $R$ .  
b) El valor del THD de  $v_a$



Problema 5(1)

- 5) El inversor trifásico de la figura adjunta, alimenta una carga balanceada conectada en estrella. Los interruptores se controlan para generar voltajes desfasados  $120^\circ$ . Se pide dibujar los voltajes de fase, o sea los voltajes entre las líneas y el punto común de la estrella

# UNIDAD VII

## ANÁLISIS Y DISEÑO DE LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS

## 7.1 INTRODUCCIÓN A LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS



Fig. 7.01 Inductor

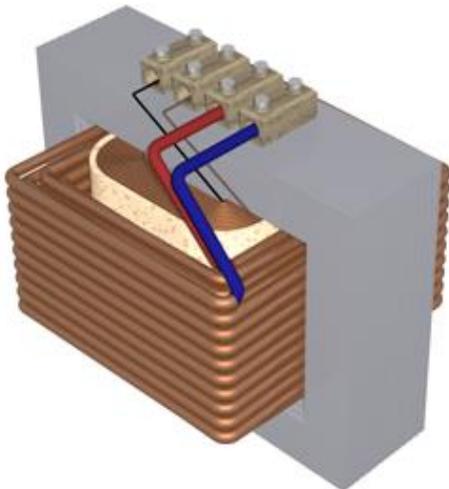


Fig. 7.02 Transformador

Los componentes magnéticos (Inductor, transformador) son una parte importante de un sistema de electrónica de potencia.

Estos componentes pueden trabajar en baja frecuencia (50,60Hz), en convertidores CA/CD o en alta frecuencia (100 KHz) en convertidores CD/CD.

Los inductores se utilizan en :

a) Filtros de entrada y salida de los convertidores, CA/CD, CD/CA, CD/CD, CA/CA.

b) Circuitos limitadores de corriente.

c) Convertidores resonantes.

Los transformadores se utilizan para :

a) El desfase de voltajes, en convertidores CA/CD de 12 pulsos.

b) Aislamiento entre el circuito de potencia y el circuito de control (Transformadores de pulso).

c) Almacenar y transferir energía en convertidores CD/CD aislados.

d) Medición de corriente y de voltaje (transformador de Instrumentos).

## 7.2 COMPORTAMIENTO DE UN COMPONENTE MAGNÉTICO 7

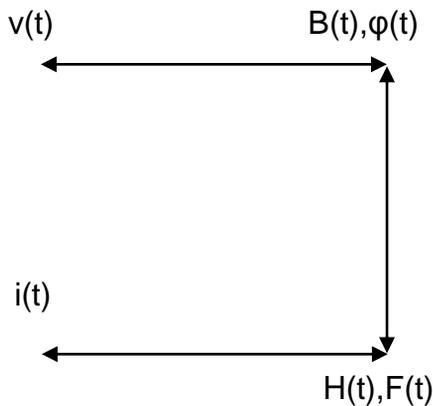


Fig. 7.03 Relación  $v - i$ .(7)

Al aplicarle un voltaje a un componente magnético, se demanda la generación de una densidad de campo  $B$  determinada por la ley de Faraday.

$$v(t) = \int_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

$$= -\frac{d\lambda}{dt} \quad (7.01)$$

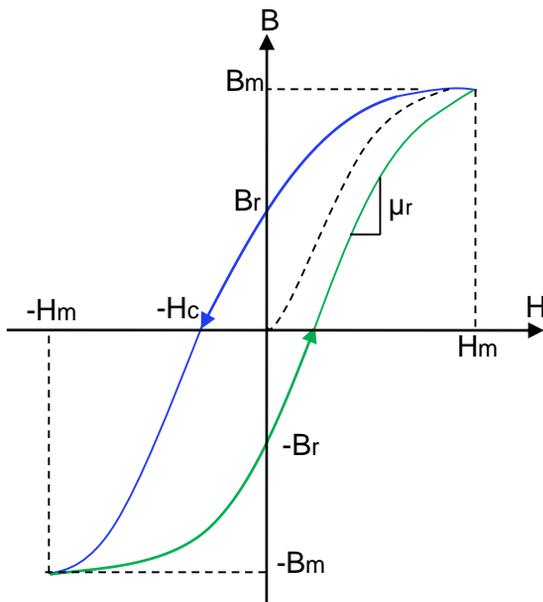


Fig.7.04 Curva de magnetización del núcleo.(7)

La densidad de campo  $B$  (efecto) es generada por una intensidad de campo magnético  $H$  (causa), cuya relación no lineal se expresa por la curva de magnetización (línea media del lazo de histéresis), particular de cada material.

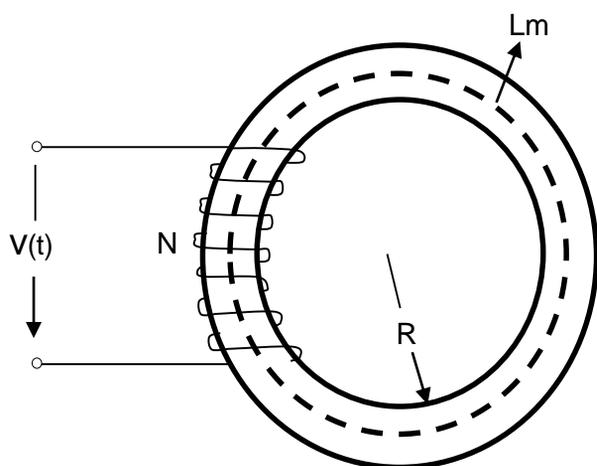
La relación entre  $H$  y la corriente demandada por el componente, se expresa por la ley de Ampere.

$$\int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = Ni$$

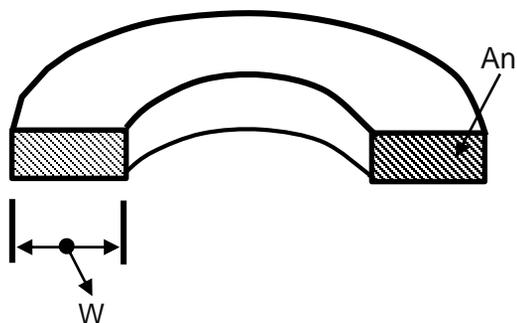
$$(7.02)$$

## 7.3 MODELO MATEMÁTICO DE LA INDUCTANCIA

### 7.3.1 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA



a) Circuito



b) Geometría

La configuración ideal del núcleo de un componente magnético es el toroide, por su simetría.

Si :  $R \gg w$

$$H \approx \text{const} = H_m$$

$l_m =$  longitud de la trayectoria media del núcleo.

Aplicando la ley de Ampere, a la trayectoria media y a la superficie delimitada por  $l_m$

$$\oint_1 \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_m l_m$$

$$\int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = Ni$$

$$H_m l_m = Ni \quad (7.03)$$

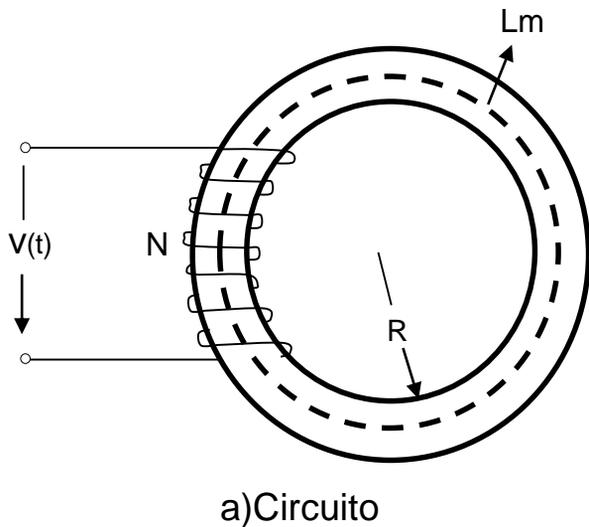
Si se linealiza la curva de magnetización (fig. 7.06)

$$B = \mu H ; 0 < H < H_s$$

$$B = B_s ; H > H_s$$

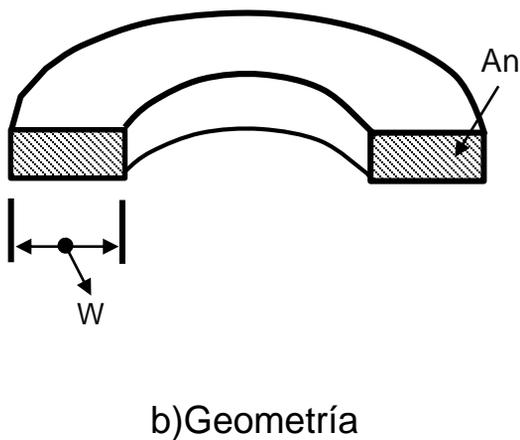
Fig. 7.05 Inductor toroidal

### 7.3.1 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA



$B_s$  = Densidad de campo de saturación: 1,5T para núcleos laminados de acero al silicio, y 0,4 T para ferritas.

$\mu$  = Permeabilidad del núcleo magnético  $\mu = \mu_i \mu_0$

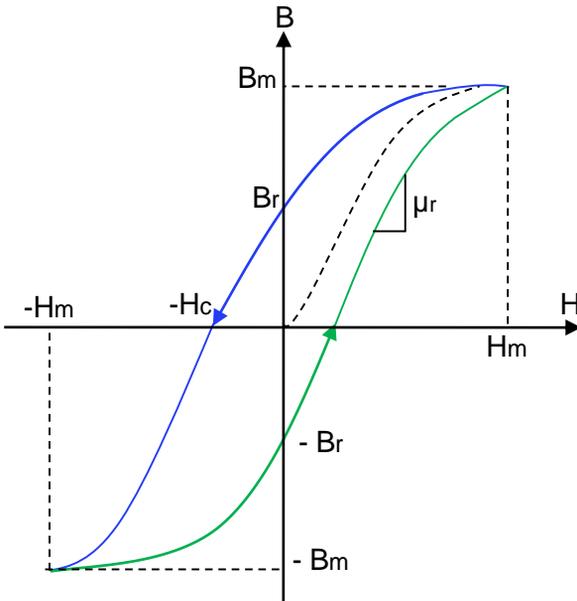


Material	$\mu_i$ (10Khz)
P	$2500^{+25\%}$
F	$3000^{+20\%}$
W	$10.000^{+30\%}$
H	$15.000^{+30\%}$

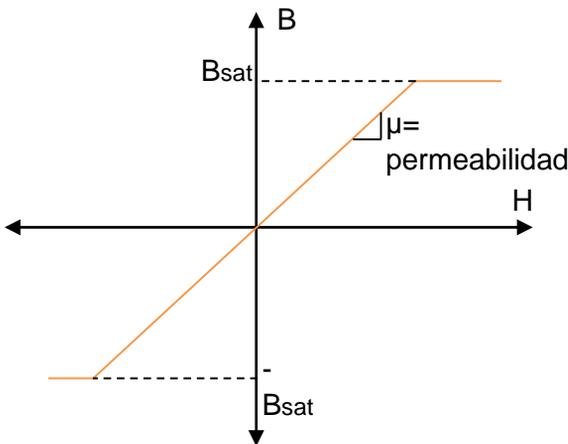
Fig. 7.05 Inductor toroidal

Tabla 5.1 permeabilidad del material

### 7.3.2 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DEL TOROIDE



a) Lazo de histéresis y curva de magnetización



b) Curva de magnetización linealizada

Fig7.06 Cálculo de la inductancia

De la ecuación 7.03

$$H_m l_m = \frac{B_m}{\mu} l_m = Ni$$

$$B_m = \frac{Ni\mu}{l_m} ; \phi = \frac{Ni\mu A_n}{l_m}$$

$A_n$  = Área Seccional del Núcleo

Se define la inductancia como:

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} = N^2 \frac{A_n \mu}{l_m}$$

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (7.04)$$

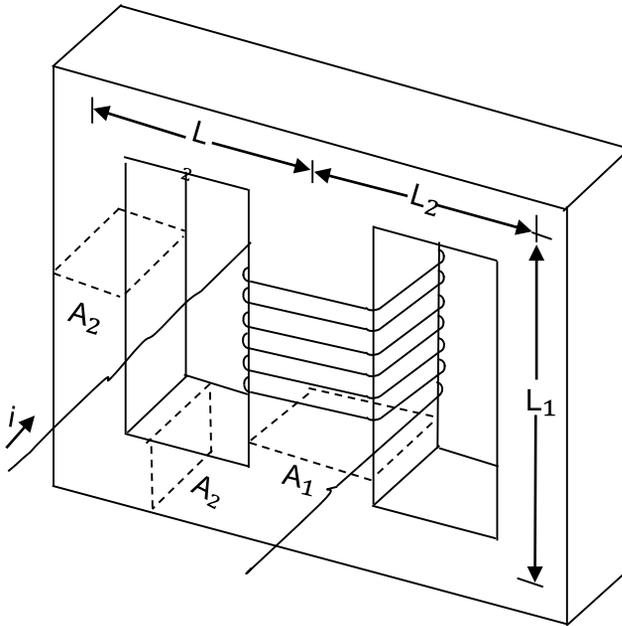
$$\mathfrak{R} = \frac{l_m}{A_n \mu} = \frac{Ni(\text{causa})}{\phi(\text{efecto})} \quad (7.05)$$

$\mathfrak{R}$  = Reluctancia del Circuito magnético.

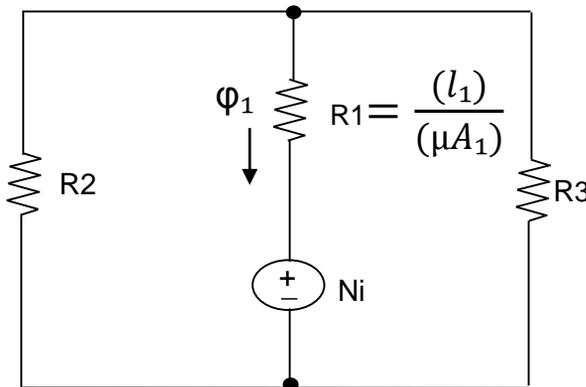
La inductancia depende de la geometría del núcleo, del número de espiras, y de la permeabilidad

En la práctica  $\mu$  no es constante (fig. 7.06a ). La reluctancia no es constante y la inductancia es función de la corriente.

## 7.4 APLICACIÓN DEL CONCEPTO DE RELUCTANCIA AL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DE UN NÚCLEO DE TRES RAMAS 7



a) Inductor con núcleo de tres ramas(7)



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético(7).

Fig.7.07 Núcleo de tres ramas

La configuración E-E mostrada en la fig. 7.08 , es muy utilizada para transformadores, porque se reduce el tamaño del transformador y se minimiza el flujo de dispersión .

El cálculo de la inductancia de un inductor de tres ramas, (fig. 7.07a) se puede realizar con la aplicación del concepto de reluctancia, y del circuito eléctrico equivalente del circuito magnético (fig. 7.07b).

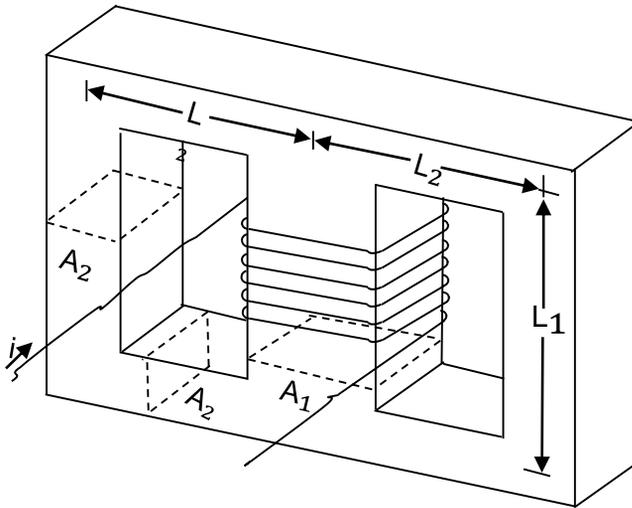
Se asume  $\mu \gg \mu_0$  , por lo que se puede suponer que todo el flujo circula dentro del núcleo.

De la ecuación 7.05

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{l_1}{\mu A_1}$$

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{(l_1 + 2l_2)}{\mu A_2} = \mathfrak{R}_3$$

## 7.4 APLICACIÓN DEL CONCEPTO DE RELUCTANCIA AL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DE UN NÚCLEO DE TRES RAMAS 7



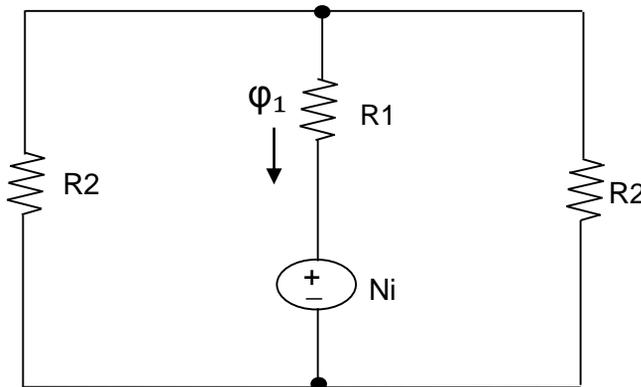
a) Inductor con núcleo de tres ramas.

Del circuito eléctrico equivalente

$$i = \frac{E}{R_{equiv}} \rightarrow \varphi = \frac{Ni}{\mathfrak{R}_{eq}}$$

$$\mathfrak{R}_{eq} = \frac{2A_2l_1 + A_1(2l_2 + l_1)}{2\mu A_2A_1}$$

$$\mathfrak{R}_{eq} = \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2}$$



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

De la ecuación 7.04

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{eq}}$$

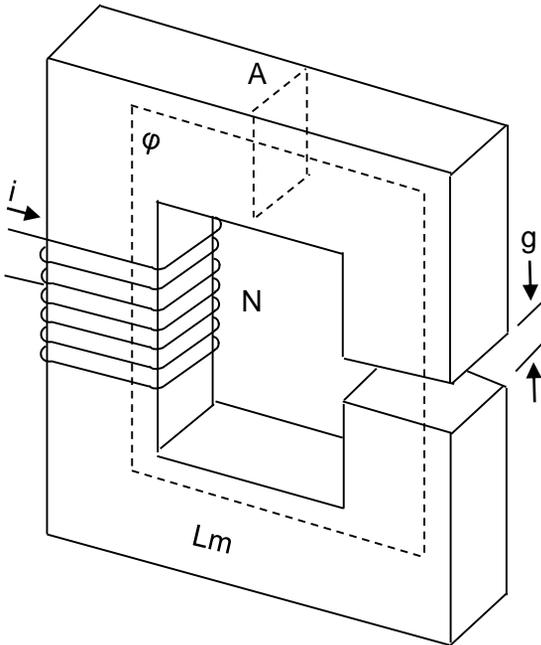
$$L = \frac{N^2 2\mu A_2 A_1}{2A_2 l_1 + A_1 (2l_2 + l_1)}$$

(7.06)

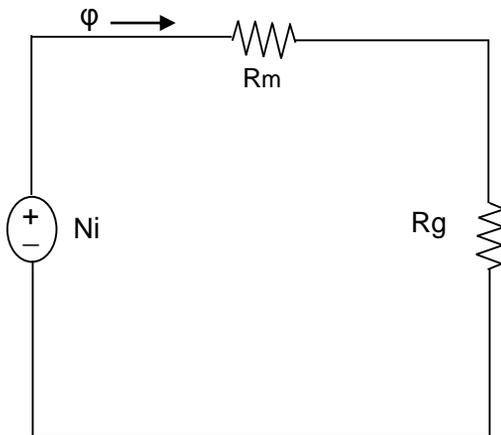
Fig.7.07 Inductor con núcleo de tres ramas

Dado que  $\mu = f(i)$ , el modelo no es aplicable salvo en núcleos con entrehierro o núcleos pulverizados

## 7.5 INDUCTOR DE NÚCLEO CON ENTREHIERRO 7



a) Inductor de núcleo con entrehierro(7)



b) Circuito eléctrico equivalente al circuito magnético.

Fig. 7.08 Inductor con entrehierro

$$\phi = \frac{Ni}{\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_g} = \frac{Ni}{\frac{l_m}{\mu_h A} + \frac{g}{\mu_0 A}} \quad (7.07)$$

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_m}{\mu_h A};$$

$l_m$  = Longitud del circuito magnético.

$$\mathcal{R}_g = \frac{g}{\mu_0 A};$$

$g$  = Longitud del entrehierro

No se tiene en cuenta la dispersión del núcleo.

$$L = \frac{N\phi}{i} = \frac{N^2 \mu_0 A}{(\mu_0 / \mu_h) l_m + g}$$

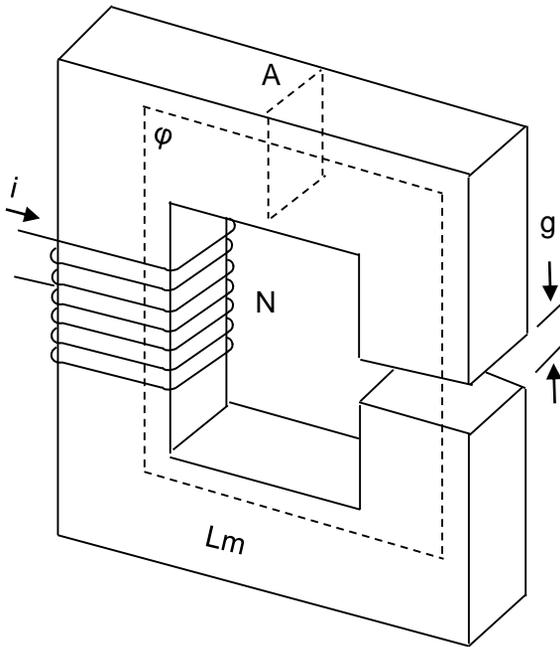
$$\text{Si } g \gg \frac{l_m \mu_0}{\mu_h}$$

$$L = \frac{\mu_0 A N^2}{g} \quad (7.08)$$

Densidad de energía magnética ( $W_m$ )

$$\begin{aligned} W_m &= W_{nucleo} + W_{hierro} \\ &= \frac{B_h^2 V_h}{2\mu_h} + \frac{B_g^2 V_g}{2\mu_0} \end{aligned}$$

## 7.5 INDUCTOR DE NÚCLEO CON ENTREHIERRO



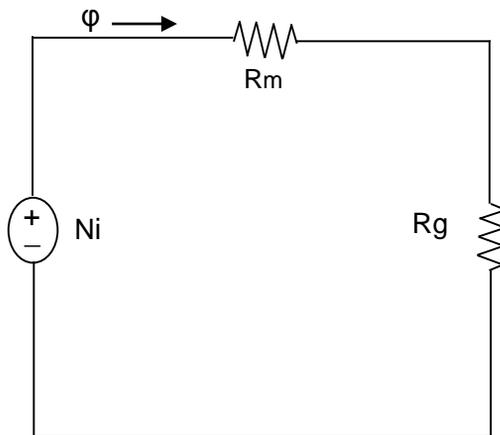
a) Inductor con entrehierro (7)

$$\vec{V} \cdot \vec{B} = 0 \rightarrow B_h = B_g = B$$

$$W_m = \frac{B^2 A l_m}{2\mu_h} + \frac{B^2 A g}{2\mu_0}$$

$$\text{Si } g \gg \mu_0 \left( \frac{l_m}{\mu_h} \right)$$

$$W_m = \frac{B^2 A g}{2\mu_0} = \frac{1}{2} L i^2 \quad (7.09)$$



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

Efectos del entrehierro:

Disminución de la inductancia

Incremento en la corriente de saturación.

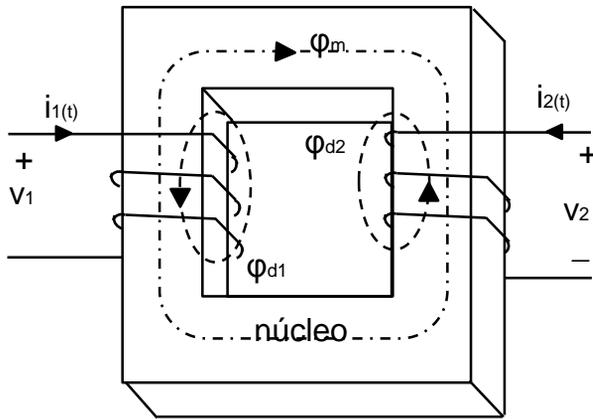
Independizar la inductancia, de la permeabilidad del material ferromagnético.

