

FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

HERNÁN VALENCIA GALLÓN

FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

HERNÁN VALENCIA GALLÓN

MARGARITA MARÍA SALDARRIAGA ALZATE

JOSÉ GIRALDO OSPINA

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Universidad Pontificia Bolivariana
2013

CONTENIDO

CAPÍTULO1: INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL	1
1.1. INTRODUCCIÓN	1
1.2. GENERALIDADES Y CAMPO DE APLICACIÓN	4
1.3. PROCESOS INDUSTRIALES	6
1.3.1. Procesos Continuos	7
1.3.2. Procesos Discontinuos	7
1.3.3. Controladores Lógicos Programables (PLC)	7
1.4. REGULACIÓN	9
1.5. APLICACIONES	10
CAPÍTULO 2: SISTEMAS DE RECTIFICACIÓN POLIFÁSICA SIMPLE Y CONTROLADA	12
2.1. INTRODUCCIÓN	12
2.2. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA	14
2.3. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA EN PUENTE	27
2.4. RECTIFICADOR DE M FASES, ANÁLISIS GENERALIZADO	32
2.4.1. Relaciones del Circuito	33
2.5. FACTOR DE UTILIZACIÓN DEL TRANSFORMADOR	40
2.6. RECTIFICADOR HEXAFÁSICO DE MEDIA ONDA	49
2.7. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE DOBLE ESTRELLA	53
2.8. SELECCIÓN DEL CIRCUITO RECTIFICADOR	58
2.9. RECTIFICADORES POLIFÁSICOS CON FILTROS INDUCTIVOS	61
2.10. RECTIFICADORES POLIFÁSICOS CON FILTRO LC	68
2.11. EFECTO DE LA REACTANCIA DE PÉRDIDAS DEL TRANSFORMADOR	75
2.11.1. Análisis en el Rectificador de Media Onda	75
2.11.2. Análisis en el Rectificador de Onda Completa	81
2.12. CONEXIÓN DE DIODOS RECTIFICADORES EN SERIE Y PARALELO	83
2.13. CONSIDERACIONES TÉRMICAS	87
2.14. DISIPADORES TÉRMICOS	90

CAPÍTULO3: RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO Y OTROS TIRISTORES	94
3.1. INTRODUCCIÓN	94
3.2. RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO –SCR	96
3.2.1. Definición	96
3.2.2. Estructura Básica	97
3.2.3. Comportamiento	98
3.3. NOMENCLATURA ESTANDARIZADA PARA LA ESPECIFICACIÓN DE TIRISTORES	99
3.4. ENCAPSULADO DEL SCR	105
3.5. CHEQUEO DEL SCR	107
3.6. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL SCR	109
3.7. MODOS DE APAGADO PARA EL SCR	113
3.8. ALGUNAS APLICACIONES DEL SCR	114
3.8.1. Control de Potencia	114
3.8.2. Conmutación	114
3.8.3. Conmutación a Voltaje Cero	115
3.8.4. Protección Contra Sobre-Voltaje	116
3.9. CIRCUITOS BÁSICOS DE REGULACIÓN	117
3.9.1. Regulador de CD de media Onda	117
3.9.2. Reguladores de CD de Onda Completa	120
3.9.3. Regulador de CA de Media Onda	123
3.9.4. Regulador de CA de Onda Completa	124
3.9.5. Regulador Trifásico de CD	127
3.10. RECTIFICADORES CONTROLADOS	128
3.10.1. Rectificadores Controlados de Media Onda	128
3.10.2. Voltaje de Salida de un Rectificador Controlado	129
3.10.3. Rectificador Semicontrolado de Onda Completa	130
3.11. CARACTERÍSTICAS DE COMPUERTA DE LOS SCR	138
3.12. CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN	139
3.13. ESPECIFICACIONES DE CORRIENTE	143
3.14. CIRCUITOS DE CONTROL PARA EL DISPARO DEL SCR	146
3.14.1. Acoples para SCR	156
3.15. EMPLEO DEL UJT Y DEL PUT	160
3.15.1. Transistor de Una Juntura – UJT	160
3.15.1.1. Polarización del UJT	162
3.15.1.2. Modelo Lineal Equivalente	162
3.15.1.3. Circuito Oscilador Básico con UJT	165

3.15.1.4.	Diseño de un Oscilador con UJT o PUT	169
3.15.1.5.	Compensación Térmica del UJT	171
3.15.1.6.	Circuito Generador de Pulsos con UJT	174
3.15.2.	Transistor de Una Juntura Programable – PUT	180
3.15.2.1.	Circuito Oscilador Típico con PUT	184
3.15.2.2.	Compensación Térmica en el PUT	186
3.16.	OTROS TIRISTORES	190
3.16.1.	Dispositivos Unidireccionales	190
3.16.1.1.	Diodo de Cuatro Capas – D4	190
3.16.1.2.	Interruptor Unilateral de Silicio – SUS	192
3.16.1.3.	Tiristor de apagado por Compuerta – GTO	195
3.16.1.4.	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada – IGBT	195
3.16.2.	Dispositivos Bidireccionales	197
3.16.2.1.	Diodo Bilateral de Silicio – BDS	197
3.16.2.2.	Interruptor Bilateral de Silicio – SBS	198
3.16.2.3.	Interruptor Asimétrico de Silicio – SAS o ASBS	200
3.16.2.4.	Diodo de Disparo Bilateral – DIAC	201
3.17.	EL SCR COMO INTERRUPTOR ESTÁTICO	203
3.17.1.	El SCR “Cerrado”	205
3.17.2.	El SCR “Abierto”	206
3.18.	OPERACIÓN DEL SCR COMO RECTIFICADOR CONTROLADO CON CARGA INDUCTIVA (R-L)	221
3.19.	REGULACIÓN AUTOMÁTICA DE VOLTAJE EN ALTERNADORES	232
3.19.1.	Generador sin Escobillas (<i>Brushless Generator</i>)	236
3.19.2.	Regulación Automática de Voltaje	240
3.19.3.	Tipos de Reguladores	240
3.19.4.	Reguladores Electrónicos de Voltaje	242
3.19.5.	Estructura Básica de un Regulador de Voltaje Electrónico	244
3.19.6.	Ajustes del Regulador de Voltaje	245
3.19.7.	Características de los Reguladores de Voltaje	246
3.19.8.	Especificaciones Típicas de un Regulador de Voltaje	246
3.20.	OPERACIÓN DEL SCR COMO RECTIFICADOR CONTROLADO CON CARGA R-L-V	247
3.20.1.	Para Media Onda	249
3.20.2.	Para Onda Completa en Conducción Discontinua	251
3.20.3.	Para Onda Completa en Conducción Continua	251
3.21.	REGULACIÓN ELECTRÓNICA EN MÁQUINAS DE CD	255
3.22.	PROTECCIÓN DEL SCR	261

3.23. REGULADOR DE TENSIÓN PARA EL GENERADOR DE UNA PLANTA ELÉCTRICA – EJEMPLOS DE SELECCIÓN	271
CAPÍTULO 4. APLICACIONES GENERALES DE LOS TIRISTORES	280
4.1. INTRODUCCIÓN	280
4.2. RELÉS Y CONTACTORES DE ESTADO SÓLIDO – SSR Y SSC	281
4.2.1. Relés de Estado Sólido – SSR	281
4.2.1.1. Especificaciones Básicas para un SSR	288
4.2.1.2. Accionamiento o Retención del SSR Mediante Mando por Pulsadores	289
4.2.1.3. Arrancador Estático Para Motor Monofásico	291
4.2.1.4. Detector de Secuencia con SSR	292
4.2.2. Contactores de Estado Sólido – SSC	293
4.3. REGULACIÓN DE CORRIENTE ELÉCTRICA	295
4.3.1. Con SCR	295
4.3.2. Con UJT y PUT	298
4.3.2.1. Rampa Exponencial	298
4.3.2.2. Rampa Pedestal Exponencial	303
4.3.2.3. Rampa Lineal	306
4.3.2.4. Rampa Pedestal Lineal	310
4.3.2.5. Rampa Lineal con Ajuste por Tensión	313
4.4. CIRCUITOS DE PROTECCIÓN DE SOBRETENSIÓN CON SCR	314
4.5. TEMPORIZADORES ELECTRÓNICOS	316
4.5.1. Con SCR	316
4.5.2. Con PUT	320
4.5.2.1. Circuito Temporizador Electrónico	320
4.5.2.2. Circuito Temporizador al Trabajo	322
4.6. CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN ESTÁTICA	324
4.6.1. Con SCR	324
4.6.2. Con PUT	326
4.7. CIRCUITO CARGADOR DE BATERÍAS	327
4.8. CIRCUITOS DE REGULACIÓN DE VELOCIDAD Y TORQUE EN MOTORES	329
4.8.1. Con SCR	329
4.8.2. Con UJT	334
4.8.3. Control de Velocidad Monofásico con SCR y D4	338

4.9. CIRCUITOS INVERSORES ESTÁTICOS CON SCR	339
4.10. LUZ DE EMERGENCIA DE OPERACIÓN AUTOMÁTICA	346
4.11. CIRCUITO DESVANECEDOR DE LUZ CON SCR	346
4.12. DOSIFICADOR PARA LLENADO DE TANQUES CON PUT	350
4.13. VARIADORES DE VELOCIDAD Y ARRANCADORES SUAVES	351
4.13.1. Estructura Básica de un Variador	352
4.13.2. Consideraciones, Ventajas y Desventajas	352
4.13.2.1. Factores a Tener en Cuenta	352
4.13.2.2. Ventajas	353
4.13.2.3. Inconvenientes	353
4.13.3. Tipos Básicos de Variadores	353
4.13.3.1. Rectificador Controlado Para Motor de Corriente Continua	354
4.13.3.2. Regulador de Tensión Para Arranque de Motores Asíncronos	354
4.13.4. Arrancadores Suaves	355
4.14. INVERSORES CON IGBT	356
4.14.1. Inversor Monofásico	356
4.14.2. Inversor trifásico	358
4.14.3. Inversores Multinivel	359
CAPÍTULO 5. TRIAC, QUADRAC Y SCS	361
5.1. INTRODUCCIÓN	361
5.2. EL TRIAC	361
5.3. EL QUADRAC	364
5.4. INTERRUPTOR CONTROLADO DE SILICIO – SCS	365
5.5. APLICACIONES DE LOS TRIACS Y DE LOS QUADRACS	367
5.5.1. Circuito de Regulación de Corriente Alterna con TRIAC	367
5.5.2. Inversor de Marcha Para un Motor de CD Serie con TRIAC	370
5.5.3. Arrancador Trifásico Para un Motor de Inducción de Jaula de Ardilla con TRIAC	371
5.5.4. Inversor de Marcha Para un Motor Monofásico Reversible con TRIAC	373
5.5.5. Arranque de un Motor Monofásico con Desconexión Automática del Devanado Auxiliar con TRIAC	374
5.5.6. Apagachispas Electrónico con TRIAC	376
5.5.7. Control Automático de Temperatura con TRAC	377
5.5.8. Desvanecedor de Luz con QUADRAC	379

CAPÍTULO 6. DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS	382
6.1. INTRODUCCIÓN	382
6.2. DEFINICIÓN	383
6.3. CLASIFICACIÓN	383
6.3.1. Fotoemisivos	383
6.3.2. Fotoconductivos	384
6.3.3. De Fotounión	384
6.3.4. Fotovoltáicos	384
6.4. CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS	385
6.4.1. Fototubo de Vacío	385
6.4.2. Fototubo de Gas	386
6.4.3. Fototubo Multiplicador	386
6.4.4. Fotoresistencia - LDR	387
6.4.5. Fotodiodo	389
6.4.6. Fototransistor	390
6.4.7. FotoSCR	391
6.4.8. Optoacopladores	391
6.4.9. Celdas Fotovoltaicas	392
6.4.9.1. Principio de Funcionamiento	393
6.4.9.2. Curvas Voltiampéricas	394
6.4.9.3. Valores Típicos	395
6.5. FUENTES DE LUZ	396
6.6. ESPECTRO DE ENERGÍA RADIANTE	396
6.7. ÁREA FOTOSENSIBLE	397
6.8. UNIDADES UTILIZADAS CON LOS DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS	397
6.8.1. Flujo Luminoso - ϕ	397
6.8.2. Intensidad Luminosa - I	398
6.8.3. Densidad de Flujo Luminoso - E	398
6.8.4. Rendimiento	399
6.8.5. Emitividad Relativa	399
6.9. SENSIBILIDAD RELATIVA DEL OJO HUMANO	402
6.10. SUSTANCIAS FOTOSENSIBLES	402
6.11. APLICACIONES DE LOS DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS	404
BIBLIOGRAFÍA	405

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 Apariencia física de un tríodo de vacío	Pag 1
Fig. 1.2 Thyratrón en funcionamiento, se puede apreciar el fenómeno de la ionización gaseosa	Pag 2
Fig. 1.3 a. Fanotrón – b. Ignitrón – c. Thyratrón	Pag 3
Fig. 1.4 Principales dispositivos de vacío y de gas	Pag 4
Fig. 1.5 Apariencia física de un PLC marca <i>Telemecanique</i>	Pag 8
Fig. 1.6 Sistema automático de control	Pag 9
Fig. 2.1 Rectificador trifásico de media onda	Pag 14
Fig. 2.2 Transformador trifásico en conexión delta – estrella con neutro	Pag 15
Fig. 2.3 Circuito simplificado del rectificador trifásico de media onda	Pag 16
Fig. 2.4 Formas de onda en el rectificador trifásico de media onda	Pag 18
Fig. 2.5 Transformador trifásico en conexión ZIG-ZAG	Pag 24
Fig. 2.6 Diagrama fasorial para conexión ZIG-ZAG	Pag 25
Fig. 2.7 Rectificador trifásico con transformador en conexión ZIG-ZAG	Pag 26
Fig. 2.8 Rectificador trifásico en puente	Pag 28
Fig. 2.9 Formas de onda en el rectificador trifásico en puente	Pag 29
Fig. 2.10 Rectificador m-fásico de media onda	Pag 33
Fig. 2.11 Onda de corriente en el rectificador de m fases	Pag 34
Fig. 2.12 Circuito para realizar el cálculo del TIP	Pag 39
Fig. 2.13 Diagrama fasorial para sistema m - fásico	Pag 39
Fig. 2.14 Forma de onda de la corriente por devanado en el rectificador trifásico en puente	Pag 45
Fig. 2.15 Forma de onda para la corriente primaria en un transformador donde una fase primaria equilibra dos fases secundarias	Pag 47
Fig. 2.16 Transformador en conexión trifásico- hexafásico - Rectificador hexafásico de media onda	Pag 52
Fig. 2.17 Rectificador trifásico de doble estrella	Pag 54
Fig. 2.18 Formas de onda par el rectificador trifásico de doble estrella	Pag 55
Fig. 2.19 Diagrama de conexiones del transformador para el rectificador trifásico de doble estrella	Pag 58
Fig. 2.20 Rectificador polifásico con filtro inductivo	Pag 61
Fig. 2.21 Rectificador hexafásico con filtro LC	Pag 69
Fig. 2.22 Ondas de tensión y corriente en un rectificador polifásico con filtro capacitivo	Pag 71
Fig. 2.23 Circuito rectificador trifásico con carga inductiva	Pag 76
Fig. 2.24 Ondas de tensión y corriente incluyendo el efecto de la reactancia de pérdidas del transformador	Pag 77
Fig. 2.25 Rectificador trifásico en puente, con el efecto de la reactancia del TRF.	Pag 82
Fig. 2.26 Conexión serie de diodos rectificadores	Pag 84
Fig. 2.27 Divisor óhmico – capacitivo de tensión para la conexión de diodos en serie	Pag 85
Fig. 2.28 Curva de disminución de potencia con la temperatura para un rectificador de silicio	Pag 88
Fig. 2.29 Temperatura de cubierta como función de la corriente media en un diodo rectificador	Pag 90
Fig. 2.30 Forma típica de un disipador térmico y la relación de resistencia térmica con su longitud.	Pag 91
Fig. 3.1 Estructura, símbolo y curva V-A del SCR.	Pag 97
Fig. 3.2 Estructura de un SCR y su circuito equivalente en transistores BJT.	Pag 97
Fig. 3.3 Detalle constructivo de un SCR	Pag 98
Fig. 3.4 Apariencia física de diferentes encapsulados de SCR	Pag 105
Fig. 3.5 Tipos de encapsulados para tiristores	Pag 106
Fig. 3.6 Representación de las uniones internas del SCR	Pag 107
Fig. 3.6 Representación del SCR con transistores	Pag 109
Fig. 3.7 Eficiencia de inyección en función de la corriente de emisor	Pag 111
Fig. 3.8 Polarizado inverso del SCR	Pag 113
Fig. 3.9 Interruptor de A.C. usando SCR	Pag 115
Fig. 3.10 Interruptor de paso por cero con SCR	Pag 116
Fig. 3.11 circuito de protección contra sobre-voltaje usando SCR	Pag 116
Fig. 3.12 Regulador básico de C.D. de media onda	Pag 119
Fig. 3.13 Reguladores básicos de C.D. de onda completa	Pag 121
Fig. 3.14 Forma de onda de rectificador de onda completa con carga inductiva	Pag 122
Fig. 3.15 Regulador de C.A. de media onda.	Pag 123
Fig. 3.16 Reguladores de C.A. de onda completa	Pag 124

Fig. 3.17 Regulador trifásico de media onda.	Pag 127
Fig.3.18. Especificaciones de puerta de tiristor	Pag 128
Fig. 3.19. Forma de las ondas del voltaje de salida de un rectificador controlado	Pag 130
Fig. 3.20 Rectificador de puente trifásico semicontrolado.	Pag 130
Fig. 3.21 Apariencia física de rectificadores semicontrolados de onda completa.	Pag 131
Fig. 3.22 Diagramas de ondas del rectificador de puente trifásico semicontrolado cuando $0^\circ < \theta < 60^\circ$.	Pag 133
Fig. 3.23 Diagramas de ondas del rectificador de puente trifásico cuando $60^\circ < \theta < 180^\circ$.	Pag 139
Fig. 3.24 Valores de corriente de compuerta para el SCR	Pag 135
Fig. 3.25 Señales de ánodo y compuerta del SCR	Pag 140
Fig. 3.26 Tiempo de encendido en función de la corriente compuerta	Pag 140
Fig. 3.27 Disipación de potencia en el SCR	Pag 141
Fig. 3.28 Corriente anódica frente el apagado del SCR	Pag 142
Fig. 3.29 Curvas de máxima disipación de potencia	Pag 144
Fig. 3.30 Curvas de máxima corriente permisible	Pag 145
Fig. 3.31 Disparo de compuerta por polarización de C.D.	Pag 147
Fig. 3.32 Regulación por polarización de C.A.	Pag 148
Fig. 3.33 Circuito desfasador en puente	Pag 149
Fig. 3.34 Circuito regulador de media onda.	Pag 152
Fig. 3.35 Acoplamiento con red R-C.	Pag 152
Fig. 3.36 Disparo del SCR por medio de un pulso negativo	Pag 153
Fig. 3.37 Circuitos generadores de pulsos	Pag 154
Fig. 3.38 Voltaje en el condensador y en la compuerta del SCR	Pag 155
Fig. 3.39 Acople de señal para SCR	Pag 157
Fig. 3.40 Circuito generador de pulsos sincronizado con la línea.	Pag 160
Fig. 3.41 Símbolo y estructura semiconductor del UJT	Pag 161
Fig. 3.42 Circuito de polarización para el UJT	Pag 162
Fig. 3.43 Modelo equivalente del UJT	Pag 163
Fig. 3.44 Curva V – A de entrada del UJT	Pag 164
Fig. 3.45 Oscilador con UJT	Pag 165
Fig. 3.46 Compensación térmica en el UJT	Pag 172
Fig. 3.47 Generador de pulsos con UJT	Pag 175
Fig. 3.48 Voltaje en el condensador de la figura 3.47	Pag 177
Fig. 3.49 Circuito oscilador con UJT	Pag 177
Fig. 3.50 Voltaje v_2 del circuito oscilador	Pag 180
Fig. 3.51 Símbolo, estructura y circuito equivalente del PUT	Pag 181
Fig. 3.52 Curva V – A del PUT	Pag 183
Fig. 3.53 Bornes del UJT para un circuito con PUT	Pag 183
Fig. 3.54 Equivalencia entre el PUT y el UJT	Pag 184
Fig. 3.55 Circuito oscilador con PUT	Pag 184
Fig. 3.56 Voltaje en el condensador y generación de pulsos	Pag 185
Fig. 3.57 Compensación térmica en el PUT	Pag 187
Fig. 3.59 Símbolo, estructura semiconductor y circuito equivalente.	Pag 190
Fig. 3.60 Circuito de aplicación con D4.	Pag 190
Fig. 3.61 Circuito de aplicación con D4	Pag 191
Fig. 3.62 Símbolo, Estructura semiconductor, Curva V – A de entrada para el SUS.	Pag 192
Fig. 3.63 Circuito equivalente del SUS con PUT	Pag 193
Fig. 3.64 Símbolo, estructura semiconductor y característica del GTO.	Pag 195
Fig. 3.65 Símbolo y circuito equivalente del IGBT	Pag 196
Fig. 3.66 Símbolo, estructura, circuito equivalente y curva V-A del BDS	Pag 198
Fig. 3.67 Circuito desvanecedor de luz con BDS	Pag 198
Fig. 3.68 Símbolo y característica V – A del SBS	Pag 198
Fig. 3.69 Circuito equivalente del SBS	Pag 199
Fig. 3.70 SBS con un divisor de tensión.	Pag 199
Fig. 3.71 Símbolo, estructura y curva V – A del SAS.	Pag 200
Fig. 3.72 Desvanecedor de luz con TRIAC	Pag 201
Fig. 3.73 Estructura y símbolo del DIAC	Pag 202
Fig. 3.74 Curva característica del DIAC	Pag 202
Fig. 3.75 Circuito básico de disparo con DIAC	Pag 202
Fig. 3.76 Circuito Básico de conmutación con SCR	Pag 205

Fig. 3.77 Interruptor estático con SCR.	Pag 208
Fig. 3.78 Interruptor Estático con SCR en C.A.	Pag 211
Fig. 3.79 Formas de onda para el interruptor estático.	Pag 213
Fig. 3.80 Interruptor Estático.	Pag 214
Fig. 3.81 Arrancador estático para MCD usando SCR como interruptor.	Pag 215
Fig. 3.82 Circuito equivalente del arrancador al momento de presionar el pulsador de paro.	Pag 218
Fig. 3.83 Variación de la corriente por el motor y el voltaje en el SCR	Pag 219
Fig. 3.84 Rectificación controlada de media onda con carga inductiva.	Pag 221
Fig. 3.85 Conducción en el SCR.	Pag 223
Fig. 3.86 Ángulo de extinción en función del ángulo de disparo.	Pag 224
Fig. 3.87 Ondas para el circuito rectificador controlado de onda completa	Pag 226
Fig. 3.88 Variación del Vcd/Vm y θ_2 en función del ángulo de disparo	Pag 228
Fig. 3.89 Formas de onda del circuito 3.84 al conectar el diodo D	Pag 230
Fig. 3.90 Representación de un generador 3 ϕ	Pag 233
Fig. 3.91 Representación de un generador 1 ϕ	Pag 233
Fig. 3.92 Regulación manual de velocidad	Pag 234
Fig. 3.93 Generador con máquina excitatriz	Pag 235
Fig. 3.94 Generador sin escobillas	Pag 237
Fig. 3.95 Diodos rectificadores	Pag 238
Fig. 3.96 Rectificador giratorio	Pag 238
Fig. 3.97 Curva característica de un varistor	Pag 239
Fig. 3.98 Rectificador sobre dos placas	Pag 239
Fig. 3.99 Rectificador sobre tres placas	Pag 239
Fig. 3.100 Regulador estático de amplitud	Pag 241
Fig. 3.101 Regulador electrónico de voltaje	Pag 242
Fig. 3.102 Regulador electrónico con PMG	Pag 243
Fig. 3.103 Estructura de un regulador de voltaje	Pag 244
Fig. 3.104 Regulador automático de voltaje	Pag 245
Fig. 3.105 Rectificador controlado de media onda conectado a una carga R-L-V	Pag 247
Fig. 3.106 Formas de onda del rectificador controlado de media onda	Pag 250
Fig. 3.107 Ángulo de extinción en función del ángulo de disparo	Pag 254
Fig. 3.108 Motor de C.D. de excitación independiente	Pag 256
Fig. 3.109 Curvas para el diseño y análisis de un regulador de fase	Pag 258
Fig. 3.110 Regulador de fase de onda completa	Pag 259
Fig. 3.111 Circuito con SCR al cual se le aplicó una onda	Pag 263
Fig. 3.112 Protecciones para el SCR	Pag 266
Fig. 3.113 Diagrama unifilar del ejemplo 1, con el AVR conectado	Pag 271
Fig. 3.114. Solución gráfica en términos de los parámetros de carga $\omega L/R$ y el ángulo de disparo θ	Pag 273
Fig. 3.115 $\theta_2 = f(\theta)$	Pag 274
Fig. 3.116. Diagrama unifilar del regulador del ejemplo 2	Pag 278
Fig. 4.1 Apariencia real típica de un SSR.	Pag 281
Fig. 4.2 SSR de diferente número de contactos y con disipador acoplado.	Pag 284
Fig. 4.3 Estructura interna de un SSR típico.	Pag 285
Fig. 4.4 Circuito básico y estructura típica de un SSR para C.A.	Pag 285
Fig. 4.5 Estructura interna de un SSR	Pag 286
Fig. 4.6 SSR con TRIAC	Pag 287
Fig. 4.7 Interfaz de entrada del SSR	Pag 288
Fig. 4.8 Circuito para automantenimiento del SSR	Pag 290
Fig. 4.9 Protección de un SSR contra corto circuito	Pag 290
Fig. 4.10 Circuito para desconectar el devanado de arranque con SSR	Pag 291
Fig. 4.11 Detector de fase con SSR	Pag 292
Fig. 4.12 Forma constructiva real típica de un SSC.	Pag 294
Fig. 4.13 Interfaz de potencia con SSR	Pag 294
Fig. 4.14 SSC en sistemas trifásicos	Pag 295
Fig. 4.15. Regulador de C.D. de media onda	Pag 296
Fig. 4.16 Regulador de C.D. de onda completa	Pag 297
Fig. 4.17 Regulador para rampa – exponencial con UJT	Pag 299
Fig. 4.18 Regulador de corriente tipo rampa exponencial.	Pag 300

Fig. 4.19 Circuito para rampa exponencial con PUT	Pag 302
Fig. 4.20 Regulador de corriente tipo rampa pedestal exponencial	Pag 303
Fig. 4.21 Carga del condensador para el regulador tipo rampa pedestal.	Pag 305
Fig. 4.22 Calculo de R_z y P_z	Pag 305
Fig. 4.23 Regulador de corriente tipo rampa pedestal exponencial con PUT	Pag 306
Fig. 4.24 Regulador de corriente tipo rampa lineal	Pag 306
Fig. 4.25 Variación de tensión en el condensador del regulador tipo rampa lineal	Pag 307
Fig. 4.26 Regulador tipo rampa lineal con PUT	Pag 310
Fig. 4.27 Regulador de corriente tipo rampa pedestal lineal.	Pag 311
Fig. 4.28 Regulador de corriente rampa pedestal lineal con PUT	Pag 312
Fig. 4.29 Regulador de corriente tipo rampa lineal con ajuste por tensión.	Pag 313
Fig. 4.30 Circuito de protección con SCR	Pag 315
Fig. 4.31 Circuitos de retardo al trabajo ("on delay")	Pag 317
Fig. 4.32 Relé temporizado al reposo (<i>OFF – DELAY</i>)	Pag 319
Fig. 4.33 Temporizador electrónico con SCR	Pag 320
Fig. 4.34 Temporizador electrónico con PUT	Pag 320
Fig. 4.35 Temporizador al trabajo con PUT	Pag 322
Fig. 4.36. Control de aceleración de cuatro etapas para un motor de C.D.	Pag 324
Fig. 4.37. Interruptor de C.D. con desconexión automática por sobrecorriente	Pag 325
Fig. 4.38. Interruptor estático de C.A. con SCR esclavo	Pag 326
Fig. 4.39 Interruptor estático con PUT	Pag 326
Fig. 4.40 Cargador de baterías con desconexión automática	Pag 328
Fig. 4.41 Formas de onda de V_R e I_C para el circuito cargador de baterías	Pag 328
Fig. 4.42 Regulador de velocidad con SCR	Pag 329
Fig. 4.43 Formas de onda regulador de velocidad con SCR	Pag 330
Fig. 4.44 Regulación automática de velocidad	Pag 332
Fig. 4.45 Símbolo y modelo equivalente de un motor de CD	Pag 334
Fig. 4.46 Diagrama de bloques de un sistema de regulación automática	Pag 336
Fig. 4.47 Control de velocidad con SCR y D4	Pag 338
Fig. 4.48 Inversores estáticos con SCR	Pag 340
Fig. 4.49 Formas de onda de un inversor estático	Pag 344
Fig. 4.50 Luz de emergencia por falla en el sistema eléctrico	Pag 346
Fig. 4.51 Desvanecedor de luz con SCR	Pag 347
Fig. 4.52 Formas de onda desvanecedor de luz con SCR	Pag 348
Fig. 4.53 <i>Dimmer</i> con SCR	Pag 349
Fig. 4.54 Formas de onda del <i>dimmer</i>	Pag 349
Fig. 4.55 Dosificador de llenado de tanques con PUT	Pag 350
Fig. 4.56 Estructura básica de un variador de velocidad para motor trifásico	Pag 352
Fig. 4.57 Rectificador controlado como variador para motor monofásico	Pag 354
Fig. 4.58 Regulador de tensión para motor asíncrono	Pag 354
Fig. 4.59 Comparación entre diferentes métodos de arranque en cuanto a la corriente de conexión del motor.	Pag 355
Fig. 4.60 Arrancador suave: forma física típica	Pag 356
Fig. 4.61 Topología de un inversor monofásico con IGBT	Pag 357
Fig. 4.62 Inversor trifásico con IGBT	Pag 358
Fig. 4.63 Topología y ondas de un controlador para inversor trifásico.	Pag 359
Fig. 4.64 Inversor multinivel	Pag 360
Fig. 5.1 Símbolo y estructura semiconductor del TRIAC.	Pag 362
Fig. 5.2 Polarización del TRIAC.	Pag 362
Fig. 5.3 Curva característica del TRIAC.	Pag 363
Fig. 5.4 Símbolo, estructura Semiconductor y curva característica del DIAC.	Pag 364
Fig. 5.5 Estructura interna y símbolo del QUADRAC.	Pag 365
Fig. 5.6 Estructura, circuito equivalente y símbolo del SCS.	Pag 365
Fig. 5.7 Interruptor estático con SCS.	Pag 366
Fig. 5.8 Regulación de fase con TRIAC	Pag 367
Fig. 5.9 Formas de onda del Interruptor estático.	Pag 368
Fig. 5.10 Inversor de marcha con TRIAC.	Pag 370
Fig. 5.11 Arrancador trifásico con TRIAC.	Pag 371
Fig. 5.12 Corriente de compuerta del arrancador trifásico.	Pag 372

Fig. 5.13 Inversos de marcha con TRIAC.	Pag 373
Fig. 5.14 Sentido del flujo en el inversor de marcha.	Pag 374
Fig. 5.15 Arranque de un motor monofásico con desconexión automática.	Pag 375
Fig. 5.16 "Apagachispas" electrónico con TRIAC.	Pag 376
Fig. 5.17 Control automático de temperatura con TRIAC.	Pag 378
Fig. 5.18 Desvanecedor de luz con QUADRAC.	Pag 379
Fig. 5.19 Forma de onda del voltaje en el condensador.	Pag 380
Fig. 5.20 Regulador de luz con QUADRAC.	Pag 381
Fig. 6.1 Curvas y esquemático del fototubo de vacío.	Pag 385
Fig. 6.2 Curvas del fototubo de gas.	Pag 386
Fig. 6.3 Esquema de un fototubo multiplicador	Pag 387
Fig. 6.4 Construcción de una fotorresistencia.	Pag 388
Fig. 6.5 Gráfica característica de la fotorresistencia	Pag 389
Fig. 6.6 Estructura interna del fotodiodo.	Pag 389
Fig. 6.7 Curvas del fotodiodo.	Pag 390
Fig. 6.8 Curvas del fototransistor.	Pag 390
Fig. 6.9 estructura básica de un FotoSCR.	Pag 391
Fig. 6.10 Estructura interna de un optoacoplador.	Pag 392
Fig. 6.11 estructura interna y curva de las fotoceldas	Pag 392
Fig. 6.12 Estructura interna de una celda fotovoltaica.	Pag 393
Fig. 6.13. Curva V-I típica de una celda fotovoltaica	Pag 394
Fig. 6.14 Efectos de la temperatura y la irradiación en la forma de la curva V-I	Pag 395
Fig. 6.15 Espectro de energía radiante.	Pag 396
Fig. 6.16 Representación cuando el flujo no incide perpendicularmente.	Pag 398
Fig. 6.17 Emitividad relativa para diferentes fuentes de luz.	Pag 401
Fig. 6.18 Sensibilidad relativa del ojo humano	Pag 402
Fig. 6.19 Sensibilidad relativa de los metales alcalinos.	Pag 403
Fig. 6.20 Comparación entre el Germanio y el Silicio.	Pag 403

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Ganancia del voltaje de C.D. para diferente número de fases	Pag 35
Tabla 2.2. Valores del factor de rizado y la frecuencia para diferente número de fases	Pag 37
Tabla 2.3. Valores teóricos de la eficiencia de rectificación.	Pag 38
Tabla 2.4. Factor de utilización para diferente número de fases.	Pag 45
Tabla 2.5. Factor de utilización en el rectificador de media onda.	Pag 49
Tabla 2.6. Resultados teóricos para los diferentes circuitos rectificadores en función de las especificaciones de la carga (P_{cd} , V_{cd} , I_{cd})	Pag 59
Tabla 2.7 Factor de utilización del transformador para circuitos rectificadores con filtro inductivo.	Pag 65
Tabla 2.8 Resistencia térmica para diferentes materiales.	Pag 92
Tabla 3.1 Resistencia entre los terminales del SCR	Pag 108
Tabla 3.2 Parámetros y relaciones de circuito de algunos dispositivos	Pag 158
Tabla 3.3. Parámetros del SUS	Pag 194
Tabla 3.4. Parámetros del SAS	Pag 201

CAPÍTULO 1.

INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

1

1.1. INTRODUCCIÓN

Con la invención los **tubos de vacío** (figura 1.1) comenzó la era de la electrónica, el primer dispositivo amplificador fue realizado por Fleming en 1904. Le siguió el desarrollo del **diodo de punta de contacto de estado sólido** por parte de Pickard en 1906. Entre 1907 y 1927 tuvieron lugar los primeros circuitos de radio que utilizaban diodos y triodos. El receptor superheterodino de Armstrong, en 1920; la demostración de la televisión, en 1925; el dispositivo de efecto de campo de Lilienfield, en 1925; el principio de la modulación de frecuencia de Armstrong, en 1933 y el radar, en 1940, completaron los inventos más relevantes de la primera mitad del siglo XX.



Figura 1.1 Apariencia física de un triodo de vacío

Durante los años 20 aparecieron los primeros dispositivos electrónicos de gas, que utilizaban gases inertes y vapor de mercurio, funcionando bajo el principio de la ionización gaseosa ilustrado en la figura 1.2: **Fanotrones, Ignitrones, Seditrones, Excitrones, Multieletródicos y Tiratrones**, algunos de estos dispositivos se pueden ver en la figura 1.3. La presencia del gas en lugar de vacío permitió elevar los niveles de corriente que podían circular por el dispositivo, siendo utilizados para la rectificación y conversión de potencia eléctrica simple y controlada. Dichos dispositivos se emplearon hasta el advenimiento de los tiristores en la década de los 50 y particularmente el SCR en los años 60.



Figura 1.2 Thyatrón en funcionamiento, se puede apreciar el fenómeno
De la ionización gaseosa

Con la invención del **transistor de silicio**, por Bardeen, Bratain y Shockley en los laboratorios de la compañía *Bell Telephone* se inició la revolución electrónica en 1947. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas que existen en la actualidad se fundamentan en este invento; tal es el caso de la microelectrónica moderna que ha evolucionado a partir de los semiconductores. Seguida a esta revolución se dio la primera demostración de la televisión en color en 1950 y, en 1952, la invención del **transistor unipolar de efecto de campo** por Shockley.

En 1956, los laboratorios Bell desarrollaron un dispositivo de tres terminales, con estructura semiconductor PNP, conocido **Rectificador Controlado de Silicio** (SCR por sus siglas en inglés), iniciando una de las etapas más importantes de la electrónica. Con el desarrollo de un SCR comercial, realizado por la *General Electric*, en 1958 se dio el comienzo de la electrónica de potencia, que ha tenido su mayor área de influencia en la industria. Desde entonces se han

desarrollado diferentes tipos de dispositivos, técnicas de conversión y métodos de procesamiento de información que han facilitado todos los procesos de actualización y supervisión de la maquinaria industrial. El SCR hace parte de una familia de dispositivos semiconductores conocidos como Tiristores.