Incrementar la corriente nominal del inductor.

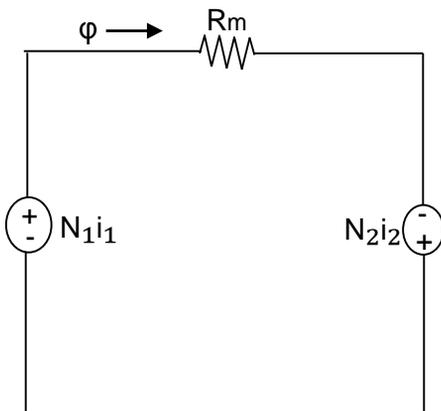
Fig.7.08 Inductor con entrehierro

## 7.6 EL TRANSFORMADOR

### 7.6.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES.



a) Flujos en un transformador.



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

Fig. 7.09 Transformador de dos arrollamientos.

Se arrollan dos circuitos (bobinas) de  $N_1$  y  $N_2$  espiras, sobre un núcleo ferromagnético de permeabilidad  $\mu$ .

El flujo encadenado al circuito 1 es :

$$\lambda_1 = N_1 \phi_1$$

$$\phi_1 = \phi_m + \phi_{d1} \quad (7.10)$$

$\phi_m$  = Flujo mutuo entre 1 y 2 .

$\phi_{d1}$  = Flujo de dispersión de 1.

Para el circuito 2 :

$$\lambda_2 = N_2 \phi_2 ;$$

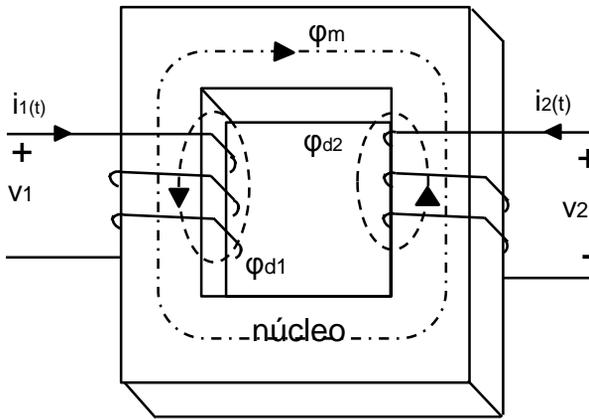
$$\phi_2 = \phi_m + \phi_{d2} \quad (7.11)$$

$\phi_{d2}$  = Flujo de dispersión de 2.

$$\frac{B}{\mu} l_m = N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_m$$

$$= \phi_m \mathfrak{R}_m \quad (7.12)$$

### 7.6.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES.



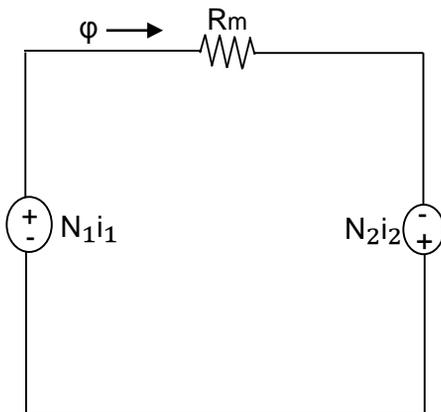
De 7.10 y 7.12

$$\lambda_1 = \frac{N_1}{\mathcal{R}_m} (N_1 i_1 + N_2 i_2) + N_1 \varphi_{d1} \quad (7.13)$$

De 7.11 y 7.12

a) Flujo en un transformador.

$$\lambda_2 = \frac{N_2}{\mathcal{R}_m} (N_1 i_1 + N_2 i_2) + N_2 \varphi_{d2} \quad (7.14)$$



De la ley de Faraday

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (7.15)$$

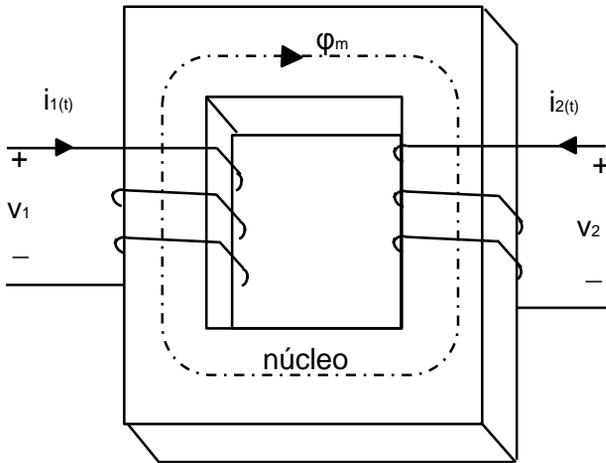
b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (7.16)$$

Fig. 7.09 Transformador de dos arrollamientos.

## 7.6.2 MODELAMIENTO DEL TRANSFORMADOR

### 7.6.2.1 TRANSFORMADOR IDEAL



a) Flujo en un transformador.

El transformador ideal posee un circuito eléctrico ideal ( $r_{CU} = 0$ ) y un circuito magnético ideal ( $\mu = \infty$ )

No existe flujo disperso ;  $\Phi_m$  encadena a ambos circuitos y la corriente que se requiere para generar el campo magnético es despreciable  $i_m = 0^+$

$$\varphi_1 = \varphi_m = \varphi_2 \quad (7.17)$$

Si

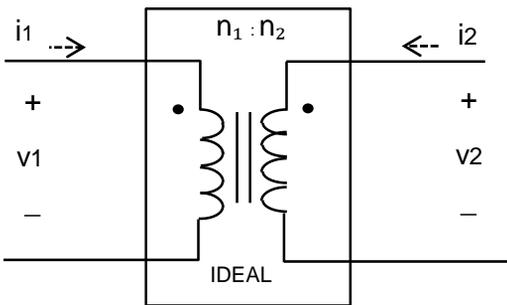
$$\mu = \infty ; \mathfrak{R}_m = 0$$

De la ecuación 7.12

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_m = \varphi_m \mathfrak{R}_m$$

$$i_m = i_1 + \frac{N_2 i_2}{N_1} = 0$$

$$i_m = \text{Corriente de magnetización.}$$



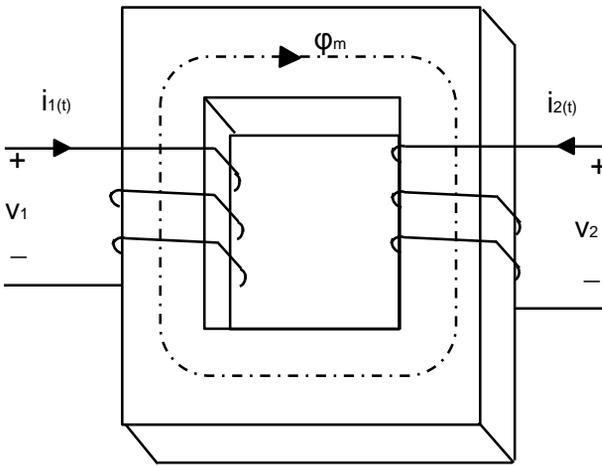
$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{v_1}{v_2} = -\frac{i_2}{i_1}$$

b) Modelo circuital.

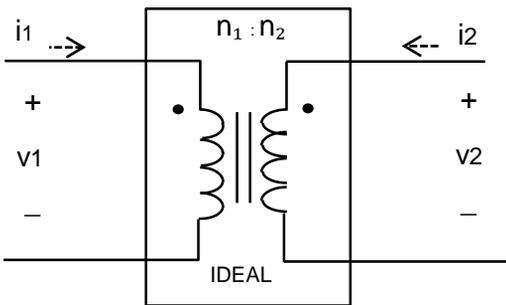
Una corriente  $i_m = 0^+$  genera el campo magnético.

Fig. 7.10 Transformador Ideal.

## 7.6.2.1 TRANSFORMADOR IDEAL



a) Flujo en un transformador.



$$a = \frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1}$$

b) Modelo circuital.

$$\text{Si } N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0$$

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad (7.18)$$

De la ley de Faraday

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (7.19)$$

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (7.20)$$

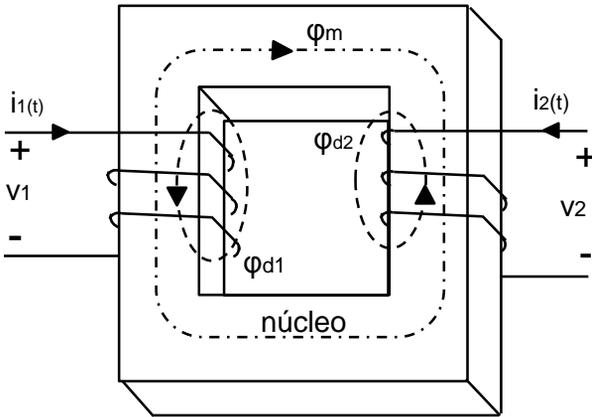
De las ecuaciones 7.19 y 7.20

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (7.21)$$

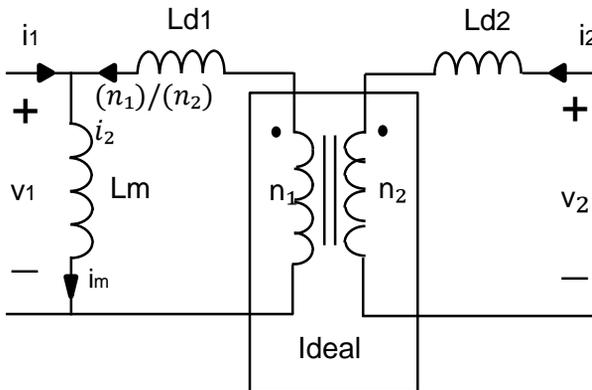
Los puntos del modelo circuital, representan . los puntos de polaridades iguales en los dos arrollamientos.

Fig. 7.10 Transformador Ideal.

### 7.6.2.2 TRANSFORMADOR CON PERMEABILIDAD FINITA



a) Flujos en un transformador (7).



b) Modelo circuital .(7)

Se considera circuito eléctrico ideal  $r_{CU} = 0$  y circuito magnético con  $\mu$  finito.

Si  $\mu$  es finito el flujo no se canaliza todo por el núcleo, y aparecen flujos a través del aire (Flujos de dispersión:  $\phi_{d1}, \phi_{d2}$ ). Los flujos de dispersión se modelan, por la inductancia de dispersión.

$$L_{d1} = \frac{N_1 \phi_{d1}}{i_1};$$

$$L_{d2} = \frac{N_2 \phi_{d2}}{i_2} \quad (7.22)$$

Si  $\mu$  es finito,  $\mathfrak{R}_m$  es finita y de la ecuación 7.12

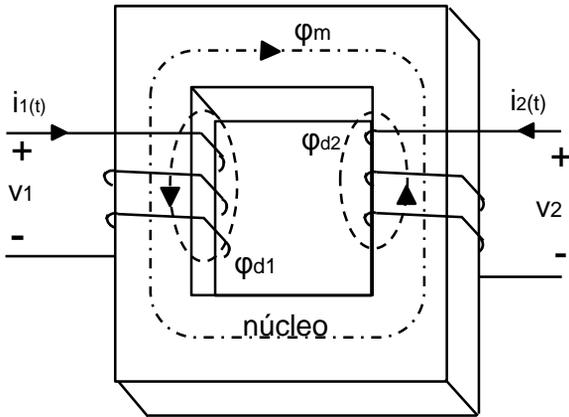
$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_m$$

$$i_m = i_1 + \frac{N_2 i_2}{N_1} \neq 0 \quad (7.23)$$

Fig. 7.11. Transformador con permeabilidad finita.

Se requiere de una corriente para magnetizar todo el núcleo.. De la ley de Faraday y de la ecuación 7.13

### 7.6.2.2 TRANSFORMADOR CON PERMEABILIDAD FINITA



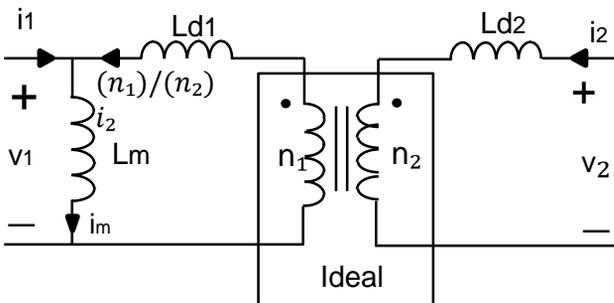
De la ley de Faraday, y de la ecuación 7.13 se obtiene:

$$v_1 = \left( \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_m} + L_{d1} \right) \frac{di_1}{dt} + \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}_m} \frac{di_2}{dt} \quad (7.24)$$

a) Flujos en un transformador.

Se define

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_m}; \quad L_{11} = L_m + L_{d1}$$



$$L_{12} = \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}_m} = L_{21} \quad (7.25)$$

De 7.24 y 7.25

b) Modelo circuital.

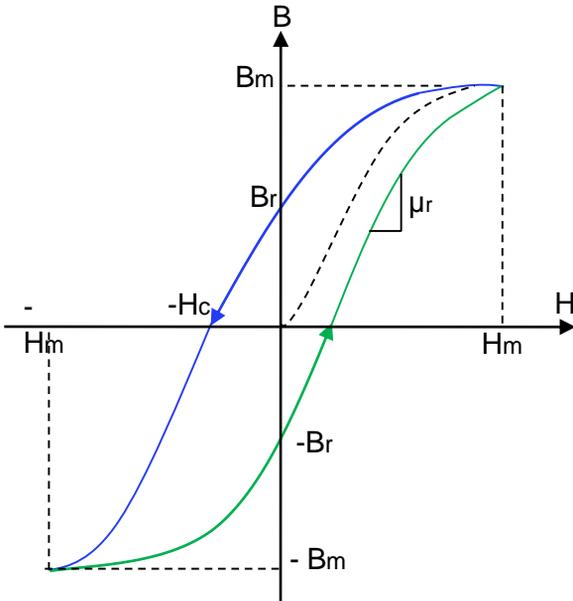
$$v_1 = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (7.26)$$

Por analogía

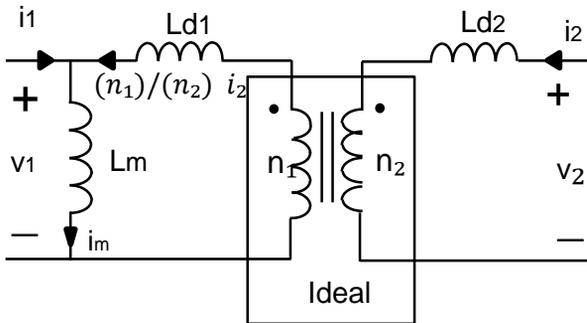
$$v_2 = L_{21} \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt}$$

Fig. 7.11 Transformador de núcleo con permeabilidad finita.

### 7.6.3 SATURACION DEL TRANSFORMADOR



a) Curva de magnetización.



b) Modelo circuital.

Fig. 7.12 Saturación en el transformador.

En el modelo circuital de la (fig. 7.12b) el parámetro  $L_m$  representa a un inductor real que modela la magnetización del material magnético y presenta los fenómenos de saturación e histéresis De la ley de Faraday.

$$v_1 = n_1 A_n \frac{dB}{dt}$$

$$B(t) = \frac{1}{n_1 A_n} \int_0^t v_1 dt \quad (7.27)$$

Si los voltios-segundos aplicados al primario durante medio ciclo son elevados,  $B$  pueden ,alcanzar el valor de saturación ( $B_s$ ) lo que significa que,  $dB/dt=0$ ,y por lo tanto ocurre un cortocircuito

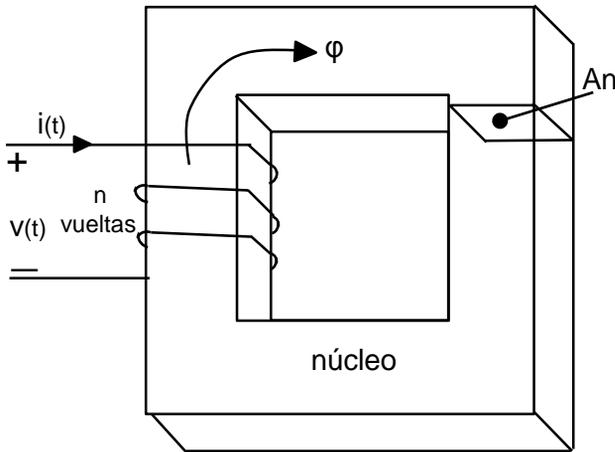
De la teoría circuital.

$$v_1 = L_m \frac{di_m}{dt}$$

$$i_m(t) = \frac{1}{L_m} \int_0^t V_1 dt \quad (7.27b)$$

Si  $\int_0^t V_1 dt$  hace saturar el núcleo,  $\mu \rightarrow 0$ ,  $L_m \rightarrow 0$ , y la corriente de magnetización tiende a infinito.

## 7.7 FENÓMENO DE HISTÉRESIS EN NÚCLEOS MAGNÉTICOS



La energía inyectada al inductor, en un ciclo de la corriente alterna es :

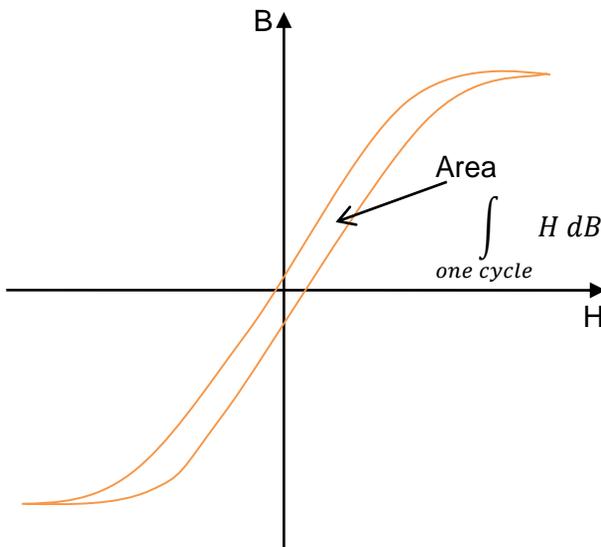
$$W = \int_0^t v(t)i(t)dt \quad (7.28)$$

Pero  $V(t) = nA_n \frac{dB}{dt}$

y  $H(t)l_m = ni(t)$

$$W = \frac{1}{A_n l_m} \int_0^t H dB \quad (7.29)$$

a) Energía inyectada a un inductor.(7)



b) Lazo de histéresis.

Fig. 7.13 Histéresis.

Área del lazo de histéresis

W se disipa en el material calentándolo (pérdidas por histéresis).

El efecto (B) depende de si la causa (H) está aumentando o disminuyendo (histéresis) (fig. 7.13b).

Las pérdidas de potencia por unidad de volumen ( $P_{m,uv}$ ) se pueden modelar por:

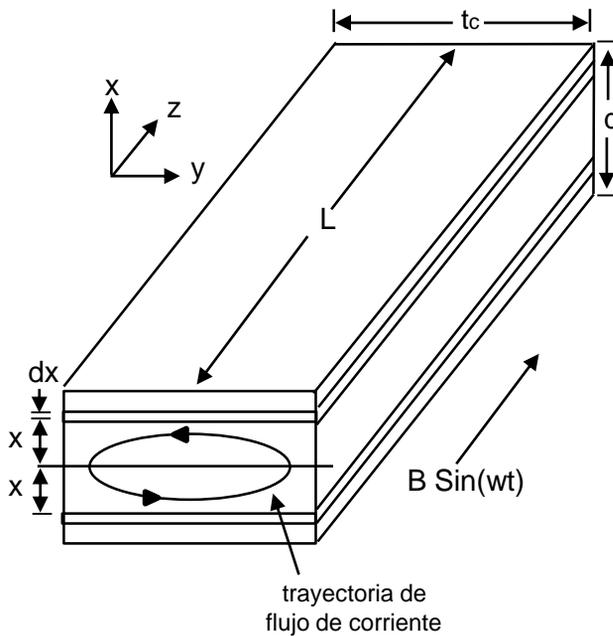
$$P_{muv} = kf^a(B_{ca})^d \quad (7.30)$$

Para el material 3F3(ferrita)

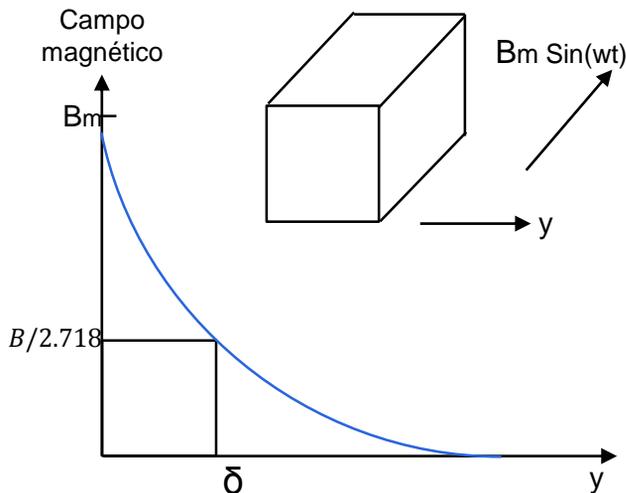
$$P_{muv} = 1,5 \times 10^{-6} f^{1,3} (B_{ca})^{25} \left( \frac{mW}{cm^3} \right)$$

$f$  en Khz ;  $B_{ca}$  en mT (7.30b)

## 7.8 CORRIENTES PARÁSITAS Y SUS EFECTOS EN NÚCLEOS 4



a) Corriente parásita en una lámina de un núcleo magnético.(4)



b) Decrecimiento de B.(4)

La circulación de un campo magnético variable al interior de un material magnético, genera corrientes (parásitas) dentro del núcleo (Fig. 7.14a).

El campo magnético producido por la corriente parásita, se opone al campo aplicado en el interior de la lámina, y el campo magnético resultante decrece exponencialmente con la distancia (Fig. 7.14b).

La longitud de decaimiento característica (\$\delta\$) es:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (7.31)$$

\$\omega\$ = Frecuencia del campo aplicado.

\$\mu\$ = Permeabilidad del núcleo.

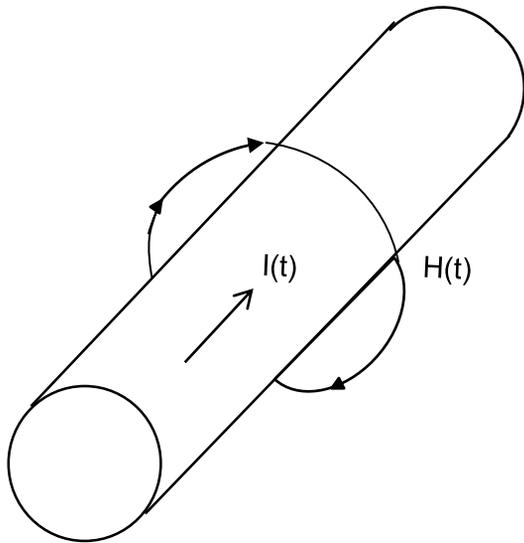
\$\sigma\$ = Resistividad del núcleo.

Si las dimensiones del área seccional del núcleo son grandes, comparadas con \$\delta\$, el interior del núcleo transporta poco flujo (efecto piel), y se produce una reducción del área magnética.

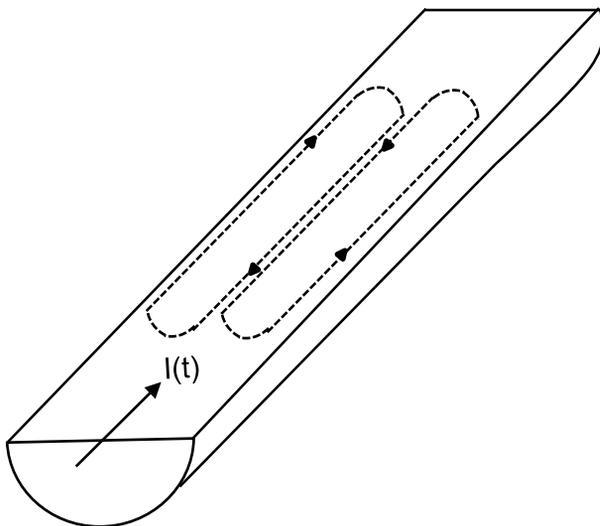
Para reducir las corrientes parásitas se lamina el núcleo (en dirección paralela a B), y se aíslan las láminas.

Fig. 7.14 Corrientes parásitas en el núcleo y sus efectos.