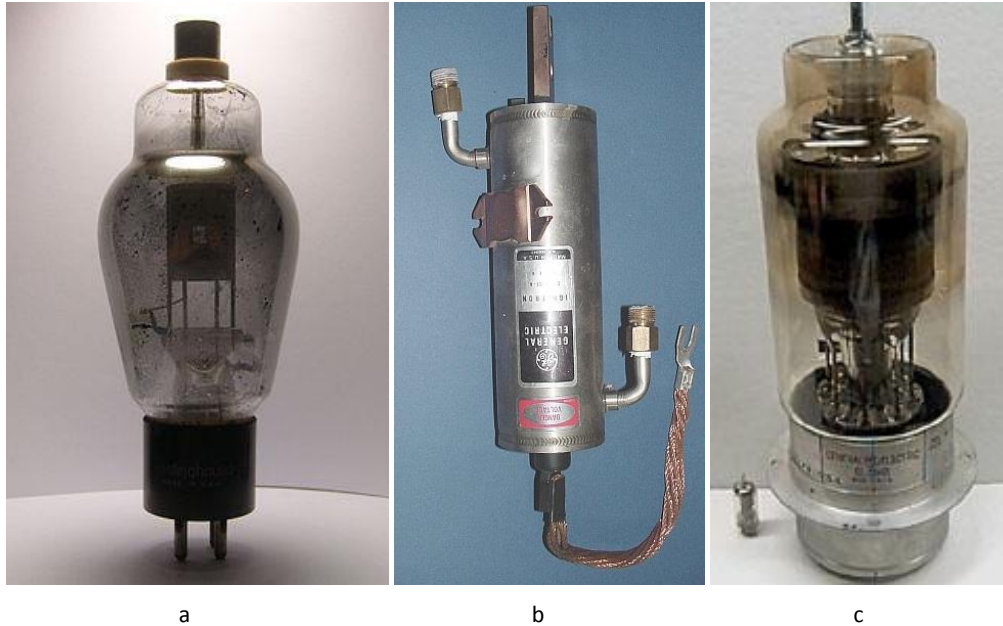


Figura 1.3 a. Fanotrón – b. Ignitrón – c. Thyratrón

Finalmente, dispositivos elaborados a base de vacío y gas que aplicaban el principio de la **fotoemisión**, se comenzaron a utilizar en la década de los 50. A partir de ese momento se desarrollaron otro tipo de dispositivos que responden a radiaciones luminosas y que hoy en día son el tema central de lo que se conoce como la **optoelectrónica**.

De manera resumida el estudio de la electrónica de potencia se centra entonces en los dispositivos y métodos electrónicos, utilizados para transformar y manejar energía eléctrica de modo que se pueda operar y controlar maquinaria eléctrica con altos requerimientos de tensión y corriente. Actualmente y debido a la tecnología disponible se puede decir que los semiconductores de potencia son los componentes más importantes de este campo.

1.2. GENERALIDADES Y CAMPO DE APLICACIÓN

Un flujo de electrones entre dos electrodos, establece lo que se conoce como corriente eléctrica, así, los dispositivos que trabajan a base de corriente son llamados electrónicos. Desde el punto de vista electrónico existen tres tipos de dispositivos para controlar dicha corriente de acuerdo con el medio sobre el cual se transporta (transporte o traslación de electrones) y según la influencia del medio en sus movimientos. Las clases de dispositivos son: de **alto vacío**, de **descarga gaseosa** y **semiconductores**. En la figura 1.4 se pueden ver los símbolos de los principales dispositivos de los primeros dos tipos.

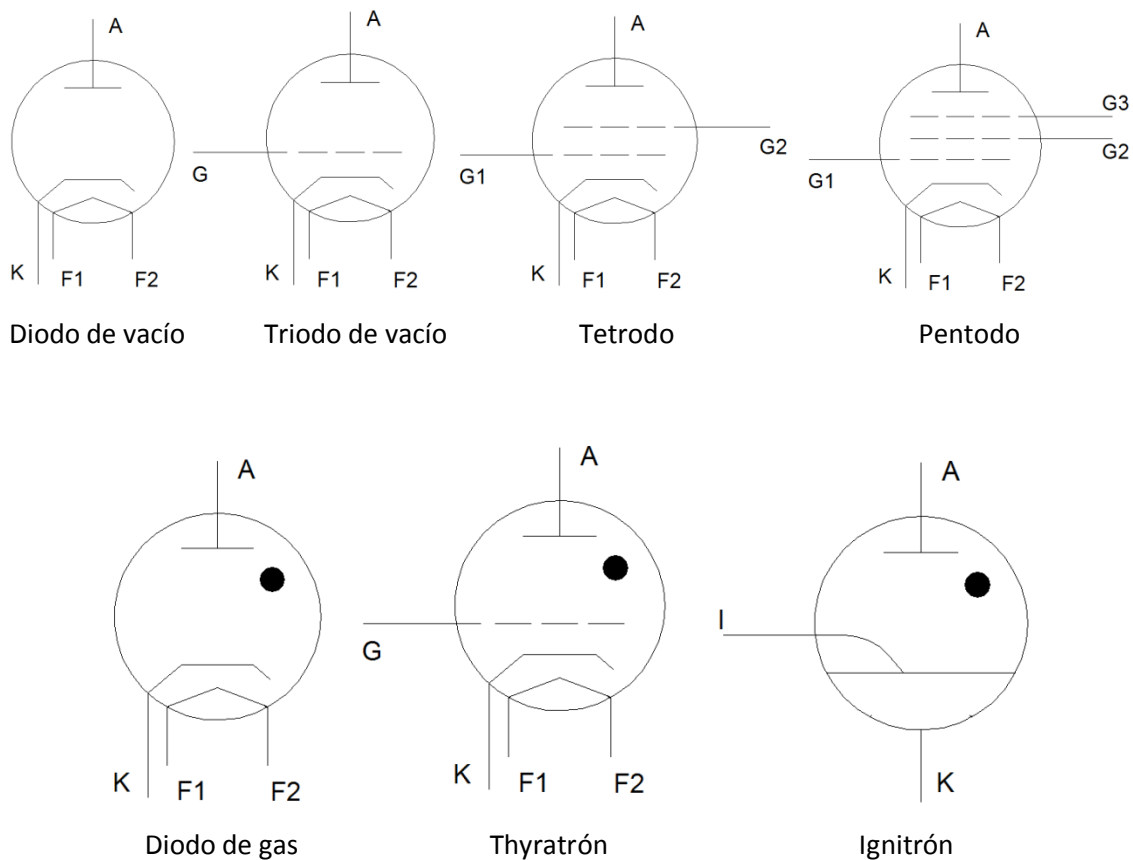


Figura 1.4 Principales dispositivos de vacío y de gas

En los dispositivos de vacío la corriente se establece solamente por los electrones emitidos por un cátodo que transitan a través del vacío sin presencia de otras partículas cargadas entre el espacio de los electrodos. Algunos de los dispositivos elaborados de vacío son: los tubos o válvulas electrónicas (utilizadas en amplificación y generación de señales), como rectificadores, en el

empleo de los dispositivos fotoeléctricos y rectificadores de señales luminosas (tubos de rayos catódicos o tubo de haz electrónico).

En los dispositivos de descarga gaseosa, la corriente se establece por los electrones que emite un cátodo y transitan en un medio rodeado por iones positivos a través de un gas a baja presión.

Los dispositivos semiconductores presentan la combinación de medios semiconductores homogéneos y heterogéneos. Estos medios forman un cuerpo cristalino, cuyos electrones se liberan de los enlaces de valencia con los átomos pertenecientes a la estructura del material utilizado, por acción de energía térmica o luminosa.

Los sistemas asociados con la electrónica industrial, llevan generalmente un **circuito de control** y otro **de potencia**, compuesto por semiconductores de alta corriente (tiristores) y elementos pasivos, que ligan la fuente o la red con la carga. Las cargas industriales que se manejan asociadas a los circuitos de potencia son normalmente: motores, generadores y transformadores eléctricos, electroimanes de todo tipo, válvulas, resistencias de calefacción, bancos de lámparas, baterías y bancos de condensadores.

La electrónica de potencia ofrece las siguientes ventajas respecto a métodos electromecánicos de control:

- Rápida respuesta y mejor estabilidad.
- Mayor vida útil.
- Bajo mantenimiento.
- Ausencia de vibraciones y desgaste.
- No hay presencia de arco eléctrico, por lo que no se presenta desgaste de contactos ni generación de ruido electromagnético.
- Alto rendimiento.
- Tamaño reducido y bajo costo comparado con el de dispositivos eléctricos que hacen idénticas tareas.

Presenta algunas desventajas:

- Menor robustez. Esto implica menor capacidad para soportar las sobretensiones y las sobreintensidades. Esto exige redes amortiguadoras y elementos limitadores para hacer totalmente seguro el funcionamiento.
- En ciertos casos es más costoso hacer el montaje, pero este inconveniente tiende a desaparecer a medida que avanza la tecnología de fabricación y la comercialización de los semiconductores de potencia.

En la actualidad los **sistemas programables** para el control de los procesos industriales se hacen cada vez más comunes y esta tendencia sigue. Este tipo de control, por medio de un computador o un autómatas programable, permite unificar en un solo sistema todas las necesidades que puedan plantearse para controlar y supervisar las máquinas. Con estos sistemas es posible manejar simultáneamente entradas y salidas de diferentes procesos y tomar decisiones en función de los datos que se reciben.

Con la aparición de los microprocesadores y los circuitos integrados de alta escalabilidad, se han venido resolviendo muchos de los problemas en la industria. Cada vez es más frecuente el desarrollo de software para las aplicaciones industriales de regulación, conmutación y supervisión y control de la maquinaria industrial que incorpora la Electrónica de Potencia.

En el futuro, la Electrónica Industrial garantizará la realización de mejores sistemas, operando con menor esfuerzo en la elaboración de los productos y con menor riesgo de falla. Los procesos asistidos por computador y la maniobra de las cargas por dispositivos electrónicos de alta corriente se imponen cada vez más en la industria y representará la tecnología dominante.

1.3. PROCESOS INDUSTRIALES

Los procesos industriales se pueden dividir en dos:

- Procesos **continuos** o físico - químicos.
- Procesos de **discontinuos** o de manufactura.

1.3.1. Procesos Continuos

En los procesos continuos las variables son normalmente de tipo **físico-químico** y los equipos deben responder a variaciones de tipo analógico. En este tipo de procesos se busca que el valor de las variables se mantenga en un valor fijo, respecto a uno de referencia, el cual es el deseado. Las variables a controlar son por lo regular presión, temperatura, humedad, nivel, caudal y velocidad. Los elementos que se manipulan para lograr el control de dichas variables son generalmente líquidos y gases.

1.3.2. Procesos Discontinuos

En los procesos discontinuos se trabaja sobre piezas discretas que interactúan entre sí para obtener un producto terminado. Las variables a controlar son de tipo **digital** y responden a una secuencia, combinación o temporización determinada. Se hace control individual sobre cada pieza y se realizan tareas discretas, fundamentalmente en el control de posición o movimientos.

1.3.3. Controladores Lógicos Programables (PLC)

En la actualidad, para ambos tipos de procesos es muy común encontrar que sean manejados por un controlador lógico programable (PLC por sus siglas en inglés) como el de la figura 1.5. Estos dispositivos, aunque son inherentemente digitales y secuenciales, están en capacidad de controlar ambos tipos de procesos mediante salidas digitales y analógicas que están dispuestas en diferentes módulos.

El desarrollo de los PLC se remonta a la década de los 70 y su utilización está en permanente crecimiento, dado que su costo se reduce y su implementación se simplifica cada vez más. Además reemplazan totalmente la lógica cableada para actuar directamente (o mediante adecuadores de señal) sobre los dispositivos de potencia y actuadores del sistema. Las principales ventajas de implementar la lógica de un proceso mediante PLC son:

- No es necesario dibujar el esquema de contactos.
- No es necesario simplificar ecuaciones lógicas.
- La lista de materiales se reduce sustancialmente.
- Posibilidad de hacer modificaciones sin cambiar el montaje.
- Menor espacio ocupado.



Figura. 1.5 Apariencia física de un PLC marca *Telemecanique*¹

8

- Menores costos de mano de obra.
- Menores costos de mantenimiento.
- Posibilidad de manejar varios procesos con el mismo dispositivo.
- Menor tiempo para puesta en marcha.
- Utilización de interfaces de comunicación con otros dispositivos y de utilizar métodos diferentes de entrada y salida de datos.
- Modularidad.

También existen, por supuesto, algunas desventajas, dentro de las que podríamos mencionar las siguientes:

- La inversión inicial puede ser alta en comparación con otros métodos.
- Se requiere de capacitación especial para empezar a programar en PLC.

Dentro de la gran cantidad de tareas que pueden realizar los PLC, algunas de las más comunes en la industria son:

- Operación y control de la maquinaria de proceso.
- Solución de automatismos lógicos asociados a los procesos de manufactura (ensamble, corte, sellado, estampado, etc...)
- Supervisión y monitoreo permanente de las variables asociadas al proceso de control.

¹ Tomado de: <http://media4.rsdelivers.cataloguesolutions.com/LargeProductImages/R468422-01.jpg> en diciembre de 2012

1.4. REGULACIÓN

Al elemento controlador en procesos continuos se le conoce como **regulador**. Dicho regulador puede ser implementado por dos métodos básicos establecidos: el convencional y el moderno. En los controladores modernos se usa un microcontrolador y sistemas asistidos por computador para realizar la tarea de control. El control convencional se refiere al que utiliza lógica cableada. Estos sistemas de control pueden hacerse en lazo abierto o lazo cerrado.

El control en lazo abierto se refiere al que utiliza solo la señal de entrada para actuar sobre el proceso, independiente del comportamiento de la salida, que en muchos casos se supone determinístico.

El control en lazo cerrado, en cambio, relaciona dos variables: la de entrada y la de salida. La variable de salida es la que se desea controlar y para ello se establece un lazo o *Loop* de control. El regulador es el elemento principal en un control continuo y la forma como este actúa para anular el error se conoce como **acción de control**.

En la figura 1.6 se ilustra el diagrama básico de un sistema automático de control, allí se muestra los elementos que componen un regulador.

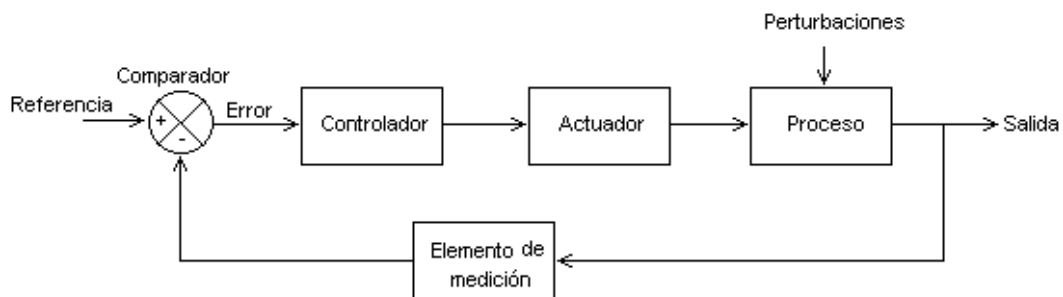


Figura 1.6 Sistema automático de control

El diseño de un controlador depende del tipo de sistema que se va a controlar, el modelo empleado (matemático o físico), las exigencias de funcionamiento y la realización física del controlador.

Los sistemas de control asistidos por computador (control moderno) avanzan sobre tres técnicas básicas: inicialmente está el desarrollo de teorías matemáticas que facilitan la solución e implementación de algoritmos de control en los procesos. La segunda técnica es la sustitución de

la electrónica convencional por la digital. Finalmente la planeación y supervisión global del control de los procesos.

El empleo de microprocesadores en los sistemas de control ha traído consigo el desarrollo de mejores sensores y dispositivos de adquisición de datos, así como técnicas de regulación más eficaces. En este tipo de controladores, por medio de algoritmos, es posible eliminar el problema de saturación del controlador frente a perturbaciones, es posible controlar más de una variable con las diferentes técnicas de control (cascada, anticipatorio “*feedforward*”, de proporción, “*override*”)

En la actualidad la mayoría de las fábricas usan sistemas de control asistidos por computador, ya que garantizan el funcionamiento de la fábrica, manteniendo las condiciones fijas, realizan las correcciones, paros y puestas en servicio automático. Entre las ventajas de este tipo de controladores están: velocidad en el procesamiento de la información, capacidad de almacenamiento, toma automática de decisiones, control centralizado desde un punto remoto y optimización de la instalación.

1.5. APLICACIONES

La electrónica de potencia ha recibido gran atención durante los últimos cuarenta años. La industria se ha venido preocupando por asegurar métodos de producción más ágiles que garanticen una alta eficiencia para racionalizar los consumos de energía, materia prima e insumos, mano de obra y recursos de dinero y tiempo.

En años recientes, las plantas industriales se han dedicado a modernizar y acondicionar la maquinaria industrial, buscando una mayor eficiencia en la operación de motores eléctricos, de los hornos y calentadores y en general de variadas operaciones de control.

Muchas clases de dispositivos electrónicos están disponibles a nivel industrial y los usuarios deben ser muy cuidadosos para escoger los equipos que garanticen los exigentes requisitos que se impone en la fábrica moderna y que se ajusten a la necesidad específica de cada aplicación.

El advenimiento de los transistores de potencia de efecto de campo, los tiristores y los autómatas programables originaron una verdadera revolución industrial, sobretodo en la técnica de la conversión, regulación y conmutación de las cargas industriales. La ingeniería de los convertidores es la parte más importante y compleja de la electrónica de potencia, ya que engloba todos los

métodos que permiten en términos generales maniobrar, controlar y convertir la energía eléctrica, usando medios electrónicos para atender las demandas que impone las cargas.

En los convertidores se utilizan casi exclusivamente los tiristores y los rectificadores de potencia que son el tema central de este documento. Con estos elementos se puede regular la corriente eléctrica para controlar la temperatura de hornos, la velocidad y el torque de los motores de corriente alterna y directa, la luminosidad de lámparas, las fuerzas generadas por electroimanes que funcionan con válvulas, frenos y embragues, la carga de baterías estacionarias y de tracción, la regulación de la tensión en alternadores y la variación de la frecuencia de la red entre, otras.

A nivel de control y mediante el empleo de sensores y dispositivos de mando apropiados, involucrando el microprocesador como elemento de procesamiento de información programable, es posible darle solución a un sinnúmero de automatismos lógicos industriales relacionados con control de movimiento y posición y en especial, sistemas de regulación automática.

Todas estas técnicas son aplicables en particular a sistemas de bombeo, sistemas de llenado, sistemas de control de nivel, sistemas de dosificación de líquidos, en máquinas de soldadura, de corte y sellado, de estampación y de muchos otros sistemas que serán estudiados en este libro.

SISTEMAS DE RECTIFICACIÓN POLIFÁSICA SIMPLE Y CONTROLADA

2.1. INTRODUCCIÓN

Es muy común, cuando en electrónica un equipo o dispositivo necesita corriente directa para funcionar, que se utilicen rectificadores sencillos de media onda u onda completa, sin embargo cuando los requerimientos de potencia son elevados, se recurre a la rectificación polifásica (tres o más fases) puesto que de ella se derivan ciertas ventajas que no presentan los sistemas rectificadores de media onda y onda completa.

En la industria, se tienen procesos que demandan considerable potencia de C.D., cabe mencionar por ejemplo:

- Procesos electrolíticos y metalúrgicos, para recubrimiento y obtención de metales.
- Subestaciones de energía, para alimentación de grupos moto – generadores de C.D.
- Fuentes de alimentación para equipos de comunicaciones, especialmente estaciones de radio difusión comercial.
- Hornos de radiofrecuencia.
- Equipos cargadores de baterías.
- Equipos de soldadura.
- Transmisión de energía por C.D.

Algunas de las principales ventajas relacionadas con el empleo de la rectificación polifásica son las siguientes:

- El flujo de potencia por la carga es más continuo.
- Menor factor de rizado.
- Mayor frecuencia de rizado.
- Alto rendimiento o eficiencia de rectificación.
- Diodos rectificadores de relativamente baja capacidad de corriente para una potencia considerable.
- Disponibilidad de energía eléctrica trifásica a nivel industrial.

Como consecuencia del bajo factor de rizado y de la mayor frecuencia de la onda de salida del rectificador, los filtros, si se usan, son comparativamente de tamaño más reducido y más económicos. Sin embargo, debe anotarse que el número de diodos se hace mayor; generalmente, uno o dos por fase.

En la rectificación polifásica, se usan normalmente diodos rectificadores tipo semiconductor de silicio o de gas. En la actualidad, los primeros han desplazado a los de gas en virtud de su elevada eficiencia, bajo costo y tamaño reducido.

Algunas ventajas adicionales pueden anotarse con respecto a los rectificadores de silicio:

- Más rígidos mecánicamente.
- Vida media muy elevada.
- Menor caída de voltaje para estado de conducción. Dicha caída es del orden 1 voltio, en comparación con aproximadamente 10 voltios para los tubos de gas.
- Funcionamiento instantáneo; puesto que no tienen filamento, no requieren energía de caldeo; ni tiempo de precalentamiento.
- Facilidad de montaje (en cualquier posición).
- Libre interferencia para los sistemas de radio.

Una de las limitaciones para estos dispositivos es la temperatura. Aumentos de la misma, originan incrementos en la corriente inversa, lo cual no es deseable. La temperatura de una unión semiconductor de silicio nunca debe sobrepasar los 200°C; para evitar su destrucción.

Se logra un mejor funcionamiento con el montaje de los diodos sobre disipadores térmicos, acondicionándolos con un sistema de refrigeración por aire forzado.

2.2. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE MEDIA ONDA

Es el más simple de los circuitos rectificadores polifásicos.

La disposición emplea generalmente un transformador trifásico en conexión delta - estrella con neutro, según se ilustra en la figura 2.1.

La conexión delta o triángulo proporciona una mejor repartición de la carga en los devanados del primario y no origina desequilibrios en las tensiones de la fase, puesto que estas corresponden a las mismas de la línea, impuestas por el sistema. La conexión en estrella con neutro para el primario puede utilizarse, pero requiere alimentación con cuatro hilos para evitar los problemas que puedan presentarse cuando el sistema está desbalanceado y existe la posibilidad de que se presente un neutro flotante.

El secundario en estrella con neutro es un requisito del circuito, ya que en los rectificadores polifásicos de media onda, el neutro es uno de los terminales de salida de corriente directa hacia la carga.

Por otro lado, la conexión delta – estrella es elevadora de voltaje, lo cual puede ser ventajoso para emplearse en ciertos circuitos prácticos que requieran un voltaje de salida elevado.

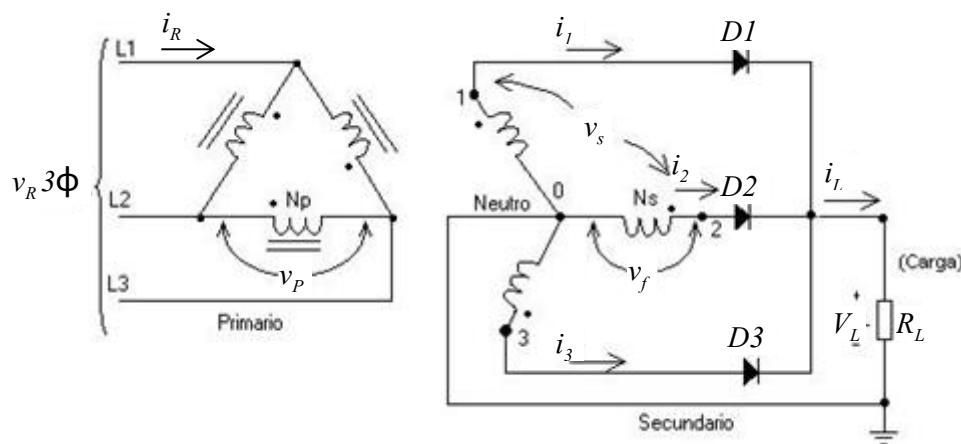


Figura 2.1 Rectificador trifásico de media onda

El diagrama de conexiones para el transformador utilizado, se puede apreciar en la figura 2.2.

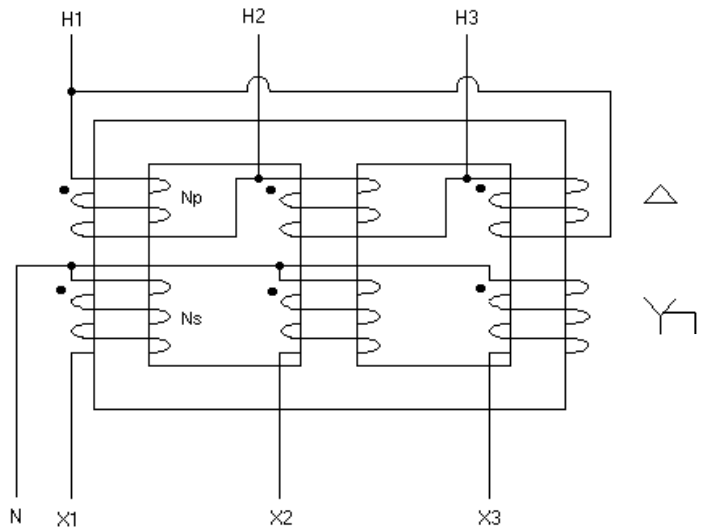


Figura 2.2 Transformador trifásico en conexión delta – estrella con neutro

El empleo de tres transformadores monofásicos, es otra posibilidad que se tiene para efectuar la conexión delta – estrella requerida.

De la figura 2.1 y a partir de las relaciones establecidas para los transformadores en sistemas trifásicos, se puede establecer que

$$\frac{v_p}{v_f} = \frac{N_p}{N_s} \therefore v_p = \frac{N_p}{N_s} v_f = \frac{N_p v_s}{N_s \sqrt{3}},$$

ó también

$$v_s = \sqrt{3} \frac{N_s}{N_p} v_p .$$

Esta expresión relaciona las tensiones de línea primaria y secundaria, indicando que se trata de una conexión elevadora puesto que la relación de espiras aparece multiplicada por $\sqrt{3}$

El funcionamiento del rectificador trifásico de media onda se puede entender fácilmente a partir de las figuras 2.3 y 2.4.

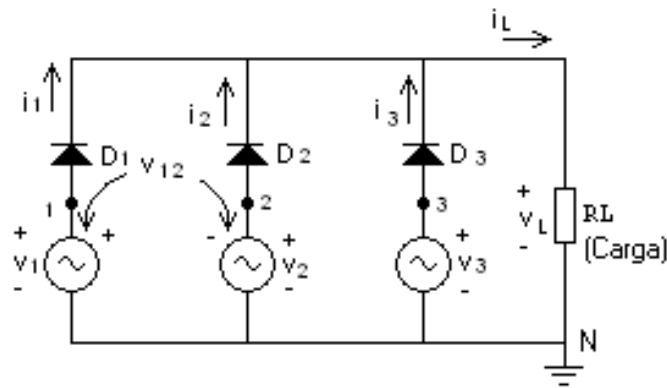


Figura 2.3 Circuito simplificado del rectificador trifásico de media onda

En la figura 2.4, se ilustran las ondas que se originan en el rectificador a partir de tres señales de tensión (v_1, v_2, v_3) desfasadas 120° . Las formas de onda de la corriente y la tensión de salida son similares con carga resistiva y la expresión de Fourier para esta onda periódica se deduce fácilmente y tiene la forma

$$V_L = 0.827V_M - 0.21V_M \text{sen}3t + 0.047V_M \text{cos}6t + 0.011V_M \text{sen}6t - 0.014V_M \text{sen}9t,$$

el ángulo $\omega t = \theta$ (ángulo de conmutación) para el cual v_1 y v_3 son iguales, de acuerdo a la figura 2.4, se puede deducir así

$$v_1 = v_3 \therefore V_M \text{sen}\theta = V_M \text{sen}(\theta + 120^\circ) = V_M \text{sen}[180^\circ(60^\circ - \theta)],$$

simplificando: $\text{sen}\theta = \text{sen}(60^\circ - \theta) \therefore \theta = 30^\circ$.

De manera similar pueden obtenerse los diferentes ángulos de conmutación ($150^\circ, 270^\circ, \dots$)

El funcionamiento del circuito es como sigue:

Para $\pi/6 < \omega t < 5\pi/6$, v_1 es positivo y de mayor magnitud que v_2 y v_3 (ver figura 2.4). En consecuencia, D1 es un corto circuito y D2 y D3 son circuitos abiertos ($i_2=0, i_3=0$).

Como D1 permite conducción, circula corriente por la carga, concluyendo que

$$i_L = i_1 = \frac{v_1}{R_L} = \frac{V_M}{R_L} \text{sen}\omega t = I_M \text{sen}\omega t |_{\pi/6 < 5\pi/6}$$

Para $5\pi/6 < \omega t < 3\pi/2$, v_2 es positivo y de mayor magnitud que v_1 y v_3 . En consecuencia, D2 es un corto circuito y D1 y D3 son circuitos abiertos ($i_1 = 0$, $i_3 = 0$).

Como D2 permite conducción, circula corriente por la carga, y como antes

$$i_L = i_2 = \frac{v_2}{R_L} = I_M \text{sen}(\omega t - 120^\circ) |_{5\pi/6 < 3\pi/2}$$

Para $3\pi/2 < \omega t < 13\pi/6$, v_3 es positivo y de mayor magnitud que v_1 y v_2 . En consecuencia, D3 se comporta como un corto circuito y D1 y D2 como circuitos abiertos ($i_1 = 0$, $i_2 = 0$).

Como D3 permite conducción, circula corriente por la carga, y se tendrá que

$$i_L = i_3 = \frac{v_3}{R_L} = I_M \text{sen}(\omega t + 120^\circ) |_{3\pi/2 < 13\pi/6}$$

el estado de conducción de los diodos, puede determinarse fácilmente haciendo suma de tensiones en cada malla del circuito de la figura 2.3. Un diodo se comporta como un corto circuito si está polarizado directamente (ánodo+, cátodo-) y como circuito abierto si esta polarizado inversamente (ánodo-, cátodo+).

La conmutación de cada diodo se hace cada 240° . Sin embargo, el flujo de corriente por la carga es continuo, según se puede apreciar en la figura 2.4e.

La forma de onda de las corrientes por cada diodo (corrientes de fase) se ilustra en las figuras 2.4 b, c y d.

Los ángulos de conmutación de los diodos se presentan cuando dos tensiones de fase son positivas y de igual magnitud. Esto ocurre para: $\omega t = \pi/6, 5\pi/6, 3\pi/2, \dots$

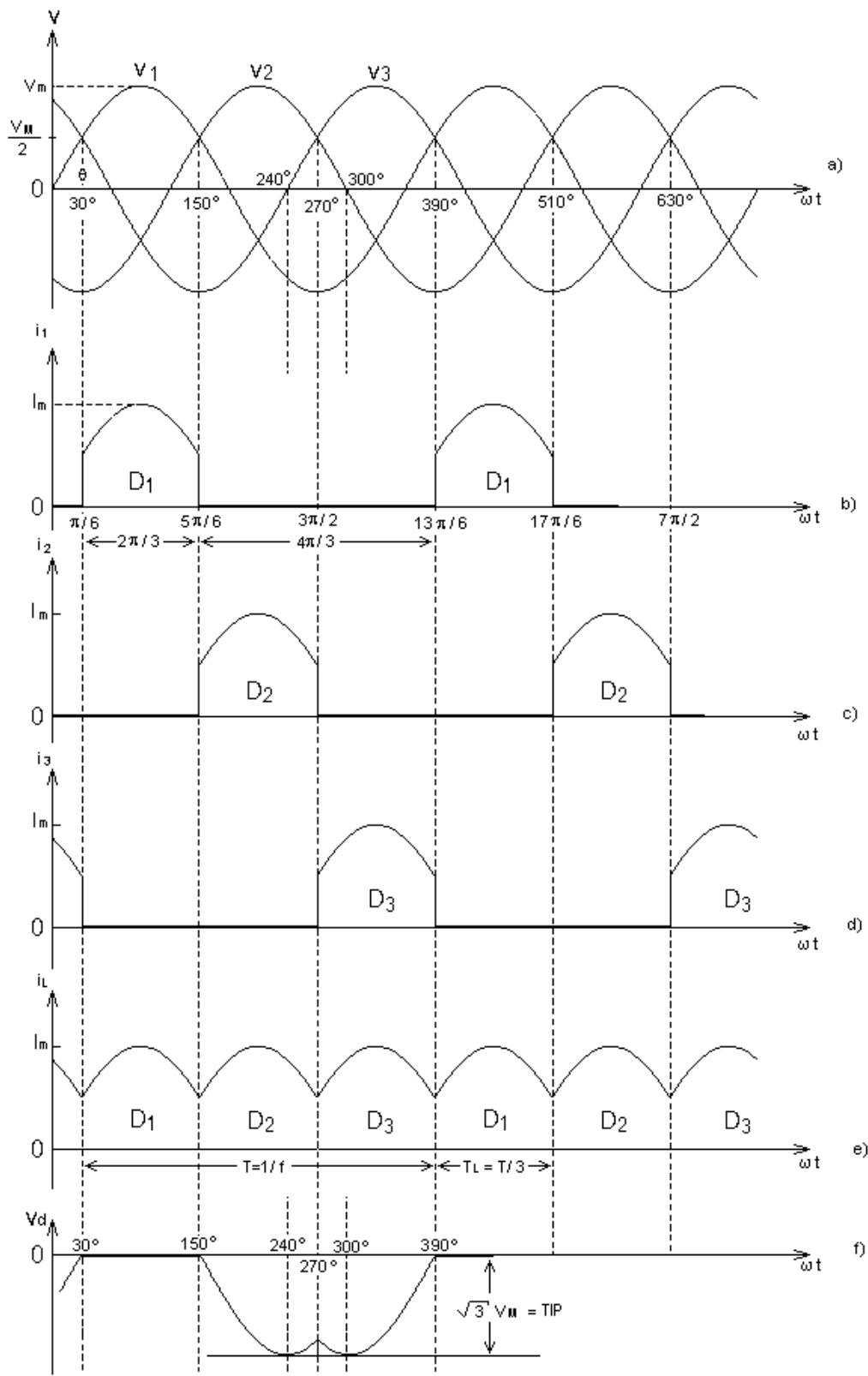


Figura 2.4 Formas de onda en el rectificador trifásico de media onda

Puesto que i_L circula permanentemente ($i_L > 0$), el flujo de potencia por la carga es continuo. Sin embargo, la corriente por cada devanado es pulsatoria, lo que puede ocasionar algún inconveniente en lo que respecta a la magnetización del núcleo del transformador y a la generación de ruidos por la distorsión asociada a la forma de la onda.

Para este circuito, puede apreciarse que el intervalo de conducción es de 120° ; y en general, $2\pi/m$, siendo m el número de fases secundarias consideradas.

La corriente directa por la carga o mejor, el valor medio de la corriente de carga, es tres veces mayor que la corriente promedio por cada diodo y puede obtenerse a partir de la expresión

$$I_{cd} = \bar{i}_L = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_1 d\omega t = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_M \sin \omega t d\omega t ,$$

desarrollando la integral,

$$I_{cd} = 0.827 I_M \quad (2.1)$$

$$\therefore I_M = \frac{V_M}{R_L}$$

La corriente promedio por diodo es

$$I_{a(AV)}/\text{diodo} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_1 d\omega t ,$$

comparando esta expresión con la correspondiente para I_{cd} , se deduce que

$$I_{a(AV)}/\text{diodo} = \frac{I_{cd}}{3}$$

o también

$$I_{a(AV)}/\text{diodo} = 0.275 I_M.$$

De manera similar, **la tensión de corriente directa en la carga es**

$$V_{cd} = \bar{v}_L = I_{cd} R_L \quad \text{ó} \quad V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M = 0.827 V_M \quad (2.2)$$

Y como $V_f = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$, se tiene que $V_f = x V_{cd}$.

El valor de la **tensión eficaz en la carga** (incluye el valor de C.D. y el de los armónicos), está dado por

$$v_{L\text{ef}} = V_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} v_L^2 d\omega t} \quad \therefore v_L = V_M \text{sen}\omega t.$$

Sustituyendo V_L y desarrollando la expresión,

$$V_L = 0.840V_M. \quad (2.3)$$

De idéntica manera puede demostrarse que $i_{L\text{ef}} = I_L$ es

$$I_L = 0.840I_M, \quad (2.4)$$

puede llegarse también a esta expresión, calculando el **valor eficaz de la corriente por cada diodo**, a partir de

$$I_d = I_{d\text{ef}} = i_{2\text{ef}} = i_{3\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (I_M \text{sen}\omega t)^2 d\omega t} = 0.485I_M,$$

dicha corriente es idéntica a la corriente eficaz que circula por los devanados secundarios del transformador.

Una forma alterna para conocer el valor de I_L es a partir de los valores eficaces de cada armónico:

$$I_L = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2} = \sqrt{3I_d^2}; \quad \text{ó} \quad I_d = \frac{I_L}{\sqrt{3}} = 0.577 I_L.$$

Reemplazando (2.4) en la relación anterior se tiene que

$$I_d = \frac{0.840}{\sqrt{3}} I_M = 0.485 I_M$$

Y reemplazando (2.1) en ésta, se obtiene

$$I_d = \frac{0.485}{0.827} I_d = \frac{I_d}{1.73} = 0.577 I_{cd}.$$

Para el circuito, por cada ciclo de la señal de entrada, la tensión de salida efectúa tres. Esto implica que la frecuencia fundamental de v_L es:

$$\omega_L = 3\omega \quad \text{ó} \quad f_L = 3f \quad \text{ó} \quad T_L = T/3$$

Si la frecuencia es de 60 Hz, como es el caso corriente; $\omega_L=1131$ rad/s y $T_L=5.55$ ms.

El factor de rizado (γ) para este rectificador puede obtenerse fácilmente a partir de la definición general

$$\gamma = \frac{\text{valor eficaz de las componentes de C.A. en la carga}}{\text{Valor de corriente directa en la carga}} \times 100\%,$$

o sea:

$$\gamma = \frac{I_{ca}}{I_{cd}} \times 100\% = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} \times 100\%,$$

teniendo presente que

$$I_L = \sqrt{I_{cd}^2 + I_{ca}^2}.$$

Entonces se puede escribir una expresión modificada para el rizado relacionada con I_{cd} e I_L

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_L^2 - I_{cd}^2}}{I_{cd}} \times 100\% \quad \therefore \quad \gamma = \sqrt{\left(\frac{I_L}{I_{cd}}\right)^2 - 1} \times 100\%$$

y de manera similar

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{V_L}{V_{cd}}\right)^2 - 1} \times 100\%. \quad (2.5)$$

Reemplazando los valores obtenidos anteriormente para I_L e I_{cd} , en las ecuaciones (2.2) y (2.3) se obtiene que

$$\gamma_{3\phi} = \sqrt{\left(\frac{0.840 I_M}{0.827 I_M}\right)^2 - 1} \times 100\% = 17.8\%,$$

si se compara este valor con los correspondientes para los rectificadores de media onda y onda completa (12.1% y 48% respectivamente), se puede decir que se ha logrado una reducción sustancial en el rizado.