## 7.9 EFECTO PIEL EN CONDUCTORES 4



a) Corriente y Campo magnético.(4)



b) Corrientes parásitas.(4)

Fig. 7.15 Efecto piel en conductores.

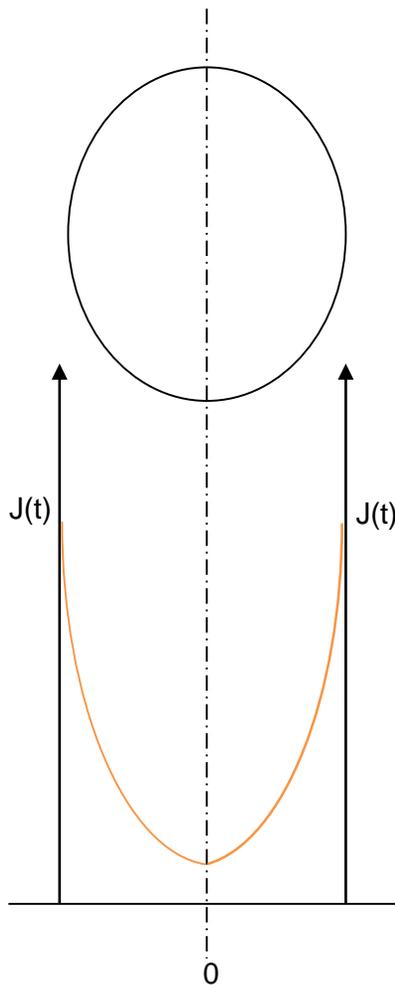
El flujo de corriente variable por un conductor, genera un campo magnético variable con  $i(t)$ , y la distancia del centro del conductor. ( fig. 7.15a).

El campo magnético a su vez genera al interior del conductor unas corrientes parásitas (eddy) corrientes internas que no contribuyen al la transferencia de energía, pero si generan pérdidas de potencia en el conductor (fig. 7.15b).

Estas corrientes fluyen en el interior del conductor, en direcciones opuestas a la corriente aplicada, y la densidad de corriente es máxima en la superficie del conductor y decae exponencialmente con la distancia en el interior (efecto piel).

La longitud característica de decrecimiento de la densidad de corriente en el conductor se denomina profundidad de la piel,

## 7.9 EFECTO PIEL EN CONDUCTORES 4



c) Distribución de J.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (7.32)$$

$\omega$  = Frecuencia angular de la corriente

$\mu$  = Permeabilidad del conductor

$\sigma$  = Conductividad del conductor

Para el cobre a  $100^{\circ}\text{C}$

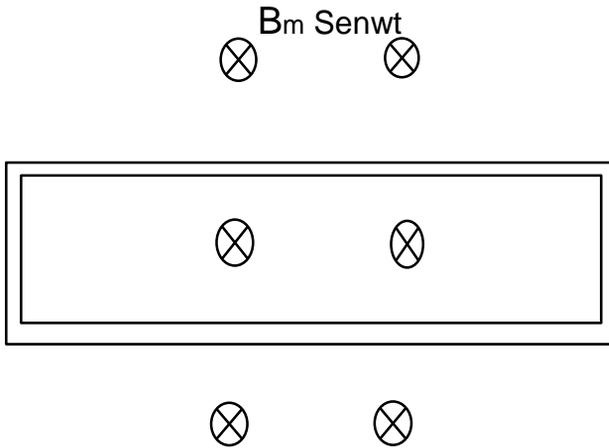
f (hz)	50	5K	20K	500 K
$\delta$ (mm)	10.6	1.06	0.53	0.10

La corriente se transporta mayoritariamente en una profundidad  $\delta$  del conductor.

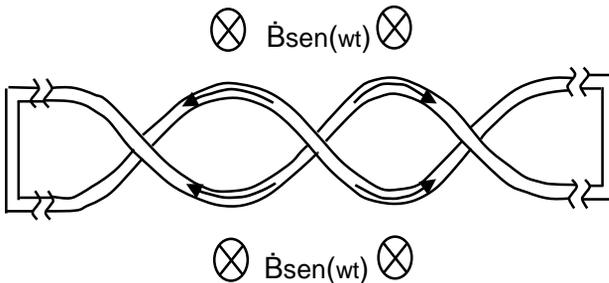
Fig. 7.16 Efecto de la frecuencia de la corriente en la densidad de la corriente (efecto piel).(4)

Al aumentar la frecuencia se reduce el área de conducción, y se aumentan la resistencia del conductor y las pérdidas en el cobre. El efecto es significativo en alta frecuencia.

## 7.10 SOLUCIONES AL EFECTO PIEL 4



a) Cable paralelo normal.



b) Cable trenzado para neutralizar las corrientes parásitas.(4)

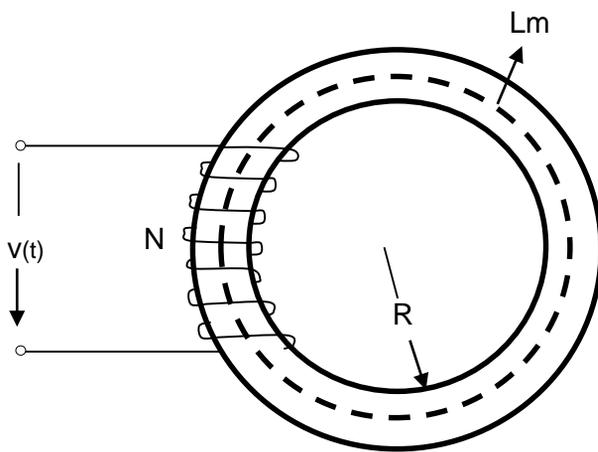
Fig. 7.17 Optimización de los conductores.

Para minimizar las pérdidas por corrientes parásitas en un bobinado, el diámetro del conductor (redondo) o el espesor de la lámina conductora, debe ser igual o menor a la profundidad de la piel

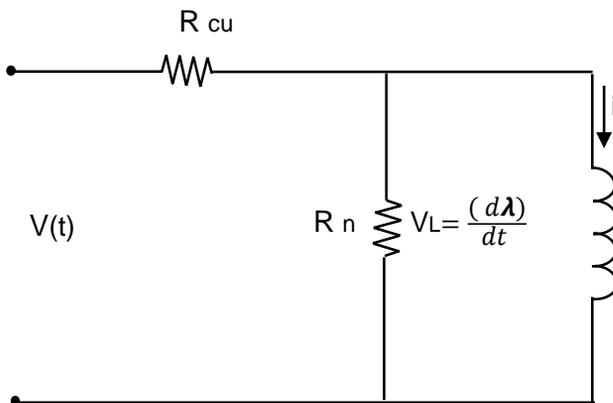
El proceso de optimización presenta un dilema : El diámetro del conductor debe decrecer al aumentar la frecuencia para minimizar las perdidas por corrientes parásitas, pero esto produce altas resistencias en DC y aumento de pérdidas.

La solución se obtiene utilizando varios alambres de diámetro pequeño (menor que  $\delta$ ) en paralelo, trenzados de tal manera, que cada alambre cambia periódicamente de posición del interior al exterior de la cubierta del cable. A estos cables trenzados se les denomina alambres *litz*. La desventaja está en el costo y el bajo factor de utilización del núcleo(3). Una solución alternativa es utilizar lámina conductora de espesor menor a  $\delta$

## 7.11 MODELAMIENTO DE LAS PÉRDIDAS EN UN INDUCTOR



a) Inductor.



b) Modelo circuital.

Fig. 7.18 Modelamiento de las pérdidas.

En un componente magnético ocurren dos clases de pérdidas: pérdidas en el cobre y pérdidas en el núcleo.

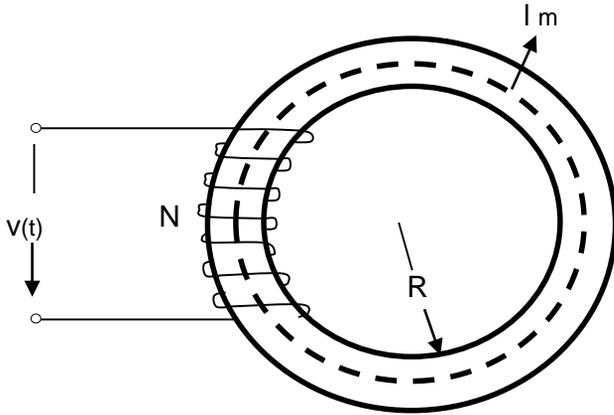
Las pérdidas que ocurren por el calentamiento de los conductores en baja frecuencia (60hz) dependen básicamente de  $R_{CD}$ , ya que el efecto piel es despreciable. En alta frecuencia se afectan sensiblemente por el efecto piel y el efecto proximidad (corrientes adyacentes).

Estas pérdidas se modelan por  $R_{cu}$  (fig.7.18b). Las pérdidas en el núcleo se originan por los fenómenos de histéresis y corrientes parásitas. En baja frecuencia se minimizan laminando el núcleo y adicionando al material ferromagnético pequeñas cantidades de silicio

**En alta frecuencia se minimizan las pérdidas utilizando materiales con alta resistividad (ferritas), pero se presenta el inconveniente de la baja  $B_{saturación}$ . Se modelan por  $R_n$  en paralelo con el inductor ideal (fig. 7.18b).**

## 7.12 MODELAMIENTO DEL INDUCTOR

### 7.12.1 EXCITACIÓN CONSTANTE

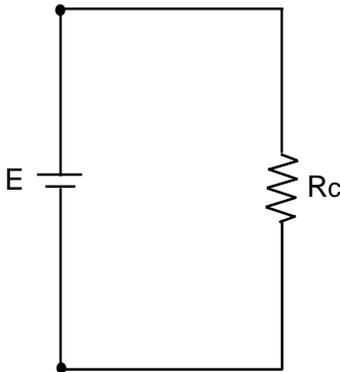


a) Circuito.

$$E = V = iR_{cu} + V_L$$

$$V_L = \frac{d\lambda}{dt} = 0$$

$$i = I = \frac{E}{R_{cu}}$$



b) Modelo circuital.

$$\int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_m l_m$$

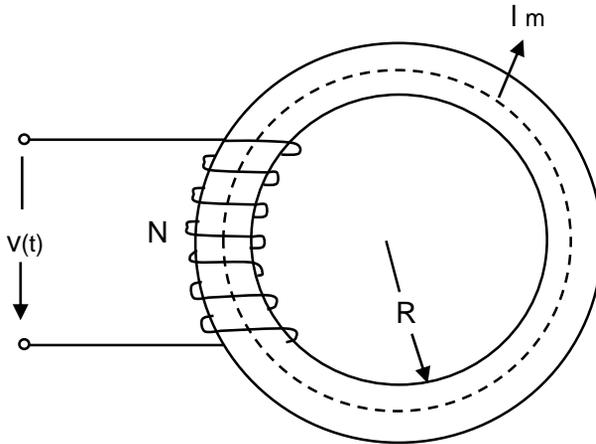
$$\int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{s} = NI$$

$$B_m = \frac{NI\mu}{l_m}$$

$$B_m = \frac{N\mu E}{R_{cu} l_m} \quad (7.33)$$

Fig. 7.19 Inductor con excitación constante.

## 7.12.2 EXCITACIÓN ALTERNA SINUSOIDAL



a) Circuito.

Si  $i(t) = I_m \text{Sen}(wt)$  y se trabaja en la región lineal de la curva B-H entonces :

$$B = B_m \sin(wt)$$

Se asume resistencia muy pequeña

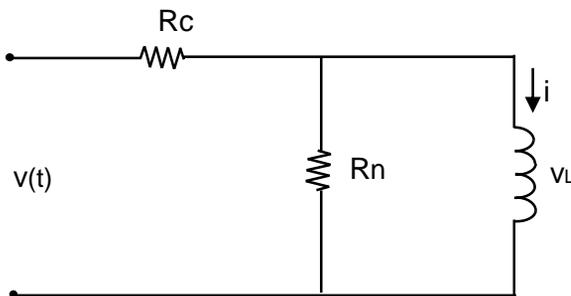
$$V(t) \approx V_L(t) = \frac{d\lambda}{dt}$$

$$V_L(t) = NA \frac{dB}{dt}$$

$$V_L(t) = NwA_n B_m \cos wt$$

$$V_L = 4.44fNA_n B_m \quad (7.34)$$

$$B_m < B_s$$

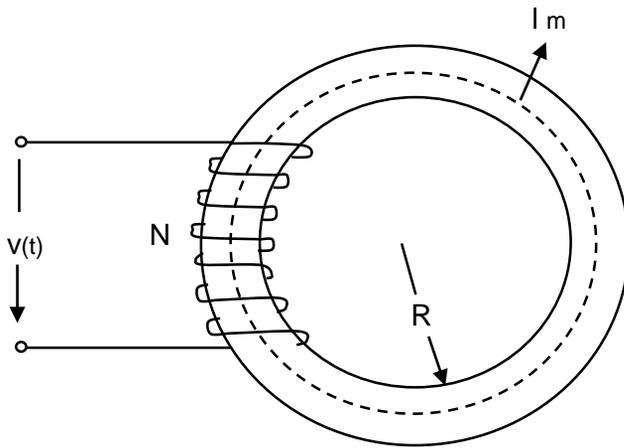


b) Modelo circuital.

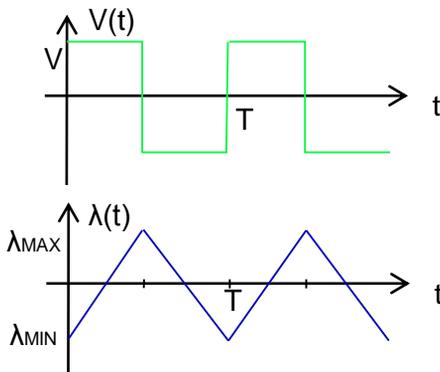
Para impedir la saturación del material magnético :  
 $V_L/f$  debe ser constante

Fig. 7.20 Inductor con excitación sinusoidal

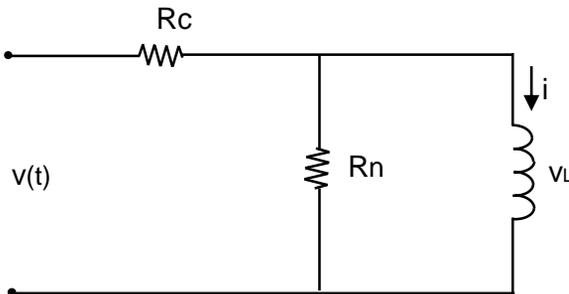
### 7.12.3 EXCITACIÓN ALTERNA CUADRADA



a) Circuito.



b) Formas de onda.



c) Modelo circuital.

Si  $e(t)$  es una onda alterna cuadrada,  $V_L(t)$  también será alterna cuadrada. Si se opera en la región lineal B-H :

$$V_L = \frac{d\lambda}{dt} \approx e(t)$$

$$\lambda(0) = -\lambda_m$$

$$\lambda = \int_0^{T/2} V_L dt + \lambda_0; \quad 0 \leq t \leq T/2$$

$$\lambda = -\lambda_m + V_L t;$$

$$\begin{aligned} \text{Para } t = T/2 & \quad \lambda = \lambda_m \\ t = 0 & \quad \lambda = -\lambda_m \end{aligned}$$

$$\lambda_m = -\lambda_m + V_L \frac{T}{2}$$

$$V_L = \frac{4\lambda_m}{T}$$

$$V_L = 4NA_n f B_m(v) \quad (7.35)$$

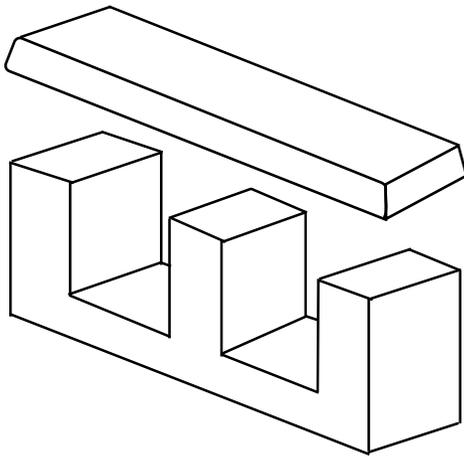
$$f(\text{seg}^{-1}); A_n(\text{m}^2)$$

$$B_m(\text{Teslas})$$

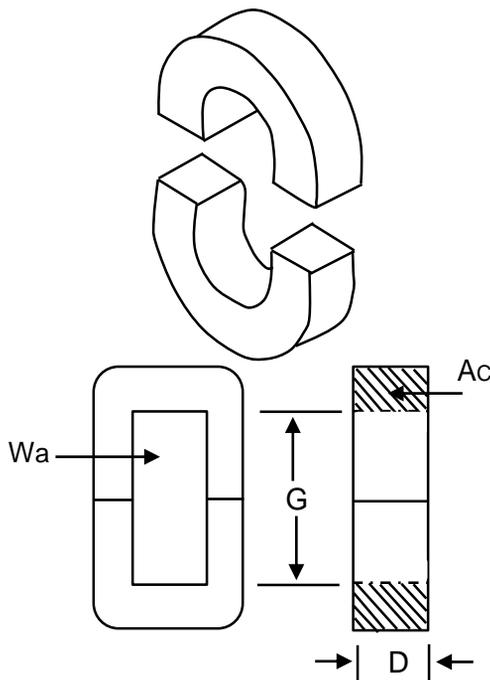
$$R_n = \frac{V_L^2}{\text{pérdidas magnéticas}}$$

Fig. 7.21 Inductor con excitación alterna cuadrada.

## 7.13 CLASES DE NÚCLEOS Y PARÁMETROS GEOMÉTRICOS 5



a) Tipo E- I (5)



b) Tipo C.(5)

Fig. 7.22 Clases de núcleos

La Fig 7.22 muestra las clases de núcleos más representativos de los componentes magnéticos.

El parámetro característico de estos núcleos es el área producto ( $A_p$ ), por que es proporcional a la potencia en un transformador o a la inductancia máxima en un inductor

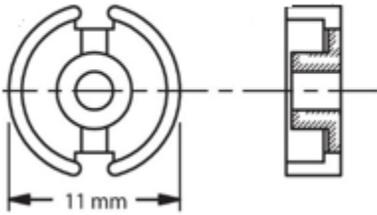
$$A_p = A_n \times W_a \quad (7.36)$$

$A_n$ =área seccional del núcleo.  
 $W_a$ =área de la ventana. Espacio ocupado por los conductores.

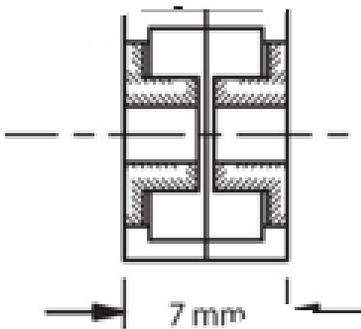
$$W_a = \frac{NA_{cu}}{K_u} \quad (7.37)$$

$N$ =número de espiras que caben en  $W_a$ ;  $A_{cu}$  = área seccional del conductor del cobre;  $K_u$ =Factor de utilización de la ventana, tiene en cuenta el espaciamiento entre conductores, y el espesor del aislamiento

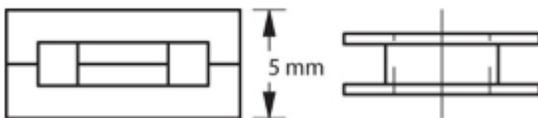
## 7.13 CLASES DE NÚCLEOS Y PARÁMETROS GEOMÉTRICOS 5



1) Vista superior medio núcleo(5)    2) Vista lateral medio núcleo(5)



3) Ensamblaje de los dos medios núcleos con entrehierro  
c) Tipo pote (pot core)



d) Tipo E-E de bajo perfil, con rama central redonda y con la bobina del inductor

La Fig 7.22 c 1) y c2), muestran la vista superior y la vista lateral de medio núcleo tipo pote y la figura 7.22 c3) muestra el ensamblaje de los dos medios núcleos, en el cual aparece el entrehierro del núcleo.

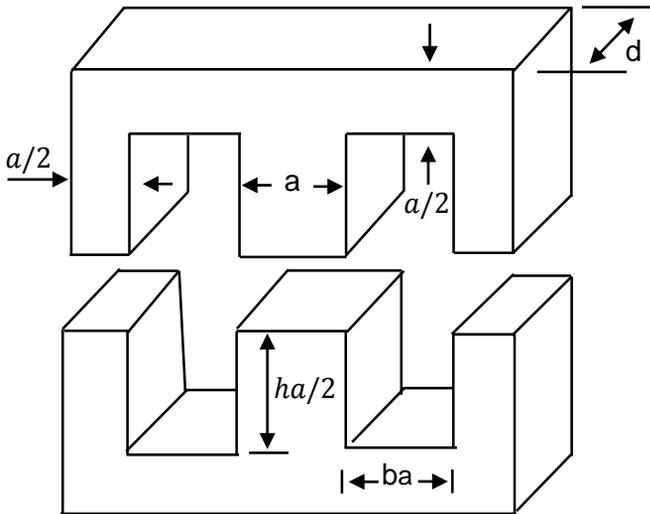
Este núcleo presenta el mayor apantallamiento para el campo magnético para minimizar la EMI, y se utiliza en el filtro de los convertidores CD/CD

La figura 7.22 d) muestra un núcleo E-E de bajo perfil, con rama central de sección circular sobre el cual se coloca el carrete donde se arrolla la bobina del inductor.

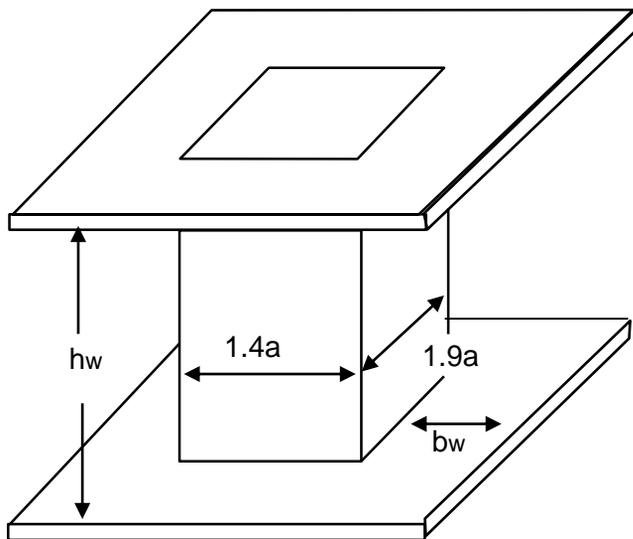
Esta configuración se utiliza también, en los inductores de los convertidores CD/CD

Fig. 7.22 Clases de núcleos

## 7.14 DIMENSIONES ÓPTIMAS DE LOS NÚCLEOS 4



a) Dimensiones del núcleo E - E. (4)



b) Formaleta de bobina.(4)

Fig. 7.23 Dimensiones del núcleo y formaleta de la bobina.

Las dimensiones de los núcleos y de las bobinas se optimizan con criterios como: minimización del volumen o peso para una potencia (transformador) o inductancia (Inductor) dadas, o minimización del costo total (núcleo más bobinado).

El fabricante provee el núcleo y la bobina o la formaleta para el bobinado.

Para el núcleo E – E de la figura 7.23, los valores óptimos de las dimensiones son :

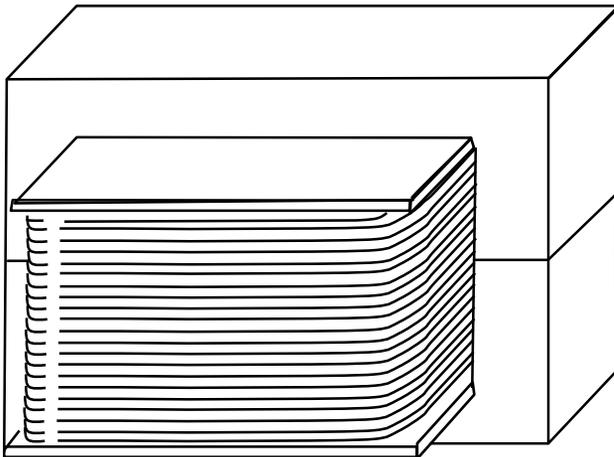
$$b_a = a ; d = 1.5a ; h_a = 2.5a$$

$$b_w = 0.7a ; h_w = 2a$$

(7.38)

Con estas dimensiones, las características geométricas del núcleo serán :

## 7.14 DIMENSIONES ÓPTIMAS DE LOS NÚCLEOS 4



c) Componente ensamblado.(4)

Fig. 7.24 Bobina ensamblada.

$$A_n = 1.5a^2 ; A_w = 1.4a^2$$

$$A_p = 2.1a^2 ; V_n = 13.5a^2$$

$$V_w = 2A_w(d + 0.4) +$$

$$2A_w(a + 0.4) + 4 \frac{\pi b_w^2}{4} h_w$$

$$= 12.3a^2 \quad (7.39)$$

Área superficial total =

$A_n$  = área seccional del núcleo.