El rendimiento con que el rectificador convierte la potencia de corriente alterna en potencia de corriente directa, denominada también **eficiencia de rectificación**, se define como

$$\eta = \frac{\text{Potencia de C.D. consumida en la carga}}{\text{Potencia de C.A. de entrada al rectificador}} \times 100\%,$$

es decir,

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \times 100\%.$$

La **potencia media de entrada al circuito rectificador** desde el transformador es la suma de las potencias de fase, o sea

$$P_{ca} = 3P_f \\ \therefore P_f = P_{f1} = P_{f2} = P_{f3},$$

la **potencia media suministrada por cada fase** es

$$P_f = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_1^2 R_L d\omega t.$$

Desarrollando la integral se obtiene

$$P_f = 0.235 I_M^2 R_L,$$

por consiguiente

$$P_{ca} = 0.706 I_M^2 R_L.$$

Puede también comprobarse fácilmente que

$$P_{ca} = I_L^2 R_L,$$

la **potencia de corriente directa disipada en la carga** es

$$P_{cd} = I_{cd}^2 R_L = (0.827 I_M)^2 R_L, \\ P_{cd} = 0.683 I_M^2 R_L.$$

Reemplazando las expresiones deducidas para P_{ca} y P_{cd} se tiene que

$$\eta_{R3\phi} = 96.7\%.$$

Comparando esta eficiencia con la del rectificador de onda completa, que es 81.2%, se ve un notable aumento. De hecho, el resultado es significativo porque indica que casi toda la potencia de C.A. suministrada al circuito se convierte en potencia de C.D. en la carga.

Es interesante relacionar la tensión de corriente directa (V_{cd}) que impone la carga, con la tensión eficaz de la fase secundaria del transformador.

Teniendo presente que

$$V_{cd} = 0.827V_M \quad \text{y} \quad V_{f\text{ef}} = V_f = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$$

Se pueden obtener las siguientes relaciones:

$$V_f = 0.855V_{cd},$$

$$V_{cd} = 1.17V_f.$$

La corriente máxima repetitiva por diodo, se deduce fácilmente que es

$$I_{d\text{max}} = I_M.$$

La tensión inversa de pico (*TIP*) para el diodo D1 (su valor es el mismo para los otros dos), se presenta cuando v_{12} (ver figura 2.3) alcanza su valor máximo negativo. Puesto que v_{12} (es una tensión de línea, su valor máximo es

$$v_{12} = \sqrt{3V_M},$$

por consiguiente,

$$TIP = \sqrt{3}V_M = 2.09V_{cd}.$$

Finalmente, es importante anotar que en el rectificador trifásico de media onda, la corriente directa que circula por los devanados del secundario, puede ocasionar una fuerte magnetización del núcleo del transformador. De hecho, existe la posibilidad de saturar el núcleo, lo que se traduce en una reducción efectiva de la reactancia de los devanados, ocasionando una elevada corriente por el primario.

Los transformadores diseñados para reducir este efecto, y al mismo tiempo para manejar grandes potencias, resultan caros. Para evitar la saturación, deben utilizarse núcleos de gran tamaño con secciones transversales considerables.

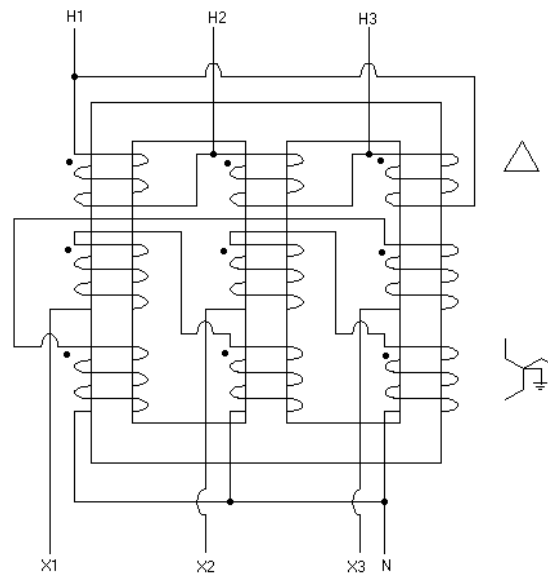


Figura 2.5 Transformador trifásico en conexión ZIG-ZAG

Para grandes potencias, no es pues recomendable el empleo del rectificador trifásico de media onda. En la práctica, sin embargo, se tiene la posibilidad de eliminar la saturación recurriendo a una modificación en la conexión de los devanados secundarios del transformador. Esta conexión se conoce con el nombre de conexión en Zig - Zag y se ilustra en la figura 2.5.

En la conexión Zig-Zag, cada fase del secundario lleva dos arrollamientos independientes e iguales conectados a fases diferentes consecutivas. Los arrollamientos devanados sobre la misma barra del núcleo están conectados en oposición. Por consiguiente, en cada barra existen dos arrollamientos que conducen la componente de directa en direcciones opuestas, neutralizando por tanto la fuerza magnetomotriz de corriente directa y eliminando la saturación.

La salida de la conexión Zig-Zag siguen siendo tres tensiones desfasadas 120° . Por consiguiente, se cumplen las mismas relaciones deducidas anteriormente para el circuito rectificador trifásico de media onda en conexión común.

Las tensiones de fase (línea a neutro), se obtienen sumando vectorialmente las correspondientes a las inducidas en los dos devanados que forman la fase. Dichas tensiones están desfasadas entre sí 120° y tienen igual amplitud.

A partir de la figura 2.6, se puede deducir fácilmente la relación existente entre las tensiones de línea, fase y devanado. De hecho, aplicando ciertas relaciones trigonométricas elementales se puede demostrar que:

$$v_d = \frac{v_f}{\sqrt{3}} = \frac{v_s}{3}$$

En la figura 2.6 se ilustra el diagrama fasorial correspondiente a la conexión Zig-Zag.

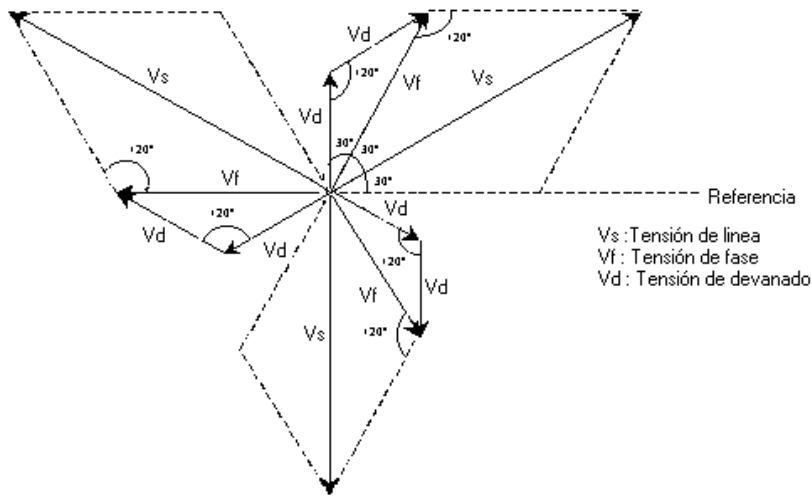


Figura 2.6 Diagrama fasorial para conexión ZIG-ZAG

El circuito completo de un rectificador trifásico de media onda que emplea transformador en conexión Zig-Zag se representa en la figura 2.7.

En la práctica, el hecho de que con este circuito se evite la saturación del núcleo, hace que resulte de gran interés.

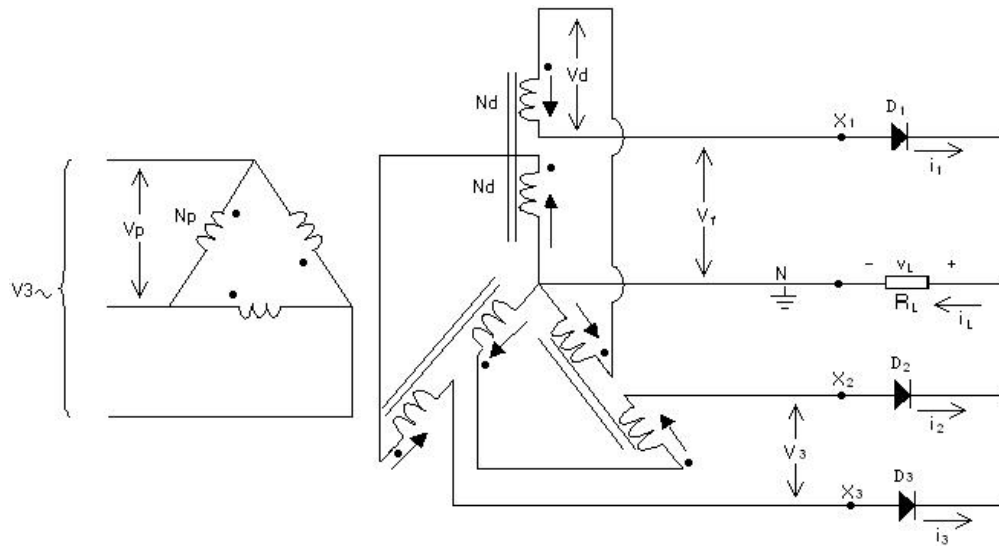


Figura 2.7 Rectificador trifásico con transformador en conexión ZIG-ZAG

Sin embargo, presenta una particularidad especial y es que el transformador demanda un poco más de cobre en su construcción, ya que demanda un número mayor de vueltas en cada devanado secundario. Esto puede demostrarse a partir del siguiente análisis.

$$\frac{v_p}{v_d} = \frac{N_p}{N_d} \quad \therefore \quad v_d = \frac{N_d}{N_p} v_p = \frac{v_f}{\sqrt{3}},$$

o mejor,

$$v_f = \sqrt{3} \frac{N_d}{N_p} v_p.$$

Si el transformador estuviera conectado en conexión simple (los dos devanados de cada brazo del núcleo unidos en serie), la tensión de fase sería el doble de la del devanado; por consiguiente, se tendría que

$$v_d = \frac{N_d}{N_p} v_p = \frac{v_f}{2},$$

de donde **el voltaje de fase con que se alimentaría el circuito rectificador** sería

$$v_f = \frac{2N_d}{N_p} v_p. \quad (2.6)$$

Comparando las ecuaciones (2.5) y (2.6), se puede apreciar que para obtener la misma tensión de fase secundaria (la cual exigiría el mismo circuito rectificador) a partir de una misma tensión primaria, se requiere mayor cobre en la conexión Zig-Zag, puesto que la relación de transformación de tensiones es menor en este caso.

Sin embargo, la diferencia no es muy grande y tratándose de corrientes de carga elevadas se debe utilizar siempre. De todas maneras, es comparativamente más económica.

En el análisis anterior y en los que siguen, se han despreciado los efectos de la resistencia de los devanados del transformador, de la inductancia de dispersión y la resistencia de los diodos. Si se desea, fácilmente puede deducirse un factor de corrección para considerar estos efectos.

2.3. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA EN PUENTE

Una variante del circuito rectificador trifásico visto anteriormente, es la disposición mostrada en la figura 2.8. El circuito permite la rectificación de onda completa, lo que se traduce en un mejor aprovechamiento del transformador. Se emplea donde las exigencias de potencia de C.D. son elevadas.

Este rectificador, presenta la característica de que no exige neutro en el secundario del transformador, por lo cual puede usarse invariablemente la conexión Δ - Δ ó Δ -Y. La conexión Δ -Y se recomienda cuando la carga impone altas tensiones de salida.

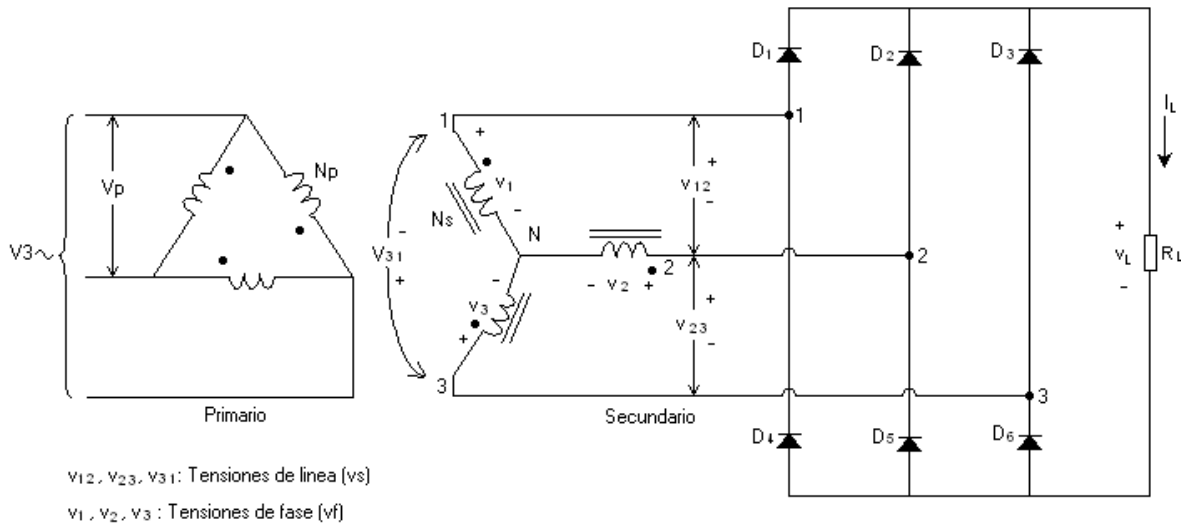


Figura 2.8 Rectificador trifásico en puente

Para el análisis del circuito, se asume primero que la fase 1 es positiva con respecto a las otras dos. En estas circunstancias, D1 conduce 120° en conjunto con D5 durante los primeros 60° , y con D6 durante los 60° restantes. Posteriormente, la fase 2 se hace más positiva que las fases 3 y 1. Para este caso, la conducción la realiza D2 durante 120° , en conjunto con D6 en los primeros 60° y luego con D4 para los restantes 60° . Por último, cuando la fase 3 se hace más positiva que las fases 1 y 2, D3 conduce durante 120° en conjunto con D4 en los primeros 60° y luego con D5 durante los últimos 60° . La secuencia se repite cuando la fase 1 vuelve a ser más positiva que las otras dos.

Puesto que en el circuito se aprovechan tanto los semiciclos positivos como los negativos, resulta evidente que por cada devanado secundario no existe un flujo neto de corriente directa. Lo anterior se traduce en una ventaja importante, en cuanto que implica la no saturación o magnetización del núcleo del transformador.

La forma de onda de las tensiones de fase y la de corriente por la carga, se ilustra en la figura 2.9a y 2.9b.

Puede apreciarse que la frecuencia mínima de la onda de salida es seis veces mayor que la de entrada, de hecho, es posible considerar el circuito como un rectificador de seis fases, circuito para el cual se hará un análisis posterior más detallado.

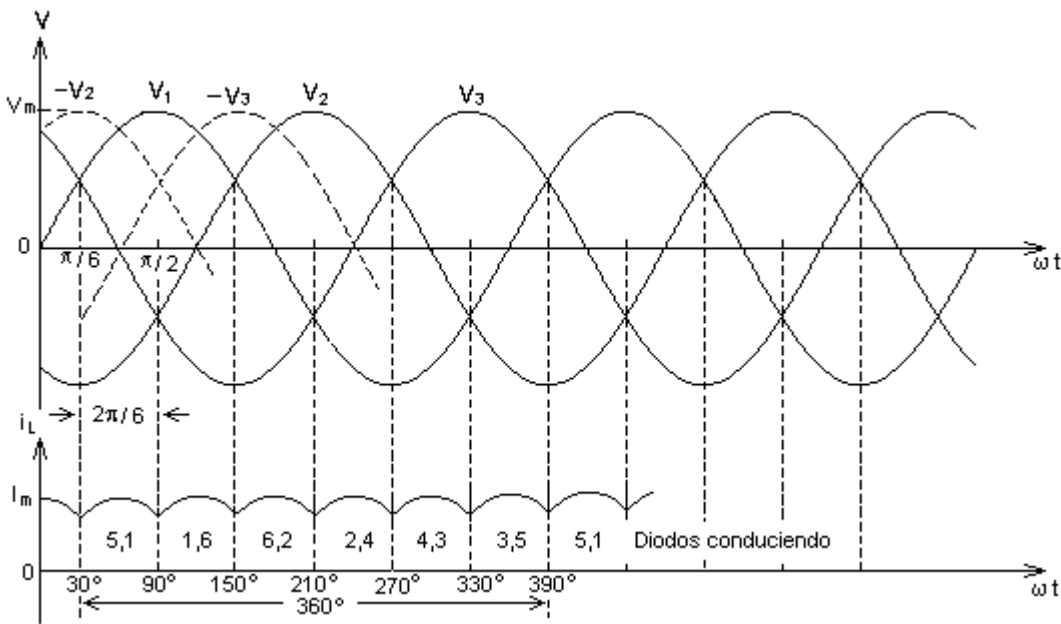


Figura 2.9 formas de onda en el rectificador trifásico en puente

Una particularidad especial del rectificador en puente, consiste en que el borne negativo de la carga no se puede conectar a tierra cuando el secundario del transformador tiene conexión estrella con neutro a tierra (caso frecuente). Esto representa un serio inconveniente en algunos circuitos de uso práctico.

La determinación de la tensión inversa de pico para los diodos, es fácil realizarla a partir del circuito de la figura 2.8. Puede apreciarse que cuando están conduciendo los diodos D1 y D5, el cátodo de D2 está al potencial del punto 1 y su ánodo al potencial del punto 2. Entre los puntos 1 y 2 aparece la tensión de línea v_{12} que mantiene polarizado inversamente al diodo D2; de ahí que este permanezca abierto sin poder conducir.

El voltaje máximo negativo que se va a presentar a través de dicho diodo corresponde justamente al instante en el cual v_{12} toma su valor máximo, a partir de las relaciones conocidas entre tensiones de línea y fase en sistemas trifásicos, puede establecerse directamente que

$$TIP = v_{12\ MAX} = \sqrt{3}V_M,$$

donde V_M es el valor máximo de la tensión de fase.

Este resultado es el mismo para todos los diodos del circuito.

En la carga, mientras los pares de diodos (referidos en la figura 2.8) estén conduciendo, la tensión v_L es la misma entre líneas. Se puede apreciar, por ejemplo que si se conducen los diodos D1 y D5; la tensión $v_L = v_{12}$.

El valor medio de tensión en la carga se puede calcular a partir de la expresión

$$\overline{v_L} = V_{cd} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{30^\circ}^{90^\circ} v_{12} d\omega t.$$

La tensión de línea en función de las tensiones de fase es

$$v_{12} = v_1 - v_2 = V_M \text{sen} \omega t - V_M \text{sen}(\omega t - 120^\circ),$$

esta operación puede realizarse vectorialmente obteniéndose que

$$v_{12} = \sqrt{3} V_M \text{sen}(\omega t + 30^\circ),$$

por consiguiente

$$V_{cd} = \frac{3}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \sqrt{3} V_M \text{sen}(\omega t + 30^\circ) d\omega t.$$

Evaluando el integral y simplificando

$$V_{cd} = 1.654 V_M \quad (2.7)$$

Y de manera análoga $I_{cd} = 1.654 \frac{V_M}{R_L} = 1.654 I_M.$ (2.8)

La tensión eficaz en la carga será

$$v_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi/6} \int_{30^\circ}^{90^\circ} [\sqrt{3} V_M \text{sen}(\omega t + 30^\circ)]^2 d\omega t},$$

evaluando el integral y simplificando

$$V_L = 1.655V_M,$$

análogamente **la corriente eficaz por la carga** será

$$I_L = 1.655 \frac{V_M}{R_L} = 1.655 I_M.$$

31

Con estas expresiones, se puede determinar el factor de rizado para el rectificador trifásico en puente. Aplicando la expresión general indicada en (2.5).

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{V_L}{V_{cd}}\right)^2 - 1} \times 100\% = \sqrt{\left(\frac{1.655 V_M}{1.654 V_M}\right)^2 - 1} \times 100\%.$$

de la expresión anterior se obtiene que:

$$\gamma \approx 4\%.$$

Este resultado representa una de las principales ventajas del circuito. De hecho, en la práctica, existen muchos equipos industriales que operan satisfactoriamente con este nivel de rizado, sin tener la necesidad de emplear filtros reductores.

Finalmente, es interesante determinar la eficiencia de rectificación del circuito. Se sabe que:

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ac}} \times 100\% = \frac{V_{cd}^2 / R_L}{V_L^2 / R_L} \times 100\% = \left(\frac{V_{cd}}{V_L}\right)^2 \times 100\%.$$

Reemplazando los valores conocidos para V_{cd} y V_L , a partir de las ecuaciones (2.7) y (2.8) se obtiene que

$$\eta = 99.8\%.$$

Este resultado es altamente significativo y satisfactorio.

2.4. RECTIFICADOR DE M FASES, ANÁLISIS GENERALIZADO

En la práctica, los circuitos rectificadores de media onda con 6, 12 o más fases, presentan características especiales que los hacen ventajosos. Algunas de ellas son:

32

- Muy bajo factor de rizado.
- Alta eficiencia de rectificación.
- Valor elevado de la relación V_{cd}/V_M

Buscando la simplificación del análisis y la facilidad del diseño, se hace un estudio generalizado de circuitos rectificadores de m fases, deduciendo las relaciones de circuito más importantes.

Si se tienen m fases, se debe disponer de m diodos cuyos ánodos irán conectados a la salida de cada fase y será el terminal positivo que va a la carga. Todos los cátodos se unen entre sí y determinan el terminal negativo que es el neutro del sistema. Esto supone, para el transformador, una conexión secundaria en estrella con neutro y que la rectificación es de media onda.

En el rectificador de m fases, cada diodo conducirá durante un intervalo de $2\pi/m$ radianes por cada ciclo (2π) de la señal de entrada. La definición de m , permite considerar al rectificador de onda completa de transformador con derivación central como un rectificador bifásico ($m = 2$). El rectificador monofásico de media onda, queda excluido de este análisis por ser un caso particular, puesto que la conducción de corriente no es continua.

Esto puede comprobarse recordando que cada diodo debe conducir durante un intervalo de $2\pi/m$. Así por ejemplo para el rectificador bifásico ($m = 2$), el intervalo de conducción es π , lo cual es cierto. Para el rectificador monofásico ($m = 1$), el intervalo de conducción sería 2π (conducción continua), lo cual es falso, si se recuerda que su valor es también π .

En la figura 2.10 se ilustra el circuito correspondiente a un rectificador de m fases.

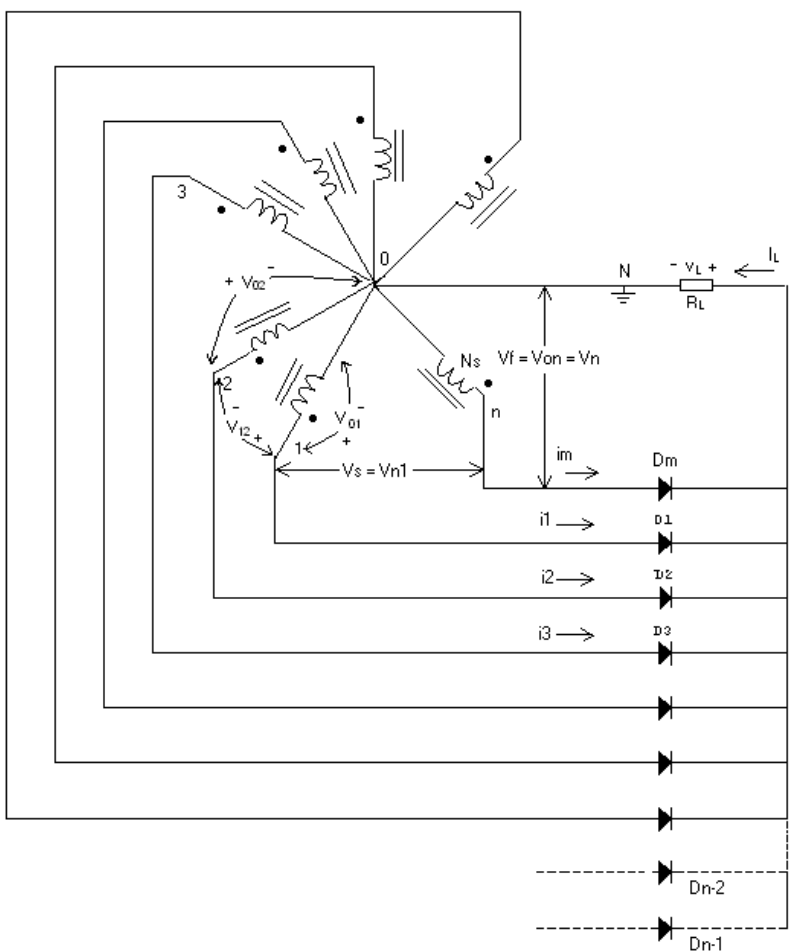


Figura 2.10 Rectificador m-fásico de media onda

2.4.1. Relaciones del Circuito

El funcionamiento del circuito puede comprenderse fácilmente, teniendo presente que cada diodo conduce mientras la tensión de fase respectiva sea positiva y de mayor amplitud que la correspondiente a las otras fases. Dicho funcionamiento es análogo al realizado anteriormente para el rectificador trifásico de media onda ($m=3$)

Por facilidad de análisis, se escoge una onda cosenoidal para representar las tensiones de fase. Se puede aprovechar así la simetría de esta onda con respecto al eje Y, simplificar el cálculo de los integrales involucrados en el problema.

Para el circuito, la expresión que relaciona la tensión de la fase n es

$$v_n = V_m \cos(\omega t + \phi_n)$$

$$\therefore \phi_n = 2(n - 1)\pi/m,$$

siendo $n : 1, 2, 3, \dots m$

Para los diferentes valores de n , las respectivas tensiones de fase son:

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_m \cos(\omega t + 0) & n &= 1 \\
 v_2 &= V_m \cos(\omega t + 2\pi/m) & n &= 2 \\
 v_3 &= V_m \cos(\omega t + 4\pi/m) & n &= 3 \\
 v_n &= V_m \cos(\omega t + 2(n - 1)\pi/m) & n &= m.
 \end{aligned}$$

En las realizaciones prácticas, los valores de m son muy restringidos y corresponden a los siguientes:

$m: 2, 3, 6, 12, 24, \dots$

La forma de onda de la corriente por la carga, se puede apreciar en la figura 2.11

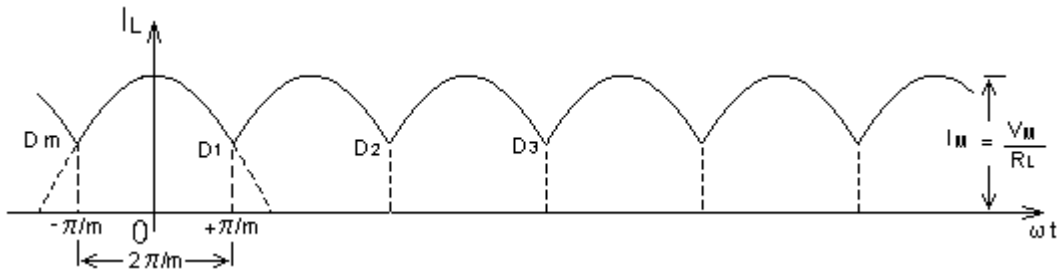


Figura 2.11 Onda de corriente en el rectificador de m fases

Despreciando las pérdidas en el circuito; la expresión para **el valor medio de la corriente** por la carga es

$$i_L = I_{cd} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \frac{V_m}{R_L} \cos(\omega t) d\omega t = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} I_m \cos(\omega t) d\omega t,$$

De donde

$$I_{cd} = \left[\frac{m}{\pi} \text{sen } \pi/m \right] I_m.$$

La tensión media por la carga será

$$V_{cd} = I_{cd} R_L = \left[\frac{m}{\pi} \operatorname{sen}(\pi/m) \right] V_m. \quad (2.9)$$

La corriente media por cada diodo puede determinarse a partir de la corriente directa por la carga, o evaluando el siguiente integral:

$$I_{d(AV)}/\text{diodo} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} I_m \cos(\omega t) d\omega t = \frac{I_{cd}}{m},$$

$$I_{d(AV)}/\text{diodo} = \frac{I_{cd}}{m} = \left[\frac{1}{\pi} \operatorname{sen}(\pi/m) \right] I_m.$$

A partir de la expresión (2.9) V_{cd} , podemos tabular la relación: $V_{cd}/V_m = f(m)$

Tabla 2.1. Ganancia del voltaje de C.D. para diferente número de fases

m	V_{cd}/V_m
2	0.636
3	0.827
4	0.896
6	0.955
12	0.999
∞	1

Se observa que al sobrepasar las seis fases, el aumento en la ganancia que se obtiene para V_{cd} es ya pequeño. Un valor alto de la relación V_{cd}/V_m representa un ahorro de cobre en el transformador de acoplamiento que requiere el circuito.

El valor eficaz de la corriente por devanado (o por diodo) es

$$i_d = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} (I_M \cos \omega t)^2 d\omega t},$$

evaluando esta integral y efectuando algunas transformaciones se puede llegar a la expresión

$$i_d = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{m} \right) \right]}.$$

La corriente eficaz por la carga puede calcularse a partir de la expresión

$$I_{L\text{ ef}} = i_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} (I_m \cos \omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{m} i_d,$$

$$i_L = \sqrt{m} i_d = I_m \sqrt{\frac{m}{2\pi} \left[\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{m} \right) \right]},$$

o también:

$$I_{d\text{ ef}} = \frac{I_L}{\sqrt{m}}.$$

La fórmula general para el **factor de rizado por la carga** es

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{i_L}{I_{cd}} \right)^2 - 1} \times 100\%,$$

reemplazando los valores conocidos de I_L e I_{cd} en función de m , obtenemos que

$$\gamma = \sqrt{\frac{\pi \left(\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{m} \right) \right)}{2m \operatorname{sen}^2 \frac{\pi}{m}} - 1} \times 100\% .$$

Tabulando esta ecuación para algunos valores de m , se puede comparar los diferentes circuitos rectificadores, como se indica en la tabla 2.2.

Tabla 2.2. Valores del factor de rizado y la frecuencia para diferente número de fases.

m	$\gamma\%$	f_L (Hz)
2	48	120
3	17.8	180
4	8.9	240
6	4	360
12	1.4	720
∞	0	∞

f_L representa la frecuencia mínima de la onda de rizado, tomando como referencia una señal de entrada de 60 Hz.

Según los valores de esta tabla, se aprecia que el rizado disminuye rápidamente con el número de fases y la frecuencia mínima del rizado se hace más elevada. Lo anterior es ventajoso puesto que el filtro a emplear resulta muy económico e incluso para ciertas aplicaciones no se requeriría.

La potencia media disipada en la carga será

$$P_{cd} = \frac{V_{cd}^2}{R_L} = I_{cd}^2 \times R_L = V_{cd} I_{cd} = \frac{V_m^2}{R_L} \left[\frac{m}{\pi} \text{sen} \left(\frac{\pi}{m} \right) \right]^2. \quad (2.10)$$

La potencia de corriente alterna suministrada por el transformador es

$$P_{ca} = mP_f = m i_d^2 R_L = i_L^2 R_L,$$

donde P_f es la potencia media de corriente alterna suministrada por cada fase.

En función de m , podrá escribirse también como:

$$P_{ca} = \frac{m}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{m} \right) \frac{V_m^2}{R_L}.$$

La **eficiencia o rendimiento de rectificación** se puede determinar a partir de su definición

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \times 100\% = \frac{2 \frac{m}{\pi} \text{sen}^2 \frac{\pi}{m}}{\left(\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{m}\right)} \times 100\% .$$

Calculando para algunos valores de m , se obtiene la tabla 2.3.

38

Tabla 2.3. Valores teóricos de la eficiencia de rectificación.

m	$\eta_R\%$
2	81.2
3	96.5
6	99.8

Se puede apreciar una mejora en el rendimiento al aumentar al número de fases. Para $m > 6$ no se logra aumento apreciable.

La **corriente máxima repetitiva por diodo** se presenta cuando la tensión de fase alcanza su máximo valor, y es

$$I_{d \max} = \frac{V_m}{R_L} = I_m .$$

La tensión inversa de pico (*TIP*) será el valor máximo que alcanza la onda de tensión entre líneas correspondientes a fases opuestas. La figura 2.12 nos permite demostrar esta aseveración.

La tensión entre líneas (v) que aparece aplicada a los dos diodos en serie D_{01} y D_{10} es la salida de los devanados secundarios del transformador.

Si se supone que D_{10} está conduciendo, en su intervalo correspondiente, entonces D_{01} estará abierto (polarizado inversamente) y sometido a la tensión v . Cuando dicha tensión alcanza su máximo valor ($2V_m$), el diodo quedará también sometido a este valor. Resulta evidente entonces que para el rectificador de m fases (excluyendo $m = 3$) se tendrá

$$TIP = 2V_m$$

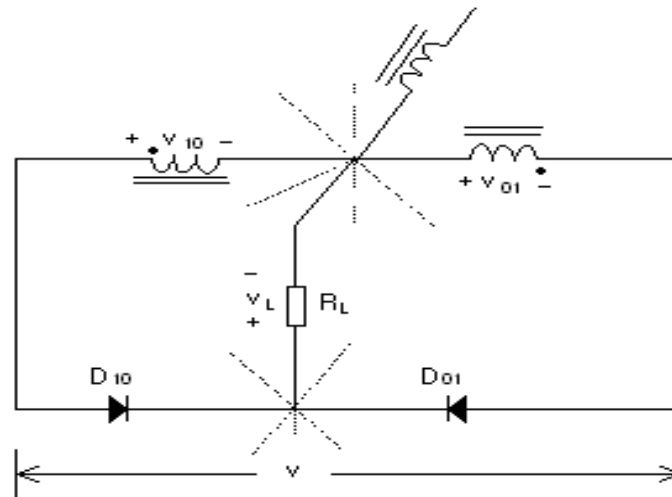


Figura 2.12 Circuito para realizar el cálculo del TIP

Para el caso del rectificador trifásico de media onda, no se cumple la expresión anterior, como se puede apreciar del análisis anterior para este rectificador. Ello en virtud de que únicamente para el sistema trifásico ($m = 3$) no se dan fases opuestas (con desfase de 180°).

Cuando se trabaja con sistemas polifásicos, es importante conocer la relación existente entre las tensiones de línea. Así por ejemplo, para determinar la tensión eficaz de línea entre fases consecutivas (V_s), se puede referirnos al diagrama de la figura 2.13.

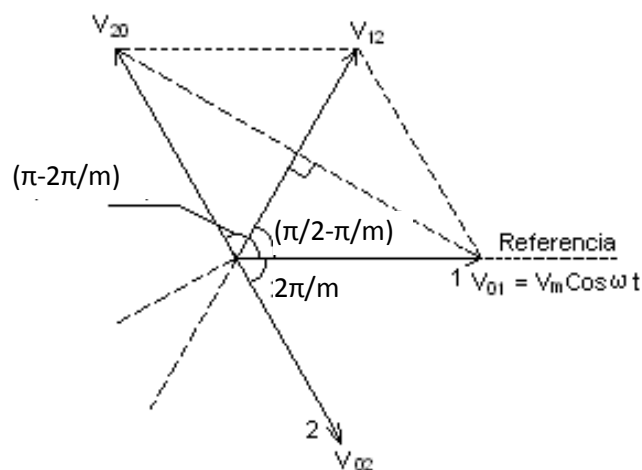


Figura 2.13 Diagrama fasorial para sistema m -fásico

De acuerdo con la figura 2.10, la tensión de línea entre las fases 1 y 2 será

$$v_{12} = v_{01} - v_{02} = v_{01} + v_{20},$$

la cual se puede determinar gráficamente a partir de la figura 2.13. Aplicando relaciones simples trigonométricas, se tiene que

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) = \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} = \frac{v_{12}/2}{v_{01}}.$$

Denominando: $v_s = v_{12}$; $v_f = v_{01}$ obtenemos

$$v_s = \left(2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}\right) v_f.$$

Esta relación también es válida, expresándola en función de los valores máximos (V_{SM}) o eficaces (V_s), así:

$$V_{SM} = \left(2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}\right) V_m$$

$$\text{ó } V_s = \left(\sqrt{2} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}\right) V_m.$$

2.5. FACTOR DE UTILIZACIÓN DEL TRANSFORMADOR

Un método común de comparar la calidad de un circuito rectificador, es evaluar la relación entre la potencia de corriente directa disipada en la carga (P_{cd}) y el producto voltios – amperios ($V\text{-}A$) de los devanados secundarios o primarios del transformador.

En general, los transformadores se diseñan suponiendo que las corrientes por los devanados son ondas senoidales puras, lo que implica una circulación de corriente por dichos devanados durante todo el ciclo. En estas circunstancias, se habla entonces de potencia aparente, potencia activa, factor de potencia, etc.

Cuando los transformadores se van a emplear en circuitos rectificadores, los devanados no llevan siempre corrientes de forma de onda senoidal; y si lo hacen circulan únicamente sobre porciones del ciclo (no se usan todo el tiempo). Esto se traduce en la presencia de componentes armónicos que no contribuyen a producir salida útil de corriente directa sino a un calentamiento, no deseado, en el transformador y en la carga.

Para ondas de corriente deformadas (no senoidales), no tiene ningún significado hablar de potencia aparente (VA) o factor de potencia, o potencia activa. Debe establecerse, por consiguiente, un nuevo concepto que nos permita relacionar la capacidad del transformador con la potencia de corriente directa que va a disiparse en la carga.

En corriente alterna la capacidad del transformador, relacionada directamente con el costo del mismo, se da de acuerdo a los voltamperios (VA) específicos de diseño. Los VA representan la potencia aparente y es un indicativo de la potencia efectiva máxima que puede entregar el transformador a la carga.