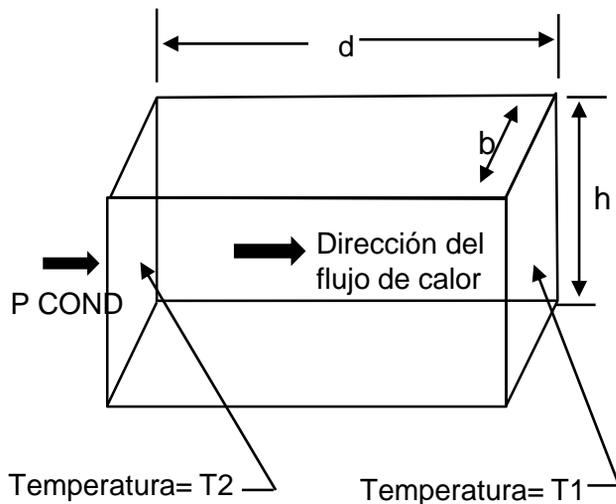
$A_w$  = área de la bobina.

$V_n$  = volumen del núcleo

$V_w$  = volumen del bobinado

## 7.15 MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DE CALOR

### 7.15.1 TRANSFERENCIA POR CONDUCCIÓN <sup>4</sup>



Si la barra metálica aislada térmicamente de la fig. 7.25, presenta una diferencia de temperatura  $\Delta T$  entre las superficies seccionales de los extremos, entonces existe un flujo neto de energía de la superficie de mayor temperatura a la de menor temperatura.

La potencia calorífica conducida es :

$$P_{cond} = \frac{\lambda \Delta T A}{d} (w) \quad (7.40)$$

$\lambda$  = conductividad térmica.

$$(W - m^{-1} \text{ } ^\circ C^{-1})$$

$A$  = área seccional. ( $m^2$ )

$d$ =longitud de la barra(m).

$$\Delta T = T_2 - T_1 \quad (^\circ C)$$

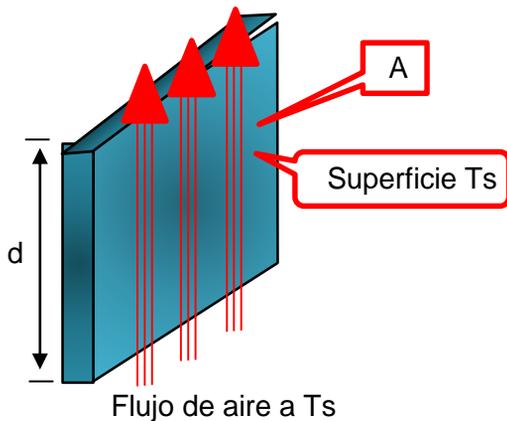
Fig. 7.25 Transferencia de calor por conducción<sup>(4)</sup>

Se define resistencia térmica

( $R_{\theta}$ , *conduccion*)

$$R_{\theta, cond} = \frac{\Delta T}{P_{cond}} \quad (7.41)$$

## 7.15.2 TRANSFERENCIA POR CONVECCIÓN



La transferencia de calor por convección, ocurre entre un sólido y el fluido que lo rodea.

Las capas del fluido más próximas se calientan y generan un flujo (convección natural)

Una superficie vertical de altura vertical  $d_{vert}$  menor que 1m, pierde calor por convección por unidad de tiempo igual a :

$$P_{conv} = \frac{1.34A(\Delta T)^{1.25}}{(d_{vert})^{0.25}} (w) \quad (7.43)$$

$\Delta T$  = diferencia de temperatura ( $^{\circ}C$ ) entre la superficie del cuerpo y el aire circundante

$A$  = área de la superficie vertical (m<sup>2</sup>)

Fig.7.26 Flujo de calor por convección de una placa vertical.(10)

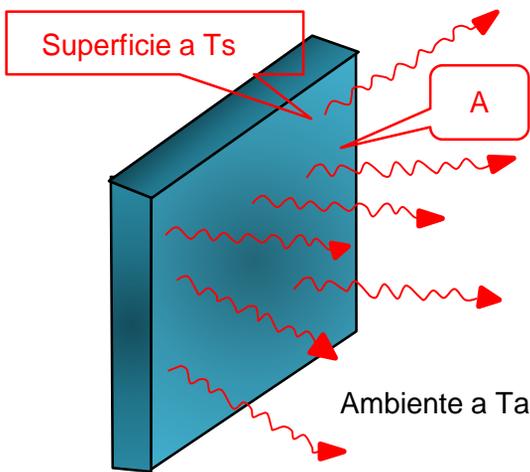
$$R_{\theta,conv} = \frac{1}{1.34A} \left( \frac{d_{vert}}{\Delta T} \right)^{0.25}$$

$$unidades \left( \frac{^{\circ}C}{w} \right) \quad (7.43)$$

### 7.15.3 TRANSFERENCIA DE CALOR POR RADIACIÓN

De acuerdo a la ley de Stefan-Boltzmann la transferencia de calor por radiación es :

$$P_{rad} = 5.7 \times 10^{-8} EA(T_s^4 - T_a^4) \quad (7.44)$$



$P_{rad}$  = Potencia radiada en w.

$E$  = Emisividad de superficie.  
 0,9 para objetos oscuros (disipadores de aluminio anodizado negro).  
 0,05 aluminio brillante.

$T_a$  = Temperatura ambiente ( $^{\circ}K$ )

$T_s$  = Temp. de la superficie ( $^{\circ}K$ )

$A$  = Superficie externa

$$R_{\theta,conv} = \frac{\Delta T}{P_{rad}} \quad (7.45)$$

Fig. 7.27 Flujo de calor por radiación.

(10)

Para aluminio negro :

$$R_{\theta,rad} = \frac{\Delta T}{5.1A \left[ \left( \frac{T_s}{100} \right)^4 - \left( \frac{T_a}{100} \right)^4 \right]} \quad (7.46)$$

## 7.16 CONSIDERACIONES TÉRMICAS PARA EL DISEÑO 4

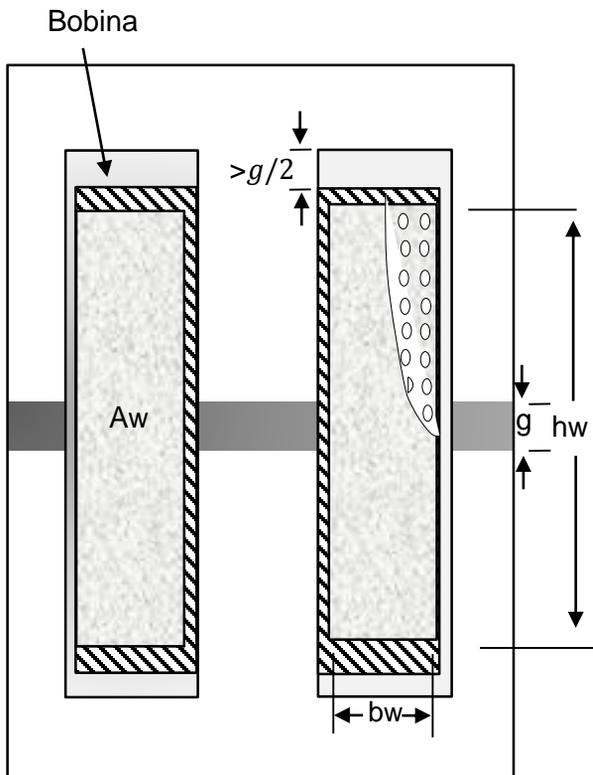


Fig. 7.28 Inductor con entrehierro y núcleo E-E.(4)

Se debe limitar la temperatura del núcleo y de los arrollamientos, para evitar la degradación del desempeño de los materiales magnéticos y del cobre.

El aislamiento del alambre reduce su confiabilidad para  $T > 100^{\circ}\text{C}$  y en las ferritas las pérdidas en el núcleo son mínimas a  $100^{\circ}\text{C}$ , por ello se selecciona la temperatura superficial máxima en el núcleo de  $100^{\circ}\text{C}$ .

La transferencia de calor se hace vía radiación y convección.

Dado que la potencia disipada se distribuye uniformemente, a través del volumen del núcleo y del bobinado, la temperatura interna y superficial del componente magnético es igual (No hay transferencia por conducción).

## 7.16 CONSIDERACIONES TÉRMICAS EN EL DISEÑO 4

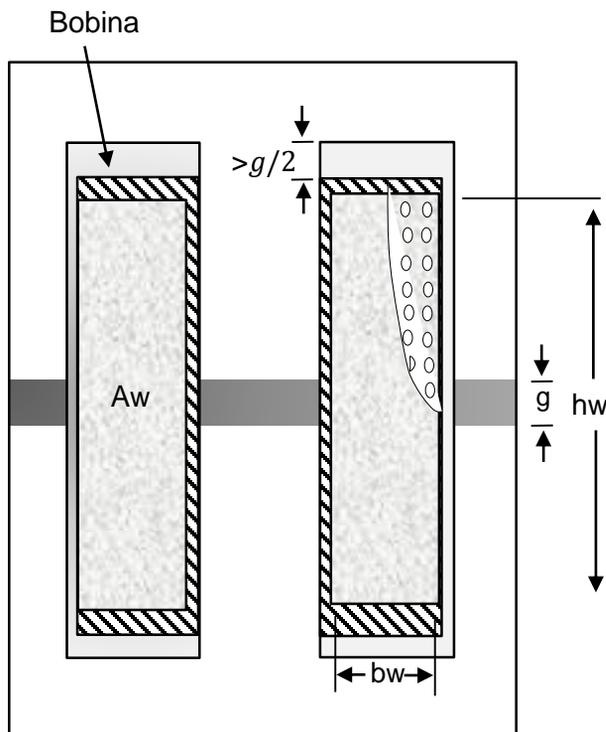


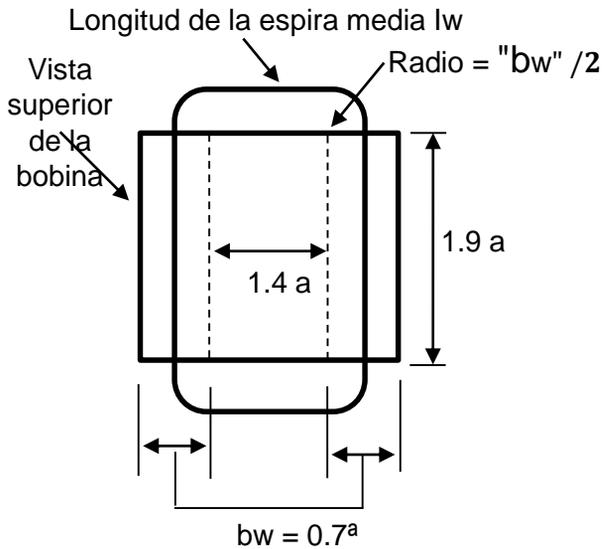
Fig 7.28 Inductor con entre-hierro y núcleo E-E.

La transferencia del calor se hace a través de una gran área seccional y trayectorias cortas.

La conductividad térmica de los materiales es muy grande, y por ello la resistencia ( $R_{\theta,sa}$ ) térmica predominante es la de superficie del núcleo al ambiente

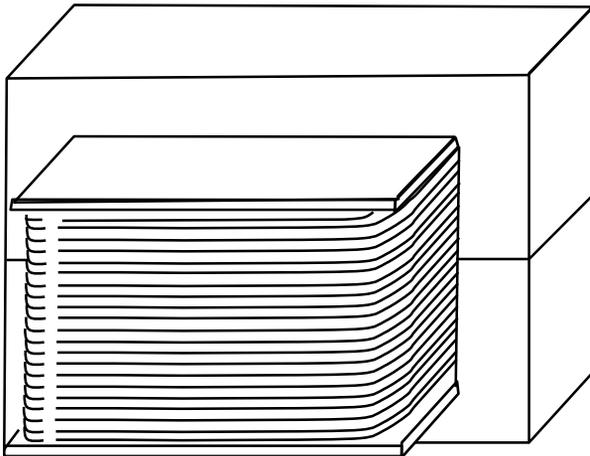
$R_{\theta,sa}$  depende de la geometría del núcleo, de los parámetros operativos ( $f, B, J$ ) y de la diferencia máxima de temperatura admisible, entre la superficie del núcleo y el ambiente .

## 7.17 PÉRDIDAS EN EL BOBINADO POR RESISTENCIA 4



$$l_w = (2)(1.4a) + (2)(1.9a) + 2\pi(0.35w) = 8a$$

a) Longitud de la espira media (4)



b) Volumen de la bobina.(4)

Fig. 7.29 Pérdidas por resistencia.

$$P_{cu} = I^2 R; \quad R = R_{cd}$$

$$P_{cu,uv} = \frac{I^2 R}{V_{cu}} = \rho_{cu} (J)^2 \quad (7.47)$$

$P_{cu,uv}$  = Potencia disipada por unidad de volumen de cobre  $V_{cu}$ .

$J$  = Densidad de corriente eficaz.

$$V_{cu} = K_u V_w = N l_w A_{cu}$$

$V_w$  = Volumen total del bobinado.

$$P_{cu,uv} = 22 K_u J^2 \quad (mw/cm^3)$$

con  $J$  A/mm<sup>2</sup>.

Si se tiene en cuenta el efecto piel.

$$P_{cu,uv} = 22 K_u \frac{R_{ca}}{R_{cd}} J^2 \quad (7.48)$$

## 7.18 PÉRDIDAS DE POTENCIA EN UN COMPONENTE MAGNÉTICO

**Potencia disipada =  
Pérdidas por histéresis  
+  
Pérdidas por corrientes  
parásitas**

a) Potencia disipada.

**Para máxima eficiencia se debe cumplir que las pérdidas en el núcleo por unidad de volumen del núcleo sean igual a las pérdidas en el cobre por unidad de volumen del bobinado**

b) Condición de máxima eficiencia.

Fig. 7.30 Pérdidas de potencia.

En un componente magnético ocurren pérdidas por el calentamiento de los conductores  $P_{CU}$ , y por el calentamiento del núcleo magnético ( $P_n$ ) ocasionadas por los fenómenos de histéresis y corrientes parásitas.

Si  $P_T$  es la **potencia total disipada** :

$$P_T = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta,sa}} = P_{cu} + P_n \quad (7.49)$$

$$\frac{P_n}{V_n} = P_{n,uv};$$

$V_n$  = Volumen del núcleo.

$$\frac{P_{cu}}{V_w} = P_{cu,uv};$$

$V_w$  = Volumen . del bobinado.

Para máxima eficiencia :

$$P_{n,uv} = P_{cu,uv}$$

$$P_T = P_{n,uv}V_n + P_{cu,uv}V_w$$

$$\begin{aligned} \frac{P_T}{(V_n + V_w)} &= P_{uv} = P_{n,uv} \\ &= P_{cu,uv} \quad (7.50) \end{aligned}$$

## 7.19 RELACIÓN ENTRE $P_{uv}$ Y $J$ CON LA GEOMETRÍA DEL NÚCLEO 4

$$R_{\theta,sa} = \frac{K_1}{a^2} \quad \Delta T \text{ y } K_1 \text{ constantes.} \quad \Delta T = R_{\theta,sa} P_T$$

$$P_T = K_2 a^2$$

Para máxima eficiencia (7.50)

$$P_{uv} = \frac{P_T}{V} = \frac{K_3}{a} = P_{n,uv}$$

$$P_{n,uv} = P_{cu,uv} \quad (7.51)$$

Para materiales 3F3

$$1.5 \times 10^{-6} f^{1.3} (B_{ca})^{2.5} = \frac{K_3}{a}$$

$$B_{ca} = \frac{K_4}{f^{0.52} a^{0.4}} \quad (7.52)$$

De 7.48 y 7.51

$$J = \frac{K_5}{\sqrt{K_u} a} \quad (7.53)$$

Para núcleo doble E con  $K_u=0.3$ (alambre Litz) ,  $T_a=40^\circ\text{C}$ , Y  $T_s=100^\circ\text{C}$ , la fig. 7.31 muestra  $J$  y  $P_{uv}$  ( $P_{sp}=P_{\text{pérdidas totales por unidad de volumen en función de } a}$ )

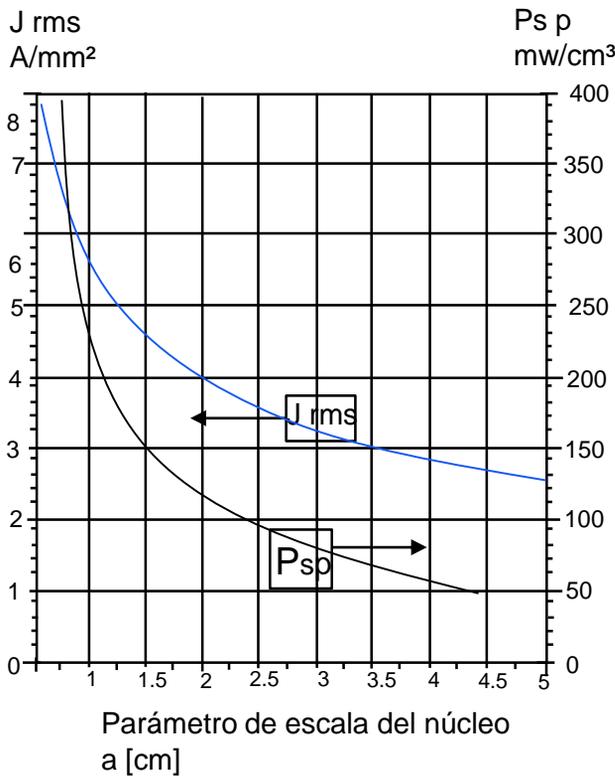


Fig. 7.31  $J$  y  $P_{uv}$  en función de la dimensión  $a$  (4)

**Tabla 7.1 CARACTERÍSTICAS DEL ALAMBRE MAGNETO 5**

AWG WIRE SIZE	BASE AREA		Resistencia	Heavy Synthetics			
	Cm <sup>2</sup> 10 <sup>-3</sup> Footnote	Cir MD <sup>4</sup>	10 <sup>-4</sup> Ω	Area		Diameter	
			Cm at 20°C	Cm <sup>2</sup> 10 <sup>-3</sup>	Cir-MD <sup>2</sup>	cm	Inch <sup>2</sup>
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051
11	41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675

15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482
18	8.228	1624	209.5	9.226	1857	0.109	0.0431
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386

20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223

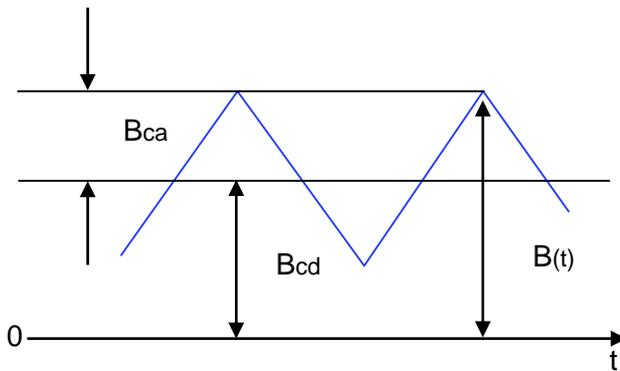
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178
27	1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144
29	0.6470	127.7	2664.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130

30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075

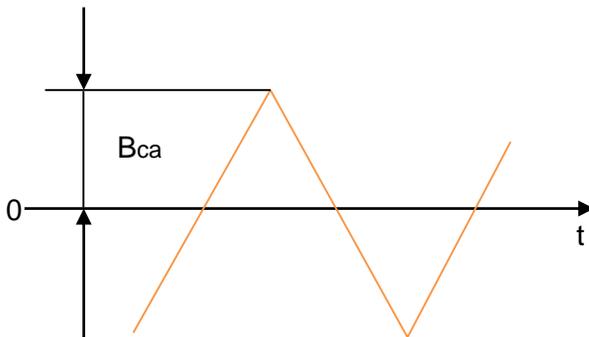
35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043

40	0.04869	9.61	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034
42	0.03166	6.25	54429	0.04558	9.00	0.00762	0.0030
43	0.02452	4.84	70308	0.03693	7.29	0.00685	0.0027
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025
	A	B	C	D	E	F	G

## 7.20 CÁLCULO DEL VALOR PICO DE B EN EL NÚCLEO 4



a) Componente CA y CD



b) Componente CA

La densidad de campo magnético es proporcional a la corriente en el inductor.

Para corrientes sinusoidales, la corriente pico genera la densidad de campo pico, que se aplica en el voltaje inducido del inductor y en el cálculo de las pérdidas magnéticas.

Si la densidad de campo magnético, y por lo tanto la corriente, presentan una componente alterna y una continua (fig. 7.32 a) solamente la componente alterna participa en las pérdidas, y se cumple que:

$$\frac{B_{ca}}{B_p} = \frac{I_p - I_{cd}}{I_p}$$

$$B_p = B_n = B_{ca} \frac{I_p}{I_p - I_{cd}}$$

$$(7.54)$$

Fig. 7.32. Campo magnético en un inductor con corriente CA y CD(4)

Si  $B_n > B_{sat}$ , se debe reducir  $B_{ca}$ . En este caso, el flujo no está limitado por las pérdidas magnéticas.

## 7.21 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA SIN ENTREHIERRO

Se considera el núcleo E-E sin entrehierro (figura 7.33) de la ecuación 10.39.

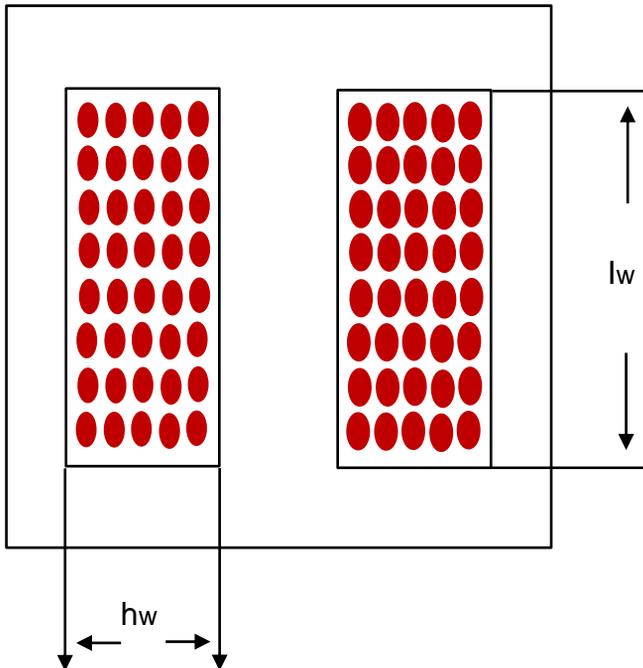


Fig. 7.33 Inductor sin entrehierro.

$$N = \frac{W_a K_u}{A_{cu}} = \frac{W_a K_w J}{I} \quad (7.55)$$

Definición

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N B A_n}{I}$$

$$L = \frac{N B_m A_n}{I_p} \quad (7.56)$$

$$N = \frac{L I_p}{B_m A_n} \quad (7.57)$$

Igualando 7.55 y 7.57

$$L = \frac{A_p B_m K_w J}{I_p I} \quad (7.58)$$

$I$  = Corriente eficaz.

$I_p$  = Corriente pico.