Las cargas en sistemas polifásicos tienen también una forma especial lo cual permite que todas las fases estén actuando permanentemente sobre ella. De hecho, si se tienen m fases, la carga dispone de m elementos activos: uno para cada fase.

En sistemas de rectificación polifásica, la carga solo dispone de un elemento activo que se va rotando para todas las fases. De esto resulta precisamente la conducción discontinua por los devanados.

En el transformador que se emplee para alimentar un circuito rectificador, cada devanado secundario debe estar en capacidad de suministrar la corriente eficaz (I_{def}) sin calentamiento y proporcionar una tensión eficaz de fase $V_f = V_m/\sqrt{2}$ que es impuesta por la carga para un V_{cd} específico.

El costo de un devanado secundario depende del calibre del alambre empleado (según su corriente eficaz i_d) y el número de vueltas requerido (según V_f); puede establecerse por consiguiente que:

Costo / devanado proporcional a $m V_f I_{def} = (V-A)_f$.

Donde $(V-A)_f$ se define como el producto voltios – amperios de una fase secundaria.

Si el secundario dispone de m fases, el costo total será m veces el costo por devanado, es decir:

Costo del secundario proporcional a $m V_f I_{def} = m (V-A)_f = (V-A)_s$.

Donde $(V-A)_s$ se define como el producto voltios – amperios secundarios.

Puesto que una fase primaria no siempre equilibra una fase secundaria (por ejemplo, cuando de un sistema trifásico se obtiene un hexafásico), se puede generalizar estableciéndolo como p y m el número de fases primarias y secundarias respectivamente. Bajo este aspecto puede hablarse entonces de producto voltios – amperios primarios o secundarios. De hecho, no siempre la forma de onda de la corriente por devanado secundario es la misma de la corriente por devanado primario.

Siguiendo el razonamiento anterior, se puede establecer que el costo de cada devanado primario, es directamente proporcional a la corriente eficaz que circula por el mismo y a la tensión eficaz que se aplica. El producto de esta tensión con la corriente requerida se denomina producto voltios – amperios de fase primaria.

Si el primario dispone de p fases, el costo total será p veces el costo por devanado, o también:

Costo del primario proporcional a $(V-A)_p$.

Donde $(V-A)_p$ se define como el producto voltios – amperios primarios totales, que corresponden a p veces el producto voltios amperios de una fase primaria

$$(V - A)_p = p(V - A)_{fp} .$$

Se ha establecido un factor que proporciona una medida de la capacidad del transformador para suministrar potencia de corriente directa a la salida del rectificador.

Dicho factor se conoce como **factor de utilización** ($F.U.$) del transformador y se define:

$$F.U. = \frac{P_{cd}}{(V - A)}$$

Debido a la presencia de armónicos, el factor de utilización es siempre menor que la unidad.

Su valor es un indicativo de la eficiencia con la cual los devanados del transformador están siendo usados o también del costo del transformador y tiene analogía con el factor de potencia ($\cos \phi$) en los circuitos de corriente alterna.

En ningún momento debe confundirse el producto voltios – amperios ($V-A$) con potencia aparente (VA) o voltamperios. **Debe tenerse presente que el factor de utilización solo tiene significado cuando el transformador se va a emplear en circuitos rectificadores.**

Puesto que un transformador puede tener distintos devanados primarios y secundarios, es necesario especificar a cual se refiere el factor dado. De ahí que se hable de factor de utilización del secundario ($F.U.s.$) o factor de utilización del primario ($F.U.p.$).

Cuando se utilizan por igual todos los devanados primarios o secundarios, se puede establecer que

$$F.U.p. = \frac{P_{cd}}{(V - A)_p}$$
$$\text{y } F.U.s. = \frac{P_{cd}}{(V - A)_s}$$

Para un circuito rectificador monofásico de onda completa, que emplea transformador con derivación central, se tiene por ejemplo, que $F.U.s. = 0.574$. Si es monofásico de onda completa en puente, $F.U.s. = 0.813$ (suponiendo en ambos carga resistiva). La diferencia es notoria, puesto que

en el primero, cada devanado secundario se usa únicamente durante medio ciclo; en cambio en el segundo, el secundario se emplea permanentemente (ciclo completo).

Siguiendo con el desarrollo generalizado para circuitos rectificadores polifásicos, se determina el factor de utilización para el sistema rectificador de media onda de m – fases.

El producto voltios – amperios secundarios será entonces:

$$(V - A)_s = m(V - A)_f = m \frac{V_m}{\sqrt{2}} i_d.$$

Reemplazando el valor de I_{def} en función de m se tiene:

$$(V - A)_2 = \frac{mV_m^2}{2R_L} \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m} \right) \right].$$

Recordando que según (2.10)

$$P_{cd} = \frac{V_m^2}{R_L} \left(\frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \right)^2,$$

obtenemos:

$$F.U.s. = \frac{2 \frac{m}{\pi} \operatorname{sen}^2 \frac{\pi}{m}}{\sqrt{\pi \left(\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m} \right)}}. \quad (2.11)$$

Del cálculo de $F.U.s.$ para diferentes valores de m , se obtienen los siguientes resultados, según la tabla 2.4.

El máximo valor de $F.U.s.$ se obtiene para $m = 2.7$, pero prácticamente para $m = 3$. De esto se deduce, que el circuito rectificador que hace la operación más económica (se aprovecha mejor el devanado secundario) es el trifásico de media onda. Sin embargo, existen otros factores como el rizado, por ejemplo, que no lo hacen más ventajoso que otros.

Tabla 2.4. Factor de utilización para diferente número de fases.

m	$(2\pi/m)$	$F.U.s.$
2	180	0.574
3	120	0.675
4	90	0.636
6	60	0.551
12	30	0.399
24	15	0.286

Es importante anotar, que de todos los circuitos rectificadores polifásicos, el que presenta un factor de utilización más alto es el trifásico de onda completa en puente, visto anteriormente. Para este circuito puede demostrarse que

$$F.U.s. = F.U.p. = 0.95,$$

lo cual resulta ser el más económico y por sus características generales el mejor de los sistemas rectificadores polifásicos.

A modo de ejemplo, se determina el factor de utilización del secundario para este circuito.

Refiriéndose a las figuras 2.8 y 2.9 se puede deducir fácilmente que la corriente por el devanado secundario es de la forma que se ilustra en la figura 2.14.

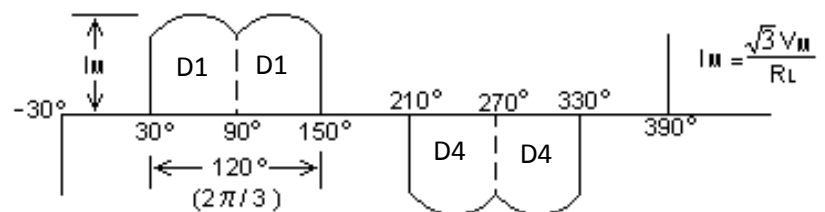


Figura 2.14 Forma de onda de la corriente por devanado en el rectificador trifásico en puente

De acuerdo con la figura 2.14 se puede establecer que:

$$I_{def} = \sqrt{4 \frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \left[\frac{\sqrt{3}V_m}{R_L} \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right]^2 d\omega t},$$

evaluando la integral

$$i_d = 1.351 \frac{V_m}{R_L}.$$

Y para cada diodo, teniendo presente que manejan dos pulsos de corriente por ciclo, el valor de la misma será

$$i_{d/diodo} = \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \left[\frac{\sqrt{3}V_M}{R_L} \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right]^2 d\omega t} = \frac{i_{d\text{devanado}}}{\sqrt{2}}.$$

El producto voltios – amperios secundarios será

$$(V - A)_s = 3(V - A)_f = 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} i_d,$$

$$(V - A)_s = 2.866 \frac{V_{cd}^2}{R_L}.$$

Recordando que $V_{cd} = 1.555 V_m$, se puede determinar **la potencia de corriente directa** como

$$P_{cd} = \frac{V_{cd}^2}{R_L} = 0.74 \frac{V_m^2}{R_L}.$$

El factor de utilización del secundario será entonces

$$F.U.s. = \frac{P_{cd}}{(V - A)_s} = 0.95,$$

valor que corresponde con el indicado anteriormente.

Finalmente, es importante hacer referencia con más detalle al factor de utilización del primario en los circuitos rectificadores polifásicos.

En general, el *F.U.p.* es mayor que el *F.U.s.* (con excepción del rectificador trifásico en puente). El cálculo del *F.U.p.* es generalmente más laborioso, y para el mismo, no solo debe tenerse en cuenta la relación de espiras sino también, la conexión empleada para los devanados del transformador.

Algunos diseñadores, acostumbran calcular el transformador considerando que *F.U.p. = F.U.s.* Evidentemente, esto representa un costo adicional en el valor del transformador puesto que los devanados primarios serán de una mayor capacidad. De todas maneras, en los diseños a realizar, se recomienda emplear para el cálculo de los devanados no solo el factor de utilización del secundario sino también el del primario. Cuando prácticamente se sobrediseñan (sobredimensionan) es para dar cierto margen de seguridad y una mayor confiabilidad al sistema.

En circuitos en los cuales dos devanados opuestos del secundario son equilibrados por un devanado primario (una fase primaria equilibra dos fases secundarias), la corriente por la fase primaria tiene la forma mostrada en la figura 2.15. En la cual, se han despreciado los efectos inductivos y supuesto una carga resistiva.

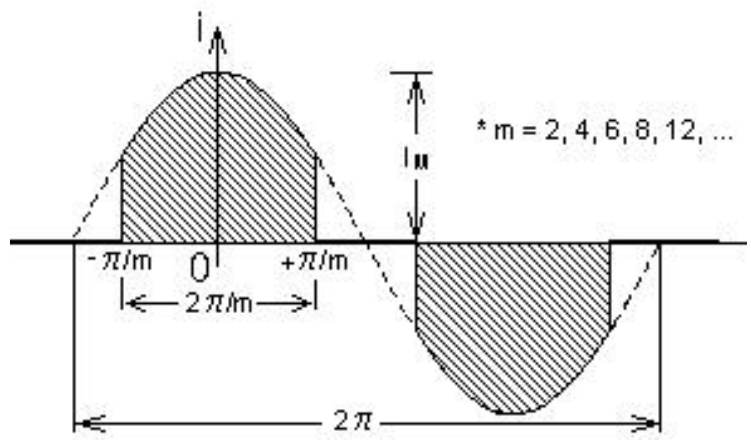


Figura 2.15 Forma de onda para la corriente primaria en un transformador donde una fase primaria equilibra dos fases secundarias

La corriente eficaz en la fase del primario es entonces el valor eficaz de los dos impulsos de corriente. Si se supone que la relación de transformación es 1:1, resulta que

$$i_{\text{primario}} = \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} (I_m \cos \omega t)^2 d\omega t} \quad \therefore \quad I_m = \frac{V_m}{R_L} ,$$

evaluando la integral

$$i_{\text{primario}} = \sqrt{2} \frac{V_m}{R_L} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{m} \right]} = \sqrt{2} i_d .$$

48

Puesto que la tensión eficaz del primario tendrá un valor de $V_m/\sqrt{2}$, el producto voltios – amperios del primario, suponiendo p fases primarias será

$$(V - A)_p = p \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{2} \frac{V_m}{R_L} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{m} \right]} ,$$

por tanto, **el factor de utilización del primario** es

$$F.U.p. = \frac{P_{cd}}{(V - A)_p} = \frac{\frac{V_m^2}{R_L} \left[\frac{m}{\pi} \text{sen} \frac{\pi}{m} \right]^2}{p \frac{V_m^2}{R_L} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{m} \right]}} .$$

Simplificando y expresándolo en función del factor de utilización del secundario se tiene:

$$F.U.p. = \frac{m}{p\sqrt{2}} F.U.s.$$

Y puesto que $m = 2p$ podemos escribir también que:

$$F.U.p. = \sqrt{2} F.U.s. \quad (2.12)$$

En la tabla 2.5 se dan valores del producto V-A para primarios y secundarios del transformador con diferentes circuitos de rectificación (se supone rectificador de media onda)

Tabla 2.5. Factor de utilización en el rectificador de media onda.

<i>m</i>	<i>F.U.p.</i>	<i>F.U.s</i>
2	0.81	0.57
3	*0.83	0.67
6	0.78	0.55

* Para $m = 3$, F.U.p. no calculado por (2.12)

Para los circuitos en los que los componente de corriente directa se neutralizan en el secundario (una fase primaria equilibra dos secundarias), los cálculos siguen los métodos vistos anteriormente. No es posible analizar circuitos, tales como el trifásico de media onda, en el cual no se equilibran los componentes de directa en el secundario del transformador, sin un conocimiento más amplio de las formas de onda de la corriente primaria. Tal estudio se sale de los límites impuestos en este tema.

2.6. RECTIFICADOR HEXAFÁSICO DE MEDIA ONDA

El funcionamiento es similar al circuito rectificador trifásico de media onda. Cada diodo conduce durante un intervalo de $2\pi / m = 60^\circ$, mientras la tensión de fase respectiva lo mantiene polarizado directamente.

Entre las ventajas del circuito se pueden anotar las siguientes:

- Una alta relación V_{cd} / V_m : 0.955.
- Un bajo factor de rizado: 4%.
- Una alta frecuencia mínima de rizado: $6f = 360$ Hz. Suponiendo una frecuencia de línea de $f = 60$ Hz.
- Una alta eficiencia de rectificación: 99.8%.
- No presenta saturación del núcleo, puesto que las componentes de C.D se cancelan mutuamente.
- El neutro puede conectarse a tierra.

Entre las desventajas se tienen:

- Un bajo factor de utilización del secundario: 0.55.
- Un valor relativamente alto de TIP: $2 V_m$.

En la práctica, el circuito requiere un transformador que tenga un devanado secundario con derivación central. Por esto se la conoce también como rectificador trifásico de onda completa de transformador con derivación central.

Con respecto a la carga, las ondas de tensión y corriente son similares a las que se presentan con el rectificador trifásico de onda completa en puente. Es por esto que muchas relaciones de circuito son comunes a ambos sistemas de rectificación. En las figuras 2.16 a y b, se muestran respectivamente el diagrama de conexiones del transformador y el circuito de rectificación hexafásico alimentado a partir de un sistema trifásico.

El análisis de Fourier para la onda de salida del rectificador hexafásico permite llegar a la siguiente expresión:

$$v_L = \frac{3}{\pi} V_m + \frac{6}{35\pi} V_m \cos 6\omega t - \frac{6}{143\pi} V_m \cos 12\omega t \dots$$

o mejor

$$v_L = 0.955 V_m + 0.0545 V_m \cos 6\omega t - 0.0133 V_m \cos 12\omega t \dots$$

Este resultado es altamente significativo. El primer término de la serie representa el valor de tensión de corriente directa en la carga ($V_{cd} = 0.955$). Los otros términos corresponden a los armónicos presentes en la carga y causantes del rizado. Los armónicos originan pérdidas por calentamiento, ruidos electromagnéticos y otros efectos según el tipo de carga que se conecte.

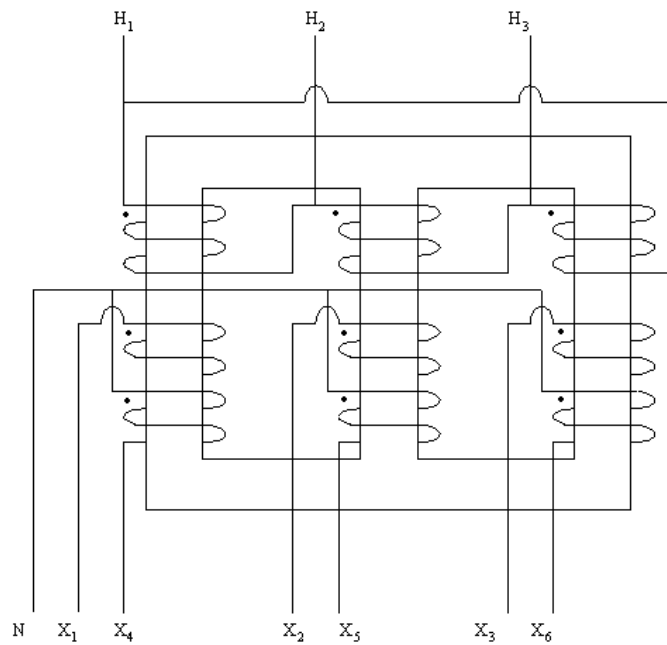
Puede apreciarse también, que a medida que se consideran más armónicos, la frecuencia aumenta y su amplitud disminuye rápidamente. En realidad el único armónico significativo es el de frecuencia 6ω , que prácticamente es al que debe atribuírsele el rizado. El hecho de que el factor

de rizado del circuito sea tan bajo (4%), es precisamente por la gran diferencia en amplitudes que se presenta entre el término de C.D. y este armónico.

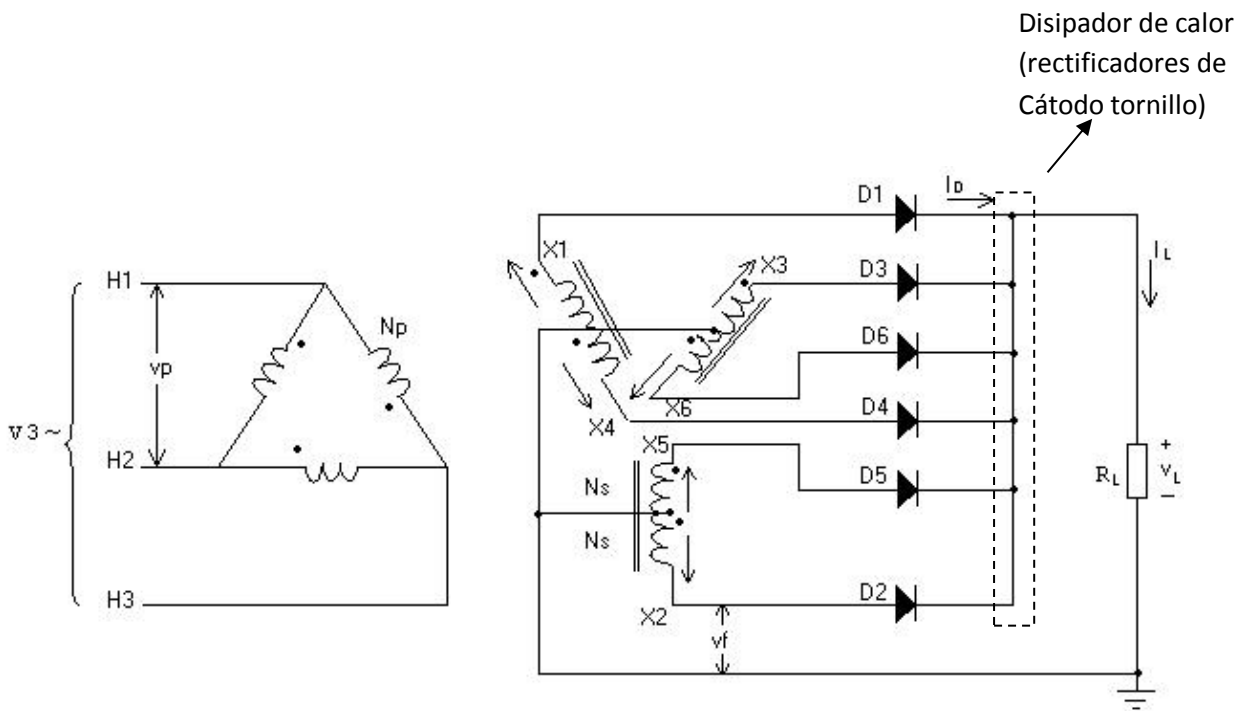
Para el caso del rectificador trifásico en puente, la serie de Fourier es idéntica en su forma a la del rectificador hexafásico. Los coeficientes son alterados únicamente por el factor de $\sqrt{3}$ debido a que el rectificador en puente se alimenta con tensiones de línea y no de fase. Matemáticamente se puede escribir como

$$v_L = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m + \frac{6\sqrt{3}}{35\pi} V_m \cos 6\omega t - \frac{6\sqrt{3}}{143\pi} V_m \cos 12\omega t \dots$$

$$v_L = 1.654 V_m + 0.094 V_m \cos 6\omega t - 0.023 V_m \cos 12\omega t \dots$$



a) Transformador en conexión trifásico- hexafásico



b) Rectificador hexafásico de media onda

Figura 2.16 Rectificador hexafásico de media onda

La aplicabilidad del rectificador hexafásico es restringida y en la práctica se prefiere el empleo del rectificador trifásico en puente. Sin embargo, en virtud de sus notables ventajas se han hecho modificaciones para mejorar el factor de utilización, haciendo que el ángulo de conducción sea mayor. El sistema **rectificador trifásico de doble estrella**, que se estudiará a continuación, es precisamente el circuito modificado al cual se hace referencia.

2.7. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE DOBLE ESTRELLA

Este circuito, representado en la figura 2.17, emplea seis devanados secundarios divididos en dos grupos trifásicos desfasados 60° , cada uno de los cuales (a y b) está conectado en estrella y unidos entre sí a través de una reactancia monofásica con derivación central, denominada **reactancia igualadora**. La carga se sitúa entre la conexión común a los diodos y el punto central de la reactancia.

Para el análisis del circuito puede considerarse cada sistema como un rectificador trifásico de media onda, actuando simultáneamente sobre una carga común individual, un diodo conduce durante un tercio de ciclo (ver figura 2.18 b, c), estando en todo momento dos diodos en conducción, alimentado cada uno de ellos por una de las conexiones en estrella, (ver figura 2.17 y 2.18 d).

Debido a la reactancia, la corriente de carga se divide por igual, retornando cada mitad al sistema a través de los neutros N_a y N_b . Por otra parte, en la reactancia se desarrolla una tensión que iguala la salida de ambas estrellas, de forma que el voltaje de carga (v_L) tiene una forma de onda similar a la de la figura 2.18d, con seis pulsaciones por ciclo. Por esto, el circuito presenta cierta correspondencia con el hexafásico de media onda.

El rectificador trifásico de doble estrella es bastante empleado en virtud de que proporciona un buen factor de utilización (tanto primario como secundario) y bajo rizado.

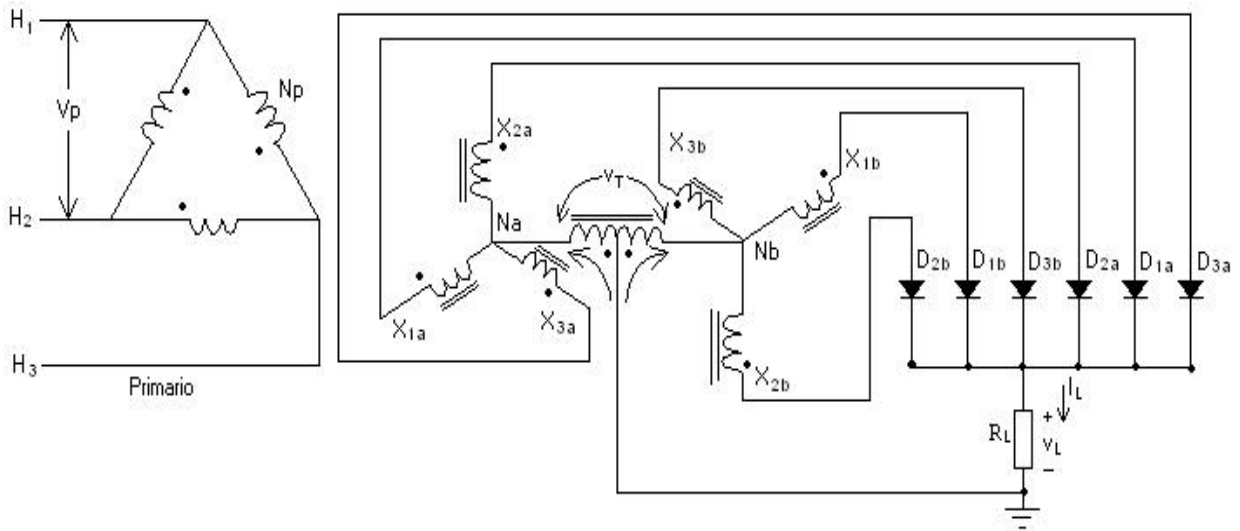


Figura 2.17 Rectificador trifásico de doble estrella

En la figura 2.18a, se han representado las ondas de tensión de fase de cada sistema. El área sombreada, indica la diferencia de los valores instantáneos de las tensiones de fase en su proceso de alternación. Esta diferencia de tensión (v_T), aparece entre los neutros, N_a y N_b , de los dos sistemas y por consiguiente queda aplicada a la reactancia igualadora. En el circuito, la reactancia actúa como un filtro inductivo para los armónicos de la onda de corriente de carga (ver figura 2.18d). Para la componente de corriente directa asociada a esta onda, la situación es diferente debido a que solo se ve limitada por la resistencia presente en el circuito.

Una breve consideración dará mejor comprensión del comportamiento de la reactancia.

En primer lugar, cada mitad de la misma lleva componentes separados de la corriente de carga (i_L). Denominando estas componentes como i_a e i_b y expresándolas en términos de la serie de Fourier, se tiene que

$$i_a = I_0 + I_3 \text{sen}(3\omega t + \theta_3) + I_6 \text{sen}(6\omega t + \theta_6) + \dots$$

$$i_b = I_0 + I_3 \text{sen}\left(3\omega t + \frac{\theta_3}{3} + 60^\circ\right) + I_6 \text{sen}\left(6\omega t + \frac{\theta_6}{6} + 60^\circ\right).$$

Donde $\theta_3, \theta_6, \dots$, es el ángulo de desfase de la corriente con respecto al voltaje, en virtud de efectos inductivos asociados al circuito.

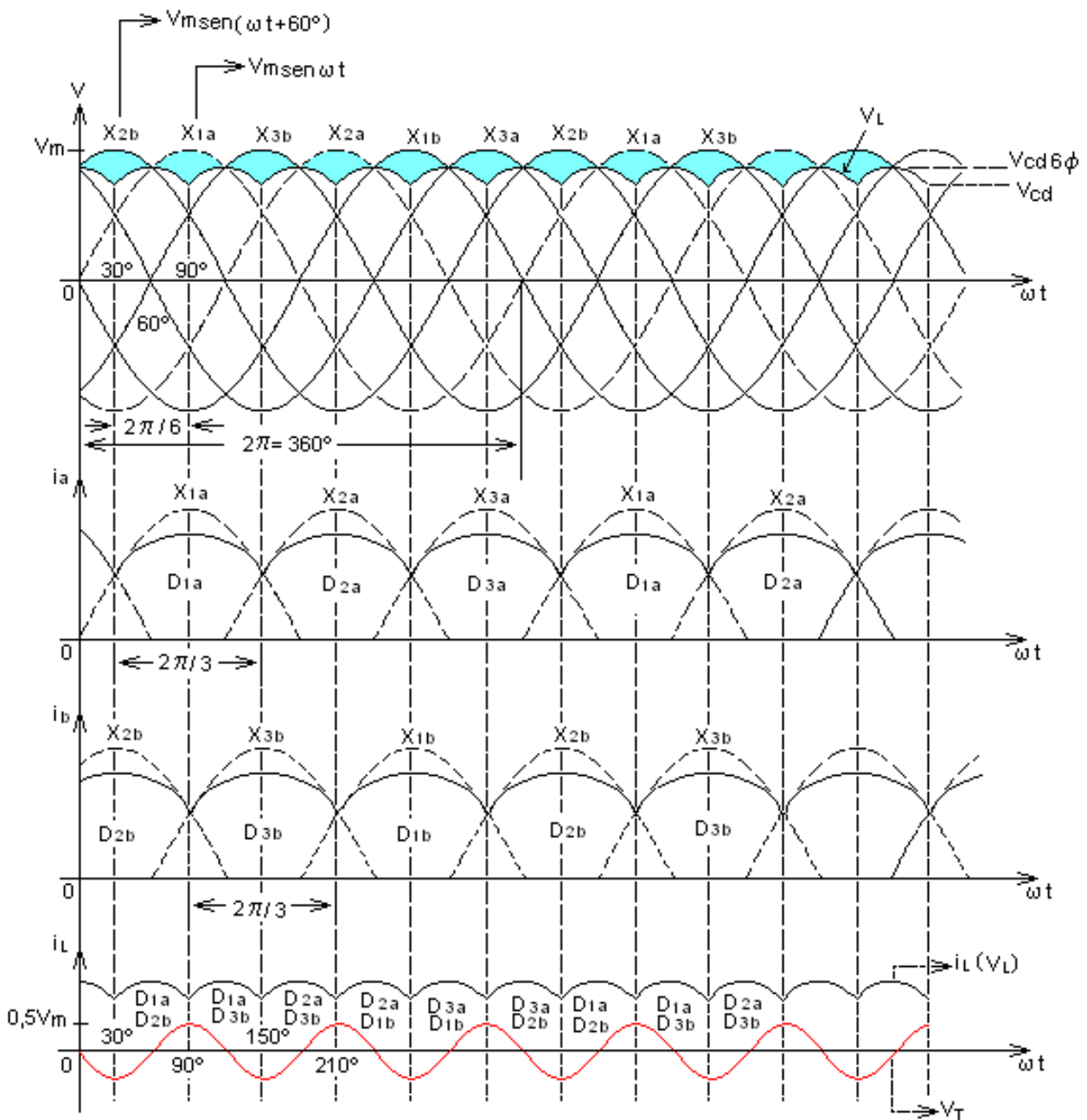


Figura 2.18 Formas de onda par el rectificador trifásico de doble estrella

Puesto que estas corrientes circulan en sentidos opuestos por la reactancia; su efecto magnetizante será proporcional a la diferencia entre las mismas ($i_a - i_b$). Por consiguiente:

$$i_T = i_a - i_b = 2I_3 \text{sen}(3\omega t + \theta_3) + 0 + \dots$$

Este resultado indica, que en el núcleo no se presenta magnetización de C.D. y que en bornes de la reactancia (entre neutros) se desarrolla una tensión alterna (v_T) cuya frecuencia es de tres veces la de línea. En la figura 2.18 d) se ilustra su forma de onda.

Para el cálculo del producto voltios-ampereos de la reactancia, se puede asumir que cada mitad del devanado lleva solo la mitad de la componente de directa (despreciando los armónicos) y por consiguiente **la corriente eficaz** será

$$i_T \cong \frac{I_{cd}}{2}.$$

De otro lado, la tensión máxima o de pico (V_T) entre los neutros, o terminales de la reactancia es

$$V_T = 0.5V_M,$$

donde V_M es el valor máximo de la tensión de fase.

El valor instantáneo de la tensión en la carga (v_L) es el promedio de la tensión instantánea de fase de los dos secundarios que están conduciendo en un momento dado. Su valor medio será

$$\bar{v}_L = V_{cd} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{30^\circ}^{90^\circ} (V_M \text{sen} \omega t + V_M \text{sen}(\omega t + 60^\circ)) d\omega t.$$

Evaluando el integral

$$V_{cd} = 0.827 V_M,$$

y por consiguiente

$$V_T = 0.604 V_{cd}.$$

Es importante anotar, que para una corriente de carga (I_{cd}) pequeña, el servicio trifásico de los dos sistemas parciales conectados por la reactancia, se convierte en un servicio hexafásico puesto que la reactancia no puede conducir su corriente de magnetización. Como consecuencia, la tensión de

corriente directa de salida ($V_{cd} = 0.827 V_m$, que es la misma obtenida con $m = 3$) se aumenta hasta un valor $V_{cd} = 0.95 V_m$, que corresponde al obtenido para el rectificador hexafásico común. Este incremento representa aproximadamente un 15%.

Lo anterior indica que existe una corriente de carga crítica (o también una reactancia mínima) por debajo de la cual el sistema trifásico de doble estrella se convierte en un sistema hexafásico común. Para una carga específica (V_{cd} , I_{cd}), la reactancia debe involucrar un producto voltios-amperios determinado.

El producto voltios-amperios de la reactancia será

$$(V - A)_T = \left(\frac{V_T}{\sqrt{2}} \right) I_{T\ ef} = \frac{0.6}{2\sqrt{2}} V_{cd} I_{cd} .$$

$$(V - A)_T = 0.214 P_{cd} .$$

El factor de rizado del circuito y la tensión inversa de pico (TIP) para los diodos, pueden asumirse los mismos del rectificador hexafásico de media onda (4% y $2 V_m$ respectivamente).

Puesto que los diodos (uno de cada sistema) están conduciendo simultáneamente, la corriente media por la carga se dividirá por iguales partes entre los mismos y por consiguiente se tendrá que:

$$I_{d(AV)}/\text{diodo} = \frac{I_{cd}}{6} .$$

El cálculo del factor de utilización para el primario y secundario del transformador, se deja como ejercicio al lector. En la figura 2.19 se ilustra el diagrama de conexiones del transformador.

En la práctica, se acostumbra algunas otras conexiones rectificadoras. Entre ellas se puede mencionar la denominada conexión bifurcada de 6 fases y la hexafásica de doble estrella. Para su estudio pueden consultarse las referencias bibliográficas, indicadas al final del libro.

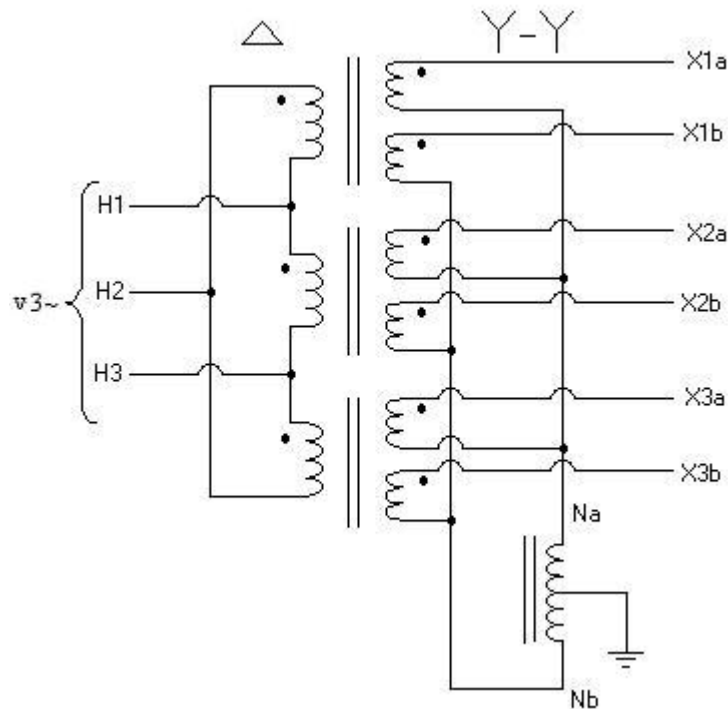


Figura 2.19 Diagrama de conexiones del transformador para el rectificador trifásico de doble estrella

2.8. SELECCIÓN DEL CIRCUITO RECTIFICADOR

En las grandes instalaciones, el rizado y la utilización del transformador son los factores de mayor importancia en la determinación del circuito adecuado. En la instalación de un rectificador, los transformadores ocupan gran parte del espacio y del presupuesto.

Un alto número de fases incrementa el costo, aunque disminuye el rizado. La deficiencia del factor de utilización eleva también los gastos. Es preciso hacer un análisis presupuestario de los distintos circuitos posibles con el fin de evaluar aspectos económicos de interés, logrando un diseño óptimo con el menor costo posible.

En general, las especificaciones de los diodos deben compararse individualmente para estar seguros de que en ningún caso se sobrepasaran los valores máximos permitidos. Estas especificaciones son:

- Corriente eficaz máxima por diodo.
- Corriente máxima o de pico.
- *TIP*.

El costo de un diodo rectificador está relacionado directamente con los niveles de tensión y corriente admisibles. En la selección del circuito deben tenerse en cuenta estos factores.

Los cálculos teóricos obtenidos para los distintos sistemas rectificadores, se resumen en la tabla 2.6 y se pueden usar para el diseño de los mismos. Debe tenerse presente que hasta el momento solo se ha considerado carga resistiva y se han despreciado los efectos inductivos asociados con el transformador.

Tabla 2.6. Resultados teóricos para los diferentes circuitos rectificadores en función de las especificaciones de la carga (P_{cd} , V_{cd} , I_{cd})

	Monofásico		Trifásico		Hexafásico	Trifásico de doble estrella
	Onda completa	Puente	Media onda	Puente		
<i>m</i>	2	2	3	3	6	6
V_{cd}	$0.636 V_m$	$0.636 V_m$	$0.827 V_m$	$1.654 V_m$	$0.955 V_m$	$0.827 V_m$
V_f (fase sec)	$1.111 V_{cd}$	$1.111 V_{cd}$	$0.855 V_{cd}$	$0.427 V_{cd}$	$0.740 V_{cd}$	$0.855 V_{cd}$
Rizado%	48	48	17.8	4	4	4
Eficiencia%	81.2	81.2	96.5	99.8	99.8	99.8
<i>TIP</i>	$3.14 V_{cd}$	$1.57 V_{cd}$	$2.09 V_{cd}$	$1.05 V_{cd}$	$2.09 V_{cd}$	$2.09 V_{cd}$
<i>V-As</i>	$1.75 P_{cd}$	$1.23 P_{cd}$	$1.50 P_{cd}$	$1.05 P_{cd}$	$1.82 P_{cd}$	$1.48 P_{cd}$
<i>V-As</i>	$1.23 P_{cd}$	$1.23 P_{cd}$	$1.23 P_{cd}$	$1.05 P_{cd}$	$1.28 P_{cd}$	$1.05 P_{cd}$
<i>F.U.s.</i>	0.574	0.813	0.675	0.956	0.551	0.674
<i>F.U.p.</i>	0.813	0.813	0.813	0.956	0.78	0.956
$I_d(AV)/diodo$	$0.5 I_{cd}$	$0.5 I_{cd}$	$0.334 I_{cd}$	$0.334 I_{cd}$	$0.167 I_{cd}$	$0.167 I_{cd}$
$I_d(ef)/diodo$	$0.707 I_{cd}$	$0.707 I_{cd}$	$0.577 I_{cd}$	$0.577 I_{cd}$	$0.408 I_{cd}$	$0.408 I_{cd}$
$I_{dev sec (RMS)}$	$0.785 I_{cd}$	$1.110 I_{cd}$	$0.577 I_{cd}$	$0.816 I_{cd}$	$0.408 I_{cd}$	$0.408 I_{cd}$

Ejemplo:



Se desea diseñar una fuente de alimentación de C.D. para una carga resistiva de 10 KW/48 V que impone un rizado de salida menor del 5%. El suministro disponible es de 220 V/60 Hz, tres fases.

Según las especificaciones de la carga:

- a) $R_L = \frac{V_{cd}^2}{P_{cd}} = 0.23 \Omega$
- b) $I_{cd} = \frac{P_{cd}}{V_{cd}} = 208.4 A$

Sin hacer énfasis en una evaluación económica escojamos una de las mejores conexiones rectificadoras que existen, como es la trifásica en puente.

Esta conexión asegura un rizado del 4%, inferior al especificado.

Un estudio económico (con datos reales) probablemente indicará que es la más acertada.

Para este circuito y empleando la tabla 2.6, puede calcular:

- c) tensión eficaz de fase secundaria $v_f = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{1}{1.65\sqrt{2}} V_{cd} = 20.6 V$
- d) Tensión eficaz de fase primaria: 220 V.
- e) Capacidad total del secundario: $(V - A)_s = 1.05 P_{cd} = 10.5 K(V - A)$
- f) Capacidad total del primario: $(V - A)_p = 1.05 P_{cd} = 10.5 K(V - A)$
- g) Tensión inversa de pico: $TIP = 1.05 V_{cd} = 50.4 V$
- h) Corriente promedio por diodo: $I_{d(AV)}/\text{diodo} = 0.334 I_{cd} = 69.6 A$
- i) Corriente eficaz por diodo: $I_{d ef}/\text{diodo} = 0.577 I_{cd} = 120.24 A$
- j) Corriente máxima (o de pico) recurrente por diodo: $I_{dm} = \frac{\sqrt{3} V_M}{R_L} = 219.4 A$
- k) Corriente eficaz por devanado secundario del TRF: $i_s = 0.816 I_{cd} = 170.05 A$
- l) Corriente eficaz por devanado primario del TRF: $i_p = \frac{1.05 P_{cd}}{3(220 V)} = 15.9 A$
- m) Corriente eficaz de línea primaria: $\sqrt{3} i_p = 27.55 A$
- n) Conexión del transformador: $\Delta - Y$

2.9. RECTIFICADORES POLIFÁSICOS CON FILTROS INDUCTIVOS

En el análisis realizado para los diferentes circuitos rectificadores, se han despreciado los efectos inductivos asociados al circuito. De hecho, los resultados obtenidos solo son aplicables para cargas resistivas.

Aunque el rizado presente en la salida de los rectificadores sea pequeño, resulta perjudicial en muchas aplicaciones. Como filtro cabe utilizar una inductancia conectada en serie con la carga de corriente directa. Debido a que la tensión de rizado es pequeña y la frecuencia alta, un valor moderado de inductancia puede dar lugar a una corriente sustancialmente constante. Las corrientes por los diodos pueden considerarse constantes durante el ángulo de conducción, lo cual da como resultado que en la representación gráfica aparezcan los impulsos como bloques rectangulares, de intensidad igual al valor medio de corriente directa por la carga, I_{cd} .

En la figura 2.20 se ha dibujado un circuito de carga acoplado con filtro inductivo y alimentado por un rectificador de m fases. También se ilustran las ondas de corriente respectivas.

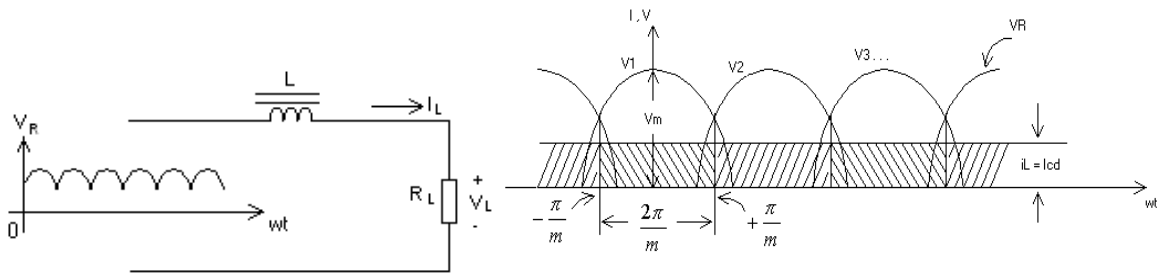


Figura 2.20 Rectificador polifásico con filtro inductivo

Bajo condiciones ideales, en el rectificador general de m fases con filtro inductivo, la inductancia se comporta como un circuito abierto para las componentes de corriente alterna asociadas con v_R y como un cortocircuito para las componentes de corriente directa. Por consiguiente

$$\bar{v}_L = V_{cd} = I_{cd}R_L = \left(\frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}\right) V_M,$$

$$P_{cd} = \left(\frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}\right) V_M I_{cd}. \quad (2.13)$$

Puesto que la corriente en un diodo en cualquier instante de conducción es I_{cd} , **la potencia instantánea de corriente alterna** (P_{ca}) suministrada al circuito rectificador desde el secundario del transformador es

$$P_{ca} = m p_f = m(I_{cd} V_M \cos \omega t),$$

Donde p_f es la potencia instantánea de fase.

La potencia media de corriente alterna será:

$$P_{ca} = m \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} I_{cd} V_M \cos(\omega t) d\omega t.$$

Evaluando el integral se obtiene que

$$P_{ca} = \left(\frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}\right) V_M I_{cd}.$$

El rendimiento o eficiencia de rectificación será:

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} = 1 \text{ ó } 100\%.$$

Se aprecia que el valor teórico de la eficiencia de rectificación se ha elevado a un 100%, para todos los rectificadores, con solo añadir a la carga una inductancia suficientemente grande para que haga constante la corriente. Este resultado era de esperar, ya que con la corriente constante no había ningún otro armónico que representara la potencia de salida no utilizable como potencia de

corriente directa. Por lo demás, resulta evidente que el factor de rizado es cero ($\gamma = 0\%$) si la corriente de carga es constante.

Es importante anotar que en los circuitos prácticos, la inductancia de dispersión del transformador refuerza la acción de la inductancia colocada como filtro, lo que es deseable.

La corriente eficaz por diodo (o devanado) del circuito rectificador es

$$I_{d\ ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} I_{cd}^2 d\omega t}.$$

Evaluando esta integral

$$I_{d\ ef} = \frac{I_{cd}}{\sqrt{m}}. \quad (2.14)$$

El producto Voltios – amperios para todos los secundarios será

$$(V - A)_s = m \frac{V_M}{\sqrt{2}} I_{d\ ef} = \frac{m V_M I_{cd}}{\sqrt{2} \sqrt{m}},$$

$$(V - A)_s = \sqrt{\frac{m}{2}} V_M I_{cd}.$$

Y el factor de utilización del secundario, calculado con base en (2.13) y la expresión anterior es

$$F.U.s. = \frac{P_{cd}}{(V - A)_s} = \frac{\sqrt{2m}}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m},$$

esta expresión es mucho más sencilla que la obtenida anteriormente, (2.11), donde se suponía carga netamente resistiva. Se puede determinar fácilmente que el valor máximo del factor de

utilización del secundario resulta para $m = 2.7$, o sea para un número de fases comprendido entre 2 y 3, pero prácticamente para $m = 3$.

Para circuitos en los cuales las componentes de corriente directa se anulen en el secundario del transformador y suponiendo una relación de transformación de 1:1, **la corriente eficaz por fase en el primario** consta de dos impulsos que alcanzan, de acuerdo con la expresión (2.14), un valor de

$$I_{p\ ef} = \sqrt{2}I_{d\ ef} = \sqrt{2}\frac{I_{cd}}{\sqrt{m}}.$$

El total de voltios - amperios del primario es

$$(V - A)_p = P\frac{V_M}{\sqrt{2}}I_{p\ ef} = \frac{P}{\sqrt{m}}V_M I_{cd}.$$

Puesto que dos fases secundarias se equilibran con una primaria, se tiene que $p=m/2$ y por consiguiente

$$(V - A)_p = \frac{\sqrt{m}}{2}V_M I_{cd}.$$

Y el factor de utilización será entonces

$$F.U.p. = \frac{P_{cd}}{(V - A)_p} = \frac{2\sqrt{m}}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}.$$

Algunos factores de utilización calculados para diferentes valores de m , suponiendo impulsos rectangulares de corriente (carga inductiva), se exponen en la tabla 2.7.

Puede anotarse que tienen $m \geq 3$.

Tabla 2.7 Factor de utilización del transformador para circuitos rectificadores con filtro inductivo.

	Monofásico		Trifásico		Hexafásico
	Onda completa	Puente	Media onda	Puente	
<i>m</i>	2	2	3	6	6
<i>F.U.s.</i>	0.90	0.90	0.827	0.955	0.780
<i>F.U.p.</i>	0.636	0.90	0.675	0.955	0.552

Las diferencias que existen entre comportamiento y especificaciones del transformador para el circuito rectificador con inductancia y el que no la tiene resultan muy pequeñas (ver tabla 2.6). Es lógico esperar este resultado puesto que aun sin filtro inductivo, los impulsos de corriente presentan una forma prácticamente rectangular.

En resumen, el hecho de agregar una inductancia de filtro no proporciona un aumento del factor de utilización del transformador, pero en cambio, aproxima la eficiencia de rectificación al 100% y el factor de rizado a 0%, lo cual es deseable.

A modo de ejemplo, se conecta un filtro inductivo, a un circuito rectificador hexafásico, en forma similar a la conexión ilustrada en la figura 2.20.

Recordando que la serie de Fourier para el circuito es

$$v_L = \frac{3V_m}{\pi} + \frac{6V_m}{35\pi} \cos 6\omega t - \frac{6V_m}{143\pi} \cos 12\omega t \dots$$

Se Puede deducir, que por la carga circulará una corriente i_L cuyo valor es

$$i_L = I_{cd} + i_6 + i_{12} + \dots$$

O también

$$i_L = \frac{3V_m}{\pi R_L} + \frac{6V_m}{35\pi Z_6} \cos 6\omega t - \frac{6V_m}{143\pi Z_{12}} \cos 12\omega t \dots$$

Los valores eficaces de corriente para las componentes alternas son

$$I_6 = \frac{6V_m}{35\pi\sqrt{2}Z_6} \quad e \quad I_{12} = \frac{6V_m}{143\pi\sqrt{2}Z_{12}}.$$

Las impedancias que encuentran los respectivos armónicos son:

$$Z_6 = \sqrt{R_L^2 + (6\omega L)^2} \approx 6\omega L \quad Z_{12} = \sqrt{R_L^2 + (12\omega L)^2} \approx 12\omega L,$$

si se supone que $6\omega L \gg R_L$.

En resumen se tendrá que

$$I_{cd} = \frac{3V_m}{\pi R_L},$$

$$I_6 = \frac{V_m}{35\sqrt{2}\pi\omega L},$$

$$I_{12} = \frac{V_m}{236\sqrt{2}\pi\omega L}.$$

Si se supone un valor de inductancia relativamente alto, se puede despreciar el efecto de la corriente I_{12} y considerar que el rizado en la carga solo es ocasionado por la circulación de I_6 .

En estas circunstancias, una expresión simplificada para el factor de rizado es

$$\gamma = \frac{I_6}{I_{cd}} \times 100\% = \frac{\frac{V_m}{35\sqrt{2}\pi\omega L}}{\frac{3V_m}{\pi R_L}} \times 100\%.$$

Simplificando la expresión,

$$\gamma = 0.67 \frac{R_L}{\omega L} \%.$$

Si tomamos $\omega = 377$ rad/s, considerando, que la frecuencia de la línea es de 60 Hz, se tiene que

$$\gamma = 1.78 \times 10^{-3} \frac{R_L}{L} \% . \quad (2.15)$$

De acuerdo con esta relación, un aumento de la inductancia o una reducción en la resistencia de carga permite disminuir el factor de rizado. Además, puesto que la constante de proporcionalidad tiene un valor pequeño y en la mayoría de las aplicaciones industriales la corriente de carga es elevada, se requieren inductancias relativamente pequeñas para obtener un bajo factor de rizado. La expresión (2.15) es aplicable también al circuito rectificador trifásico en puente y al trifásico de doble estrella.

Ejemplo: 

Un proceso electrolítico de cobrizado, impone una carga de 10KW a 48 voltios con un rizado menor de 0.1%. El sistema utilizado es un rectificador hexafásico de media onda. Determinar la inductancia de filtro requerida.

a) La resistencia de carga es:

$$R_L = \frac{V_{cd}^2}{P_{cd}} = \frac{48^2}{10^4} \Omega = 0.23\Omega.$$

b) De la expresión para el rizado:

$$L = \frac{1.78 \times 10^{-3} R_L}{\gamma} = \frac{1.78 \times 10^{-3} \times 0.23\Omega}{0.1\%} \% \geq 4.1 \text{ mH}.$$

c) La especificación de corriente mínima para la inductancia será:

$$I_{cd} = \frac{P_{cd}}{V_{cd}} = 208.3 \text{ A}.$$

Se puede apreciar que aun con especificaciones bajas en el factor rizado las inductancias requeridas son muy pequeñas, lo cual es importante, porque el costo de una inductancia de gran valor para corrientes elevadas es considerable y además, su construcción puede no ser viable.

En muchos casos, la inductancia de dispersión del transformador, supe esta necesidad.

2.10. RECTIFICADORES POLIFÁSICOS CON FILTRO LC

68

El filtro capacitivo no se usa normalmente en los sistemas de rectificación polifásica, en virtud de las elevadas corrientes de carga para la cual se diseñan.

El empleo de un condensador de filtro en estos sistemas impone grandes valores de capacidad, lo cual no es viable desde el punto de vista práctico.

Además, cuando se emplean rectificadores de gas, puede presentarse una elevada corriente de pico en el momento de aplicar la tensión anódica, puesto que los condensadores están descargados. Esto origina daños irreparables en la delicada película de óxidos emisores sobre la superficie catódica del tubo.

Para corrientes de carga comprendidas entre 2 y 10 A, en sistemas de potencia que operan con baja (< 600 V) o media tensión (1 KV a 10 KV), cabe utilizar el filtro Inductivo – Capacitivo o LC. Este filtro combina las ventajas inherentes a cada uno de ellos, obteniéndose factores de rizado muy reducidos.

Como ejemplo; se conecta un filtro LC a la salida de un rectificador hexafásico y se analiza su funcionamiento. En la figura 2.21 se ilustra el circuito referido.

Sin cometer error apreciable, se puede despreciar el efecto del armónico de frecuencia 12W y los de mayor frecuencia; por consiguiente, la salida del rectificador será:

$$v_R = V_{cd} + v_6 = \frac{3V_m}{\pi} + \frac{6V_m}{35\pi} \cos\omega t.$$

Esta tensión, aplicada al circuito, establece la corriente i_R que se divide por los elementos en paralelo.

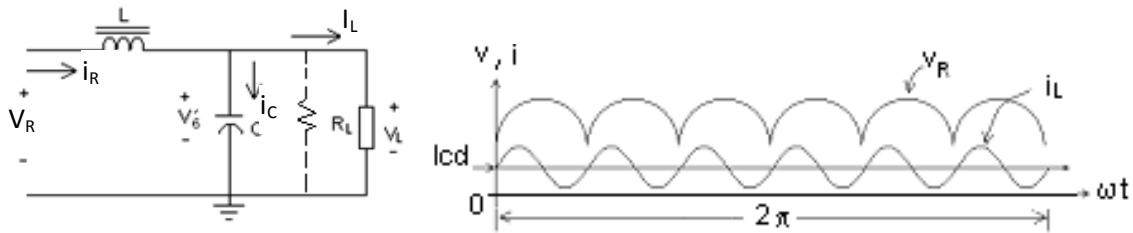


Figura 2.21 Rectificador hexafásico con filtro LC

Si por diseño se hace que: $X_L \gg X_C \ll R_L$, la corriente originada por el armónico de frecuencia 6W circulara preferiblemente por el condensador, obviando su paso por la resistencia de carga. Con ello se puede simplificar el análisis, considerando que:

$$i_R = i_L + i_c = I_{cd} + i_6, \quad \text{donde } I_L = I_{cd}, \quad i_c = i_6,$$

y despreciando los armónicos de orden superior.

La impedancia que encuentra el armónico de corriente alterna al circular por el circuito es

$$Z_6 \approx \sqrt{(X_L - X_C)^2} = 6\omega L - \frac{1}{6\omega C} = \frac{36\omega^2 LC - 1}{6\omega C}.$$

Y el correspondiente valor eficaz de corriente será

$$I_6 = \frac{6V_m}{35\pi\sqrt{2}Z_6}.$$

La corriente I_6 al circular por el condensador, establece en los terminales del mismo una tensión que será la causante del rizado en la carga. Su valor es

$$V_6' = I_6 X_C = \frac{6V_m}{35\sqrt{2}\pi Z_6} \frac{1}{6\omega C}.$$

Lo cual se sobrepone a la tensión de corriente directa en la carga.

Reemplazando el valor para Z_6 y simplificando:

$$V_6' = \frac{6V_m}{35\sqrt{2}\pi(36\omega^2 LC - 1)},$$

Conocidos V_{cd} y V_6' el rizado en la carga es:

$$\gamma = \frac{V_6'}{V_{cd}} \times 100\% .$$

Sustituyendo los valores para V_{cd} y V_6' :

$$\gamma = \frac{4.04}{36\omega^2 LC - 1} \% .$$

Para evitar la resonancia del circuito LC a la frecuencia 6W (lo que implicaría $\gamma = \infty$), debe asegurarse por diseño que $36 W^2 LC \gg 1$; o lo mismo, que: $X_L \gg X_C$.

Bajo esta condición:

$$\gamma = \frac{0.11}{\omega^2 LC} \% .$$

Si se supone que $\omega = 2\pi f = 377$ rad/seg, el rizado será:

$$\gamma = \frac{7.9 \times 10^{-7}}{LC} \% .$$

Expresando a L en Henrios (H) y C en Faradios (F)

La discusión de este resultado es interesante. En primer lugar; la constante de proporcionalidad es pequeña, lo que asegura un bajo factor de rizado aun con un producto LC relativamente bajo.

En segundo lugar, se aprecia que el rizado no depende de la resistencia de carga, como es el caso del filtro inductivo. Esto es ventajoso en muchos sistemas que operan bajo condiciones de carga variable y donde el factor de rizado juega un papel importante.

Evidentemente existe un valor crítico para la resistencia de carga (R_{Lc}), por encima del cual el filtro deja de comportarse como filtro LC y entra a funcionar como filtro capacitivo. En estas circunstancias, la tensión de salida varía con la carga y su valor tiende a un máximo, V_m . Por lo demás, la corriente de salida del rectificador se hace pulsatoria, lo que no es deseable.

El cálculo de la resistencia crítica de carga, se hace con base en la condición que asegure continuidad para la corriente i_R . Esto equivale a decir, que la tensión de salida (v_L) va a ser impuesta en todo momento por el sistema y no por el condensador, en cuanto que siempre existirá un diodo en estado de conducción.

La figura 2.22, permite visualizar las características de funcionamiento de un filtro capacitivo en un sistema rectificador polifásico.

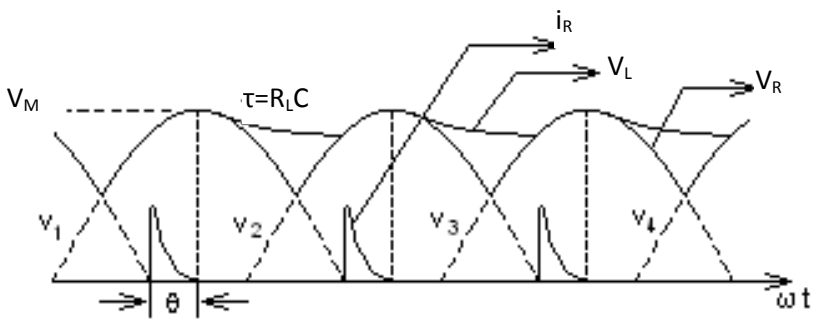


Figura 2.22 Ondas de tensión y corriente en un rectificador polifásico con filtro capacitivo

Una manera de asegurar la continuidad de i_R , consiste en lograr que la amplitud de la corriente directa por la carga, sea mayor, en todo momento que la suma de las amplitudes instantáneas correspondientes a todos los armónicos.

Continuando con el ejemplo y atendiendo a las simplificaciones que se han realizado, debe cumplirse que

$$I_{cd} > I_{6M},$$

donde I_{6M} es el valor máximo o de pico de la componente de corriente alterna asociado a la tensión v_R .

Para el punto crítico, la condición presente es: $I_{cd} = I_6$ o lo mismo

$$\frac{3V_m}{\pi R_L} = \frac{6V_m}{35\pi Z_6}.$$

Puesto que $X_L \gg X_C$, la impedancia que encuentra el sexto armónico de corriente será

$$Z_6 \cong 6\omega L.$$

Sustituyendo este valor en la relación para la condición crítica y simplificando, se deduce que

$$R_L = 105\omega L.$$

Para $\omega = 377$ rad/s, el resultado será:

$$R_L = 39585 L.$$

Los valores de R_L y L relacionados en esta ecuación, son los valores críticos. En los diseños prácticos generalmente se especifica R_L , y con base en esta se determina la inductancia requerida.

En la escogencia de la inductancia, se debe cumplir que:

$$L > 2.53 \times 10^{-5} R_L,$$

como los valores típicos para R_L están comprendidos entre 0.1 K Ω y 2 K Ω , la inductancia crítica resulta muy pequeña, presentándose el caso de que el filtro involucra un condensador de gran capacidad, no comercial.

El problema puede obviarse fácilmente, aumentando la inductancia, incluso para valores superiores al crítico. Esto mejora el comportamiento del circuito y además no representa una limitante económica, a no ser que I_{CD} por la carga sea de valor muy elevado.

Los valores prácticos de inductancia se escogen entre 0.1 H y 1 H.

Los resultados obtenidos para el filtro LC son también aplicables al circuito rectificador trifásico en puente y al trifásico de doble estrella.

El filtro LC debe incorporar una resistencia de descarga (R_d) para el condensador conectada en paralelo como se muestra en la figura 2.21, esta resistencia debe drenar una parte insignificante de la corriente de carga y debe, al mismo tiempo, garantizar que el condensador se descargue rápidamente (en pocos segundos) a partir del instante en que la fuente se desconecta de la red y la carga se aísla de la fuente.

Esta consideración es obligante cuando el equipo se somete a procesos de inspección y mantenimiento y con ello se busca evitar descargas eléctricas accidentales al personal involucrado en dichos procesos.

Para el cálculo de R_d se aplican los siguientes criterios de diseño:

1. Que por R_d se drene una corriente de 5 – 10 mA por cada μF de capacitancia del condensado y R_d se escala por la expresión

$$R_d = \frac{(V_M \text{ ó } \sqrt{3}V_M)}{I_{\text{de descarga indicada}}}$$

V_M si es de media onda

$\sqrt{3}V_M$ si es de onda completa en puente

2. Garantizar que R_d pueda descargar el condensador en uno o dos segundos, en este caso

$$4RdC = t_{de \text{ descarga indicado}}$$

El tiempo de descarga de un condensador se considera $4\tau = 4RdC$. La resistencia se debe calcular para disipar una potencia:

$$P_{Rd} = \frac{(V_M \text{ ó } \sqrt{3}V_M)^2}{Rd}$$

V_M si es de media onda

$\sqrt{3}V_M$ si es de onda completa en puente

Según la conexión, en la práctica esta resistencia se descompone en varias en conexión serie y/o paralelo para garantizar la disipación que se exige utilizando valores comerciales.

Ejemplo: 

Una estación comercial de radiodifusión impone una carga de 10 KW a 2.5 KV. El sistema de alimentación es un rectificador trifásico en puente conectado a la línea de 220 V / 60 Hz por medio de un transformador elevador. Si el rizado máximo admitido es de 0.1%, especifique los elementos del filtro LC requerido.

a) Para el circuito, la resistencia de carga es:

$$R_L = \frac{V_{cd}^2}{P_{cd}} = 625 \Omega.$$

b) La inductancia mínima del filtro:

$$L = 2.53 \times 10^{-5} R_L = 15.8 \times 10^{-3} H = 15.8 \text{ mH}.$$

Puesto que la corriente de carga es relativamente pequeña ($I_{cd} = 4$ A), puede aumentarse considerablemente el valor de la inductancia para rebajar el valor de la capacidad requerida. Tomando un valor práctico de $L = 0.2$ H, el condensador tendrá una capacidad de

$$c) \frac{7.9 \times 10^{-7}}{\gamma L} = 15.8 \mu F.$$

Un valor comercial de 20 μF es apropiado.

Los valores comerciales de capacidad para tensiones industriales medios y altos normalmente no superan 100 μF . Los valores típicos están entre 1 y 20 μF

En el circuito, la inductancia debe estar en capacidad de conducir la corriente de carga (4 A), y el valor del condensador, de soportar la tensión máximo de línea ($\sqrt{3}V_m$), supuesto el caso que se desconecte la carga.

Como la tensión máxima de fase es

$$V_m = \frac{V_{cd}}{1.654}.$$

La tensión máxima de línea será:

$$V_{sm} = \sqrt{3}V_m \approx 2.6 \text{ KV},$$

lo cual implica que el condensador debe seleccionarse para un voltaje de trabajo superior a este valor.

2.11. EFECTO DE LA REACTANCIA DE PÉRDIDAS DEL TRANSFORMADOR

2.11.1. Análisis en el Rectificador de Media Onda

Hasta el momento se ha despreciado el efecto del transformador, debiendo tenerse ahora en cuenta esta magnitud al tratar la conmutación de corriente. Como ejemplo, se considera el circuito

rectificador trifásico de media onda con carga inductiva (o filtro inductivo), como se ilustra en la figura 2.23, en donde se han omitido los devanados primarios del transformador.

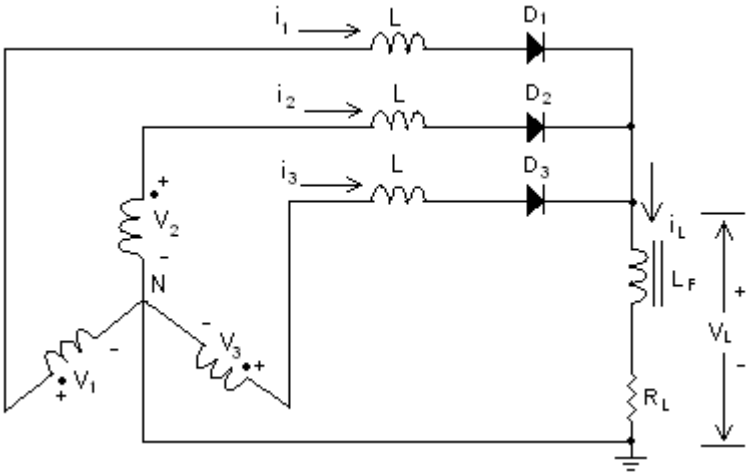


Figura 2.23 Circuito rectificador trifásico con carga inductiva

La inductancia L_F en serie con la carga se considera lo suficientemente elevada como para que la corriente de salida sea constante, es decir, sin rizado. Cuando se desprecia el efecto de la inductancia L del transformador, la corriente cesa bruscamente de fluir en un diodo. Cuando en D_1 cesa la corriente, D_2 entra a conducir instantáneamente. En realidad, la inductancia del transformador tiende a impedir bruscas variaciones en las corrientes por los diodos, siendo la transición más gradual. Como puede observarse en la figura 2.24, durante el intervalo ωt_0 a ωt_1 la corriente cae en el diodo D_1 , elevándose al mismo tiempo en D_2 . La suma de ambas corrientes debe permanecer constante e igual a la de carga. El ángulo $\theta = \omega t_1 - \omega t_0$ se denomina **ángulo de conmutación** y crece con la corriente de carga, siendo más elevado cuanto mayor es la reactancia del transformador.

El tiempo de conmutación produce una reducción en la tensión de salida. Durante dicho intervalo los diodos D_1 y D_2 están conduciendo, siendo en cambio diferentes las tensiones v_1 y v_2 inducidas en los devanados del transformador. La diferencia entre ellas determina la transferencia de corriente de D_1 y D_2 . Sin embargo, las tensiones en sus terminales deben ser iguales, puesto que ambas conducen y por lo tanto dan lugar a similares caídas.

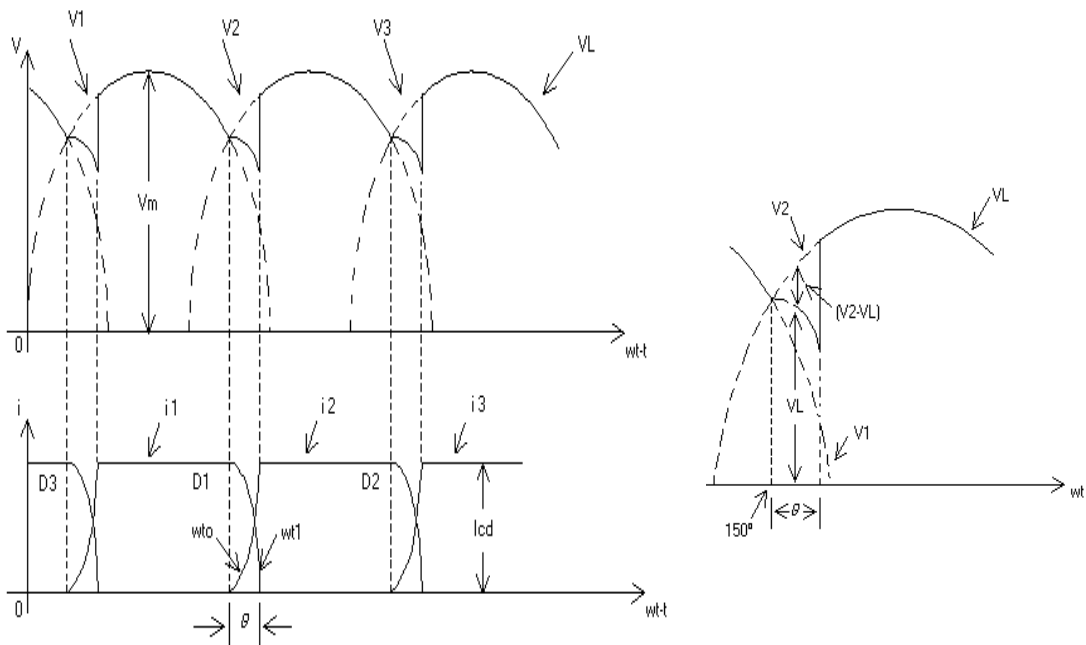


Figura 2.24 Ondas de tensión y corriente incluyendo el efecto de la reactancia de pérdidas del transformador

Para calcular la tensión de corriente directa ($\overline{v}_L = V_{cd}$) durante el intervalo de conmutación se supondrán nulas la resistencia del transformador y la caída de tensión en los diodos. En las dos mallas de conducción y a partir del circuito de la figura 2.23, pueden establecerse

$$v_1 = v_L + L \frac{di_1}{dt}, \tag{2.16}$$

$$v_2 = v_L + L \frac{di_2}{dt}. \tag{2.17}$$

Siendo L la inductancia equivalente de pérdidas del transformador por fase y referida al secundario. Durante este intervalo la suma de las dos corrientes debe ser igual a la de carga i_L ; la cual es constante

$$i_1 + i_2 = i_L = I_{cd}.$$

Diferenciando con respecto al tiempo,

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0.$$

Sumando (2.16) y (2.17) y de acuerdo con la anterior expresión, se obtiene

$$v_L = \frac{v_1 + v_2}{2}, \quad (2.18)$$

que expresa que durante el intervalo de conmutación la tensión de carga es igual a la media aritmética de las tensiones inducidas en los dos devanados del transformador, según indica la figura 2.24. Debido a la reducción en v_L por debajo del voltaje de la fuente durante la conmutación, la tensión media de carga es reducida por la presencia de la reactancia de pérdida del transformador.

En primer lugar debe encontrarse una relación que exprese la corriente i_1 en función del tiempo. Eliminando v_L de (2.16) y (2.18), se obtiene

$$\frac{v_1 - v_2}{2} = L \frac{di_1}{dt}. \quad (2.19)$$

Suponiendo, como en la figura 2.24 que

$$v_1 = V_m \text{sen} \omega t. \quad (2.20)$$

$$v_2 = V_m \text{sen}(\omega t - 120^\circ). \quad (2.21)$$

Sustituyendo estos valores en (2.19) y simplificando

$$\frac{\sqrt{3}}{2} V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ) = L \frac{di_1}{dt}.$$

Integrando,

$$i_1 = \frac{\sqrt{3} V_m}{2 \omega L} \cos(\omega t + 30^\circ) + K, \quad (2.22)$$

en donde K es la constante de integración. Su valor puede determinarse teniendo presente que

$$i_1 = I_{cd} \text{ para } \omega t = \omega t_0 = 150^\circ.$$

El resultado es igual a

$$K = I_{cd} - \frac{\sqrt{3}V_m}{2\omega L},$$

sustituyendo este valor en (2.22) se obtiene

$$i_1 = I_{cd} - \frac{\sqrt{3}V_m}{2\omega L} [1 + \cos(\omega t + 30^\circ)] \quad (2.23)$$

El ángulo para el cual la corriente se hace nuevamente cero es $\omega t = \omega t_1 = 150^\circ + \theta$, en donde θ es el ángulo buscado.

Introduciendo estos valores en (2.23) y simplificando

$$\cos\theta = 1 - \frac{2\omega LI_{cd}}{\sqrt{3}V_m}. \quad (2.24)$$

Para calcular la reducción en la tensión de carga V_{cd} ha de observarse que la disminución instantánea viene dada por $(v_2 - v_L)$. La reducción en V_{cd} es la media de la instantánea sobre un tercio de periodo, es decir

$$\Delta V_{cd} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{150^\circ}^{150^\circ + \theta} (v_2 - v_L) d\omega t. \quad (2.25)$$

Teniendo en cuenta (2.18) (2.20) y (2.21)

$$v_2 - v_L = \frac{v_2 - v_1}{2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ),$$

sustituyendo este valor en (2.25) e integrando

$$\Delta V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \frac{1 - \cos\theta}{2}.$$

Si reemplazamos el valor de \cos obtenido en (2.24), resulta que

$$\Delta V_{cd} = \frac{3(\omega L)}{2\pi} I_{cd}, \quad (2.26)$$

Esta expresión es significativa porque indica que la tensión en la carga se va a ver afectada con las variaciones de corriente, I_{cd} , que imponga dicha carga.

80

Si suponemos que la corriente de carga es constante; el circuito rectificador deberá ser alimentado con una tensión de corriente alterna superior, para evitar que se presente una disminución de la tensión en la carga originada por el efecto que introduce la inductancia de dispersión, como lo indica (2.26).

$$X_d = \omega L : \text{Reactancia de dispersión}$$

Para obtener el verdadero voltaje de CD que debe producir el circuito rectificador (V'_{cd}), se requiere incrementar el voltaje de pico de la fase a un valor V'_m .

La verdadera tensión de corriente directa (V'_{cd}), que deberá entregar el circuito rectificador para compensar dicha caída es

$$V_{cd}' = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V'_m = 0.827 V'_m = V_{cd} + \Delta V_{cd} = V_{cd} + \frac{3(\omega L)}{2\pi} I_{cd},$$

de aquí se puede obtener el valor de V'_m que debe entregar la fase secundaria del transformador

$$V'_m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \left[1 + \frac{3(\omega L)}{2\pi R_L} \right] V_{cd},$$

en donde V_{cd} es la tensión de corriente directa que impone la carga para su funcionamiento y se supone conocida.

Ejemplo: 

Para un rectificador trifásico de media onda $V_m = 500V$, $I_{cd} = 50A$ y la reactancia de pérdida es igual a $\omega L = 0.5 \Omega$. Determinése el ángulo de conmutación y la reducción en la tensión de salida.

De (2.24)

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{2\omega L I_{cd}}{\sqrt{3}V_m} \right] = 19.5^\circ.$$

De (2.26)

$$\Delta V_{cd} = \frac{3\omega L}{\pi} I_{cd} = 11.9 V,$$

esto representa una reducción del 2.87%

2.11.2. Análisis en el Rectificador de Onda Completa

El **efecto de la inductancia de dispersión del transformador**, se puede explicar haciendo referencia a la figura 2.25.

El diodo con el voltaje más positivo conducirá. Si se considera el punto $\omega t = \pi$ donde los voltajes v_{ac} y v_{bc} son iguales tal y como se muestra en la figura 2.25. La corriente I_{cd} sigue todavía fluyendo a través del diodo D_1 . Debido a la inductancia L_1 , la corriente no puede bajar a cero de inmediato, y la transferencia de corriente no puede ser instantánea. La corriente i_{d1} se reduce, resultando en un voltaje inducido a través de L_1 , de valor $+v_{L1}$, y el voltaje de salida se convierte en $v_L = v_{ca} + v_{L1}$. Al mismo tiempo, la corriente a través de D_3 , i_{d3} aumenta desde cero, induciendo un voltaje igual a través de L_2 , de valor $-v_{L2}$, el voltaje de salida se convierte en $v_L = v_{bc} - v_{L2}$. El resultado es que los voltajes de ánodo de los diodos D_1 y D_3 son iguales; y ambos diodos conducen durante un cierto período, que se conoce como ángulo μ de conmutación (o de superposición). Esta transferencia de corriente de un diodo al otro se conoce como

conmutación. La reactancia correspondiente a la inductancia se conoce como **reactancia de conmutación**.

El efecto de esta superposición es reducir el voltaje promedio de salida de los rectificadores.