$B_m$  = Densidad máxima de campo =  $0,8 B_s$

$$A_p = W_a A_n$$

Área producto.  $A_p$

## 7.22 DISEÑO DE UN INDUCTOR SIN ENTREHIERRO

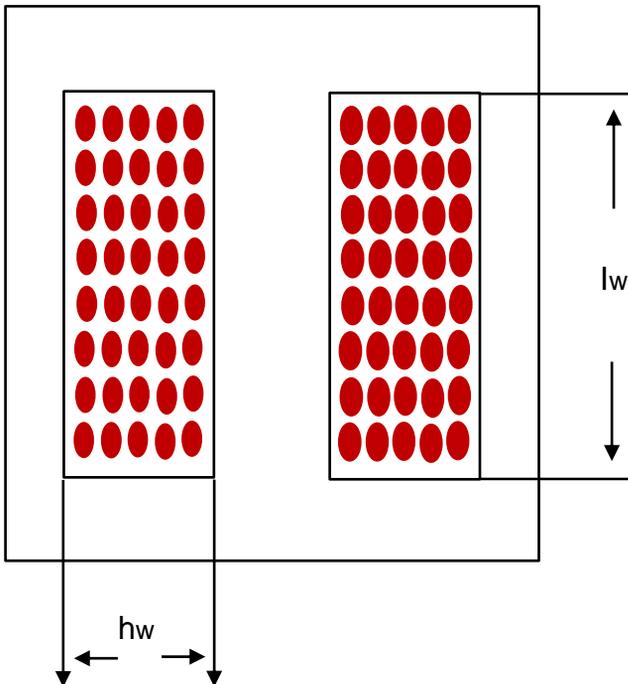


Fig 7.33 Inductor sin entrehierro

El diseño del inductor consiste en seleccionar el material, tipo de núcleo, el número de espiras y el calibre del conductor, que permitan obtener un determinado valor de inductancia, con capacidad para transportar una cierta corriente pico y sin sobrepasar la temperatura máxima admisible para el aislamiento del conductor, y del material magnético.

Los criterios de diseño son:

- 1-Inductancia nominal
- .2-Voltaje nominal
- .3-Capacidad de la ventana para albergar los  $N$  conductores
- .4-Corriente nominal
- .5-Limite de temperatura

## 7.3 APLICACIONES Y CARACTERISTICAS DE LAS FERRITAS 5

FERRITE APPLICATION AREAS			
APPLICATIONS	DESIRED PROPERTIS	PREFERRED MATERIALS	AVAILABLE SHAPES
FILTER INDUCTORS	High $\mu$ Q, High stability, adjustable and fixed.	A,D,G	Pot cores, Toroids, E.U, and I cores, RM cors
NARROW BAND TRANSFORMERS	Moderate Q, High $\mu$ , Hlgh stability.	A,D,G,F	Pot cores, Toroids
POWER TRANSFORMERS	High $\mu$ and low losses at high flex, densities and temperatures, High saturation.	F,K,P,R	Ungapped pot cores, E.U and I cores, Toroids, EP cores , RS cores PQ cores
BROAD BAND TRANSFORMERS	Low loss, High $\mu$	J,W	Pot cores, Toroids, E.U and I cores, RM cores, EP cores.
PULSE TRANSFORMERS	High $\mu$ low losses, High E product.	J,W,H	Toroids.
CONVERTER AND INVERTER TRANSFORMERS	Low Losses, High saturation.	F,K,P,R	Toroids E.U, and I cores, pot cores, RS cores.
NOISE FILTERS	Very High $\mu$	J,W,H	Toroids.
MACHINING APPLICATIONS	High $\mu$ , low losses, High saturation.	J,K,N,P,R	Ferrite Blocks for machine parts.
SPECIAL APPLICATIONS	Controlled temperature properties	B	Toroids.

Tabla 7.02 Áreas de aplicación de las ferritas.

Parámetro	T°	F	P	R	K	J	W+
$\mu_i$ (20 Gauss )	25°C	3000	2500	2300	1500	5000	10000
$\mu_p$ (20000 Gauss)	100°C	4600	6500	6500	3600	5500	12000
Saturación Densidad de Flujo $B_n$ Gauss	25°C	4900	5000	5000	4800	4300	4300
	100°C	3700	2900	3700	2900	2500	2500
Perdidas Núcleo Mw/cm <sup>3</sup> (Típicos) 100 Khz 1000 Gauss	25°C	100	125	140	100		
	60°C	180	80	100	90		
	100°C	225	125	70	110		
		-80°C		-10Khz			

Tabla 7.03 Características de las ferritas.

## 7.24 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA CURVA DE HISTÉRESIS 2

Para el inductor con entrehierro

$$\oint_1 \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_n l_m + H_a g$$

$$\oint_1 \vec{H} \cdot d\vec{l} = Ni \quad (7.59)$$

Ignorando la dispersión :

$$B = \mu_0 H_a = \mu_n H_n \quad (7.60)$$

Resolviendo 7.59 y 7.60 :

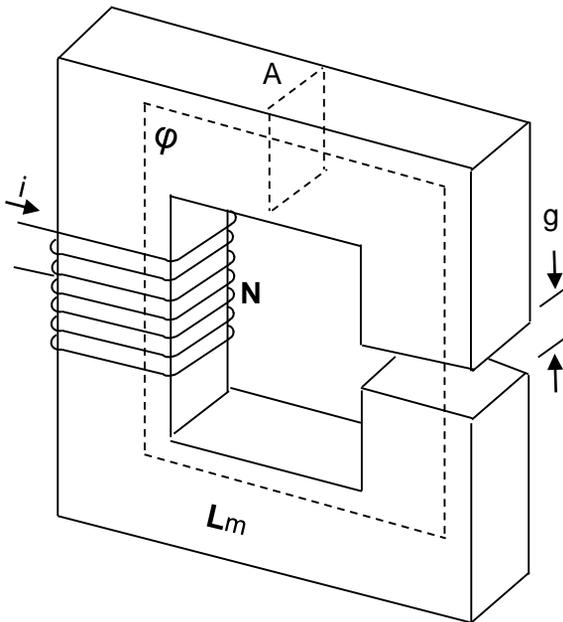
$$H_n = \frac{Ni}{l_m} - \frac{Bg}{\mu_0 l_m} \quad (7.61)$$

El punto de operación se obtiene de la solución gráfica de la ecuación 7.61..

Para  $i_1$ ,  $B = B_1$  (trayectoria ascendente).

Para  $i_2$ ,  $B = B_2$  (trayectoria descendente)

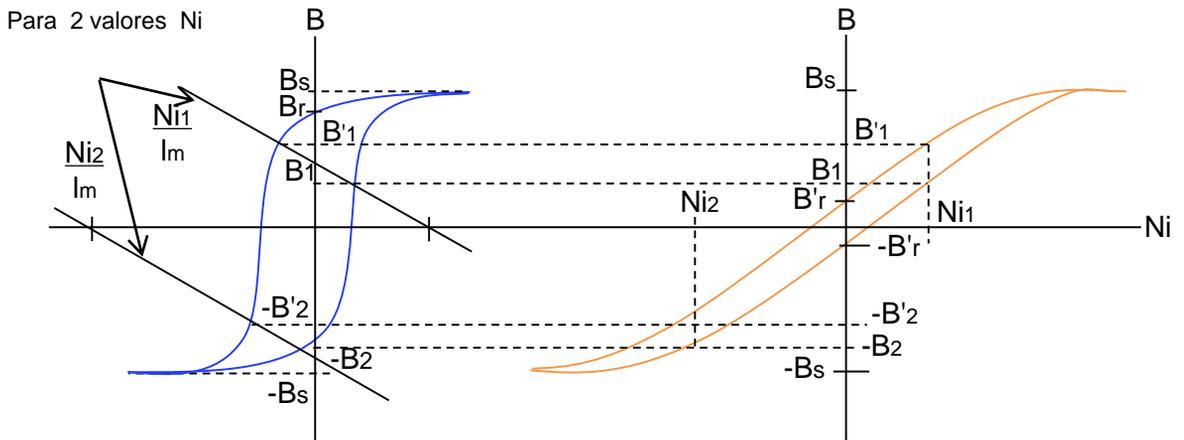
Graficando muchos valores se obtiene la curva de histéresis con entrehierro (fig. 7.34b).



a) Inductor con entrehierro.

Fig. 7.34 Efecto del entrehierro en la curva B - H.

## 7.24 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA CURVA DE HISTERESIS 2



a) Curva B-H normal y línea de carga del entrehierro

b) Circuito magnético con entrehierro

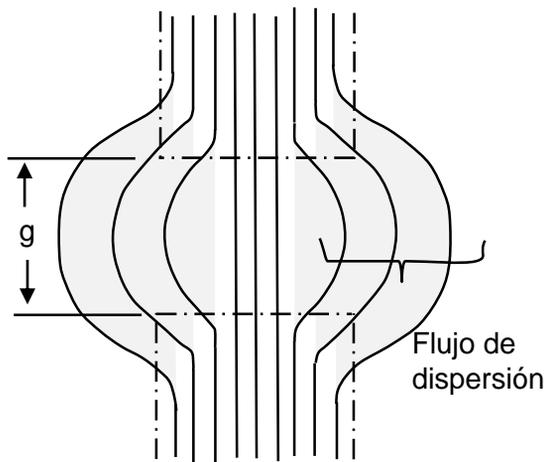
b) Solución gráfica de la ecuación 7.61(2)

Fig. 7.35 Efecto del entrehierro en la curva B - H.

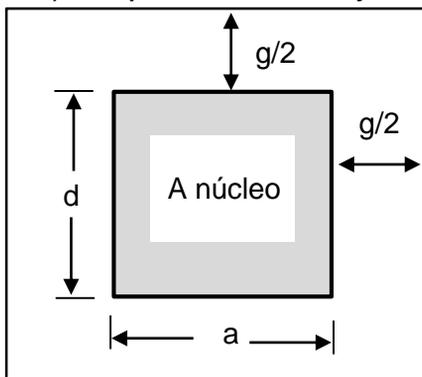
Los efectos del entrehierro sobre el circuito magnético se pueden resumir :

- Se reduce el área del lazo de histéresis .
- Se reduce la inductancia.
- Se reduce, el magnetismo residual y se mejora el problema de saturación en operación transitoria (problema de arranque)
- Se mantiene inalterado el valor de la densidad de saturación
- Se incrementa la corriente de saturación

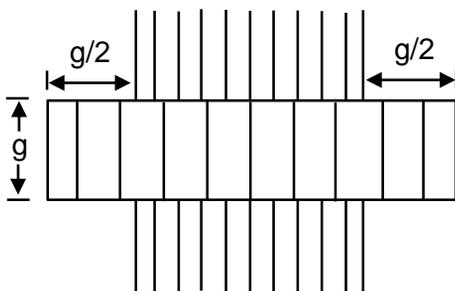
## 7.25 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA DISTRIBUCIÓN DE B 4



a) Dispersión del flujo. (4)



b) Área efectiva del entrehierro. (4)



c) Modelamiento del entrehierro. (7)

En el entrehierro del núcleo magnético ocurre una dispersión del flujo como se muestra en la fig. 7.36 a), que produce en el entrehierro una densidad de campo magnético inferior a la del núcleo

Se modela la disminución de B en el entrehierro debido a la dispersión del campo, por un paralelepípedo rectangular de altura  $g$  y área secciona  $A_g$  (fig.7.35 c)

$$A_g = (a + g)(d + g)$$

De la continuidad del flujo :

$$B_{nucleo} = B_g \frac{A_g}{A_n} \quad (7.62)$$

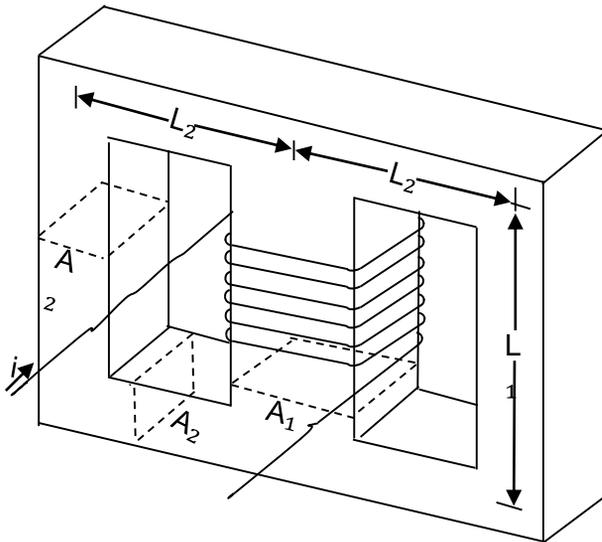
Para minimizar la dispersión :  $g \ll a$  con  $a < d$

Generalmente se asume  $g = a/10$

Fig. 7.36 Efecto del entrehierro en B.

## 7.26 NÚCLEO EQUIVALENTE

Se puede determinar la inductancia de un núcleo de tres ramas como el de la fig. 7.37a) utilizando las ecuaciones del núcleo de dos columnas(fig. 7.37b) se define un núcleo equivalente con los siguientes parámetros:



a) Inductor 3 columnas

$C_1$ =Factor de forma

$$C_1 = \sum \frac{1}{A} \quad (7.63)$$

$A_e$ =área efectiva

$$A_e = \frac{C_1}{\sum \frac{1}{A^2}} \quad (7.64)$$

$L_e$ =Longitud efectiva

$$L_e = A_e C_1$$

$V_e = L_e A_e$  (volumen efectivo)

$C$ =permeancia del núcleo

$$C = \mu_0 / C_1$$

$$L = \mu_i C N^2$$

Algunos fabricantes de núcleos determinan para cada núcleo el valor  $A_L$

$$A_L = \frac{L}{\mu C}$$

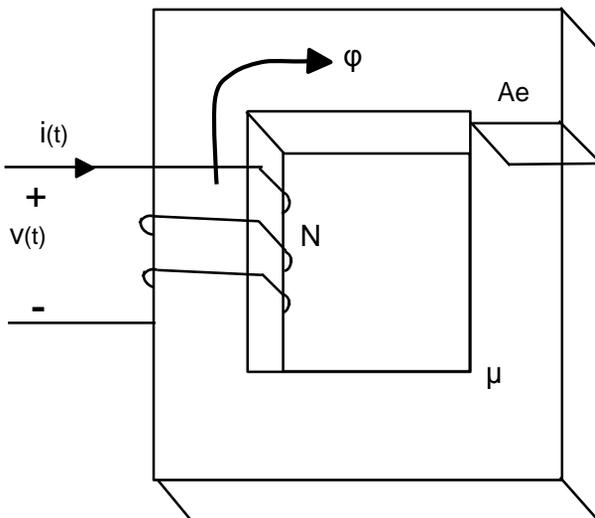


Fig. 7.37 Núcleo equivalente

## 7.27 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA CON ENTREHIERRO

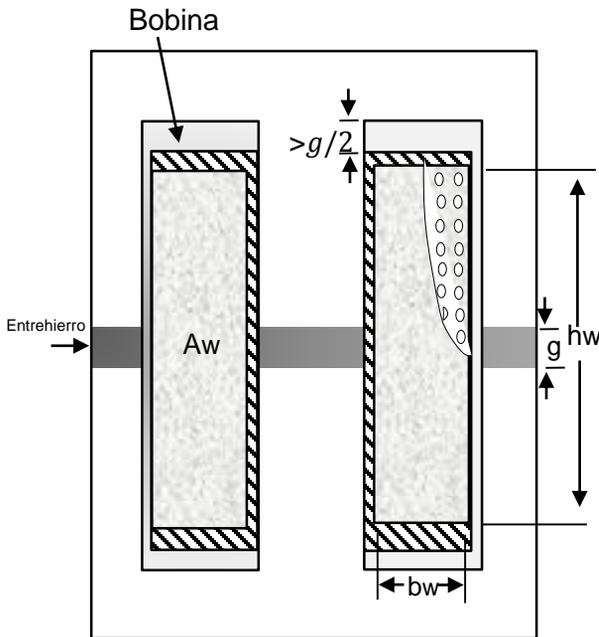


Fig. 7.38 Inductor con entrehierro(4).

Se considera el inductor con entrehierro , con núcleo E-E (fig. 7.38a)

La energía máxima requerida por el circuito eléctrico es :

$$W = \frac{LI_p^2}{2} \quad (7.65)$$

El circuito magnético debe tener la capacidad de almacenar la energía requerida por el circuito eléctrico.

Si  $g \gg \mu_0 (l_m / \mu_n)$  se puede considerar que la energía se almacena en los entrehierros (7.09).

$$\sum_{i=1}^n \frac{B_i^2 A_i g_i}{2\mu_0} = \frac{1}{2} LI_p^2 \quad (7.66)$$

$$L = \sum_{i=1}^n \frac{B_i^2 A_i g_i}{\mu_0 I_p^2} \quad (7.67)$$

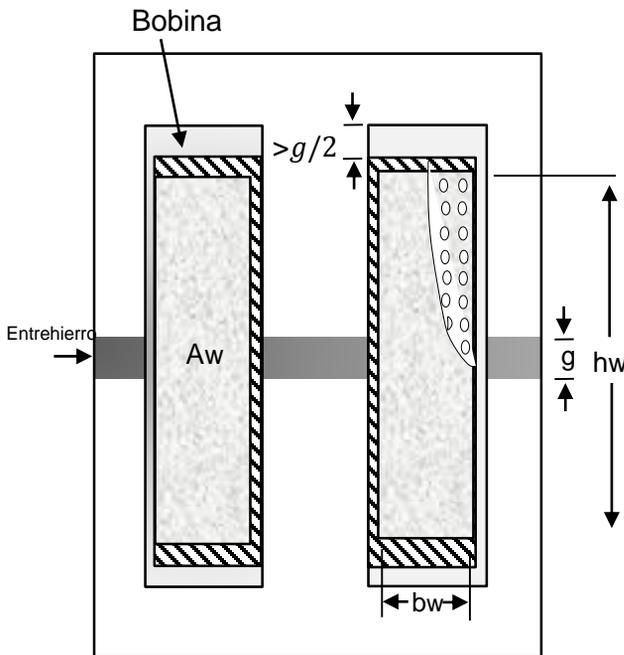
## 7.28 DETERMINACIÓN DEL ENTREHIERRO 4

Para :  $i = I_p ; B = B_m ;$

$$\mathfrak{R}_m = \mathfrak{R}_{m,nucleo} + \mathfrak{R}_{m,g}$$

$$\mathfrak{R}_m = \frac{NI_p}{A_n B_m} = \sum \frac{l_m}{\mu A_n} + \frac{\sum g}{\mu_0 A_g}$$

$$\frac{\sum g}{\mu_0 A_g} \gg \frac{l_m}{\mu A_n}$$



Pero

$$\sum g = \frac{\mu_0 A_g N I_p}{A_n B_m} \quad (7.68)$$

$$\sum g = N_g g \quad (7.69)$$

$N_g$  = num. de entrehierros

De 7.62, 7.68 y 7.69 :

$$\sum g = \frac{\mu_0 N I_p}{A_n B_m} \left( a + \frac{\sum g}{N_g} \right) \left( d + \frac{\sum g}{N_g} \right)$$

Fig. 7.38 Entrehierros distribuidos.(4)

Ignorando  $g^2$

$$\sum g \approx \frac{A_n}{\frac{A_n B_m}{\mu_0 N I_p} - \frac{a+d}{N_g}} \quad (7.70)$$

## 7.29 DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

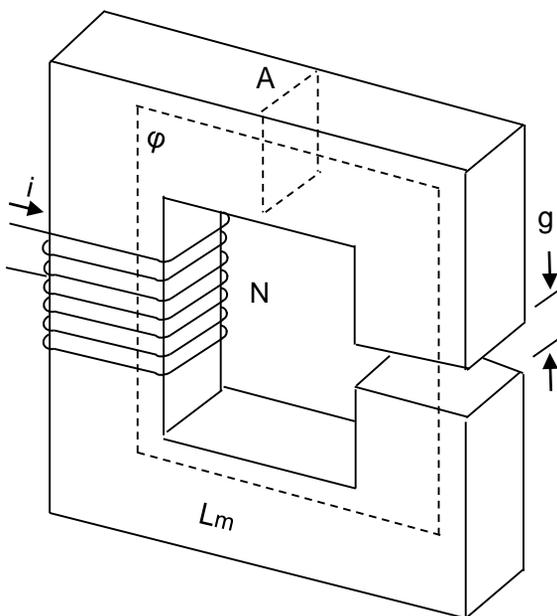


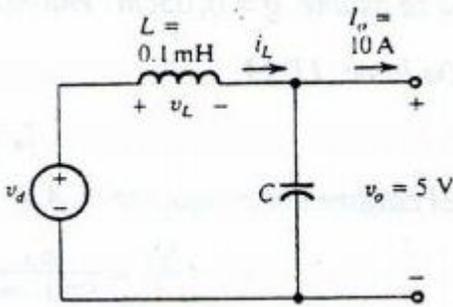
Fig. 7.39 Inductor con entrehierro.

El diseño del inductor consiste en seleccionar el material y el tipo de núcleo requerido para la aplicación deseada. Un parámetro importante para la selección del material es el producto  $f B_{ac}$  denominado factor de desempeño (PF), el cual se muestra en la Fig. 7.41 para diferentes materiales. Una vez seleccionado el material y el tipo de núcleo, se procede a determinar el número de espiras y el calibre del conductor, para obtener la inductancia con la capacidad de corriente requerida. Para alta frecuencia las pérdidas determinan el valor máximo de  $B$  y en baja frecuencia está determinado por la saturación

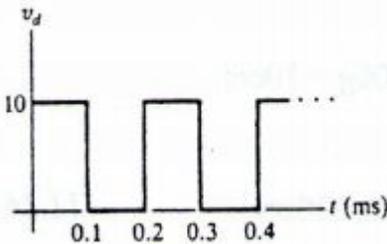
La temperatura máxima admisible ( $100^{\circ}\text{C}$ ) no se debe sobrepasar, para no deteriorar el aislamiento del conductor, o el material magnético.

Los criterios a cumplir son idénticos a los del inductor sin entrehierro, con la diferencia que el valor de la inductancia se calcula de la ec. 7.67

# DISEÑO SIMPLIFICADO DE UN INDUCTOR CON ENTRE HIERRO



a) Circuito equivalente del convertidor CD/CD



b) Fuente del circuito equivalente

Se desea diseñar un inductor de 0,1 mH, con un material magnético con  $B_s = 0,8\text{T}$  y una  $\mu_m = 10^4 \mu_0$ , para el filtro de un convertidor CD/CD, de 5 KHz, (fig.7.40a) que tiene una salida de 5V, que se muestra en fig.7.40b) y una corriente promedio de 10.

Solución:

Debido a que el inductor conduce una corriente CD, es necesario utilizar un inductor con entrehierro. Los requerimientos de energía permiten establecer la siguiente ecuación

$$\frac{Bi^2 A_i g_i}{2\mu_0} = \frac{1}{2} LI_p^2$$

El voltaje a los terminales del inductor es una onda cuadrada de amplitud 5 V.

Fig 7.40 Diseño de un inductor para un convertidor CD/CD.

$$v_L = v_d - 5; I_p = \langle I_o \rangle + \Delta i_L / 2$$

$$\Delta i_L = \frac{v_L \Delta t}{L} = \frac{5 \times 0,1 \times 10^{-3}}{0,1 \times 10^{-3}} = 5 \text{ A}$$

$$I_p = 10 + 2,5 = 12,5\text{A}$$

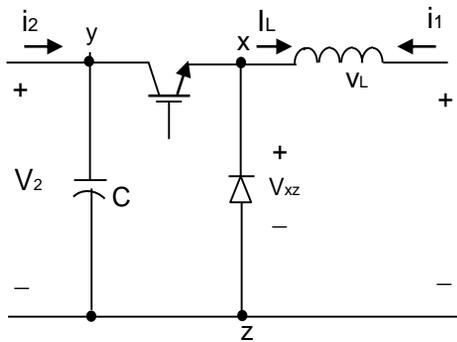
# DISEÑO SIMPLIFICADO DE UN INDUCTOR SIN ENTRE HIERRO

Se desea diseñar un inductor de  $L = 390\mu H$  y corriente de 15 A

La energía almacenada  $(\frac{Li^2}{2})$ , alcanza un valor de 0,043 J. Se considera un núcleo con material de hierro en polvo, con  $\mu = 25\mu_0$ , cuyas pérdidas en el núcleo se pueden considerar aceptables con una frecuencia de 100KHz.

Para  $B_{sat} = 1$  T y una frecuencia de conmutación de 100 KHz, el volumen total del núcleo para almacenar 0,043 J, debe ser de  $2,70\text{ cm}^3$ .

Un núcleo toroidal con espesor de de 12mm., un diámetro externo de 50 mm, y diámetro interno de 25 mm, será más que suficiente para almacenar la energía requerida



convertidor CD/CD boost

La reluctancia del núcleo es:

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} = 2,6 \times 10^7 H^{-1}$$

El número de espiras de la bobina será:  $N^2 = L \mathcal{R}$ , y  $N = 100$  espiras.

De la tabla de características del alambre magneto, con  $A_{cu} = I/J$  se puede seleccionar alambre calibre 12 AWG y si se asume un factor de utilización del núcleo de 0,5, las 100 espiras requieren de un área de ventana de al menos  $662\text{ mm}^2$

## 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

Diseñar un inductor de  $L=300\mu\text{H}$  para un circuito resonante a 100 kHz con  $I=4\text{A}$  (sinusoidal), para una temperatura ambiente de  $40^\circ\text{C}$  y temperatura superficial máxima del núcleo de  $100^\circ\text{C}$

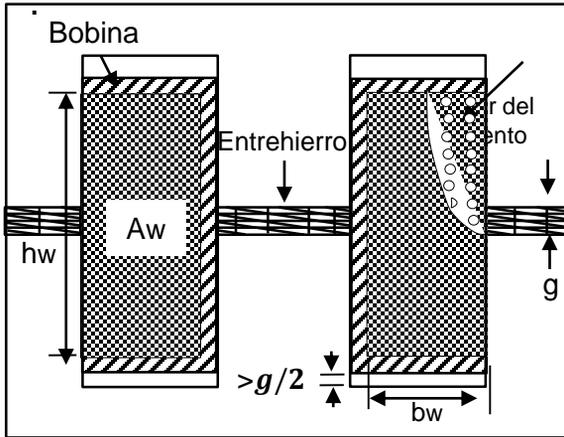


Fig. 7.39 Inductor con entrehierro y Núcleo E-E (4).

1) Energía máxima requerida por el circuito.

$$W = \frac{1}{2} LI_m^2$$

$$= \frac{1}{2} 300 \times 10^{-6} \times (4\sqrt{2})^2$$

$$= 48 \times 10^{-4} J \quad (7.71)$$

2) Selección del material y tipo de núcleo.

La frecuencia de operación (100 kHz) determina un núcleo de ferrita de la Fig. 10.41, el mejor factor de desempeño ( $PF = f B_{ac}$ ) a 100KHz lo presenta el material 3F3, con  $B_s = 0,21\text{T}$ . Se selecciona un núcleo E-E, con entrehierro. La frecuencia de operación determina la utilización de alambre litz.

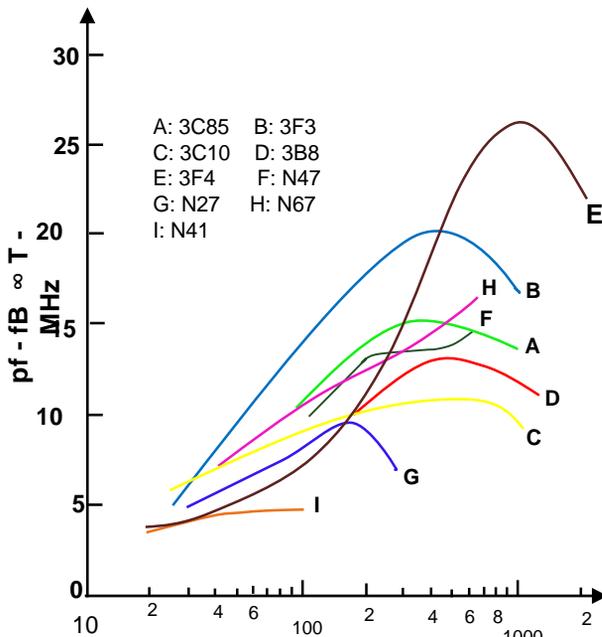


Fig. 7.40 Factor de desempeño (PF) de las ferritas vs. frecuencia(4).

### 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

3) Cálculo de la densidad máxima permisible de potencia disipada ( $P_{uv}$ )

$$P_{uv} = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta,sa} (V_n + V_w)} \quad (7.72)$$

$T_s$  = Temperatura superficial de la bobina y del núcleo.

$T_a$  = Temperatura ambiente.

$V_n$  = Volumen del núcleo

$$= 13.5a^3$$

$V_w$  = Volum. del bobinado

$$= 12.3a^3$$

$R_{\theta,sa}$  = Resistencia térmica superficie -ambiente

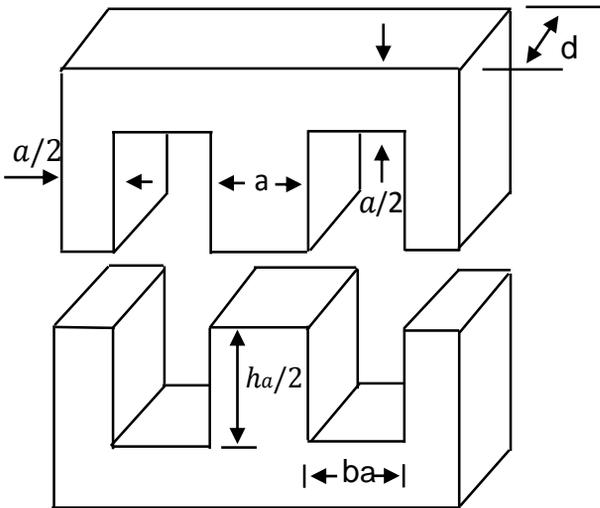


Fig. 7.42. Geometría del inductor y la bobina. (4)

$$R_{\theta,sa} = \frac{R_{\theta,rad} R_{\theta,conv}}{R_{\theta,rad} + R_{\theta,conv}} \quad (7.73)$$

## 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

De 7.46

$$R_{\theta,rad} = \frac{60}{(5.1)(0.006) \left[ \left( \frac{373}{100} \right)^4 - \left( \frac{313}{100} \right)^4 \right]}$$

$$= 20.1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

De 7.43

$$R_{\theta,conv} = \frac{1}{(1.34)(0.006)} X$$

$$\sqrt[4]{\frac{0.035}{60}}$$

$$19.3 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

De 7.73

$$P_{uv} = \frac{60}{9.8(13.5 + 12.3)}$$

$$= 237 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (7.74)$$

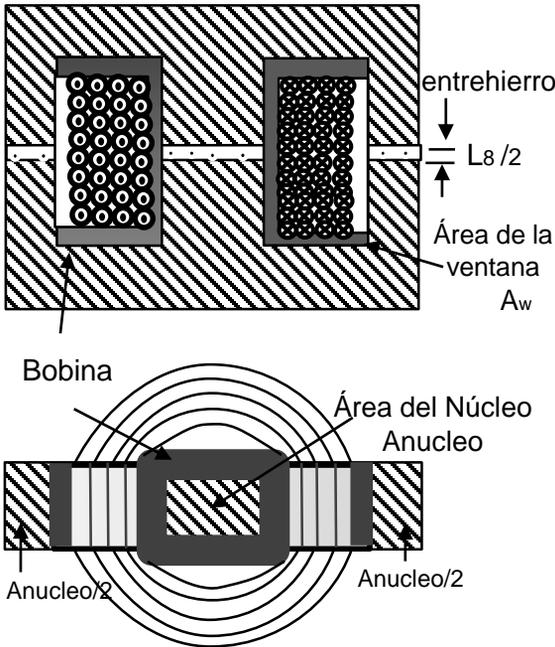


Fig. 7.42 Geometría del inductor y la bobina.

## 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

4) Cálculo de  $B_{\max}$  en el núcleo.

El diseño para máxima eficiencia (7.50)

$$P_{uv} = P_{n,uv} = P_{cu,uv}$$

Para el material 3F3 (7.30)

$$P_{n,uv} = 1.5 \times 10^{-6} f^{1.3} (B_{ca})^{2.5}$$

$$= 237 \frac{mW}{cm^3} \quad f = 100Khz$$

$$B_{ca} = 173mT \quad (7.75)$$

$$B_{ca} = B_{nucleo}$$

5) Cálculo de B en el entrehierro.

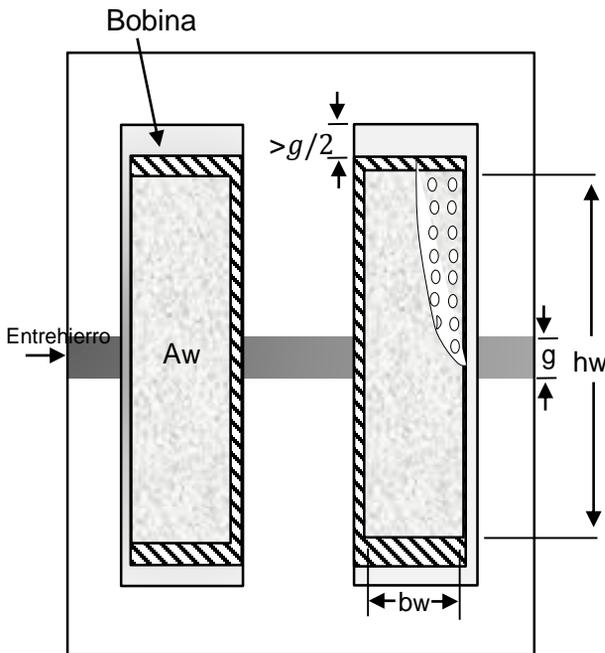


Fig. 7.43 Entrehierro en un núcleo E-E (4).

$$B_g = B_n \left( \frac{A_n}{A_g} \right) \quad (7.76)$$

$$A_n = 0.75a^2 \quad A_g = 0.875a^2$$

$$B_g = 148.3mT$$

## 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

6) Energía máxima almacenada

$$W = \frac{B_g^2}{2\mu_0} (a + g)(d + g)g +$$

$$2 \frac{B_g^2}{2\mu_0} \left(\frac{a}{2} + g\right) (d + g)g$$

$$\approx \frac{B_g^2}{2\mu_0} [adg + g^2(a + d) +$$

$$2 \left(\frac{adg}{2}\right) + g^2 \left(d + \frac{a}{2}\right)]$$

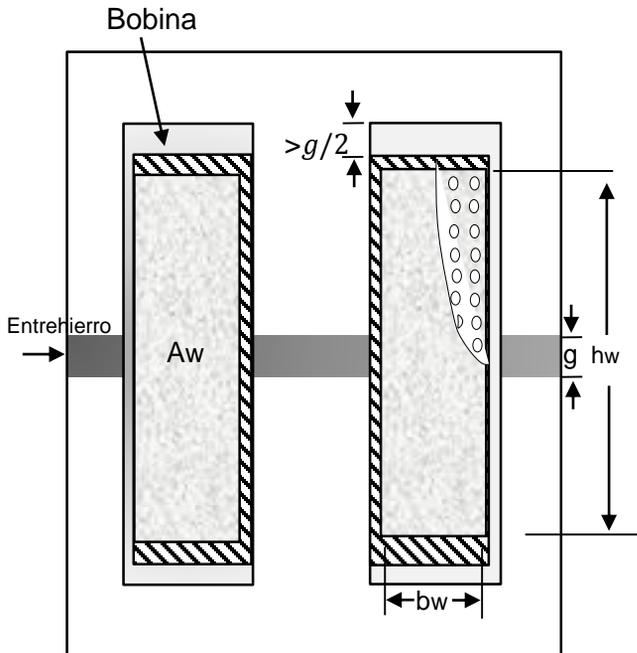


Fig. 7.43 Entrehierro en un núcleo E-E.

$$\approx \frac{B_g^2}{\mu_0} adg \quad (7.77)$$

Para  $W=0.0048\text{J}$  ;  $d=1.5\text{ a}$   
 $g=0.1\text{ a}$  ;  $B_g=0.148\text{T}$

$$a = 1.22\text{cm}$$

## 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

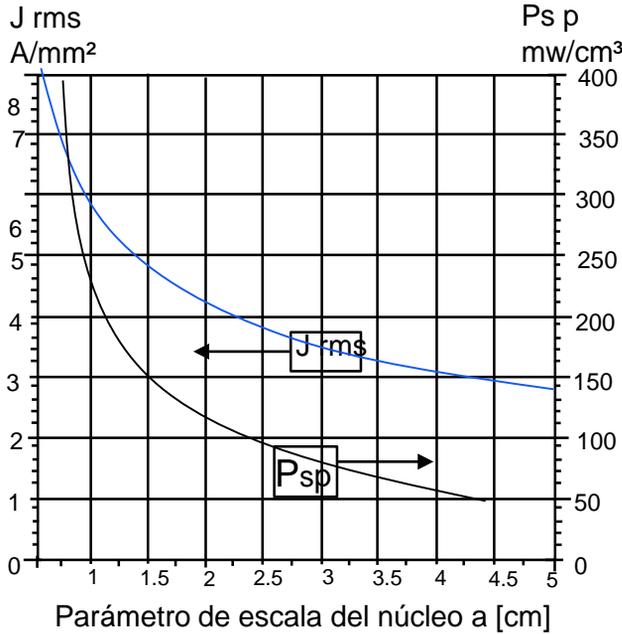


Fig. 7.44 J en función de “a” para el núcleo 3F3 E-E. (4)

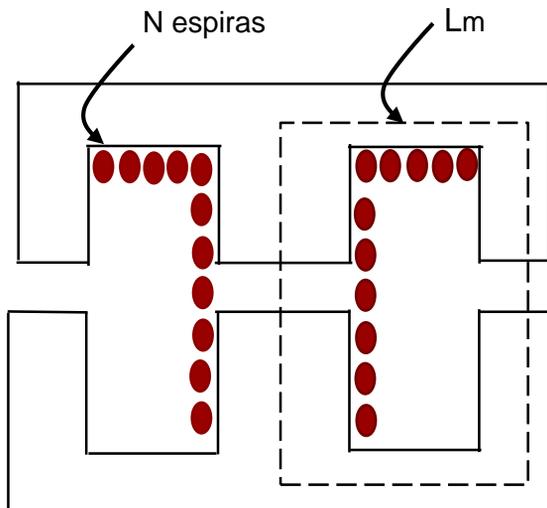


Fig. 7.45 Bobina.

7) Parámetros de la bobina. De la Fig. 7.30 para  $a = 1\text{cm}$  con un  $\Delta T = 60^\circ\text{C}$  se obtiene  $J = 6\text{ A/mm}^2$ .

$$A_{cu} = \frac{I(4)}{J(6)} = 0.67\text{mm}^2$$

Se selecciona el conductor de calibre 19 AWG, que tiene un área seccional de  $0,65\text{ mm}^2$ .

El número N de conductores debe caber en el área de la ventana del núcleo

Para alambre litz y núcleo E-E,

$$K_u = 0.3$$

De ec. 7.39.

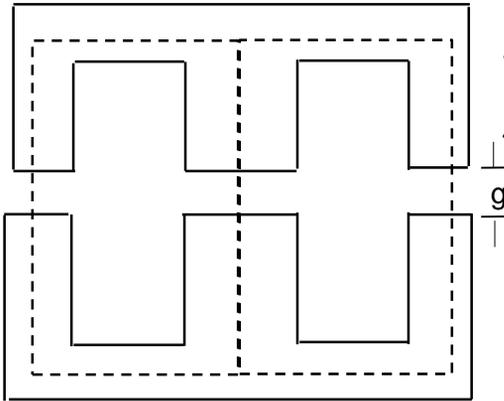
$$N = \frac{W_a K_u}{A_{cu}}$$

$$W_a = 140\text{mm}^2$$

$$N = \frac{140 \times 0.3}{0.65} = 64.6$$

Se asumen 64 espiras.

### 7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO



$$\sum g = \frac{1.5 \times 10^{-4}}{\frac{1.5 \times 10^{-4} \times 0.173}{4\pi \times 10^{-7} \times 64 \times 5.6} - \frac{0.025}{2}}$$

$$= 3.32 \text{ mm}$$

$$g = 1.66 \text{ mm}$$

8) Longitud del entrehierro.  
de ec. 7.71

9) Re-cálculo de  $B_n$

Fig. 7.46 Geometría del entrehierro.

$$Ni = 2\phi\mathfrak{R} = \frac{B_n A_n \sum g}{\mu_0 A_g}$$

Aplicando 7.68.

$$B_n = \frac{NI_p \mu_0 A_g}{A_n \sum g}$$

$$B_n = 0.158 \text{ T}$$

10) Cálculo de L.

$$L = \frac{NA_n B_n}{I_p}; \quad L = 271 \mu\text{H}$$

$L < L$  requerida. Se debe seleccionar un núcleo con  $a > 1$  cm y repetir el proceso. (concuera con  $a=1.22$ )

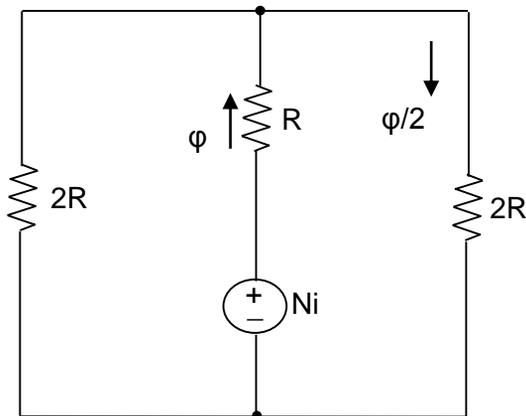


Fig. 7.47 Equivalente eléctrico del Circuito magnético

## 7.31 ARROLLAMIENTOS DEL TRANSFORMADOR 4

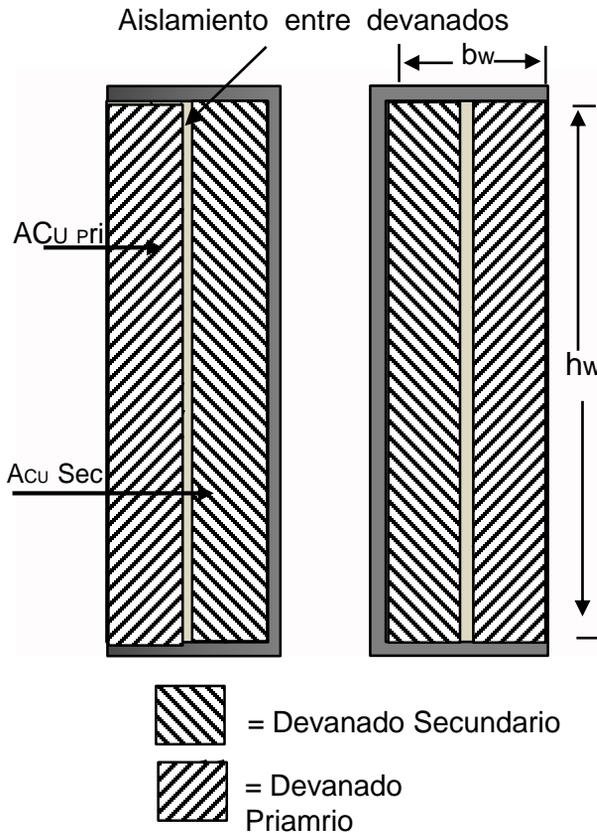


Fig. 7.48 Arrollamientos del transformador.(4)

Los arrollamientos ocupan áreas iguales y disipan la misma potencia.

$$W_{a,p} = \frac{N_p A_{cu,p}}{K_{u,p}} \quad (7.78)$$

$$W_{a,s} = \frac{N_s A_{cu,s}}{K_{u,s}} \quad (7.79)$$

Se asume

$$K_{u,p} = K_{u,s} \quad (7.80)$$

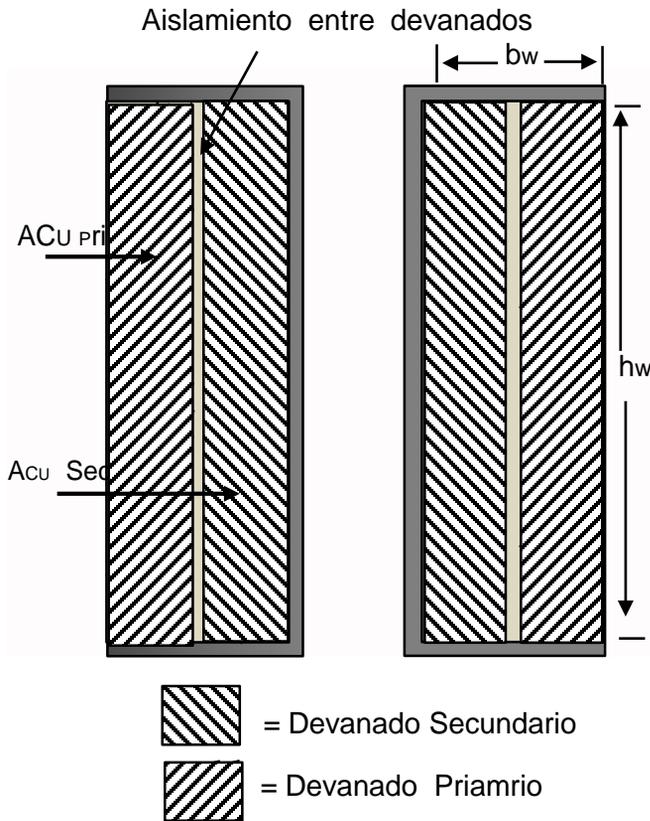
$$W_a = \frac{N_p A_{cu,p}}{K_{u,p}} + \frac{N_s A_{cu,s}}{K_{u,s}} \quad (7.81)$$

La potencia disipada es igual en ambos arrollamientos.

$$K_u (J_p)^2 = K_u (J_s)^2 \quad (7.82)$$

$$J_p = \frac{I_p}{A_{cu,p}} \therefore J_s = \frac{I_s}{A_{cu,s}} \quad (7.83)$$

## 7.31 ARROLLAMIENTOS DEL TRANSFORMADOR



$$\frac{I_p}{I_s} \approx \frac{N_s}{N_p} = \frac{A_{cu,p}}{A_{cu,s}} \quad (7.84)$$

De 7.81 y 7.83

$$A_{cu,p} = \frac{K_u W_a}{2N_p} \quad (7.85)$$

$$A_{cu,s} = \frac{K_u W_a}{2N_s} \quad (7.86)$$

Fig. 7.48 Arrollamientos del transformador.

## 7.32 POTENCIA APARENTE DEL TRANSFORMADOR

El voltaje inducido en el primario del transformador (7.34 y 7.36) es :

$$V_p = KfN_pA_nB_m \quad (7.89)$$

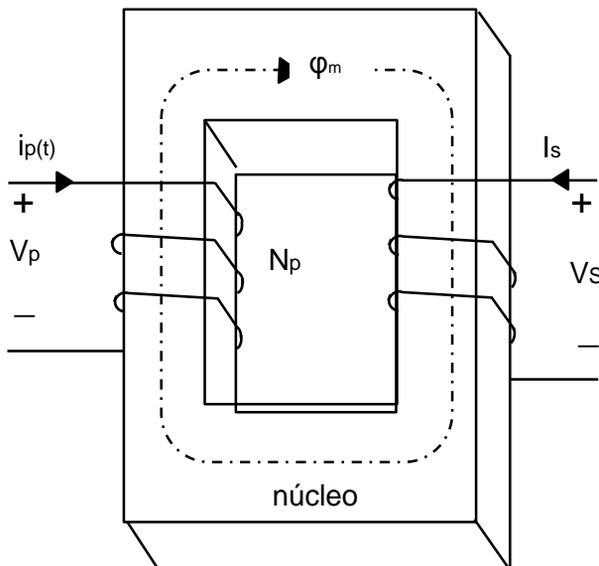


Fig. 7.49 Potencia aparente del transformador.

$K = 4.44$ (excitación sinusoidal)  
 ( $K=4$  excitación alterna cuadrada)

La potencia aparente es :

$$S = V_p J A_{cu,p} \quad (7.90)$$

Sustituyendo ec. 7.85

$$S = \frac{K}{2} K_u f A_n B_m J W_a \quad (7.91)$$

$J$ =Valor de la densidad de corriente.

El área producto ( $W_a A_n$ ) y el tipo de material del núcleo ( $B_m$ ) determinan la potencia aparente, que puede manejar un núcleo específico.