El voltaje a través de L_2 es

$$v_{L2} = L_2 \frac{di}{dt}$$

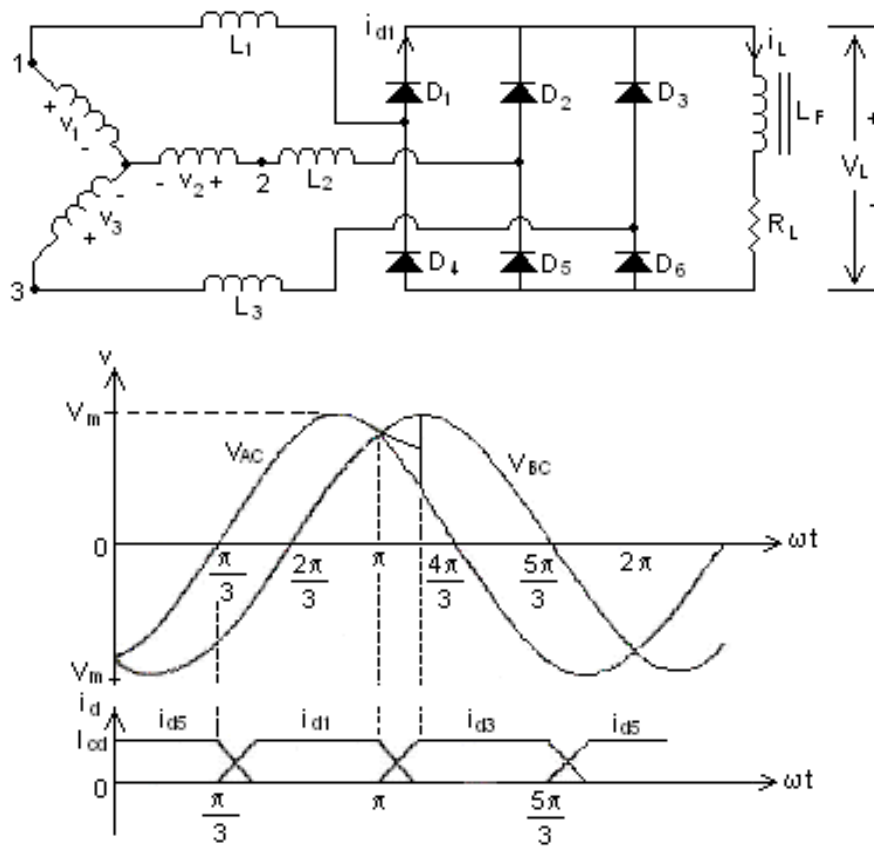


Figura 2.25 Rectificador trifásico en puente, con el efecto de la reactancia del TRF.

La reducción promedio de voltaje debida a las inductancias de conmutación es:

$$\Delta V_{cd} = \frac{2}{2\pi/3} \int \left(L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_3}{dt} \right) dt = 2f(L_1 + L_2 + L_3)I_{cd}$$

si todas las inductancias son iguales, y $L = L_1 = L_2 = L_3$, se convierte en

$$\Delta V_{cd} = 6fLI_{cd} = 6\left(\frac{\omega}{2\pi}\right)L_c I_{cd},$$
$$\Delta V_{cd} = \frac{3(\omega L)I_{cd}}{\pi}.$$

Donde f es la frecuencia de alimentación en hertz.

Se invita al estudiante a deducir la expresión para calcular la reducción de voltaje de C.D. en la carga, debido a la inductancia de dispersión en un rectificador hexafásico.

83

2.12. CONEXIÓN DE DIODOS RECTIFICADORES EN SERIE Y PARALELO

En las instalaciones donde las tensiones inversas requeridas superan a las admisibles, los diodos rectificadores se conectan en serie.

Con tal conexión surge el problema de asegurar una distribución suficientemente uniforme de la tensión inversa entre diodos, tanto en estado estacionario como en transitorio. La aparición, aunque sea en uno de los diodos, de una tensión superior a la disruptiva motiva no solo la ruptura del diodo fijado sino también de todos los restantes que se exponen al régimen de sobre tensión.

La causa de una distribución irregular de la tensión en estado estacionario es la divergencia en la pendiente de la curva característica voltiamperica del diodo (aun siendo del mismo tipo), en la región de polarización inversa.

La diferencia de pendiente en las curvas de los diodos conectados en serie, da lugar generalmente a divergencias considerables en la magnitud de las tensiones percibidas por cada uno de los diodos, puesto que a través de ellos circula la misma corriente

El grado de irregularidad, en estado estacionario (cuando la tensión inversa varía lentamente), puede ser de gran significado como lo ilustran los valores numéricos de las tensiones en el circuito equivalente de la figura 2.26.

En la figura 2.26 a y b se muestra la conexión serie de tres diodos y su circuito equivalente para la polarización inversa. R_{d1} , R_{d2} y R_{d3} representan el valor medio de la resistencia inversa de cada diodo, obtenida a partir de aproximación lineal de la característica voltiamperíca. A modo de ejemplo, para una tensión inversa total de 2500 V, la tensión en el diodo D_1 llega a ser 1613 V aproximadamente, a pesar de que la tensión disruptiva del diodo es del orden de 1000 V conforme a su tipo. Evidentemente, esta distribución anormal de tensiones conduce a la destrucción de D_1 y consecuentemente a la de los otros dos.

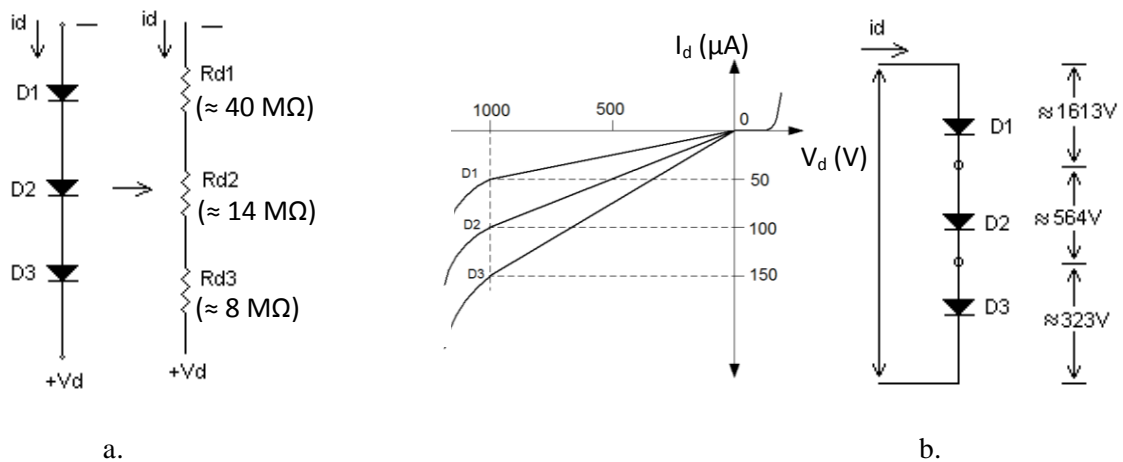


Figura 2.26 Conexión serie de diodos rectificadores

Con la conexión serie realizada, se esperaba que el circuito pudiera soportar tensiones inversas del orden de 3000 V; en virtud de que se eligieron tres diodos (del mismo tipo) con una tensión nominal de pico inverso de 1000 V.

En régimen transitorio, cuando los diodos pasan del estado de conducción al de bloqueo, también es posible una gran irregularidad, debido a la cantidad desigual de cargas acumuladas en las bases de los diodos y su diferente velocidad de desaparición. Esto puede ser motivado por la incompleta identidad en las dimensiones geométricas de las capas y uniones, así como por las diferentes capacidades interelectrónicas que la ponen en derivación.

La uniformidad de distribución de la tensión inversa se logra mejorar con la conexión de divisores óhmico – capacitivos de tensión como se indica en la figura 2.27.

El divisor óhmico permite una distribución más uniforme de la tensión en los regímenes estacionarios (puesto que en tales regímenes la tensión se divide proporcionalmente a las resistencias) en tanto que el divisor capacitivo equilibra la tensión por los diodos en los regímenes transitorios, cuando las tensiones se distribuyen de modo inversamente proporcional a las capacidades.

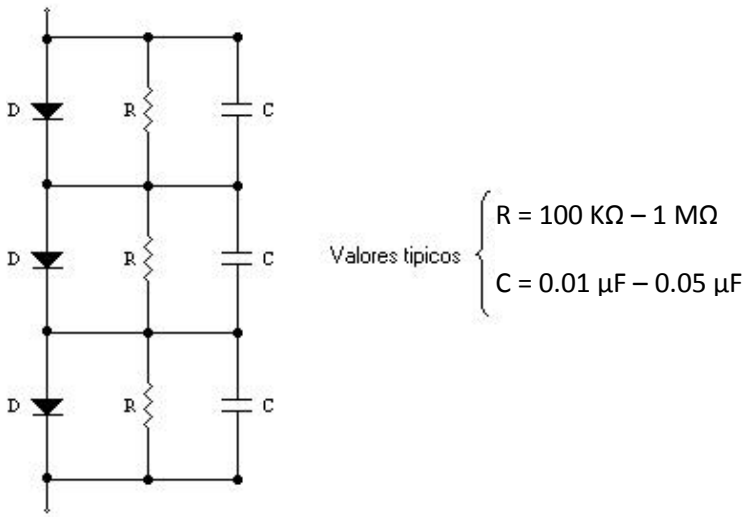


Figura 2.27 Divisor óhmico – capacitivo de tensión para la conexión de diodos en serie

Algunas veces, se acostumbra conectar pequeñas resistencias limitadoras en serie con los condensadores a fin de disminuir las corrientes de carga y descarga a través de los mismos. En la selección del condensador C, este debe elegirse de modo que su capacidad sea mucho más grande que la capacidad parásita interelectródica de los diodos. Se han dado algunas fórmulas prácticas para el cálculo, sin embargo generalmente se asume un valor típico que enmascare la capacidad de la unión, la cual se encuentra normalmente entre 0.01 y 0.1 μF .

El valor necesario de la resistencia R en el divisor óhmico de tensión puede hallarse partiendo de un desequilibrio admisible en la distribución de tensiones por los diodos. Su valor debe ser menor que la mínima resistencia inversa (R_d) que presentan los diodos. En ausencia de datos específicos sobre los parámetros de los diodos, es de práctica común asumir su valor. Los valores típicos para esta resistencia están entre 100 $\text{K}\Omega$ y 1 $\text{M}\Omega$.

La resistencia inversa de un diodo se puede hallar en forma aproximada por la relación entre el valor máximo de la tensión inversa (V_{PI}) y el valor máximo de la corriente inversa. Estas magnitudes son parámetros del dispositivo.

También se pueden conectar dos o más diodos rectificadores en paralelo para aumentar la capacidad de conducción de corriente del circuito. Sin embargo, es más práctico a menudo, aumentar la capacidad por el uso de más fases, o por la selección de un solo rectificador de mayor capacidad de corriente. En esta conexión, también se presentan problemas de desequilibrio que pueden conducir a la destrucción de los diodos por sobrecalentamiento.

Una repartición igual de corriente, se puede forzar por medio de resistencias conectadas en serie con cada diodo. Sin embargo, su empleo puede representar grandes pérdidas de potencia que reducen la eficiencia del rectificador.

Cuando los diodos rectificadores son conectados en paralelo, debe asegurarse que los contactos óhmicos del conexionado presenten baja resistencia. Además, es indispensable que todos los diodos se mantengan a una temperatura uniforme. Esto se puede lograr en gran parte, montando las unidades sobre un disipador térmico único.

Los cambios de temperatura, afectan la caída de tensión en sentido directo de los diodos y por consiguiente la distribución de corriente. En la selección de las unidades, se recomienda escogerlos de modo que presenten la misma caída de tensión en sentido directo (*Forward voltage*, en inglés).

2.13. CONSIDERACIONES TÉRMICAS

Los diodos rectificadores empleados actualmente, son por lo general unidades semiconductoras de silicio en las cuales la temperatura desempeña un papel importante.

De hecho, es ya un axioma que la vida útil de un componente es inversamente proporcional a su temperatura de funcionamiento. Por tanto, para asegurar el buen comportamiento de un sistema, hay que dedicar atención cuidadosa a los problemas de disipación térmica en la etapa de diseño.

Al disiparse energía en la estructura interna de un diodo semiconductor, la temperatura en ese elemento aumenta hasta que el flujo térmico a través de la estructura interna del elemento y cubierta exterior hacia el ambiente que lo rodea, equilibra la disipación interna. Establecer esta situación de equilibrio es fundamental para asegurar un buen comportamiento del sistema.

Como el flujo térmico en el diodo se transmite principalmente por conducción, la diferencia de temperatura entre la cubierta del dispositivo y la unión semiconductor, es proporcional a la potencia eléctrica que está siendo suministrada a dicho dispositivo. Por consiguiente se puede establecer que

$$T_j - T_c = \theta_{jc} P_f |_{T_c \geq T_A}, \quad (2.27)$$

donde T_j es la **temperatura interna o de unión**, T_c la **temperatura de la cubierta exterior** y P_f la **potencia eléctrica disipada internamente**. El parámetro θ_{jc} es la **resistencia térmica** cuya unidad práctica es °C/W y los subíndices indican que relaciona la unión y la cubierta con el flujo térmico.

En los diodos de silicio T_{jmax} es aproximadamente 200°C y representa una limitante para la potencia eléctrica que debe disipar el dispositivo. El valor de θ_{jc} depende fundamentalmente del material y dimensiones físicas de la estructura.

(2.27) permite relacionar también la máxima potencia disipada con las correspondientes temperaturas máximas de cubierta y unión. Esta información se suele dar en forma gráfica mediante la curva de disminución de potencia con la temperatura que se muestra en la figura

2.28. La pendiente de esta curva se denomina factor de disminución y es el inverso de θ_{jc} . Algunos manuales de dispositivos semiconductores dan el factor de disminución en lugar de la resistencia térmica.

Por debajo de 25°C la potencia no aumenta como se deduce de (2.27), sino que como se observa en a figura 2.28, permanece constante. Esto indica que la máxima diferencia de temperatura admisible entre la unión y la cubierta depende de la dilatación térmica diferencial y no de la temperatura absoluta de la unión.

El diodo rectificador que corresponde a la curva de la figura 2.28 aparecería en la literatura técnico – comercial del fabricante como un diodo de 70 vatios. Pero este nivel de disipación solo es admisible si la temperatura de cubierta del diodo se mantiene igual o inferior a 25°C , lo que constituye un problema bastante complicado. Por ejemplo, si la temperatura de la cubierta es de 87°C , la disipación máxima se reduce a 35 vatios. Por tanto a niveles de disipación elevados, hay que prestar atención a la refrigeración de la cubierta del rectificador y reducir el nivel de corriente que circula por los diodos.

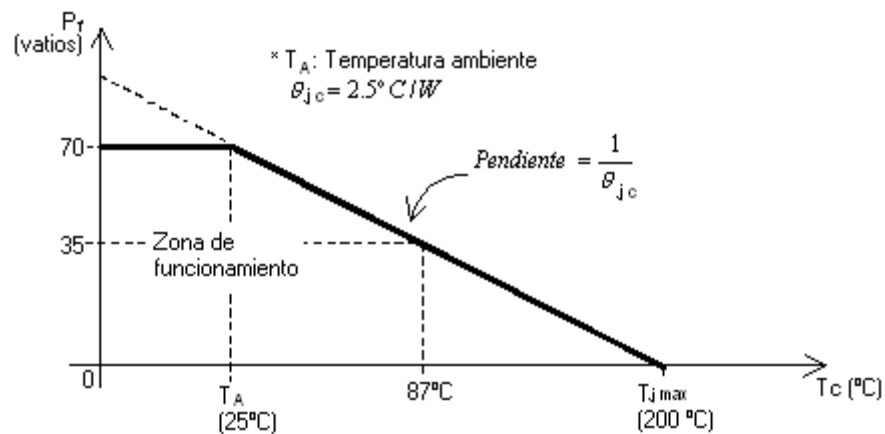


Figura 2.28 Curva de disminución de potencia con la temperatura para un rectificador de silicio

Para que la cubierta del diodo disipe potencia, debe estar a una temperatura superior a la ambiente T_A . Como el proceso general de transmisión de calor es por conducción, convección y radiación, no suele ser función lineal de la diferencia de temperatura de cubierta al ambiente. Sin embargo, en la práctica, la aproximación lineal conduce a buenos resultados. Se puede entonces

expresar la relación entre la temperatura de la cubierta, la temperatura ambiente y la potencia disipada en la forma

$$T_C = T_A + \theta_{CA} P_F, \quad (2.28)$$

donde θ_{CA} es la **resistencia térmica entre la cubierta del diodo y el ambiente** y depende fundamentalmente de la superficie de la cubierta.

Combinando (2.27) y (2.28) se obtiene

$$T_J = T_A + (\theta_{JC} + \theta_{CA}) P_f = T_A + \theta_{JA} P_f, \quad (2.29)$$

siendo θ_{JA} la resistencia térmica total entre la unión y el ambiente, correspondiendo a la suma de θ_{JC} y θ_{CA} . Por ejemplo, si el rectificador de silicio de 70 vatios, cuyo factor de disminución es el dado en la figura 2.28, estuviera montado sobre una cubierta cuya resistencia térmica fuera $\theta_{CA} = 6.25^\circ\text{C}/\text{W}$, entonces, para el diodo al aire:

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA} = 8.75^\circ\text{C}/\text{W} .$$

En estas condiciones, la máxima potencia que podría disipar en aire, según (2.29), para $T_A = 25^\circ\text{C}$ es

$$P_f = \frac{200^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{8.75^\circ\text{C}/\text{W}} = 20 \text{ W},$$

Se deduce que el rectificador montado al aire tiene una capacidad de disipación de potencia muy pequeña.

Los tipos de empaque o cubierta sobre el cual se montan los dispositivos semiconductores están normalizados en lo referente a materiales, forma física y dimensiones y para cada tipo corresponde una determinada resistencia térmica θ_{CA} .

Puesto que en los diodos de silicio la caída de tensión en estado de conducción es relativamente constante (del orden de 0.5 a 0.7 V), la disipación media de potencia (P_d) será directamente proporcional a la corriente eficaz que circula por el dispositivo. De acuerdo a lo anterior, muchos fabricantes suministran curvas que relacionan la corriente con la temperatura de cubierta en lugar de la curva de disminución de potencia con la temperatura representada en la figura 2.28. La forma típica de esas curvas es similar a la indicada anteriormente y una de ellas se ilustra en la figura 2.29.

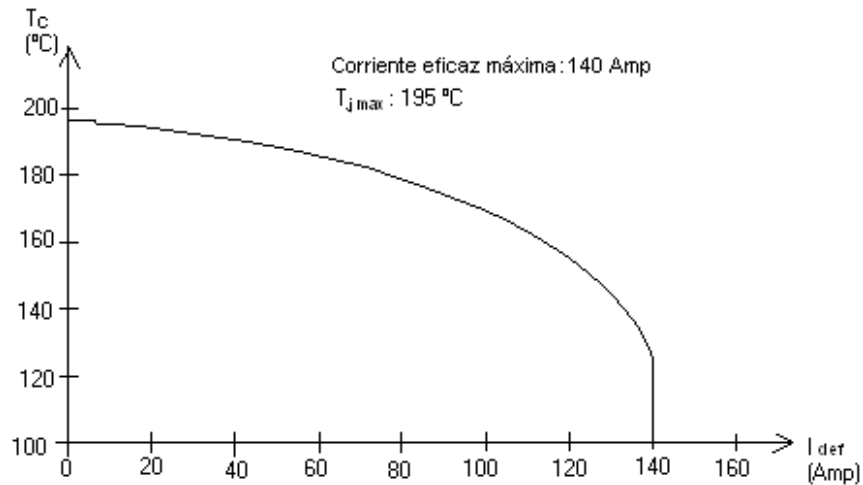


Figura 2.29 Temperatura de cubierta como función de la corriente media en un diodo rectificador

2.14. DISIPADORES TÉRMICOS

Se ha visto en la sección 2.13 que el factor que más limita la capacidad de disipación de potencia de un diodo rectificador es la elevada resistencia térmica de la cubierta del componente al medio ambiente que lo rodea. Se puede aumentar esa capacidad, montando el elemento sobre un disipador térmico. Un **disipador térmico** es simplemente un dispositivo que mejora la transmisión de calor hacia afuera y, en consecuencia, disminuye la resistencia térmica con el ambiente. El disipador térmico puede ser un bastidor metálico de cobre o aluminio como el de la figura 2.30, una estructura con o sin aire forzado o una estructura refrigerada con líquido para obtener la máxima transferencia de calor en el volumen mínimo. Los disipadores existen en una amplia variedad de tamaños y formas y en sus especificaciones se indica tanto la superficie como la resistencia térmica.

Aunque existen disipadores térmicos diseñados específicamente para su empleo con aire forzado, se aumenta sustancialmente la capacidad de disipación térmica dirigiendo sobre el disipador una corriente de aire. Un pequeño ventilador puede mejorar notablemente las características de un disipador común hasta el punto de que no se precise un sistema especial de aire forzado.

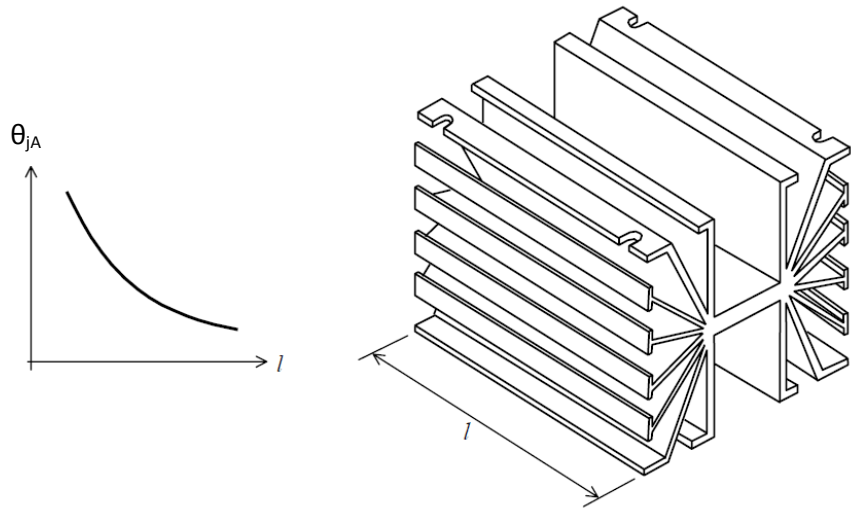


Figura 2.30 Forma típica de un disipador térmico y la relación de resistencia térmica con su longitud.²

El montaje del rectificador en un disipador térmico así como el de este en el chasis, influye en la transferencia de calor del sistema. En los disipadores por convección, el montaje debe permitir la libre circulación de aire y el dispositivo debe estar alejado de otros elementos de calefacción. Para mejorar la conducción térmica entre la cubierta y el disipador, se aplica a las superficies un compuesto para la unión térmica que forma una capa delgada de un lubricante a base de siliconas. Como el valor mínimo de la resistencia térmica de contacto íntima entre la cubierta y el disipador depende del contacto de la unión, es importante que el montaje sea rígido.

La **resistencia térmica de un disipador**, la especifica el fabricante como θ_{SA} y esta es medida entre la superficie de montaje del disipador y el ambiente. Esta resistencia no incluye la resistencia térmica θ_{CS} correspondiente a la interfase entre la cubierta del dispositivo y el disipador. Dicha

² Miyara Federico. "Disipación de Potencia". 2ª edición. Buenos Aires, Argentina. Universidad Nacional de Rosario, 2006. p 9.

resistencia se conoce con el nombre de **resistencia térmica de contacto** que sumada a θ_{SA} , representa la resistencia térmica neta de cubierta al ambiente.

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} ,$$

El valor θ_{CS} depende, en general, de las superficies en contacto y en particular, de su rugosidad y unifromidad. Su valor suele ser muy pequeño cuando el montaje es rígido y se emplean compuestos a base de siliconas. Algunos valores típicos se indican en la tabla 2.8:

Tabla 2.8 Resistencia térmica para diferentes materiales.

Superficie en contacto (material de arandela)	Resistencia térmica de contacto $\theta_{cs}^{\circ C/W}$	
	Unión seca	Unión con silicona
Fibra Teflón-vidrio	1.45	0.80
Mica	0.80	0.40
Óxido de berilio	0.70	0.50
Aluminio energizado	0.40	0.35
Sin arandela aislante	0.20	0.10

Valores típicos para θ_{SA} se encuentran comprendidos entre 3.5°C/W y 0.8°C/W. Valores tan pequeños representan un aumento considerable de la potencia máxima que puede disipar el dispositivo. Esto se puede comprobar (usando el ejemplo de la sección 2.13) si se supone que la resistencia térmica total, con el empleo de un disipador, es $\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} = 1^{\circ C/W}$.

En este caso

$$P_f = \frac{200^{\circ C} - 25^{\circ C}}{2.5 \frac{^{\circ C}}{W} + 1 \frac{^{\circ C}}{W}} = 50 W .$$

En la selección de un disipador térmico, se comienza por calcular, con (2.28), el valor neto de la resistencia térmica de la cubierta del transistor al ambiente, θ_{CA} en función de la potencia disipada requerida P_f (o la corriente media I_F (AV)), las características térmicas del rectificador T_{jmax} y θ_{JC} y la temperatura ambiente máxima T_A . La utilización de la máxima temperatura ambiente que

puede darse, es importante para que no se exceda la temperatura máxima admisible en la unión en las peores condiciones ambientales.

Si el valor de θ_{CA} necesario es mayor que $2\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$, se hace indispensable el empleo de un buen disipador. Para obtener resistencias térmicas inferiores a $0.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ normalmente hay que utilizar refrigeración por aire forzado o por líquido; aunque probablemente sería mejor considerar el empleo de otro rectificador de mayor capacidad. En general, el disipador debe escogerse para un bajo valor de θ_{SA} si se desea un buen comportamiento térmico.

Finalmente, debe anotarse que lo expuesto en las secciones 2.13 y 2.14 es aplicable, en general, a todos los dispositivos semiconductores. Particularmente, es muy importante tener presente estas consideraciones en especial cuando se trabaja con transistores de potencia y tiristores.

RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO Y OTROS TIRISTORES

3.1. INTRODUCCIÓN

Tiristores es el nombre genérico de una familia de dispositivos semiconductores de silicio, que tienen características de interruptor, presentando dos estados definidos de operación. En estos dispositivos la conmutación se efectúa por un mecanismo interno de realimentación regenerativa. La constitución interna de un tiristor está basada en una estructura semiconductor de cuatro capas (PNPN) cuyo número de terminales pueden ser dos, tres o cuatro según el dispositivo físico considerado.

El empleo de los tiristores se ha impuesto definitivamente en los sistemas industriales de regulación y control, siendo utilizados en reemplazo o como dispositivos que pueden realizar las mismas funciones de:

- Tiratrones
- Ignitrones
- Tubos de vacío
- Transistores de potencia
- Reactancias saturables
- Amplificadores magnéticos
- Transformadores
- Reóstatos

- Termóstatos
- Interruptores límites
- Relés
- Contactores
- Fusibles

El rectificador controlado de silicio o SCR y el TRIAC son los dispositivos más importantes de la familia de los tiristores y representan la contribución de la electrónica a los sistemas industriales de potencia. Otros dispositivos como el PUT, BDS, SUS, SBS, SCS, LASCR, LASCS, LAPUT, SCR complementario, Diodo de cuatro capas, SAS etc., son tiristores ampliamente utilizados en numerosos circuitos de aplicación industrial, militar, aeroespacial, médica, comercial, etc.

El tema considerado en este capítulo, está referido primordialmente al estudio del SCR. Los otros tiristores se mencionarán en la medida que se relacionen con este dispositivo.

El SCR es un dispositivo semiconductor con características de rectificador regulador, interruptor estático y amplificador. Por el hecho de ser un dispositivo semiconductor es compacto, herméticamente sellado, de operación silenciosa, libre de efectos de vibración y choque; peso y tamaño reducido, libre de fallas inherentes y vida media virtualmente ilimitada, medida en billones de operaciones, aún en atmósferas explosivas y corrosivas.

Es un rectificador, puesto que únicamente conduce corriente en una sola dirección. Sin embargo, como puede ser controlado presenta la posibilidad de regular dicha corriente, pudiendo aplicarse en numerosos circuitos de regulación y control.

Es un interruptor estático, y como tal puede sustituir eficientemente, en operaciones similares, a cualquier transistor, o tubo de vacío o de gas. En su operación como interruptor puede “cerrarse” por la aplicación momentánea de una señal en su terminal de mando, a diferencia de los tubos y transistores que requieren la aplicación de la señal en forma continua.

Así como se definen los contactos de un contactor, en términos de corriente que puede conducir e

interrumpir con seguridad y voltaje de operación, un SCR es tratado en términos del voltaje máximo y de la corriente en sentido directo que puede conducir.

En la actualidad, se fabrican SCR con capacidad de conducción de corriente desde 0.25 A hasta unos 2000 A (RMS) para operar con tensiones hasta unos 2600 V. Para tensiones y corrientes de carga mayores se dispone de unidades especiales formadas por SCR en conexión serie y paralelo. Ningún tubo de vacío o de gas o transistor puede superar estos niveles de tensión y corriente; solo interruptores de potencia y contactores especiales tienen esa capacidad. Sin embargo, y como consecuencia de las ventajas inherentes a los SCR, existe una fuerte tendencia hacia la sustitución de los interruptores mecánicos por esos dispositivos.

Es un amplificador, puesto que está en capacidad de conmutar cargas de gran capacidad con señales de control de solamente unos pocos mW y duración de microsegundos. En un SCR típico, la ganancia de potencia en la acción de control es del orden de 10^6 , lo cual hace del SCR uno de los dispositivos de control más sensibles de los que se dispone.

Esta extraordinaria ganancia de control hace posible el empleo de circuitos de costo muy reducido, utilizando señales de bajo nivel como las producidas por termistores, fotorresistencias, y muchos otros transductores.

Finalmente debemos anotar, que la mayoría de las características y ventajas del SCR son igualmente aplicables a los otros dispositivos que conforman la familia de los tiristores, y especialmente al TRIAC.

3.2. RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO

3.2.1. Definición

El Rectificador Controlado de Silicio, mejor conocido como SCR por sus siglas en inglés, es quizá el tiristor más utilizado en la industria, es unidireccional y se constituye de tres terminales: ánodo, compuerta y cátodo. El dispositivo se puede conmutar a estado de encendido haciendo circular un pequeño pulso entre la compuerta y el cátodo, una vez encendido el SCR deja circular la corriente

que fluya en su sentido de polarización directa (A^+ , K^-). La compuerta no posee la facultad de regresar el SCR a estado de apagado, para lograr esto se debe aplicar un voltaje de polarización inverso entre ánodo y cátodo (A^- , K^+).

El símbolo del SCR y su característica voltiamperíca se muestra en la figura 3.1.

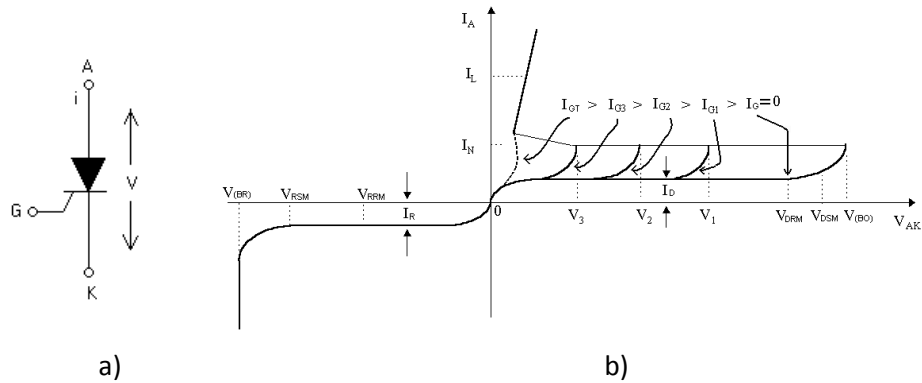


Figura 3.1, símbolo y curva V-A del SCR.

3.2.2. Estructura Básica

En la figura 3.2 a se puede apreciar la estructura esquemática básica del SCR compuesta de cuatro capas semiconductoras P-N-P-N, también se puede ver en la figura 3.2 b como es el modelo del SCR representado por dos transistores BJT conectados.

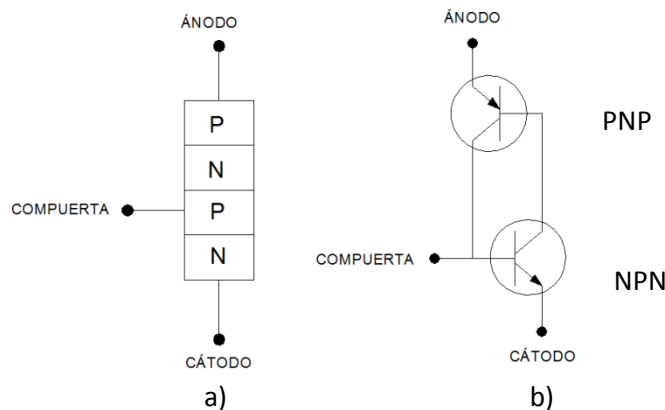


Figura 3.2 Estructura de un SCR y su circuito equivalente en transistores BJT.

La interconexión de los transistores en la figura 3.2 b muestra como existe una acción regenerativa asociada, observe que si se inyecta corriente por cualquiera de las terminales del dispositivo, la

ganancia de los transistores hace que dicha corriente se vea amplificada en alguna otra terminal. Para que la regeneración ocurra, es necesario que la suma de las ganancias de base común de los dos transistores exceda la unidad, esta característica regenerativa es la que permite que el SCR se mantenga en estado de encendido aún después de retirar la señal de disparo de la compuerta. En la figura 3.3 se muestra más detalladamente la disposición de las capas semiconductoras del SCR.

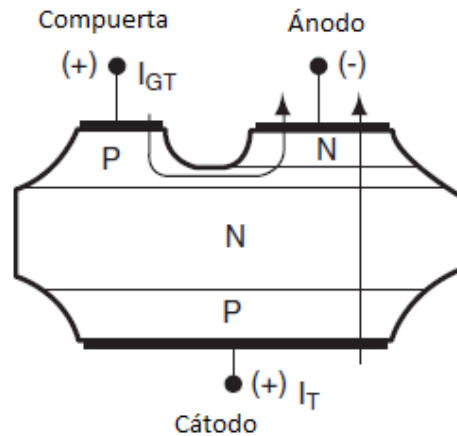


Figura3.3 Detalle constructivo de un SCR³

3.2.3. Comportamiento

Como se aprecia en las curvas características, el estado de bloqueo con polarización directa (A+, K-) es posible controlarlo por medio de una corriente I_G ($\mu\text{A}/\text{mA}$) aplicada al terminal de compuerta. La tensión de ruptura directa V_{BO} , puede reducirse haciendo circular una determinada corriente I_G entre la compuerta y el cátodo (G +, K -), para el estado de bloqueo directo existe una pequeña corriente de fuga (I_D) del orden de unos pocos μA o mA. Una corriente similar (I_R) circula por el circuito por efecto térmico o si el dispositivo se polariza inversamente (A -, K +). Esta corriente puede alcanzar valores elevados si la tensión aplicada al dispositivo sobrepasa el valor V_{BR} que corresponde al voltaje de ruptura inversa. En los dispositivos físicos la tensión V_{BR} es superior a la tensión de ruptura directa V_{BO} (o V_{FBO})

También se puede ver en la curva característica, el SCR presenta una alta resistencia cuando está

³ TECCOR ELECTRONICS. Thyristor Product Catalog. 2002. www.teccor.com, p. AN1001-1

polarizado inversamente o cuando polarizado directamente se encuentra en estado de bloqueo.

El SCR también presenta un estado de alta conductividad no controlado por la corriente I_G . Dicho estado se alcanza cuando se le aplica a la compuerta una corriente (usualmente en forma de un pulso) de amplitud y duración suficientes, con lo cual la tensión de ruptura directa se disminuye, hasta que el dispositivo se “dispara” y pasa el estado de conducción, donde se comporta como un diodo rectificador convencional. En estas condiciones de funcionamiento la compuerta pierde todo control sobre el dispositivo y la corriente queda limitada por la resistencia de carga (R_L) asociada al circuito.

El dispositivo también puede dispararse para $I_G = 0$. Esto ocurre cuando la tensión aplicada al circuito (V) es superior a la tensión de ruptura directa para $I_G = 0$ y denominada como V_{BO} o V_{FBO} . Dicha tensión la especifica el fabricante y es una limitante en el diseño de circuitos con SCR.

El SCR permanece en estado conductivo, hasta que la corriente principal se reduce por debajo de cierto valor mínimo denominada corriente de mantenimiento (I_H)

También puede regresarse el SCR a su estado no conductivo o de bloqueo, aplicándole momentáneamente una tensión inversa o simplemente por la acción de desconectar el circuito de la fuente de alimentación o suministro.

3.3. NOMENCLATURA ESTANDARIZADA PARA LA ESPECIFICACIÓN DE TIRISTORES

La EIA (*Electronic Industries Association*) y la NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*), han establecido ciertas letras con las cuales se define toda la terminología referente a los tiristores. La nomenclatura utilizada es aplicable principalmente a las especificaciones de tensión, corriente y disipación de potencia en el SCR y el TRIAC. A continuación, se relacionan las principales letras a las cuales se hace referencia:

- A Ánodo
- (AV) Valor promedio o medio (*Average*)

<i>(BO)</i>	Ruptura directa (<i>Breakover</i>)
<i>(BR)</i>	Ruptura inversa (<i>Breadown</i>)
<i>C</i>	Cubierta
<i>D</i>	Estado de bloqueo con polarización directa (<i>off state, non - trigger</i>)
<i>d</i>	Retardo (<i>delay</i>)
<i>G</i>	Compuerta (<i>Gate</i>)
<i>H</i>	Mantenimiento (<i>Holding</i>)
<i>K</i>	Cátodo (<i>Cathode</i>)
<i>M</i>	Valor máximo (<i>Maximun Value, peak</i>)
<i>(MIN)</i>	Valor mínimo (<i>Minimun Value</i>)
<i>O</i>	Circuito abierto (<i>Open circuit</i>)
<i>Q, q</i>	Apagado (<i>Turn—off</i>)
<i>R (1^{er} lugar)</i>	Estado de bloqueo con polarización inversa (<i>Reverse</i>)
<i>R (2^{do} lugar)</i>	Recurrente, repetitivo (<i>Recurrent, repetitive</i>)
<i>r</i>	Elevación, subida (<i>Rise</i>)
<i>(RMS)</i>	Valor eficaz total (<i>total Root Mean Square value</i>)
<i>rr</i>	Recuperación inversa (<i>reverse recovery</i>)
<i>S (1^{er} lugar)</i>	Corto circuito (<i>Short circuit</i>)
<i>S (2^{do} lugar)</i>	Accidental, súbito (<i>Surge, non - repetitive</i>)
<i>T</i>	Estado de encendido o de conducción (<i>on state, trigger</i>)
<i>θ</i>	Para referirse a parámetros térmicos (<i>Thermal</i>)
<i>Rθ</i>	Resistencia térmica (<i>Thermal resistance</i>)
<i>T_A</i>	Temperatura ambiente (<i>ambient temperature</i>)
<i>T_C</i>	Temperatura de cubierta (<i>Case temperature</i>)
<i>T_j</i>	Temperatura de unión (<i>Junction temperature</i>)
<i>t</i>	Tiempo (<i>time</i>)
<i>t_d</i>	Tiempo de retardo (<i>delay time</i>)
<i>t_r</i>	Tiempo de subida (<i>rise time</i>)
<i>t_q</i>	Tiempo de apagado (<i>turn – off time</i>)
<i>t_f</i>	Tiempo de caída (<i>fall time</i>)
<i>W</i>	De trabajo, de servicio (<i>working</i>)
<i>P</i>	Pico, cresta (<i>peak point</i>)

t_{on} Tiempo de encendido (*turn on time*, $t_{on} = t_d + t_r$)

- Las tensiones, corrientes y potencias representadas con letras minúsculas (v, i, p) se refieren a valores instantáneos totales.
- Las tensiones, corrientes y potencias representadas con letras mayúsculas (V, I, P) se refieren a valores medios o eficaces.
- Los subscritos entre paréntesis no se consideran como tales para indicar 1^{er} ó 2^{do} lugar.

Se definen a continuación algunos parámetros y especificaciones relacionados con un SCR.

V_T Caída de tensión entre ánodo y cátodo cuando el SCR se encuentra en estado de conducción. V_{TM} es la máxima caída de tensión, lo cual se presenta cuando por el dispositivo circula la corriente máxima principal.

$V_{(BO)}$ Caída de tensión entre ánodo y cátodo correspondiente al punto de ruptura directa, para $I_G=0$.

V_{RRM} Valor máximo instantáneo de la tensión inversa que puede ser aplicada a un SCR, incluyendo cualquier transitorio repetitivo de tensión, pero excluyendo todos los que no lo sean. Bajo condiciones de prueba el fabricante lo especifica con el mismo valor de V_{DRM} . Se conoce también como **voltaje inverso máximo repetitivo**.

V_{RSM} Valor máximo instantáneo de cualquier tensión inversa transitoria no repetitiva que puede ser aplicada a través de un SCR. Se conoce también como **voltaje inverso máximo no repetitivo o súbito**.

V_{DRM} Valor máximo instantáneo de tensión para estado de bloqueo directo que puede ser aplicada a través del SCR, incluyendo cualquier transitorio repetitivo de tensión, pero excluyendo todos los que no lo sean. Se conoce también como

voltaje directo máximo repetitivo.

V_{DSM} Valor máximo instantáneo de cualquier transitorio no repetitivo de tensión, para estado de bloqueo directo, que puede ser aplicado al SCR. Se conoce también como **voltaje directo máximo no repetitivo o súbito**.

V_{DWM} Valor medio (de trabajo) máximo instantáneo de tensión, para estado de bloqueo directo, que puede ser aplicada al SCR, excluyendo cualquier tensión transitoria repetitiva o no repetitiva. El término se utiliza cuando el SCR se utiliza en circuitos de corriente directa.

I_H Corriente mínima principal (A - K) requerida para mantener el SCR en estado de conducción.

$I_{T(RMS)}$ **Valor eficaz medio de la corriente principal.** El especificado por el fabricante es el máximo permitido.

$I_{T(AV)}$ **Valor medio de la corriente principal,** incluyendo el de las componentes variables. Depende del ángulo de conducción. El especificado por el fabricante corresponde al máximo permitido.

I_T Valor medio de la corriente principal, excluyendo el de las componentes variables. El especificado por el fabricante es el máximo permitido. Este término se aplica cuando el SCR es utilizado en circuitos de C.D.

I_{TSM} **Valor máximo no repetitivo de la corriente principal,** con una duración de 8.33 ms. (medio ciclo de una onda C.A. a 60 Hz) y carga resistiva.

I_{GT} **Corriente de disparo.** Es la corriente media mínima de compuerta requerida para conmutar el SCR, del estado de bloqueo al de conducción. (Se supone que entra por el terminal de compuerta). I_{GTM} es el **valor medio máximo permitido**.

V_{GT} **Voltaje de disparo.** Es el voltaje requerido para producir la corriente de “disparo”. Se aplica entre la compuerta y el cátodo.

V_{GRM} **Tensión inversa máxima de compuerta.** El fabricante especifica el valor máximo permitido. Generalmente no sobrepasa de 10 Voltios.

I_{GM} Valor máximo instantáneo de corriente de compuerta. El Valor especificado por el fabricante corresponde al máximo permitido.

P_{GM} Disipación máxima instantánea de compuerta.

$P_{G(AV)}$ **Disipación media de compuerta.** El valor especificado por el fabricante corresponde al máximo permitido.

I^2t Es una medida de la capacidad que tiene el SCR para soportar una sobre corriente en la forma de un pulso de duración entre 1.5 y 8.3 m seg. I es el valor RMS de la corriente principal y t la duración del pulso en segundos. Dicha sobrecorriente, se refiere a un pulso no repetitivo, empleándose generalmente (en las pruebas) una forma de onda senoidal, en el intervalo correspondiente a medio ciclo.

La sobrecorriente se diferencia de la corriente I_{TSM} en que para esta última, al transitorio no repetitivo le puede seguir una corriente máxima especificada sin que el dispositivo se destruya. La sobrecorriente no admite esta posibilidad.

Los valores de I^2t e I_{TSM} son la base de la selección de dispositivos de protección (fusibles por ejemplo) para los circuitos con tiristores en el supuesto caso de cortocircuito o sobrecorriente.

Debe limitarse el número de transitorios en la vida del tiristor, porque de lo contrario se puede producir una degradación de la estructura semiconductor, lo cual afecta su funcionamiento. La JEDEC (Joint Electron Device Engineering

Council) establece el número de veces como igual o menor que 100.

dV/dt Se define como la **velocidad crítica de crecimiento de tensión** para el estado de bloqueo.

di/dt : Se define como la **velocidad crítica de crecimiento de corriente** para el estado de conducción.

104

Como ejemplo, se consideran algunas especificaciones típicas del SCR - C447 fabricado por la General Electric.

$* V_{DRM}$:	1200 V	
V_{RRM} :	1200 V	
$* I_{T(RMS)}$:	1000 A	
I_{TSM} :	10.000 A	
I^2t :	190.000 A ² s para $t \geq 1.5$ ms	
di/dt :	500 A/ μ s	(repetitivo)
$I_{DRM} = I_{RRM} =$	5 mA	
$dV/dt =$	500 V/ μ s	
I_{GT} :	200 mA de C.D	
V_{GT} :	3 V de C.D.	
V_{TM} :	2.9 V	
tq :	40 μ s	
$R \theta_{jc}$:	0.04 °C/W	
$P_G (AV)$:	2 W	

Debe tenerse presente que durante el funcionamiento normal del tiristor, la temperatura de la unión (T) puede alcanzar el valor máximo admisible. Si en ese momento ocurre un transitorio de corriente, se habrá excedido el límite permisible y el dispositivo se destruye. En los tiristores se busca limitar la temperatura máxima y no la media.

La elevación de temperatura en un SCR está asociada directamente con la pérdida total de potencia eléctrica motivada por la corriente en estado estacionario, con las pérdidas de potencia en los regímenes transitorios, así como las pérdidas de potencia provocados por la corriente de compuerta.

También debe tenerse presente, que tanto los parámetros como los valores especificados por el fabricante, para un tiristor específico, se ven afectados por los cambios de temperatura y en algunos casos por los elementos asociados al circuito donde se aplica el dispositivo. Generalmente se ofrecen al usuario como valores típicos rangos comprendidos entre un mínimo y un máximo.

Una mayor información sobre parámetros y especificaciones de los tiristores puede encontrarse en las referencias bibliográficas.

3.4. ENCAPSULADO DEL SCR

El encapsulado forma parte integral e importante de un SCR, ya que debe presentar buenas propiedades térmicas y bajas pérdidas por efecto de fugas internas y superficiales; se construyen SCR con encapsulado plástico y metálico. En la figura 3.5 se ilustran diferentes formas típicas, en la figura 3.4 se puede ver como es la apariencia física real de algunas.

En general, la forma física y dimensiones de los dispositivos semiconductores son propias de cada fabricante. Sin embargo, existen entidades de carácter internacional que buscan la unificación de criterios, tratando de estandarizar lo concerniente a esos aspectos. La JEDEC, por ejemplo, ha normalizado la forma física y dimensiones para dispositivos semiconductores, siendo adoptadas por la gran mayoría de fabricantes de esos dispositivos. Las formas ilustradas en la figura No. 3.2 corresponden a especificaciones JEDEC.

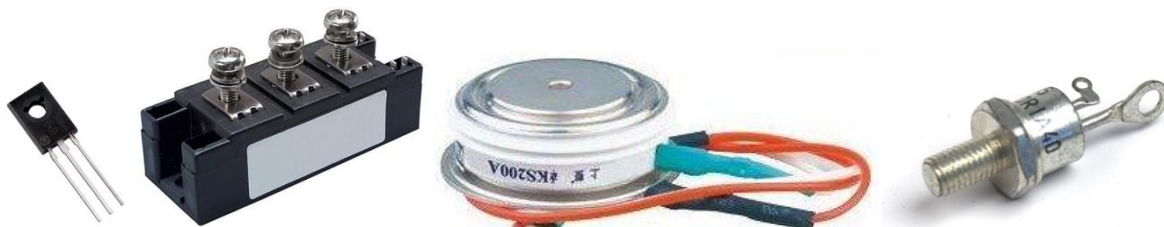


Figura 3.4 Apariencia física de diferentes encapsulados de SCR

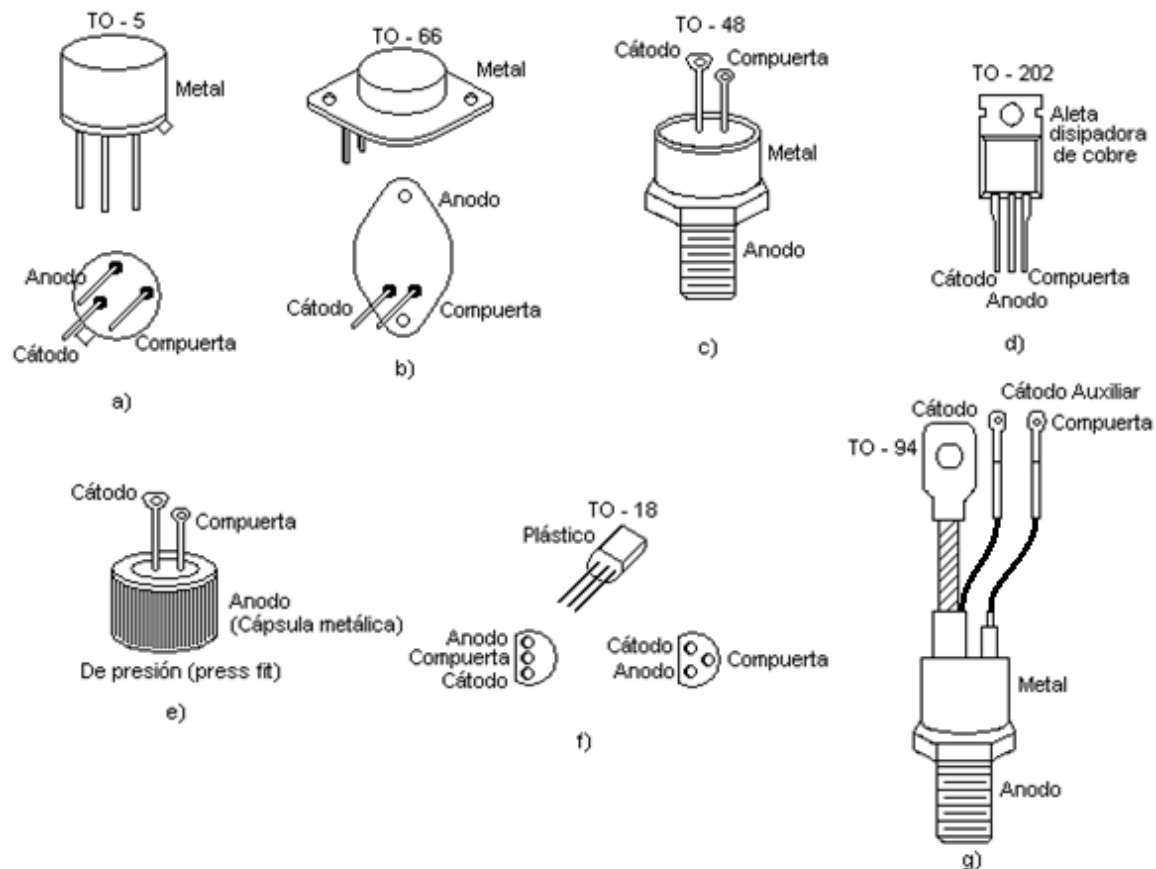


Figura 3.5 Tipos de encapsulados para tiristores

Las unidades de plástico se construyen para aplicaciones de baja potencia donde no se requiere normalmente el empleo de disipador térmico para eliminar el calor generado en las uniones. En cambio, para aplicaciones de más alta corriente, se prefieren los encapsulados metálicos, siendo contruidos de manera que facilitan el montaje del dispositivo sobre disipadores térmicos.

El encapsulado de presión tipo “Press fit” hace uso de la interacción entre el agujero de montaje y el encapsulado. Cuando se fuerza el tiristor dentro del agujero fluye metal de las aristas verticales laterales a los huecos que existen entre ellas. Por consiguiente, se obtiene un contacto metálico íntimo que asegura baja resistencia térmica entre el dispositivo y el disipador.

El encapsulado de tornillo es de uso más extendido por su facilidad de montaje y porque proporciona un buen contacto entre el disipador térmico y la cubierta del dispositivo. Para una disipación térmica eficiente, en el montaje mecánico deben usarse arandelas de fijación y grasa siliconada entre el encapsulado y el disipador para evitar vacíos en las superficies de contacto.

3.5. CHEQUEO DEL SCR

Un chequeo rápido del estado general de un SCR puede realizarse fácilmente empleando un probador de continuidad o un instrumento de los denominados multímetros o “tester”.

Este chequeo, denominado también como **chequeo de bueno o malo**, no permite determinar los parámetros ni las características específicas del dispositivo. Sin embargo, es útil para comprobar el estado general de las uniones con base en el valor de alta o baja resistencia que se presente entre los terminales.

Teniendo en cuenta que un SCR es una estructura de cuatro capas semiconductoras (Ver figura 3.1), se puede representar cada unión como un simple diodo rectificador, según se muestra en la figura 3.3. Sin embargo, debe anotarse que en ningún momento se pueden tomar esa representación como la correspondiente al modelo equivalente del SCR.

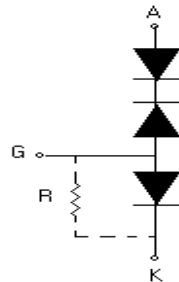


Figura 3.3 Representación de las uniones internas del SCR

Empleando el multímetro como óhmetro (escala de “ohmios”) y conectando las puntas de medición a los terminales del dispositivo se deben obtener los resultados de la tabla 3.1 para que pueda considerarse que este se encuentra en buen estado:

La condición de que el dispositivo se encuentra en “buen estado”, solo puede darse si se cumplen todos los valores de resistencia indicados anteriormente. Sin embargo, tal aseveración nos es definitiva.

Tabla 3.1 Resistencia entre los terminales del SCR

Polarización	Resistencia
A + K -	Alta
A - K +	Alta
G + A -	Alta
G - A +	Alta
G + K -	Baja
G - K +	Alta

Finalmente, se debe anotar lo siguiente:

Algunos fabricantes construyen los SCR con una resistencia integrada que se encuentra conectada entre la compuerta y el cátodo, el empleo de esta resistencia se limita generalmente a los dispositivos de potencia, siendo uno de sus objetivos el de mejorar el comportamiento para los efectos de velocidad de crecimiento de tensión (dV/dt). Los valores típicos de resistencia están comprendidos entre 100Ω y 1000Ω , de ahí que el chequeo con el óhmetro para G - K + presente una resistencia de bajo valor. De todas maneras, se debe tener presente que la resistencia medida para G + K - debe ser de un valor menor que el obtenido para la condición G - K +.

Otra consideración importante se refiere al significado que se debe darle a los valores de resistencia "alta" y "baja". Basándose en mediciones prácticas sobre dispositivos semiconductores, se puede establecer como "baja resistencia" un valor que no sobrepase de 1000Ω . Sin embargo, los valores típicos se encuentran generalmente entre 10Ω y 30Ω .

Idealmente, la resistencia que se ha denominado como "alta" debe presentar un valor infinito. Sin embargo, desde el punto de vista práctico se puede aceptar de varios Megaóhmios. De todas maneras, lo que interesa en última instancia, es que la relación $R_{\text{alta}} / R_{\text{baja}}$ sea lo mayor posible.

Dispositivos que presenten relaciones de resistencia menores de 10.000Ω no pueden desecharse sin efectuarles otras pruebas más concluyentes.

El chequeo de resistencia para la condición G + K – requiere cierta precaución. Los SCR para circuitos de control son generalmente de alta sensibilidad, lo cual indica que las corrientes máximas admisibles para la compuerta serán de algunos microamperios o cuando más, de unos pocos miliamperios. Para este caso, el empleo del óhmetro en la escala de baja resistencia, puede ocasionar la destrucción del dispositivo bajo prueba.

3.6. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL SCR

Podemos considerar la estructura PNPN de un SCR como la interconexión de un transistor PNP y otro NPN, como ya se había mencionado, según se muestra en la figura 3.6 a.

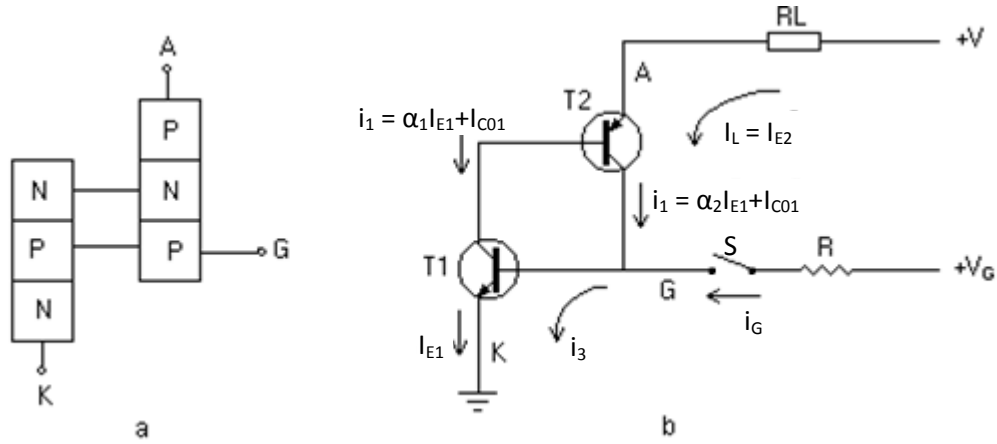


Figura 3.6 Representación del SCR con transistores

Para explicar su funcionamiento, considérese el circuito simple de la figura 3.6 b. Si se supone que i_G es cero, el transistor T_1 , estará en corte y por tanto, i_1 será cero. Puesto que i_1 representa la corriente de base para el transistor T_2 , éste se encontrará también esencialmente en estado de corte.

Si se hace i_G positiva de modo que T_1 conduzca, i_1 no será cero y T_2 comenzará a conducir, Si R es mucho mayor que la impedancia base - emisor de T_1 cuando está conduciendo, la mayor parte de la corriente i_2 pasará por T_1 , reforzando así la corriente i_3 cuyo valor inicial era i_G . Esto hará aumentar i_1 , lo cual aumentará i_2 , y el proceso se repetirá por si mismo hasta que tanto T_1 como T_2 se saturen. La saturación se caracteriza porque aumentos posteriores de corriente de base no producen incrementos en la corriente de colector. Se tiene entonces, que la corriente de compuerta puede conmutar la conexión entre ánodo y cátodo desde una impedancia muy alta a

una impedancia baja.

Una vez que la conducción ha comenzado, la compuerta pierde el control. Si se supone que i_G se reduce a cero, la corriente de base de T_2 seguirá siendo mantenida por i_2 y el dispositivo no se desconectará. Por lo tanto, la compuerta puede ser utilizada para iniciar la conducción, pero no para terminarla. Sin embargo, si i_G se reduce a cero e i_L se reduce a cero, la compuerta recupera el control. La corriente de ánodo no puede circular en dirección inversa debido a las uniones PN.

De lo anterior se deduce, que si se utiliza este dispositivo en un circuito rectificador de media onda (con el ánodo y el cátodo conectados como si fuesen respectivamente el ánodo y el cátodo de un diodo rectificador común) la conducción solo será posible en el momento en que se aplique la corriente de compuerta. Si esta se aplica, haciendo el ánodo positivo con respecto al cátodo, para un ángulo θ comprendido entre $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$, se conseguirá el funcionamiento como rectificador controlado.

El mecanismo del comportamiento anterior, se puede comprender mejor a partir del siguiente análisis:

De la figura 3.6b

$$i_L = I_{E1} = I_{E2}, \quad (3.1)$$

$$i_L = i_1 + i_2 = (\alpha_1 I_{E1} + I_{co1}) + (\alpha_2 I_{E2} + I_{co2}). \quad (3.2)$$

Reemplazando (3.1) en (3.2), definiendo $I_{co} = I_{co1} + I_{co2}$ y simplificando:

$$i_L = \frac{I_{co}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (3.3)$$

Con la polarización adecuada del SCR (A+ K-) pero en ausencia de señal de compuerta, las eficiencias de inyección de emisor de los dos transistores (α_1 y α_2) son bajas. El denominador de (3.3) se aproxima a 1, y la corriente de carga (i_L) a un valor muy pequeño que corresponde a la suma de las corrientes de fuga de los dos transistores. Bajo estas condiciones se dice que la

estructura PNP se encuentra en estado de “bloqueo directo”, de alta impedancia o “abierto”.

Observando (3.3), se puede apreciar que si el denominador tiende a 0, la corriente de carga tiende a infinito. Físicamente, cuando la ganancia de lazo cerrado: $1 - (\alpha_1 + \alpha_2)$ se aproxima a cero y en el circuito empieza la regeneración, cada transistor tiende a saturarse y una vez en ella, la caída de tensión total a través del dispositivo se aproxima a la de una simple unión. La corriente anódica quedará limitada únicamente por la impedancia del circuito externo.

En la mayoría de los transistores de silicio, α es de bajo valor para corrientes pequeñas de emisor, pero se incrementa rápidamente cuando se aumenta dicha corriente. Este efecto es debido a la presencia de impurezas en ciertos puntos especiales del semiconductor.

La figura 3.7 muestra una dependencia de la eficiencia de inyección con la corriente de emisor:
 $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$

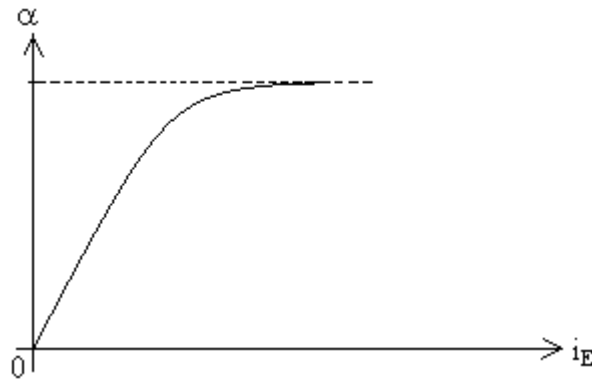


Figura 3.7 Eficiencia de inyección en función de la corriente de emisor

Cualquier mecanismo que sea capaz de producir un incremento temporal en la corriente de emisor de los transistores, será capaz de conmutar el dispositivo de estructura PNP.

De los mecanismos que pueden causar este efecto, haciendo referencia a la figura 3.7, los más importantes son:

- a) Tensión.

Cuando se incrementa la tensión colector - emisor en un transistor, la energía de algunos portadores de los que conforman la corriente de fuga, puede ser la suficiente para romper

enlaces covalentes en la región de la transición y generar nuevos portadores que a su vez podrán romper más enlaces. Este mecanismo, conocido con el nombre de **fenómeno de avalancha**, conduce finalmente a la ruptura de la unión de colector originando un cambio súbito de la corriente de emisor. El fenómeno de ruptura por avalancha se emplea como mecanismo de conmutación en muchos tiristores.

b) Velocidad de crecimiento de tensión (dV/dt)

Cualquier estructura PN presenta efectos capacitivos en el área de la unión. Si una tensión (tipo escalón) se aplica súbitamente entre los terminales de colector y emisor de un transistor, se presentará la circulación de una corriente de carga I_c para cargar el condensador asociado al dispositivo.

La corriente de carga $i_c = C_j * dV/dt$ representa una corriente de base para el transistor y si suponemos que este transistor forma parte integral de la estructura PNP, resulta evidente que es posible la conmutación del dispositivo, si la corriente I_c tiene magnitud y duración suficientes.

c) Temperatura.

A altas temperaturas las corrientes de fuga (en una unión polarizada inversamente) aumentan rápidamente en virtud del efecto de ionización térmica. Estas corrientes se duplican aproximadamente por cada 8°C de incremento en la temperatura de la unión. Para cierto valor de temperatura las corrientes que atraviesan la unión son lo suficiente grandes para iniciar el mecanismo de avalancha y efectuar así la conmutación del dispositivo.

d) Energía radiante.

La incidencia de una radiación electromagnética (como luz visible, por ejemplo) sobre una estructura semiconductor de silicio, puede ocasionar la ruptura de enlaces covalentes favoreciendo la formación de pares electrón – hueco, que sirven de portadores de corriente a través de la unión. Por lo demás, estas corrientes son equivalentes a las generadas por el mecanismo de ionización térmica y producen los mismos efectos.

El LASCR (o Foto - SCR) es un tiristor que opera con base en el fenómeno fotoeléctrico.

e) Mando externo

En un transistor, la corriente de colector se puede incrementar (efecto amplificador) por la inyección de portadores adicionales a través de la unión de emisor. Si este transistor forma parte integral de una estructura PNPN, es posible que se presente la conmutación de la manera como se describió anteriormente. Por medio del terminal de compuerta se puede aplicar la señal de mando o de control; esta generalmente tiene la forma de un tren de pulsos.

3.7. MODOS DE APAGADO PARA EL SCR

Una vez que el SCR se conmuta y pasa al estado de conducción, la compuerta pierde el control. Por consiguiente se debe disponer de algún método que permita llevarlo nuevamente al estado de bloqueo o, en otras palabras, “apagarlo”.

- Una manera de “apagarlo” consiste en reducir la corriente principal por debajo del valor de mantenimiento I_H . Esto se puede lograr haciendo cambios en la tensión de alimentación o en la impedancia de carga.
- Otra manera, consiste en la desconexión del circuito o simplemente hacer que la corriente de carga se haga cero.
- Con la aplicación de una tensión inversa, como se muestra en la figura 3.8, (sin desconectarlo del circuito) durante un tiempo mayor que el tiempo de apagado del dispositivo, se consigue también el “apagado”.

En circuitos de corriente alterna el apagado es natural en cada semiciclo. En circuitos de corriente directa se requiere aplicar métodos de conmutación forzada.

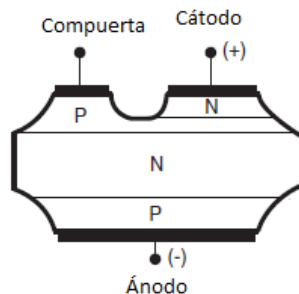


Figura 3.8 Polarizado inverso del SCR⁴

⁴ TECCOR ELECTRONICS. Thyristor Product Catalog. 2002. www.teccor.com, p. AN1001-1

3.8. ALGUNAS APLICACIONES DEL SCR

Debido a las características bi-estables de los dispositivos semiconductores, con lo cual pueden ser “encendidos” y “apagados”, y la eficiencia del control por compuerta para disparar estos dispositivos, los SCR son ideales para muchas aplicaciones industriales. Los SCR tienen ventajas específicas sobre reactores de núcleo saturables y tubos de gas debido a su tamaño, confiabilidad, bajas pérdidas y rápidas transiciones entre estados de encendido y apagado.

114

3.8.1. Control de Potencia

Las características bi-estables (de encendido y apagado) y la velocidad del SCR son utilizadas en el control de potencia, tanto en circuitos de C.A. como de C.D.

En circuitos de corriente alterna, el SCR se puede encender por la compuerta a cualquier ángulo α respecto al voltaje aplicado, dicho ángulo es llamado ángulo de disparo y el control de la potencia se obtiene variándolo, esto se conoce como control de fase. Debido a que el SCR es un dispositivo unidireccional, la conducción se hará durante el semiciclo positivo en que esté polarizado directamente, pero únicamente después del ángulo de disparo establecido. El resto de los 180° después de α es llamado ángulo de conducción β . Variar estos ángulos permite controlar el valor RMS que le llegará a la carga y por lo tanto la potencia.

El control de potencia en circuitos de corriente directa se obtiene variando la duración de los tiempos de encendido y apagado del dispositivo, a este modo de operación se le llama control *on-off* o control por cortes.

3.8.2. Conmutación

El SCR siendo bi-stable es usado ampliamente para la conmutación de señales, esto debido a que su vida útil en términos de operaciones es muy extensa, a que su conmutación es rápida y a que elimina otros problemas asociados a la conmutación mecánica y electromecánica.

La figura 3.9 muestra un circuito en el cual dos SCR son usados como interruptores en un circuito de C.A. La corriente de alimentación es alterna y los pulsos de disparo son aplicados a las compuertas de los SCR mediante el interruptor de control S. La resistencia R está dada para limitar

la corriente de compuerta, mientras que R1 y R2 son para proteger los diodos D1 y D2 respectivamente.

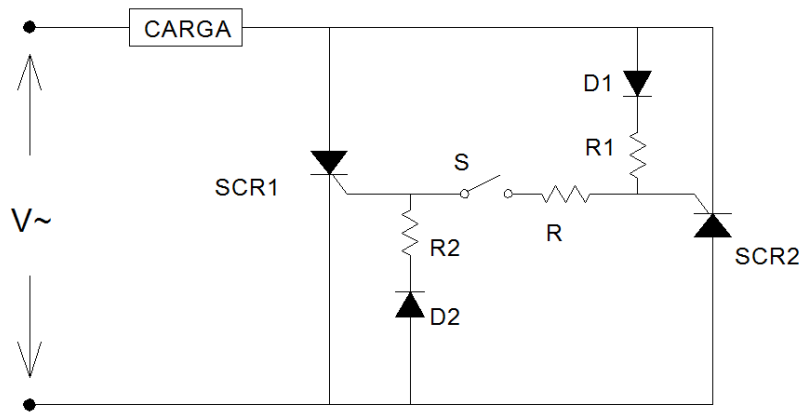


Figura 3.9 Interruptor de A.C. usando SCR

Para iniciar la tarea, cuando S es cerrado, SCR1 se dispara al principio del semiciclo positivo porque es cuando está polarizado directamente, se apaga tan pronto haya un cambio de ciclo y la corriente se haga cero. Cuando el SCR1 se apague, el SCR2 se disparará debido a que su polaridad es opuesta. El circuito se puede inutilizar abriendo el interruptor S. El abrir el circuito de las compuertas no significa ningún problema debido a que la corriente por el interruptor es pequeña. Como no hay señal en las compuertas de los SCR una vez se abra S, estos no se accionarán y la corriente por la carga será cero. El máximo retardo para interrumpir el suministro a la carga es de medio ciclo (para 60 Hz alrededor de 8 ms).

3.8.3. Conmutación a voltaje cero

En algunos circuitos de A.C. es necesario aplicar el voltaje a la carga cuando su valor instantáneo está en el cruce por cero, esto se hace para evitar una muy alta velocidad en el incremento de la corriente en caso de que sea una carga puramente resistiva como iluminación incandescente u hornos, asimismo para reducir la generación de ruido y de altas temperaturas en los dispositivos que lleven la corriente de la carga. El circuito mostrado en la figura 3.10 se usa para lograr esto.

En este circuito solo se usa control para media onda. Cualquiera que sea el instante en que el interruptor S se abra (sea durante el semiciclo positivo o el negativo), solo hasta el comienzo del

siguiente semiciclo positivo el SCR1 se disparará. Similarmente, cuando S se cierre, el SCR1 solo dejará de conducir al final del semiciclo positivo actual o el siguiente.

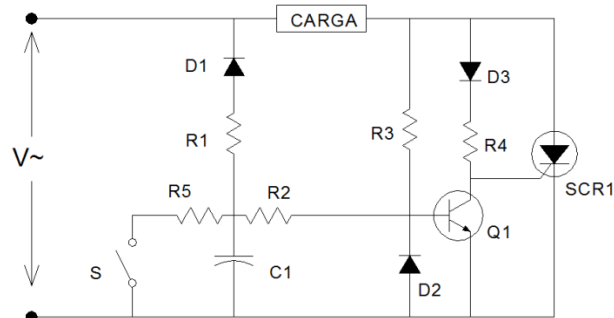


Figura3.10 Interruptor de paso por cero con SCR

Las resistencias R3 y R4 están diseñadas para las mínimas corrientes de base y compuerta requeridas por el transistor Q1 y por el SCR1. Las resistencias R1 y R2 administran los tiempos de carga y descarga del capacitor C1 y R5 es usada para prevenir altas corrientes de descarga cuando el interruptor S está cerrado.

3.8.4. Protección contra sobre-voltaje

Los SCR pueden ser utilizados para proteger otros dispositivos de sobre-voltajes, esto debido a su rapidez de conmutación. El SCR empleado para protección se conecta en paralelo con la carga, cuando sea que el voltaje exceda el límite especificado, la compuerta el SCR se energizara y disparará el SCR. Una alta corriente será drenada de las líneas principales y el voltaje a través de la carga se reducirá. Se usan dos SCR, uno para el semiciclo positivo y otro para el negativo, como se muestra en la figura 3.11. La resistencia R1 limita la corriente de cortocircuito cuando los SCR se disparan. El diodo Zener D5 en serie con las resistencias Rx y R2 constituye el circuito de sensado de voltaje.

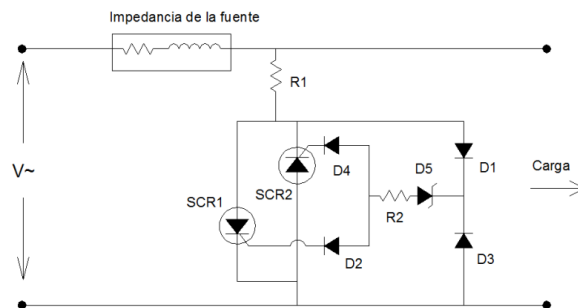


Figura 3.11 circuito de protección contra sobre-voltaje usando SCR

3.9. CIRCUITOS BÁSICOS DE REGULACIÓN

Una de las aplicaciones más interesantes del SCR es su empleo como dispositivo regulador en circuitos reguladores de corriente. En esta operación es posible utilizarlo para regular tanto C.D. como C.A. A continuación se describen los circuitos básicos principales en los cuales el SCR opera como un rectificador controlado.

117

3.9.1. Regulador de CD de media onda

Para el circuito regulador de la figura 3.12 a, la conducción se inicia en el momento que se aplica el pulso en el terminal de compuerta y el ánodo está polarizado convenientemente.

La corriente promedio por la carga será:

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{TM} \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{I_{TM}}{2\pi} (1 + \cos\theta).$$

De aquí se puede comprobar que el valor de corriente promedio por la carga depende del ángulo de disparo θ . Para consideraciones extremas, con $\theta = 0^\circ$ y $\theta = \pi$ la corriente por la carga tomará los siguientes valores

$$\begin{aligned} I_{T(AV)} &= \frac{I_{TM}}{\pi} && \text{para } \theta = 0^\circ, \\ I_{T(AV)} &= 0 && \text{para } \theta = \pi, \\ I_{T(AV)} &= \frac{I_{TM}}{2\pi} && \text{para } \theta = \pi/2. \end{aligned}$$

La corriente máxima (repetitiva) por la carga es $I_{TM} = V_M/R_L$ y la tensión inversa y directa máxima repetitiva será V_M .

Puesto que el SCR está en serie con la carga, su capacidad de conducción de corriente debe ser la misma que la de la carga, cuyo valor máximo podrá ser $I_T = I_{TM}/\pi$.

Por diseño se debe escoger el SCR de modo que $V_{RRM} = V_{DRM} \geq V_M$.

Para el circuito de la figura 3.12 b, las ondas de tensión y corriente son diferentes puesto que la respuesta es la de una carga más compleja como es un motor de C.D.

Puesto que la carga es inductiva; en el momento del “disparo” del SCR la corriente no podrá variar bruscamente, lo que sí ocurre para el circuito de la figura 3.6 a.