Para excitación sinusoidal :

$$S = 2.22 K_u f A_n B_m J W_a \quad (7.92)$$

## 7.33 CÁLCULO DEL INCREMENTO DE TEMPERATURA 9

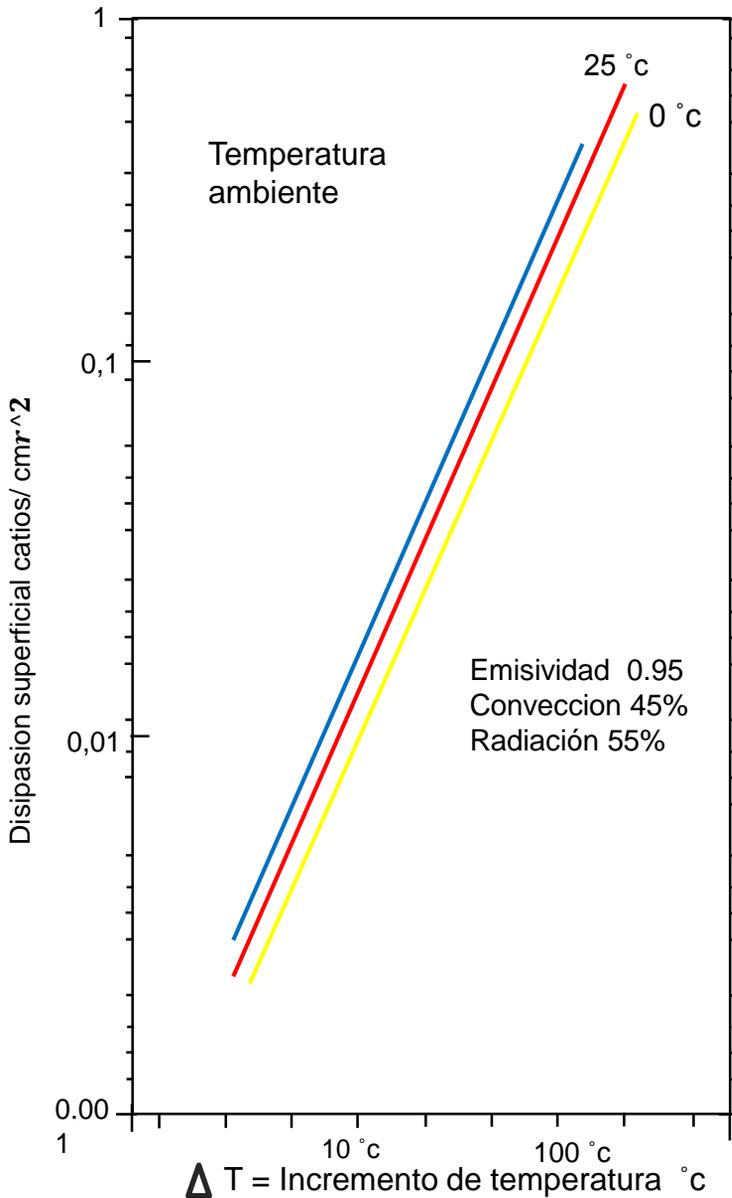


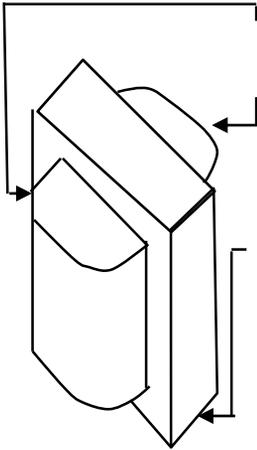
Fig. 7.50 .Nomograma del incremento de la temperatura en función del área de disipación. (9)

El transformador es una fuente de calor proveniente de las pérdidas por corrientes parásitas e histéresis en el núcleo magnético y las pérdidas en el cobre debido al efecto Joule ,efecto piel y corrientes de proximidad.

El calor se transfiere al medio ambiente por procesos de radiación y convección, que son proporcionales a la superficie expuesta al ambiente. La temperatura de equilibrio se alcanza cuando el calor generado es igual al disipado.

La fig. 7.50 muestra un nomograma para determinar el incremento de temperatura del ambiente en función del área de disipación

### 7.33.1 ÁREAS DE DISIPACIÓN DE TRANSFORMADORES 9



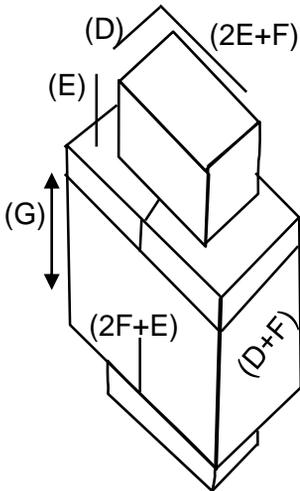
$$\text{BOBINA} = \pi \frac{(2C+A)^2}{2} + D\pi(2C + A)$$

$$A_g = \text{SUPERFICIE}$$

$$A_g = \text{LAMINACIÓN} = 2(FE + SF - DA - 2L)$$

$$A_g = \pi \frac{(2C+A)^2}{2} + D\pi(2C + A) + (FE + SF - DA - 2DC)$$

a) Núcleo laminado E-I

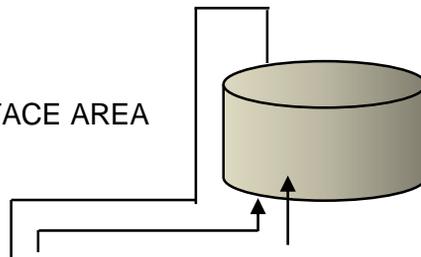


$$A_g = \text{SUPERFICIE}$$

$$A_g = 4E(2E + F) + (ED) + 2(D + F)(G) + 2(2F + 2E)(G) + 2(D + F)(2F + 2E)$$

b) Núcleo C

$$A_g = \text{SURFACE AREA}$$



$$A_L = [x = \frac{\pi OD^2 W_{ound}}{2}] + [\pi OD W_{ound} X(HT_{core} + OD_{ound} - CD_{core})]$$

c) Núcleo toroidal

Fig 7.51 Área de disipación de transformadores(9)

## 7.34 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

El diseño del transformador debe satisfacer simultáneamente, las siguientes condiciones :

1.) Limitar el valor operativo de la densidad de campo magnético  $B_m$ . Para baja frecuencia el límite lo determina la saturación

$$N_1 A_n \leq \frac{V_1}{K f B_m}; K = F. de forma$$

Para alta frecuencia, el límite lo determina el máximo incremento de temperatura permisible (ec.7.72)

$$P_{uv} = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta,sa} (V_n + V_w)}$$

2.) Que los conductores quepan dentro del área de la ventana(7.81) y (7.83)

$$W_a = \frac{N_p A_{cu,p}}{K_{u,p}} + \frac{N_s A_{cu,s}}{K_{u,s}}$$

$J=280$  A/cm<sup>2</sup> para núcleos E,U I,pote, toroidal, excitación sinusoidal;  $K_u=0.3$  para E,U ,I, pote por cada arrollamiento y 0.2 para núcleo toroidal. Para excitación alterna cuadrada  $J=200$  A/cm<sup>2</sup>

3) Potencia aparente requerida(7.92)

$$S = 2.22 K_u f A_n B_m J W_a$$

4) Para baja frecuencia, no sobrepasar el límite máximo de temperatura permitido

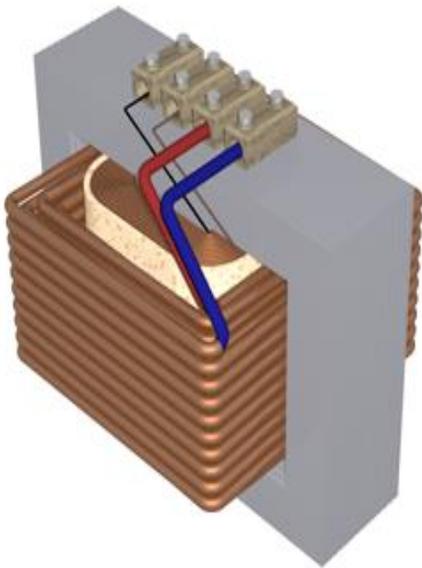


Fig. 7.52  
Transformador de  
núcleo seco

### 7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA 3

Diseñar un transformador de aislamiento de 500 VA para 220 V, 60 hz, utilizando el núcleo de acero al silicio ( $B_s=1.5T$ ) de la figura adjunta cuyas medidas están patronadas en función de la dimensión  $d$ .

Se asume una eficiencia de 0.9, un factor de potencia de 0.8 y un incremento máximo de temperatura de  $60^\circ C$

a) NO SATURACIÓN

$$4.44fNA_nB_m \leq V_1$$

$$Nd^2 \leq 3441 \quad (7.93)$$

b) RESTRICCIÓN ESPACIAL

Los conductores deben caber en la ventana

$$2NA_{cu} \leq K_u W_a$$

$$A_{cu} = \frac{I}{J} = \frac{500}{220 \times 280}$$

$$= 8.11 \times 10^{-3} cm^2$$

Calibre 18 AWG

$$N \times 10^{-3} \leq 0.1458d^2 \quad (7.94)$$

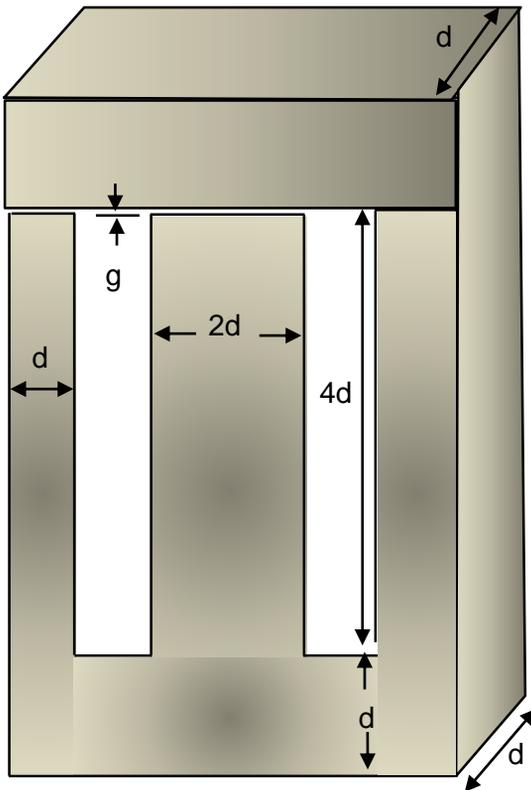


Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)

### 7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

De 7.93 y 7.94 se obtiene:

$$N \leq 710 \text{ y } d \geq 2.20\text{cm}$$

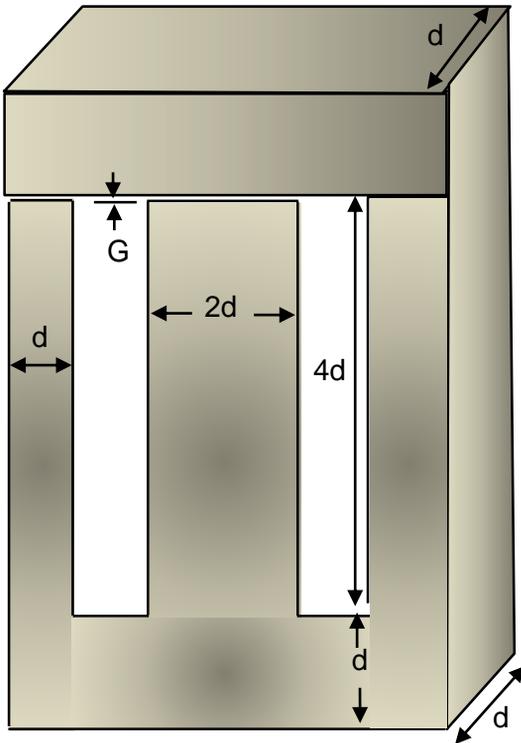


Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)

#### c)CAPACIDAD DE POTENCIA

Para que el transformador pueda manejar la potencia aparente requerida , se debe cumplir(7.92)

$$A_n W_a \geq \frac{S}{222 K_u f J B_m}$$

$$8d^4 \times 10^{-8} \geq \frac{500 \times 10^{-4}}{222 \times 60 \times 0.6 \times 280 \times 12}$$

(7.95)

$$d \geq 2.19\text{cm}$$

La capacidad de potencia no es la condición limitante

#### d)MÁXIMA EFICIENCIA

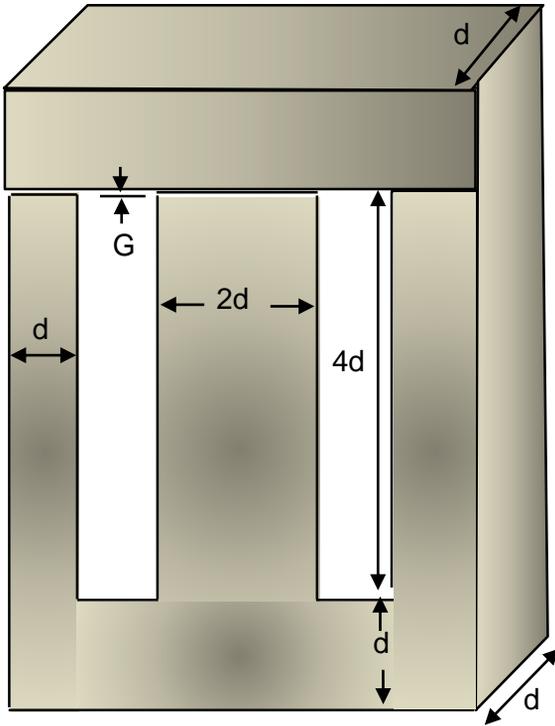
$$P_h = P_{cu}$$

$P_h$ = Vol hierro \* peso especifico  
\*pérdidas por unidad de peso

$$P_{cu} = I^2 R_T$$

$$R_T = LME \times 2N \times RPU \times FCT$$

### 7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA F RECUENCIA



$$LME = 2(2d + 2 \times 9 \times 0.109) + 2(d + 2 \times 9 \times 0.109)$$

$$P_{cu} = 5.16(6d + 7.848) \times 2 \times 710 \times 209 \times 10^{-6} \times 1.08 \quad (7.96)$$

$$Vol \text{ del nucleo} = 26d^3$$

$$P_h = 26d^3 \times 8 \text{ gr/cm}^3 \times 845 \text{ w/gr} \quad (7.97)$$

Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)

Igualando 7.96 y 7.97 se obtiene el resultado para d

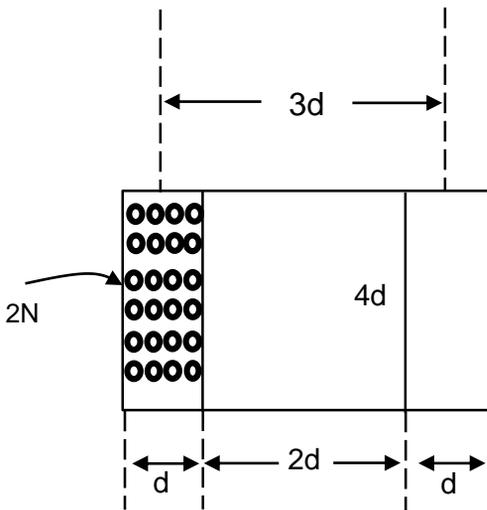
### 7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

Se debe examinar la limitación del incremento de temperatura para  $N=710$  espiras y  $d=2.20$  cm. y para ello se deben calcular las pérdidas de potencia en el cobre y en el núcleo.

#### d) PÉRDIDAS EN EL COBRE

$$P_{cu} = i^2 R_T ; R_T = LME \times 2N \times RPU \times FCT$$

$$LME = 2(2d + 2 \times 9 \times 0.109) + 2(d + 2 \times 9 \times 0.109)$$



$R_T$ =Resistencia del bobinado primario más el secundario

$LME$ =Longitud de la espira promedio

$RPU$ =Resistencia por unidad de longitud del AWG 18 ( $209 \times 10^{-6} \Omega/cm$ )

$FCT$ =Factor de corrección por temperatura=1.08

$N=710$  espiras

$$N_b = \frac{2N \times d_{cond}}{4d} = 17.6 \approx 18$$

$$d_{cond} = 0.109cm$$

Fig.7.54 Bobinado

$N_b$ =Número de capas del bobinado

$$LME = 21.04 \quad R_T = 6.74\Omega$$

$$P_{cu} = \left[ \frac{500}{220} \right]^2 \times 6.74 = 34.8w$$

## 7.354.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

### d) PÉRDIDAS EN EL HIERRO

Volumen del núcleo

$$Vol = 6d \times 6d \times d - 2 \times 4d^3$$

$$Vol = 28d^3 = 298cm^3$$

Peso = Vol x peso específico

$$P = 294cm^3 \times 8 gr/cm^3$$

$$P = 23852 gr$$

$$P_h = PPUP \times P$$

PPUP = Pérdidas por unidad de

$$peso = 0.845 \times 10^{-3} W/gr$$

$$P_h = 2w$$

### e) PÉRDIDAS TOTALES

$$P_T = P_{cu} + P_h$$

$$P_T = 36.8w$$

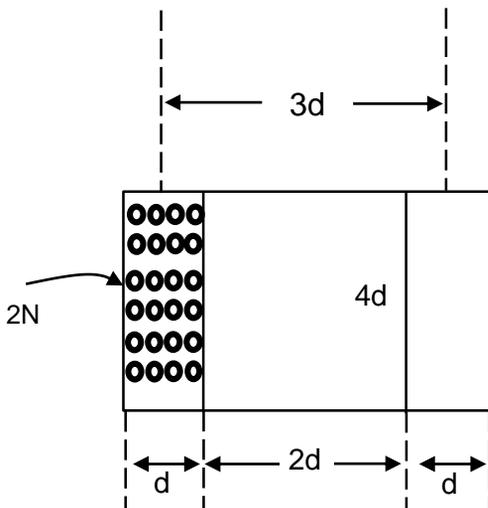


Fig.7.54 Bobinado

### 7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

e) INCREMENTO DE TEMPERATURA

$$\text{Área del núcleo} = 64d^2 = 309.8 \text{ cm}^2$$

Área de la bobina =

$$\approx 4d\pi \times 4d^{+2} \left[ \pi \left( \frac{3d}{2} \right)^2 - \pi \left( \frac{d}{2} \right)^2 \right]$$

$$\approx 16\pi d^2 + 4\pi d^2$$

$$\approx 20\pi d^2 = 304.12 \text{ cm}^2$$

$$A_t = 6139 \text{ cm}^2$$

$$\frac{\text{Perdidas totales}}{A_t} = \frac{4.36 \text{ w}}{613.9 \text{ cm}^2}$$

$$= 0.007 \text{ W/cm}^2$$

Del nomograma (fig. 7.51)  $\Delta T \approx 8^\circ\text{C}$   
 Para una temperatura ambiente de  $25^\circ\text{C}$

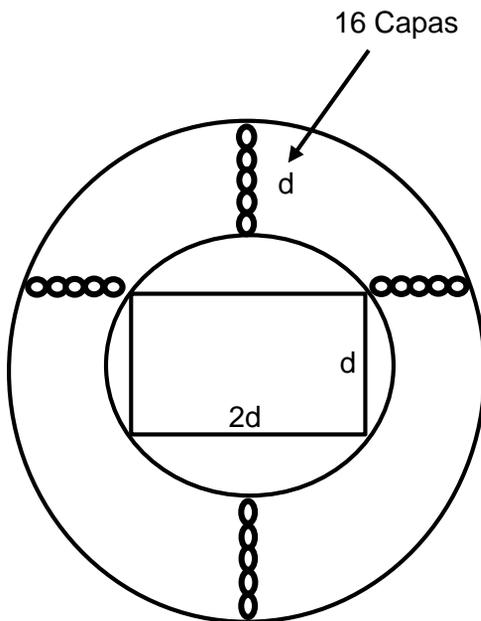


Fig.7.55 Área de refrigeración

## 7.34.2 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN ALTA FRECUENCIA 4



Fig. 7.56 Transformador.

Características del transformador  
(sinusoidal)

$$V_p = 300v \quad ; \quad I_p = 3A$$

$$f = 100Khz \quad ; \quad T_s \text{ max}$$

$$f = 100^\circ C \quad ; \quad T_a = 40^\circ C$$

$$N_p/N_s = 4$$

1) Potencia aparente.

$$S = V_p I_p = 900VA$$

Selección del núcleo.

Para 100 khz, el material es la ferrita 3F3 y el núcleo adecuado es E-E. Se asume un  $a = 1$  cm.

Para este núcleo, con las condiciones térmicas dadas :

$$B_m \leq 0.131T \quad ; \quad J = 6A/mm^2$$

$$K_u = 0.3 \text{ (alambre litz)}$$

De 7.82

$$W_a A_n \geq \frac{900 \times 10^8}{(2.22)(0.13)(6) \times 10^{11}}$$

$$= 1.72cm^4$$

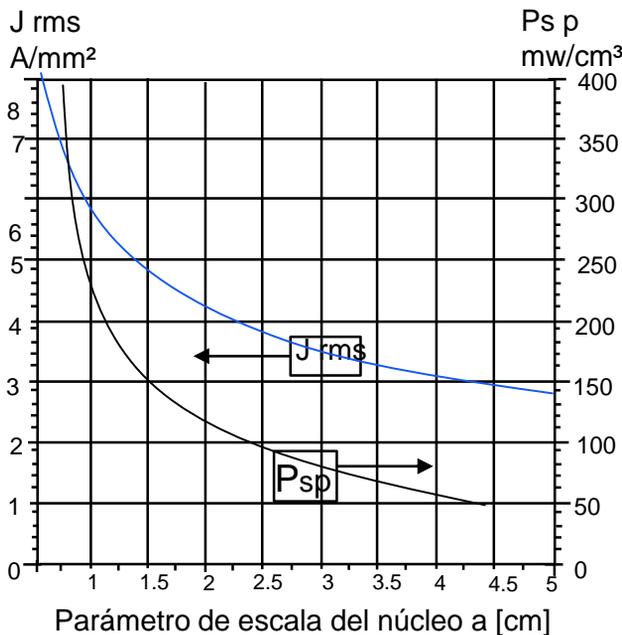


Fig. 7.57  $J$  y  $P_{sp}$  del núcleo E-E en función de  $a$ . (4)

### 7.34.2 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN ALTA FRECUENCIA

El núcleo E-E con  $a = 1$  cm tiene un  $W_a A_n = 2.1$ , (fig.7.25), la preselección ( $a = 1$ ) es correcta.

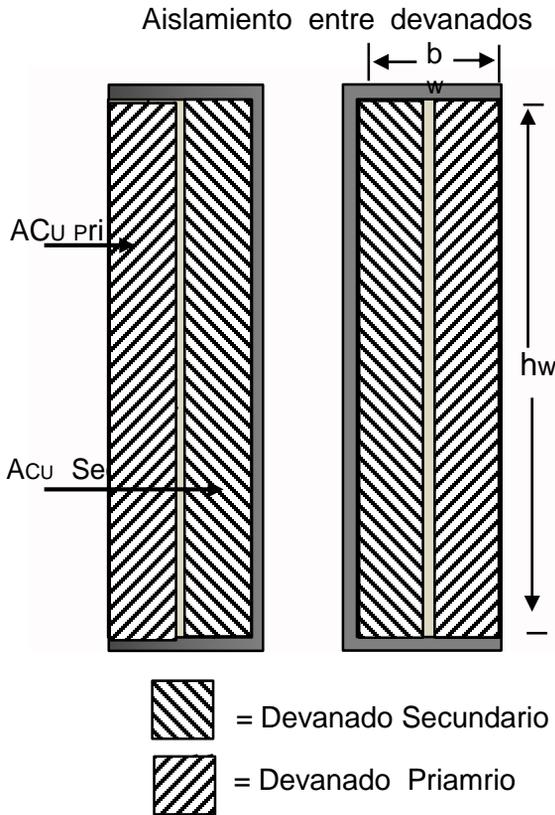


Fig. 7.58 Arrollamiento del Transformador. (4)

3) Cálculo de la densidad máxima de potencia disipada permisible. El cálculo es idéntico al del diseño del inductor.

$$P_{sp} = 237 \text{ mW/cm}^3$$

No se consideran pérdidas por corrientes parasitas.

4) Cálculo de  $B_{ca}$  máxima, del núcleo .

De 7.75

$$B_{ca} = B_n = 173 \text{ mT}$$

De 7.34

$$N_p = \frac{300}{4.44 \times 15 \times 0.173}$$

$$N_p = 26 \quad ; \quad N_s = \frac{26}{4} = 6.5$$

Se asume  $N_p = 28$  espiras y  $N_s = 7$  para que  $B_{núcleo}$  sea menor a  $0,17$  T

## 7.36 TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTOS



a) Transformador de corriente.



b) Transformador de voltaje.

Fig. 7.59 Transformadores de instrumentación.

Transformadores para medir corriente (TC) y voltaje (TV) que se requieren para la instrumentación de electrónica de potencia.

Características del TC :

- a) Alta relación de transformación  $N_p = 1$
- b)  $L_m$  muy grande para que  $i_m$  sea pequeña y  $i_2 \approx \frac{N_1 i_1}{N_2}$

- a) Tamaño reducido.
- b) Núcleo toroidal sin entrehierro y alta
- c) No debe trabajar <sup>( $N_p = 1$ )</sup> en vacío.

- d) Carga constante.

Características del TV :

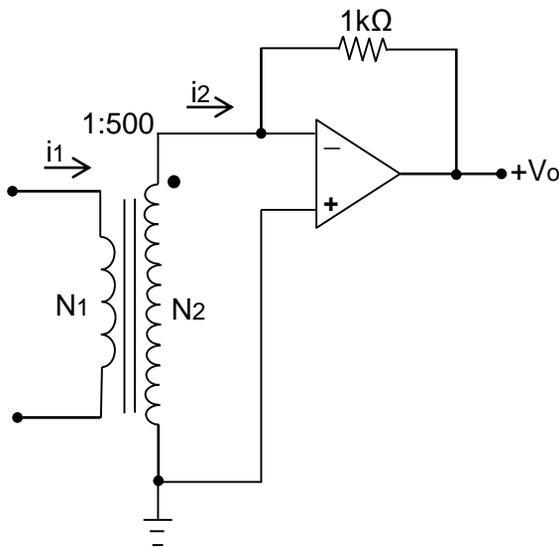
- a) Alta relación de transformación  $N_p \gg N_s$

- b)  $N_p = 1$  pequeña. Se utilizan núcleos tipo pote.

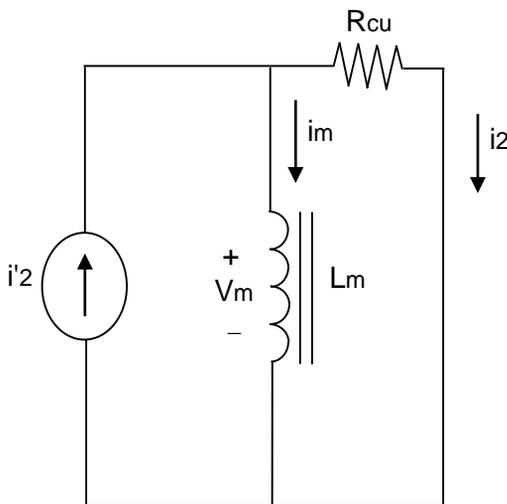
- c) Tamaño reducido.

El análisis y diseño es el de un transformador convencional.

## 7.37 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 2



a) Circuito .(2)



b) Circuito equivalente visto desde el secundario. (2)

Para medir una corriente sinusoidal máxima de 5A, se utiliza un TC de  $N_s=500$  espiras de alambre AWG calibre 34 y  $N_p=1$ . Se utiliza un núcleo toroidal tipo cinta con las siguientes medidas:

$$B_s = 1.8T ; A_n = 0.16cm^2$$

$$l_c = 6cm$$

$$\mu = 10^4 \mu_0$$

Longitud de espira media : 2 cm.  
Se pide determinar la mínima frecuencia para :

- Alcanzar la saturación.
- Presentar un error del 3%

Solución :

El A.O cortocircuita secundario

$$(V_- = V_+)$$

$$R_u = 500 \times 2 \times 8.56 \times 10^{-3} = 8.56\Omega$$

$$\text{Para el AWG 34 } r = 8.56\Omega/cm$$

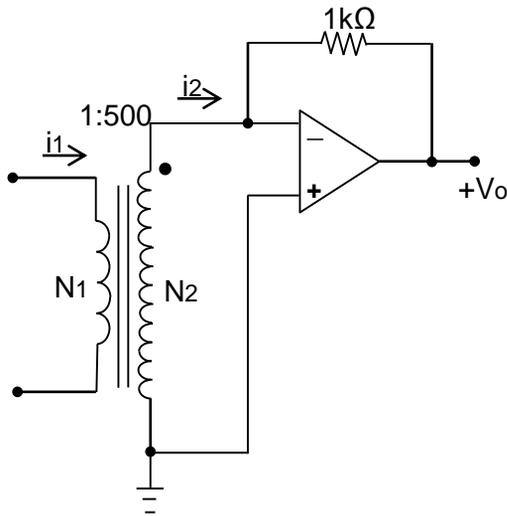
$$\mathcal{R}_m = \frac{l_m}{\mu A_n} =$$

$$6 \times 10^{-2}$$

$$\frac{6 \times 10^{-2}}{4\pi \times 10^{-7} \times 10^4 \times 16 \times 10^{-6}}$$

Fig. 7.60 Transformador de corriente.

## 7.37 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 2



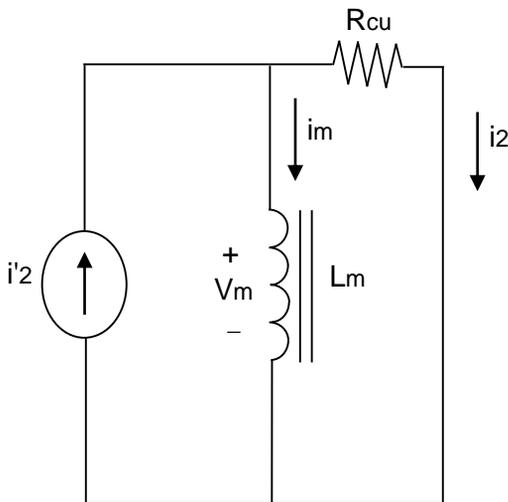
a) Circuito .(2)

De (7.25)

$$L_{m_s} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_{m_p} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \frac{N_p^2}{\mathfrak{R}_m}$$

$$L_{m_s} = \frac{N_s^2}{R_m} = \frac{(500)^2}{29.8 \times 10^4} = 0.84H$$

$$V_{s,p} = i_2 R_{cu} = \frac{i_1 N_p}{N_s} R_{cu} = V_{m,p}$$



b) Circuito equivalente visto desde el secundario. (2)

$$= \frac{5 \times 8.56}{500} = 0.086v$$

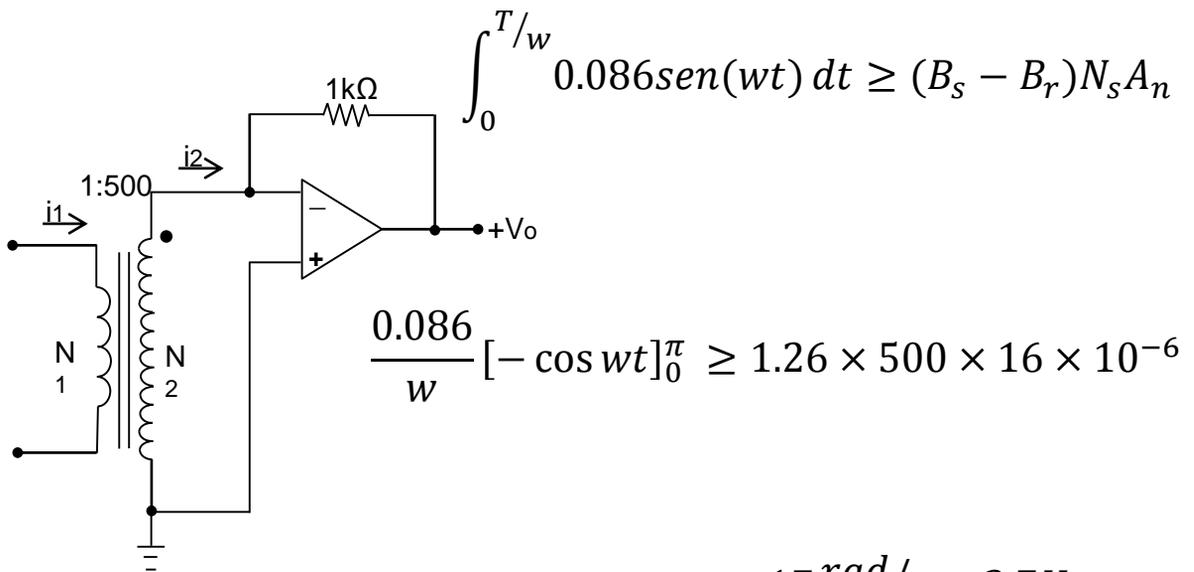
a) De la condición de saturación (7.27)

$$B_s \leq \frac{1}{N_s A_n} \int_0^{T/2} V_s dt + B_r$$

Fig. 7.60 Transformador de corriente.

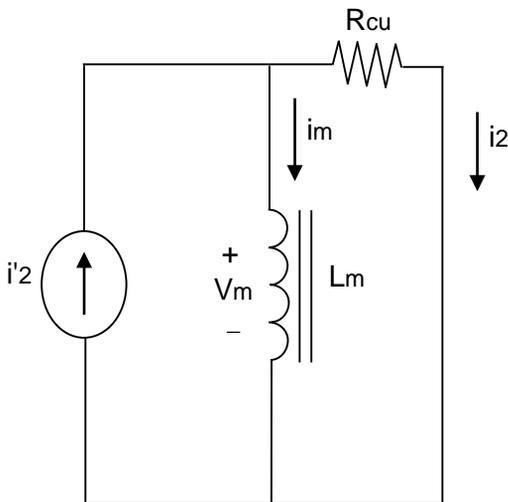
Se asume  $B_r = 0.3B_s$

## 7.37 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 2



$$\omega \geq 17 \text{ rad/s} = 2.7 \text{ Hz}$$

a) Circuito. (2)



b)

$$I_{m,p} = \frac{V_{m,p}}{\omega L_{m_s}} \leq 0.03 i_{2p}$$

b) Circuito equivalente visto desde el secundario. (2)

$$\frac{0.086}{\omega \times 0.84} \leq 0.03 \times \frac{5}{500}$$

Fig. 7.60 Transformador de corriente.

## BIBLIOGRAFÍA

- 1).Agrawal POWER ELECTRONIC SYSTEMS Theory and design.2001 Editorial Prentice- Hall
- 2)Kassakian J.G.; Schlecht M.F.;Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS 1995. Editorial Addison-Wesley
- 3)P T. Krein ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 2000
- 4)Mohan N;Undeland T.M.;Robbins W.P. POWER ELECTRONICS 2003 Editorial John Wiley & sons In
- 5)Magnetics(Fábrica de núcleos magnéticos) POWER TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN 1995
- 6)G.R.Slemon .MAGNETOELECTRIC DEVICES.TRANSDUCERS, TRANSFORMERS AND MACHINES.1966.Editorial John Wiley and @sons
- 7)Erickson R.W. Maksimovic D. FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS. Editorial Kluwer Academic Publishers 2003
- 8)Jain A.K; Ayyanar. R. POWER ELECTRONICS disponible en Internet Octubre 2010.<http://pdf catch.net/ebook/power+electronics>
- 9)McLyman W.T.Transformer and Inductor design Hanbook.Editorial Marcel Dekker 1978.
- 10)Universidad de Sevilla.Electrónica de Potencia.CONTROL TERMICO DE LOS SEMICONDUCTORES.Consulta a Internet Mayo 2009. . [http://iecon02.us.es/~leopoldo/Store/tsp\\_7.pdf](http://iecon02.us.es/~leopoldo/Store/tsp_7.pdf)

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

Responder las siguientes preguntas, argumentando la respuesta.

- 1º) ¿Por qué se utilizan los componentes magnéticos en los convertidores de electrónica de potencia?
- 2º) Describir el proceso para determinar la corriente que circula por un componente magnético, cuando se aplica un voltaje. Utilizar las ecuaciones de Maxwell.
- 3º) Deducir para un inductor toroidal, el valor de la inductancia.
- 4º) Demostrar que la corriente, que absorbe un inductor de permeabilidad finita, de una fuente de voltaje alterno, que opera en condición de saturación, es infinita.
- 5º) Aplicar el concepto de reluctancia al cálculo de la inductancia de un inductor con núcleo E-I sin entrehierro.
- 6º) Deducir el valor de la inductancia de un inductor de núcleo con entrehierro.
- 7º) Justificar los efectos del entrehierro en un inductor.
- 8º) ¿Qué modela la inductancia magnetizante? ¿Cuál es el valor teórico? ¿Cómo se determina experimentalmente?
- 9º) ¿Qué produce la saturación del transformador? ¿Cuáles son los efectos de la saturación?
- 10º) ¿Qué modela la inductancia de dispersión? ¿Cuál es su valor teórico?
- 11º) Describir cada uno de los mecanismos de pérdidas en dispositivos magnéticos.
- 12º) Cuáles son los factores que afectan:  
a) Las pérdidas por histéresis;  
b) Las pérdidas por corrientes parásitas en el núcleo; c) Las pérdidas en el cobre por efecto piel.
- 13º) Dibujar el modelo circuital de un inductor real y proponer un procedimiento experimental para determinar los parámetros del modelo.
- 14º) Deducir la caída de voltaje, que ocurre en un inductor operando en la zona líneal de la curva de magnetización:  
a) Cuando se excita con un voltaje sinusoidal  $V_m$ , de frecuencia  $f$ ;  
b) Cuando se excita con un voltaje alterno rectangular  $V$ , de frecuencia  $f$ .

## ACTIVIDADES

### TEORÍA

- 15º) ¿Por qué los núcleos magnéticos se caracterizan por el área – producto?
- 16º) ¿Cuáles son los criterios básicos que deben tenerse en cuenta en el diseño de un inductor?
- 17º) ¿Por qué se establece un límite al valor de la J que conduce el conductor de un bobinado?
- 18º) ¿Bajo que condiciones, el entrehierro de un núcleo almacena el 90% de la energía magnética?
- 19º) ¿Qué es el factor de utilización de un bobinado y para que se utiliza?
- 20) ¿Cuáles son los criterios para optimizar los núcleos?
- 21) Describir los mecanismos de transferencia de calor por conducción, convección y radiación. ¿Por qué interesan en el diseño de un componente magnético? ¿Cuáles mecanismos son los dominantes y por que? ¿cómo se define resistencia térmica?
- 22) ¿Cómo se relaciona el incremento de temperatura con las pérdidas de un componente magnético? ¿Cual es el criterio de máxima eficiencia? Demostrarlo
- 23) ¿Por qué en el diseño de un componente magnético se debe reducir la densidad de campo magnético al incrementar la frecuencia?
- 24) ¿Qué son los parámetros efectivos de un núcleo?
- 25) ¿Existe diferencia entre los criterios básicos de diseño de un inductor y un transformador? Si la respuesta es positiva, cuáles son.
- 26) ¿Cómo se determina el incremento de temperatura de un componente magnético?
- 27) Si la corriente presenta una componente continua ¿cómo afecta al diseño del componente magnético?
- 28) Enumerar y justificar los efectos del entrehierro sobre: a) Curva de histerésis; b) Distribución del campo en el entrehierro
- 29) ¿Cuáles son los criterios de diseño de : a) Inductor sin entrehierro; b) Inductor con entrehierro?

# ACTIVIDADES

## TEORÍA

30) ¿Cuáles son los criterios de diseño de :a)transformador en baja frecuencia; b)transformador en alta frecuencia con corriente con componente CD?

31) Demostrar que en un transformador cuyos bobinados ocupan volúmenes iguales ,las pérdidas de potencia debidas al cobre son iguales.

32) Deducir la expresión para la potencia aparente de un transformador en función del área-producto

33) ¿Dónde se utilizan los transformadores de instrumentos?.

34) Cuáles son los conceptos básicos de diseño de:

a) Un transformador de corriente.

b) Un transformador de voltaje.

35) Describir el proceso que ocurre en un transformador de corriente, cuando se opera en vacío.

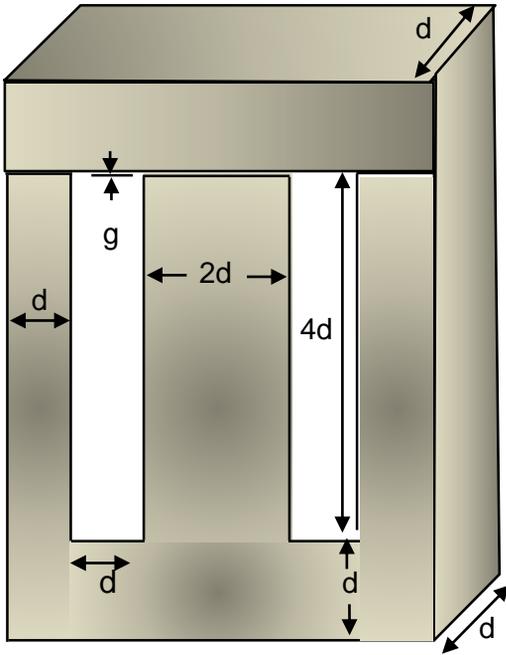
36)Cuál es su opinión en relación a la siguiente afirmación:

“La impedancia de un componente magnético depende del voltaje aplicado.”

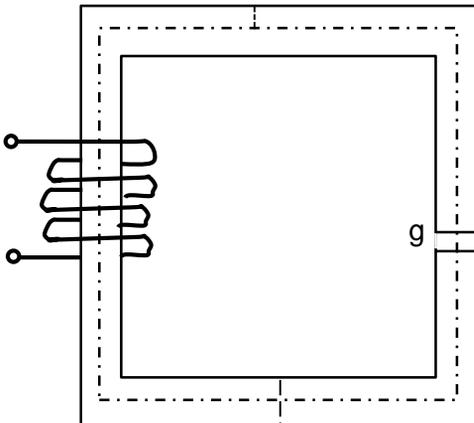
37) ¿Por qué se utilizan las ferritas como núcleos de los componentes magnéticos que operan a alta frecuencia? Cuáles son las desventajas de los núcleos de ferrita.

38) ¿Por qué en los componentes magnéticos que trabajan con frecuencia variable, al variar la frecuencia se debe cambiar el voltaje aplicado?

## PROBLEMAS



Problemas 1 y 2



Problema 3

1º) Determinar para el núcleo E-I de acero al silicio, de la figura adjunta con  $g = 0$  cm, el valor de  $d$  para construir un inductor con inductancia de 10mH,  $I = 10$  A. (Corriente alterna senoidal),  $f = 60$ Hz,  $\Delta T = 40^\circ$  C.

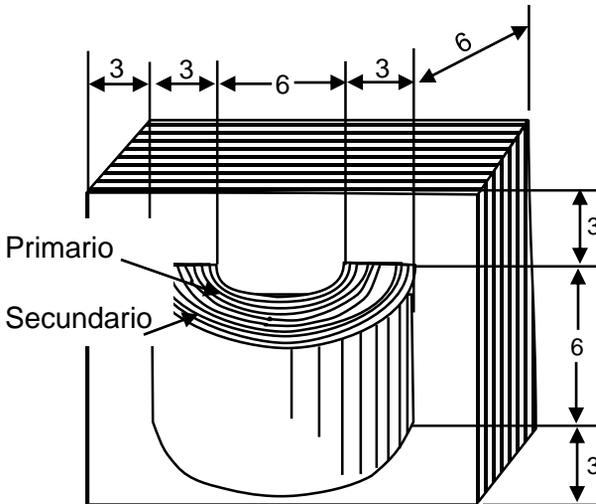
2º) Cuál sería el valor de  $g$  que permite obtener para el inductor anterior un  $L = 7$ mH con  $I = 10$  A?

3) El campo magnético principal del reactor de fusión del MIT tiene las siguientes características:  $L = 350$ H;  $R = 133\Omega$ ;  $I_{\text{máx.}} = 1.39$ A. Utilizando un núcleo, de ventana de área seccional cuadrada, con entrehierro, un  $B_{\text{máx.}} = 1.2$ T; un  $K_u = 0.5$ , una densidad de corriente de  $2000$  A/cm<sup>2</sup> e ignorando el efecto de dispersión del flujo en el entrehierro, se pide diseñar el inductor, estableciendo aproximaciones en relación a la dimensión del entre hierro y a la longitud media de la espira de la bobina. ¿Cuánto pesa el inductor diseñado

4) Se dispone de una fuente de onda alterna cuadrada de 240 V, 1KHz, para activar un transformador reductor con relación de  $N = 2$ , y con un área seccional efectiva de  $10$  cm<sup>2</sup>. El primario tiene 240 espiras, y una inductancia magnetizante de 10 mH. Se pide determinar:

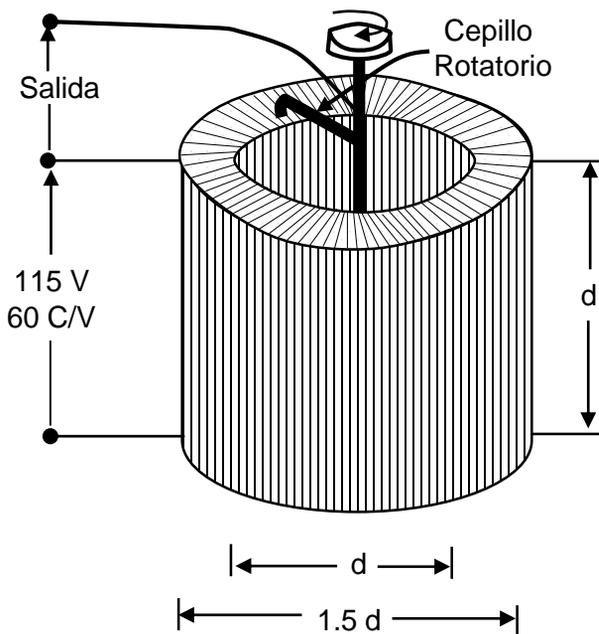
a) La densidad máxima del campo magnético

## PROBLEMAS



Problema 4

- b) La máxima corriente del primario, cuando se conecta en el secundario un resistor de 5 ohmios. Dibuje la forma de onda de la corriente del primario y del secundario.
- c) Si la permeabilidad del material magnético es tres mil veces mayor que la del aire, se pregunta cuales la longitud efectiva del núcleo.



Problema 5

- 4) El transformador de la figura adjunta opera a 115 V, 60 hz. El voltaje del secundario es de 500 V. Todas las dimensiones del núcleo están en cm. El valor operativo de la densidad de flujo es 1.4T. El factor de apilamiento (indica el porcentaje del área ocupada por el material magnético) del núcleo es 0.95. Se pide : a) Número de espiras del primario y del secundario ; b) Asuma  $K_u=0.45$  y  $J=2A/mm^2$  y

$$\rho = 2 * 10^{-8} \Omega - m$$

- Determine la potencia aparente; y las pérdidas de potencia a corriente nominal.

## PROBLEMAS

5) Para el autotransformador de la figura, se utiliza alambre de sección cuadrada con aislamiento de espesor de 0.25 mm, y se utiliza una  $J=1$  A/mm<sup>2</sup>. Se opera con densidad de flujo magnético de 1.5 T. El voltaje de salida varía entre 0 y 115 V

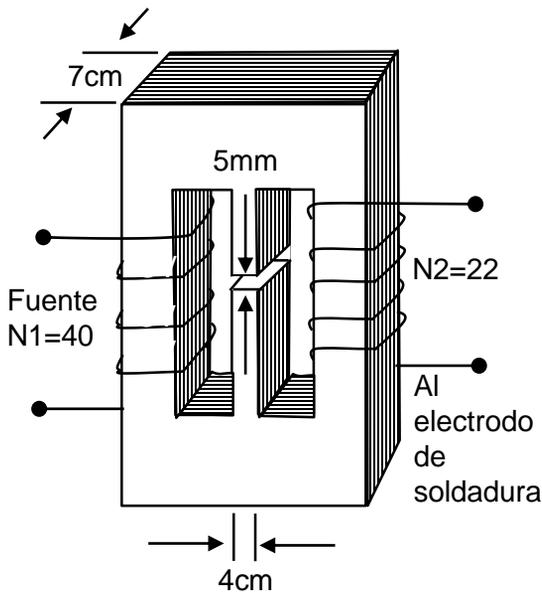
Se pide determinar:

- Número de espiras
- El valor de  $d$  en cm

6) El voltaje requerido para iniciar el arco en un soldador eléctrico varía entre 50 y 70 V. Una vez iniciado el arco se requiere mantener un suministro de corriente constante.

La figura adjunta muestra un transformador de 2 bobinados que se utiliza como soldador. Para limitar la corriente de carga, se ubican los devanados separados, para proveer una trayectoria de baja reluctancia, al flujo de dispersión entre los arrollamientos primario y secundario. Se pide:

- Deducir un circuito equivalente para el transformador, suponiendo  $\mu=\infty$ , y resistencias despreciables.
- Si  $V=115$  V,  $f=60$  Hz, determinar el voltaje en el secundario y la corriente de corto circuito
- Si se modela el arco como una resistencia variable con la longitud, cuál es la máxima potencia entregada (15.5 Kw)



Problema 6