118

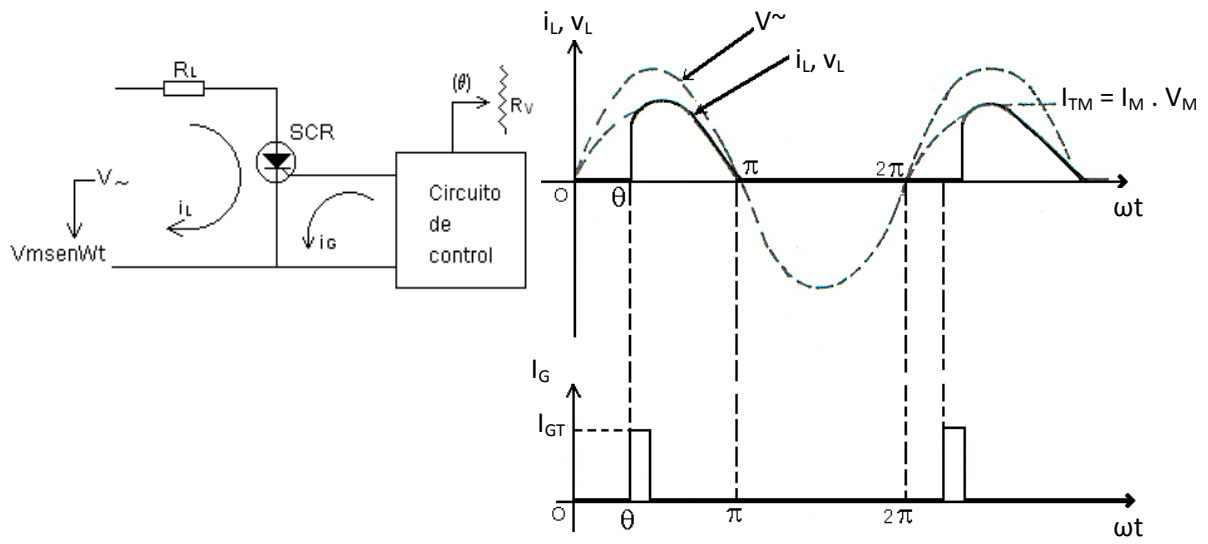
Además, la conducción de corriente se prolonga más allá de 180° ya que la tensión desarrollada en la inductancia mantiene polarizado directamente al SCR, a pesar de que la tensión de línea se ha hecho negativa.

La tensión en bornes de inducido (V_m) será la misma de la línea (v_{\sim}) si el SCR está conduciendo. Sin embargo, cuando esto no ocurre, su valor será el de la fuerza contraelectromotriz V .

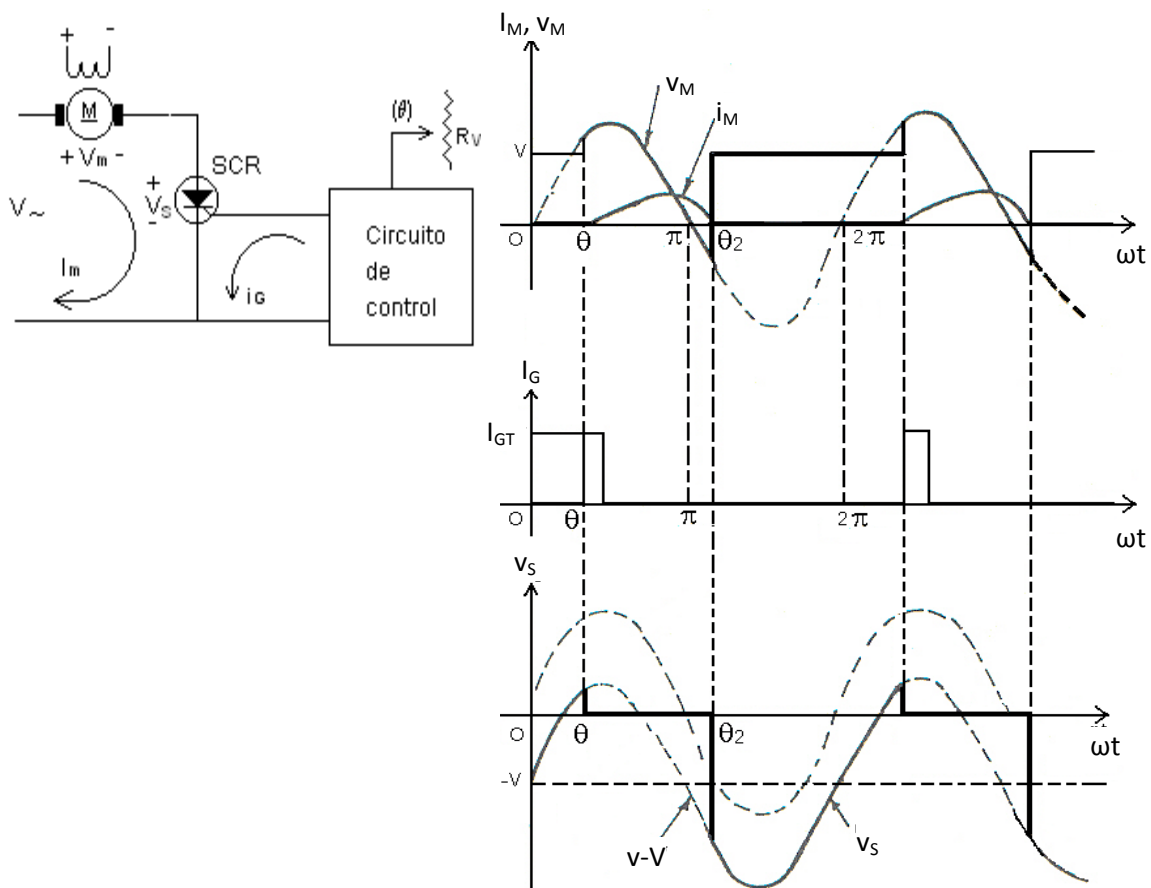
La tensión en el SCR tendrá un valor de $(v_{\sim} - V)$ si el dispositivo se encuentra en estado de bloqueo, y un valor de $V_T (\approx 1 \text{ V})$ si está conduciendo.

Por lo demás, se supone que el circuito de control de compuerta genera pulsos sincronizados con la línea, y admite la posibilidad de desplazarlos ya sea entre 0° y 90° o entre 0° y 180° , para lograr una amplia regulación de la corriente.

Con el circuito de la figura 3.12 b es posible variar cómodamente la velocidad del motor por debajo de la nominal.



a) Con carga resistiva (R_L)



b) Con carga RLV (Resistencia-Inductancia-Fuerza Contraelectromotriz)

Figura 3.12 Regulador básico de C.D. de media onda

3.9.2. Reguladores de CD de Onda Completa

En el circuito de la figura 3.13 a, la capacidad de conducción de corriente del SCR es el doble de la capacidad de los diodos y el dispositivo no está sometido en ningún momento a tensiones inversas.

120

El puente rectificador proporciona una onda de tensión rectificada de onda completa y con ella se alimenta el circuito regulador. La tensión inversa de pico para los diodos corresponde al valor máximo de la tensión de suministro.

En el circuito de la figura 3.13 b, dos diodos rectificadores se han sustituido por dos SCR. Con esta disposición, la capacidad de conducción de corriente de los diodos será la misma de los SCR y la mitad de la correspondiente a la de carga. Las ondas de tensión y corriente para el circuito descrito se ilustran en la figura 3.13 d. Obsérvese que el circuito de control de “disparo” debe generar dos señales desfasadas entre sí 180° y sincronizadas con la línea de alimentación. Además, debe admitir posibilidad de variar la posición de los pulsos para permitir la regulación de la corriente.

El circuito de la figura 3.13c, representa la conexión rectificadora de onda completa que emplea transformador con derivación central. Para carga resistiva, las ondas de tensión y corriente son análogas a las mostradas en la figura 3.13d, Cuando se emplea una carga inductiva, como es el caso de un motor, las ondas de tensión y corriente para conducción discontinua son las ilustradas en la figura 3.14.

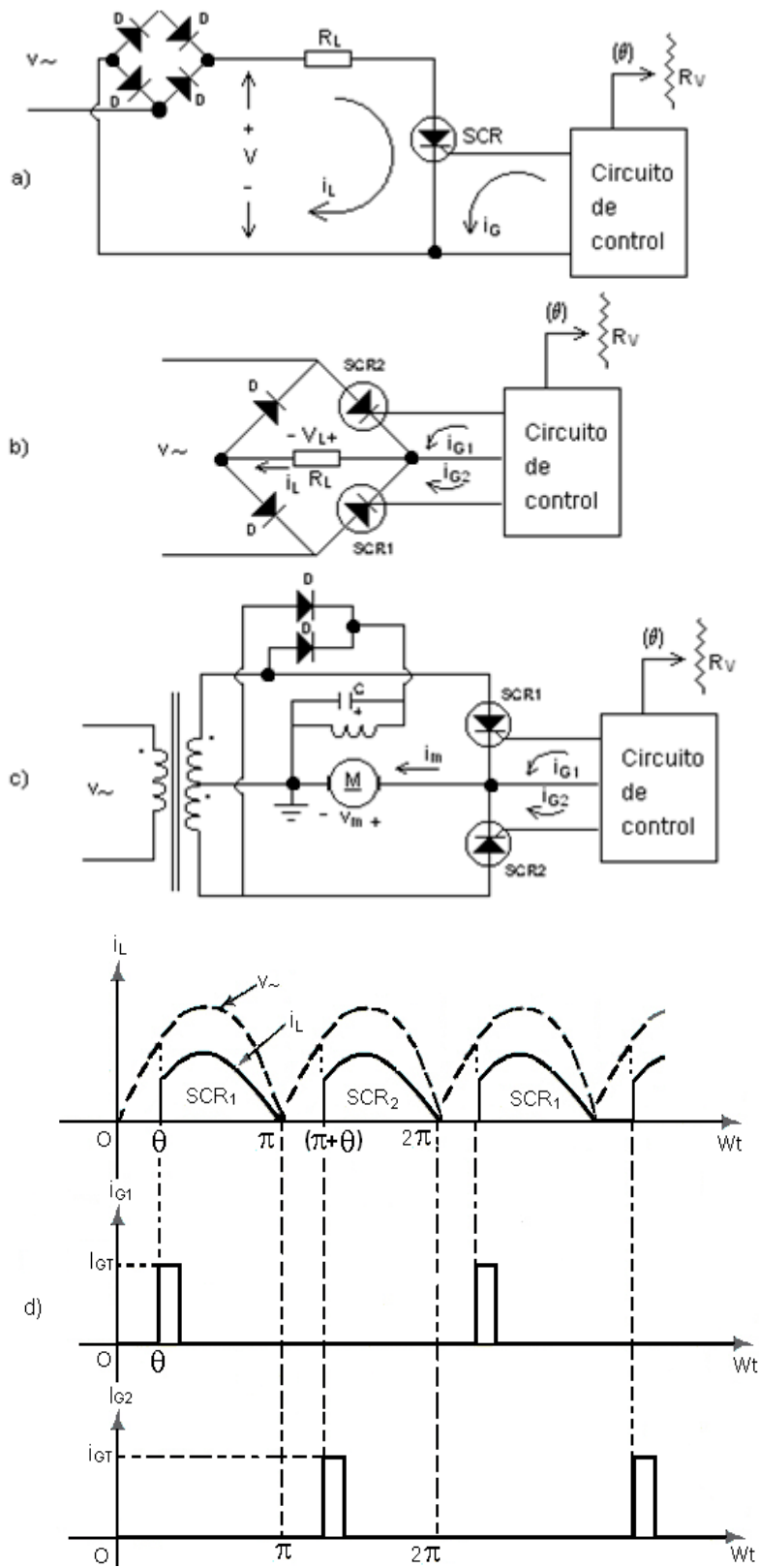


Figura 3.13 Reguladores básicos de C.D. de onda completa

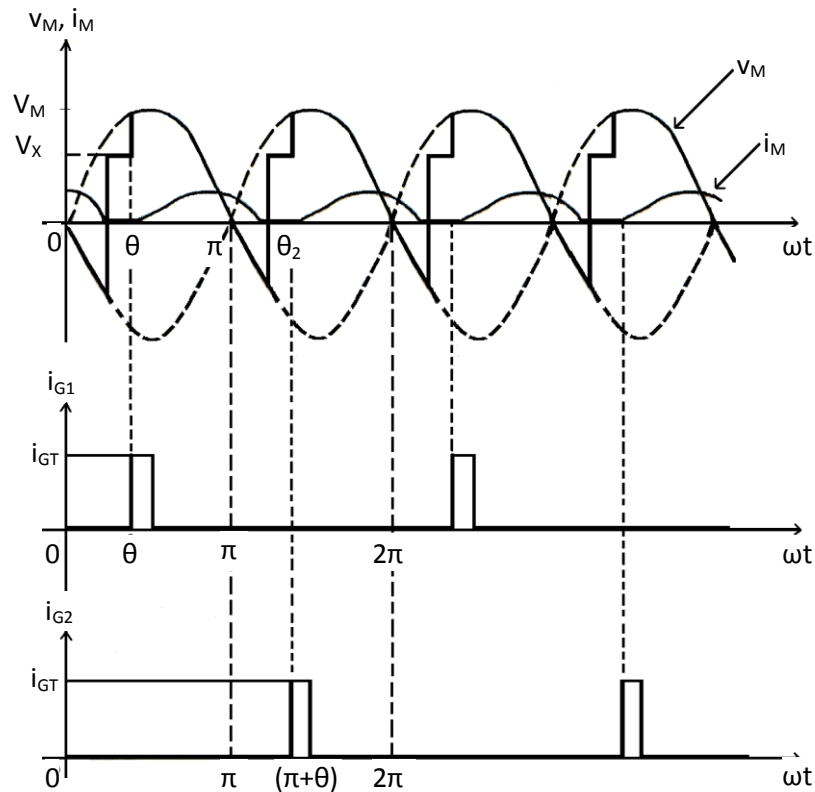


Figura 3.14 Forma de onda de rectificador de onda completa con carga inductiva

En los rectificadores de onda completa con carga inductiva es posible la conducción continua. Esta se presenta justamente cuando $\theta_2 = (\pi + \theta)$. Una discusión más detallada sobre los rectificadores controlados, operando con cargas inductivas, se verá más adelante.

Finalmente, es importante anotar que en los rectificadores de onda completa el valor de la corriente promedio por la carga se duplica. Para el caso de una carga resistiva será:

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{TM}}{\pi} (1 + \cos\theta).$$

Obsérvese que este valor depende del ángulo de disparo θ , pudiéndose regular ampliamente si el circuito de control de disparo permite la variación continua del ángulo entre 0° y 180° .

3.9.3. Regulador de C.A. de Media Onda

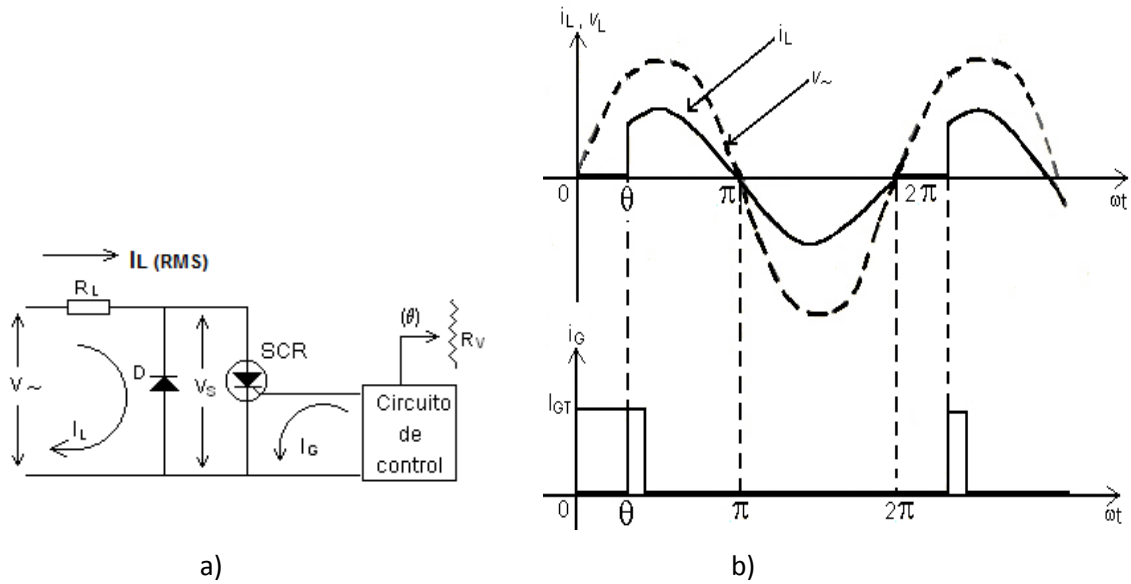
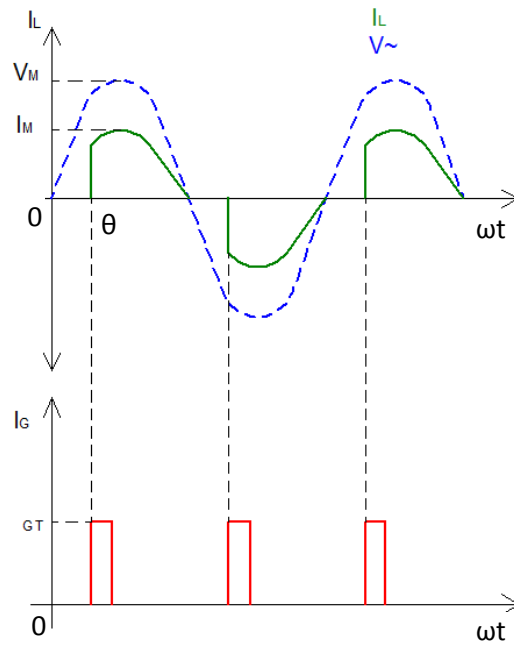
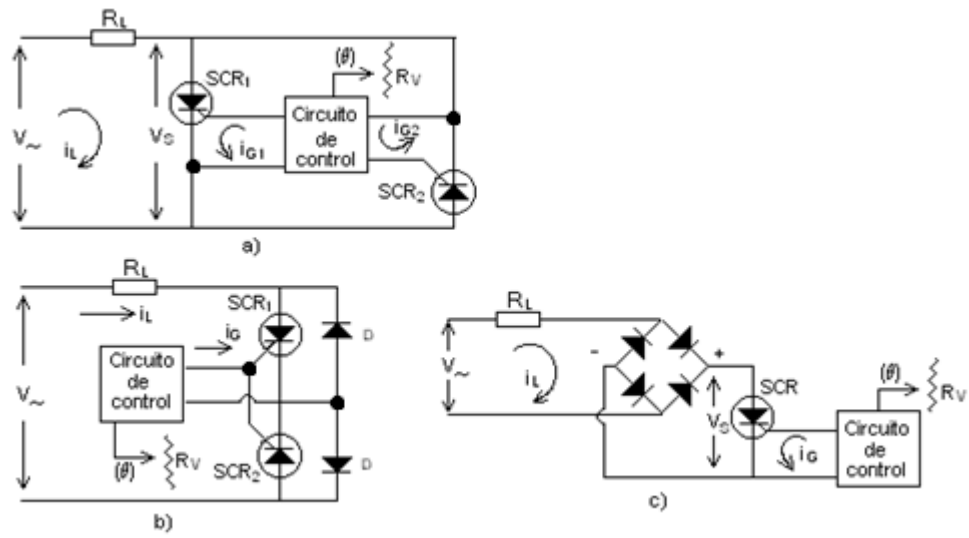


Figura 3.15 Regulador de C.A. de media onda.

En el circuito de la figura 3.15 a, se ilustra un regulador básico de corriente alterna. El SCR permite controlar la corriente únicamente durante el semiciclo positivo. Para el semiciclo negativo actúa el diodo D, circulando corriente en forma permanente por la carga. Las ondas de tensión y corriente del circuito se muestran en la figura 3.15 b.

La capacidad de conducción de corriente del diodo es la misma del SCR y este no se encuentra sometido a tensiones inversas.

3.9.4. Regulador de C.A. de Onda Completa



d

Figura 3.16 Reguladores de C.A. de onda completa

Nótese que en 3.16 a y b

$$I_{T(RMS)} = \frac{I_{L(RMS)}}{\sqrt{2}},$$

mientras que en 3.10 c

$$I_{T(RMS)} = I_{L(RMS)}.$$

El circuito de la figura 3.10a muestra un regulador de C.A. donde los SCR están conectados en paralelo inverso (ánodo del uno con el cátodo del otro). Este circuito se caracteriza porque cada dispositivo maneja medio ciclo de la onda de corriente alterna de entrada. Además, los SCR se ven sometidos a tensión inversa máxima si el “disparo” se realiza después de 90°

Los circuitos correspondientes a las figuras 3.16 b y c, emplean la conexión en puente. Para el primero se emplean dos SCR en sustitución de dos diodos. El circuito de control de disparo debe enviar un tren de pulsos del doble de la frecuencia de la línea y sincronizados con esta. Aunque los SCR reciben simultáneamente la señal de compuerta, solo se dispara el que se encuentra polarizado convenientemente.

El segundo circuito emplea un solo SCR, lo que implica que el dispositivo deberá tener una mayor capacidad de conducción de corriente comparativamente con la de los diodos. Por lo demás, el SCR no está sometido en ningún momento a tensiones inversas.

En la figura 3.16 d se ilustran las ondas de tensión y corriente para los circuitos reguladores de C.A. descritos anteriormente.

Téngase presente que la función principal de los reguladores de C.A. es regular el valor eficaz de la corriente por la carga. De las ondas representadas en la figura 3.16 d, se puede establecer que

$$i_{L(RMS)} = \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_M \text{sen} \omega t)^2 d\omega t}.$$

Resolviendo el integral y simplificando

$$i_{L(RMS)} = I_M \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[(\pi - \theta) + \frac{\text{sen}2\theta}{2} \right]}.$$

Si el circuito se ajusta para un ángulo de disparo de $\theta = 0^\circ$, la corriente eficaz será

$$i_{L(RMS)} = \frac{I_M}{\sqrt{2\pi}}, \text{ donde: } I_M = I_{TM} = \frac{V_M}{R_L}.$$

Si se ajusta para $\theta = 180^\circ = \pi$ la corriente será $I_{LRMS} = 0$. Se puede concluir que una variación continua del ángulo de disparo conduce a una regulación muy amplia de la corriente por la carga.

Para el circuito de la figura 3.16 c, el valor eficaz de corriente por el SCR es el mismo de la carga, es decir:

$$I_{T(RMS)} = I_{L(RMS)}.$$

Para los circuitos de las figuras 3.16 a y b el valor será $\sqrt{2}$ veces menor, es decir:

$$I_{T(RMS)} = \frac{I_{L(RMS)}}{\sqrt{2}} \rightarrow I_{T(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_M \text{sen } \omega t)^2 dt},$$

$$I_{T(RMS)} = \frac{I_M}{2} = \frac{\sqrt{2} I_{LL(RMS)}}{2} = \frac{I_{L(RMS)}}{\sqrt{2}},$$

Esto es evidente puesto que cada SCR solo maneja medio ciclo de la onda de corriente alterna.

La regulación de corriente realizada variando el instante de conducción, en lugar de la amplitud de la onda, se conoce como **Regulación de fase**.

La regulación de fase tiene la característica de que las pérdidas de regulación (en el dispositivo regulador) son muy bajas. Sin embargo, introduce armónicos en la línea que pueden producir

interferencias de radio en sistemas de comunicaciones o afectan el comportamiento de ciertas cargas que solo admiten señales de corriente alterna pura. Por consiguiente, su aplicación está restringida a aquellos sistemas de regulación donde no importe la forma de la onda de corriente por la carga, como es el caso de reguladores de luz, temperatura, velocidad en motores de C.D. etc.

La regulación de amplitud se efectúa comúnmente por medio de reóstatos. Sin embargo, para corrientes de carga elevadas, las pérdidas en el dispositivo resultan considerables por lo cual este método no resulta ni práctico ni económico.

Para estas circunstancias es preferible el empleo de reguladores de fase, siempre y cuando la carga admita las formas de onda características de este método de regulación.

3.9.5. Regulador Trifásico de C.D.

Los reguladores trifásicos de media onda y onda completa en puente son bastante utilizados en la regulación de potencia. En la figura 3.17 se ilustra un circuito regulador básico de media onda y las gráficas correspondientes de tensión y corriente.

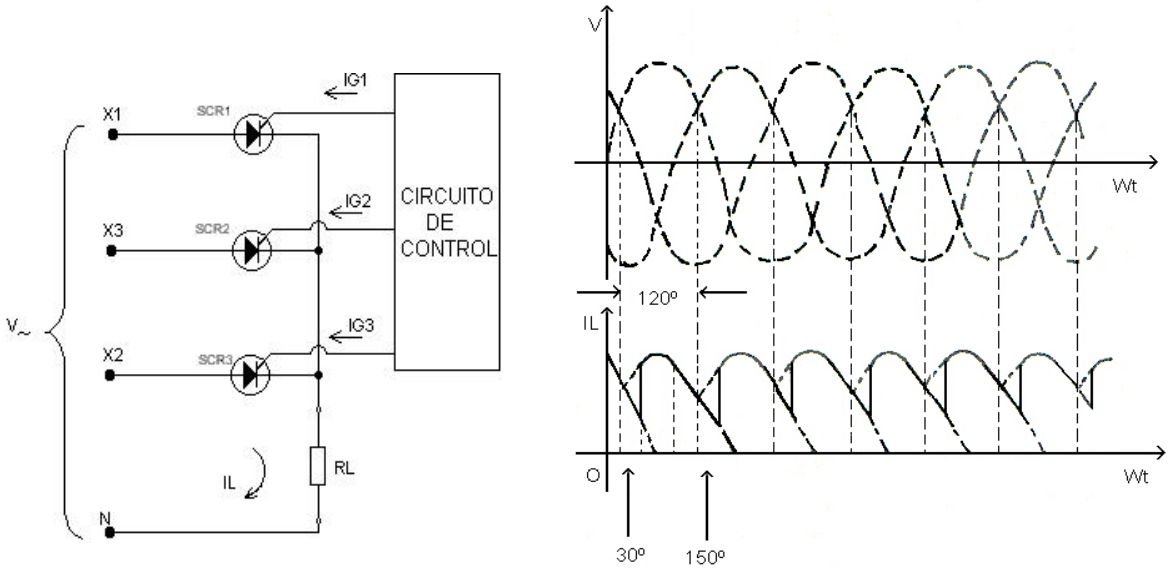


Figura 3.17 Regulador trifásico de media onda.

El circuito de control debe generar tres pulsos desfasados entre sí 120° , con la posibilidad de desplazarlos simultáneamente. Para carga resistiva, la conducción de corriente puede ser continua según el ángulo de disparo. La capacidad de conducción de corriente para cada SCR es una tercera parte de la corriente total de carga.

3.10. RECTIFICADORES CONTROLADOS

3.10.1. Rectificadores Controlados de Media Onda

Estos se utilizan para convertir C.A. a C.D. (rectificación) o C.D. a C.A. (inversión). Pueden usarse diversos circuitos basados en diodos, tiristores o combinaciones de ambos. El número de pulsos de corriente del lado de C.D. del convertidor depende del número de fases de C.A. y del tipo de circuito rectificador que se utiliza.

La conmutación de corriente de un dispositivo particular al siguiente tiene lugar en un punto definido del ciclo de C.A.; de ahí el término **conmutación de línea**.

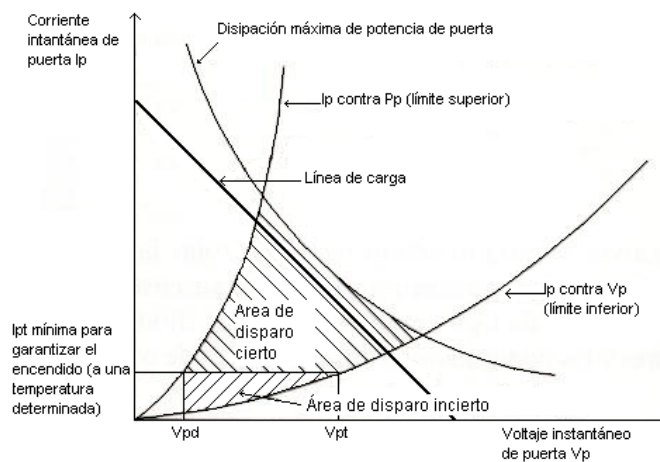


Figura3.18. Especificaciones de puerta de tiristor

En el análisis del rectificador se hacen las siguientes suposiciones para simplificar, a menos que se diga otra cosa.

- La independencia del sistema de suministro de C.A. es cero.

- La caída directa de voltaje en los dispositivos de conmutación es cero.
- La resistencia inversa de los dispositivos de conmutación es infinita.
- La inductancia del circuito de C.D. es muy grande, de forma que la corriente directa es casi constante.

3.10.2. Voltaje de Salida de un Rectificador Controlado

El voltaje en el lado de C.D. del convertidor es el que se muestra en la figura 3.13, siempre que $m \geq 2$, el voltaje de salida V_{cd} está dado por:

$$V_{cd} = \int_{(-\frac{\pi}{m})+\theta}^{(\frac{\pi}{m})+\theta} \sqrt{2V_s \cos \alpha} d\alpha,$$

$$V_{cd} = \frac{\sqrt{2V_s \sin(\pi/m)}}{\pi/m} \cos \theta. \quad (3.4)$$

Se deja al estudiante verificar este resultado.

Cuando la inductancia en el lado de C.D. es muy grande y la corriente I_d es constante, entonces el pulso de corriente en una fase del lado de C.A. es como el que se muestra en la figura 3.19. El valor R.M.C., I_s , de este pulso es

$$I_s = \sqrt{\frac{I_d^2 2\pi/m}{2\pi}} = \frac{I_d}{\sqrt{m}}. \quad (3.5)$$

Nótese que la expresión anterior se aplica solo si los límites de integración son los mostrados. Si para valores mayores de θ , el voltaje se mantiene en cero por cualquier razón, en lugar de seguir la curva $v = \sqrt{2}V_s \cos \theta$, los límites de integración serán diferentes y ya no podrán aplicarse las ecuaciones (3.4) y (3.5). Esto puede ocurrir cuando la inductancia en el lado de C.D. no es lo suficiente grande para asegurar la conducción continua de corriente, debido a que existen diodos de derivación, o cuando la acción de derivación se debe al circuito específico que se utiliza.

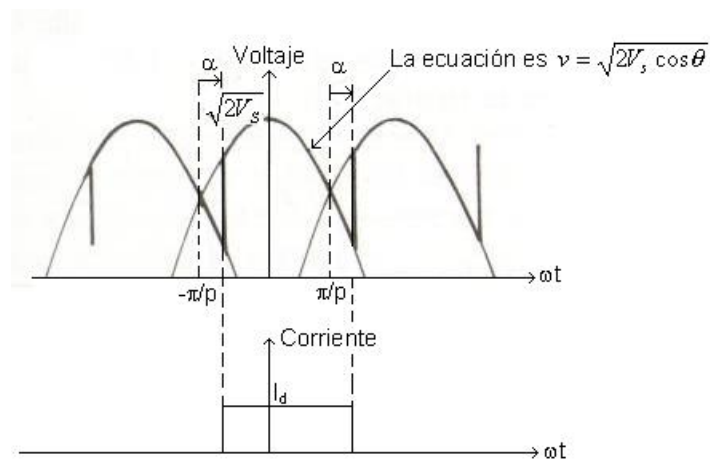


Figura 3.19. Forma de las ondas del voltaje de salida de un rectificador controlado

El voltaje de salida dado por (3.4) se reduce por cualquier caída de voltaje directo en tiristores o diodos. La caída de voltaje directo en un tiristor es aproximadamente de 1.5 V y la de un diodo de 0.7 V. Ambos valores son independientes del flujo de corriente del dispositivo. El voltaje de salida (3.4) se reduce más por la reactancia de dispersión del transformador que impide la conmutación instantánea de la corriente de uno a otro dispositivo. Durante la conmutación la salida de voltaje resulta ser el promedio de los voltajes de fase conectados a los dos dispositivos que están conduciendo simultáneamente, puede demostrarse que la pérdida neta de voltaje de salida es equivalente a la corriente de salida I_d , que fluye por una resistencia de calor $mX / 2\pi$, en donde X es la reactancia de dispersión de fase del transformador, siempre que $m \geq 2$.

3.10.3. Rectificador Semicontrolado de Onda Completa

La figura 3.20 muestra un rectificador de puente trifásico semicontrolado, que alimenta una carga cuya inductancia es de magnitud suficiente para mantener la corriente de carga casi constante. En la figura 3.21 se muestra la apariencia física típica de un ensamble de rectificador.

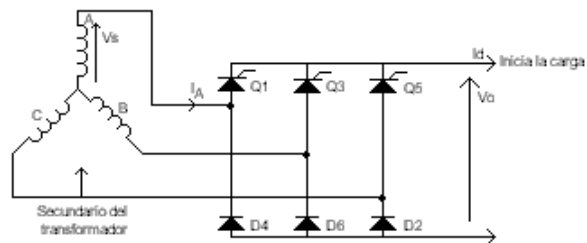


Figura 3.20 Rectificador de puente trifásico semicontrolado.

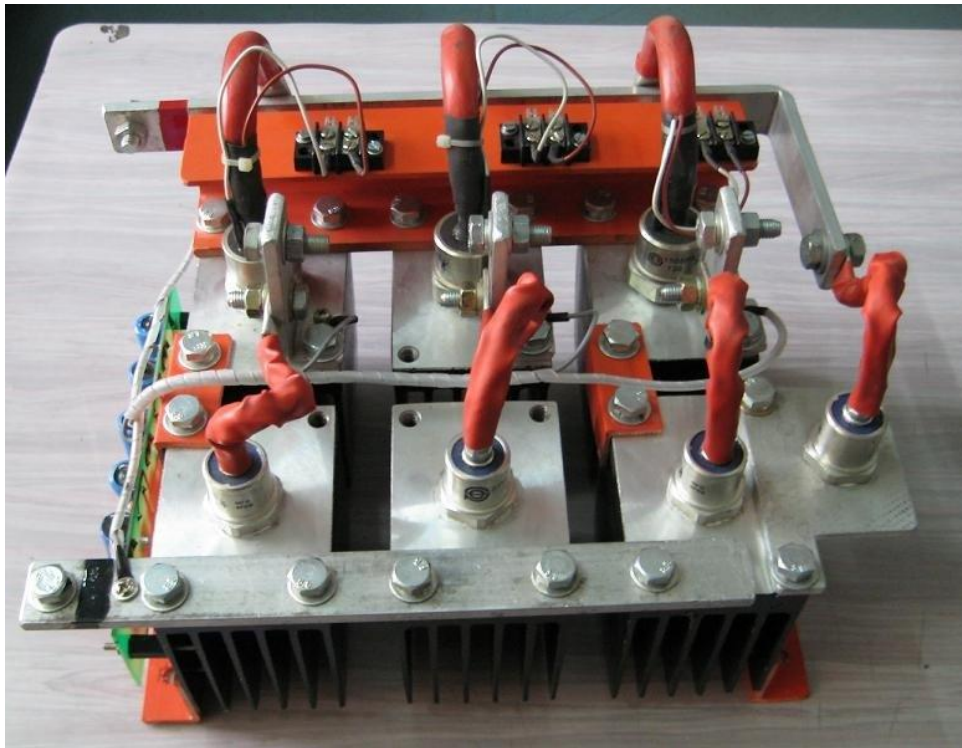
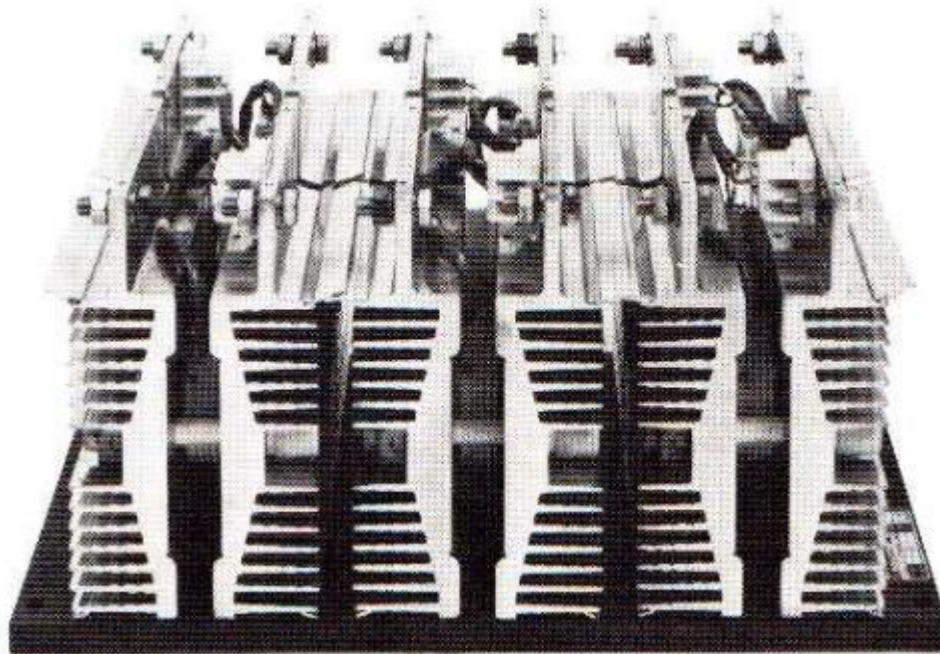


Figura 3.21 Apariencia física de rectificadores semicontrolados de onda completa.

En la figura 3.22 aparecen las ondas para $0^\circ < \theta < 60^\circ$. En el punto A de esta figura, esto es, cuando $\omega t = \theta + \pi/3$, el tiristor Q_1 se enciende. La salida de voltaje se conmuta de V_{CB} a V_{AB} . En el punto B, cuando $\omega t = 2\pi/3$, el voltaje V_{AC} se hace mayor que V_{AB} . Como el diodo D_2 no está controlado, el

voltaje de salida se conmuta de forma natural de V_{AB} a V_{AC} . La corriente i_A tomada de la línea A del suministro es una combinación de I_{Q1} y $-I_{D4}$ puesto que estos son los dispositivos conectados a la línea A.

A medida que θ crece de 0° a 60° , el punto A se mueve hacia la derecha, mientras el B se mantiene estacionario. Para $\theta = 60^\circ$ los puntos A y B coinciden; además, el voltaje de salida se hace momentáneamente cero.

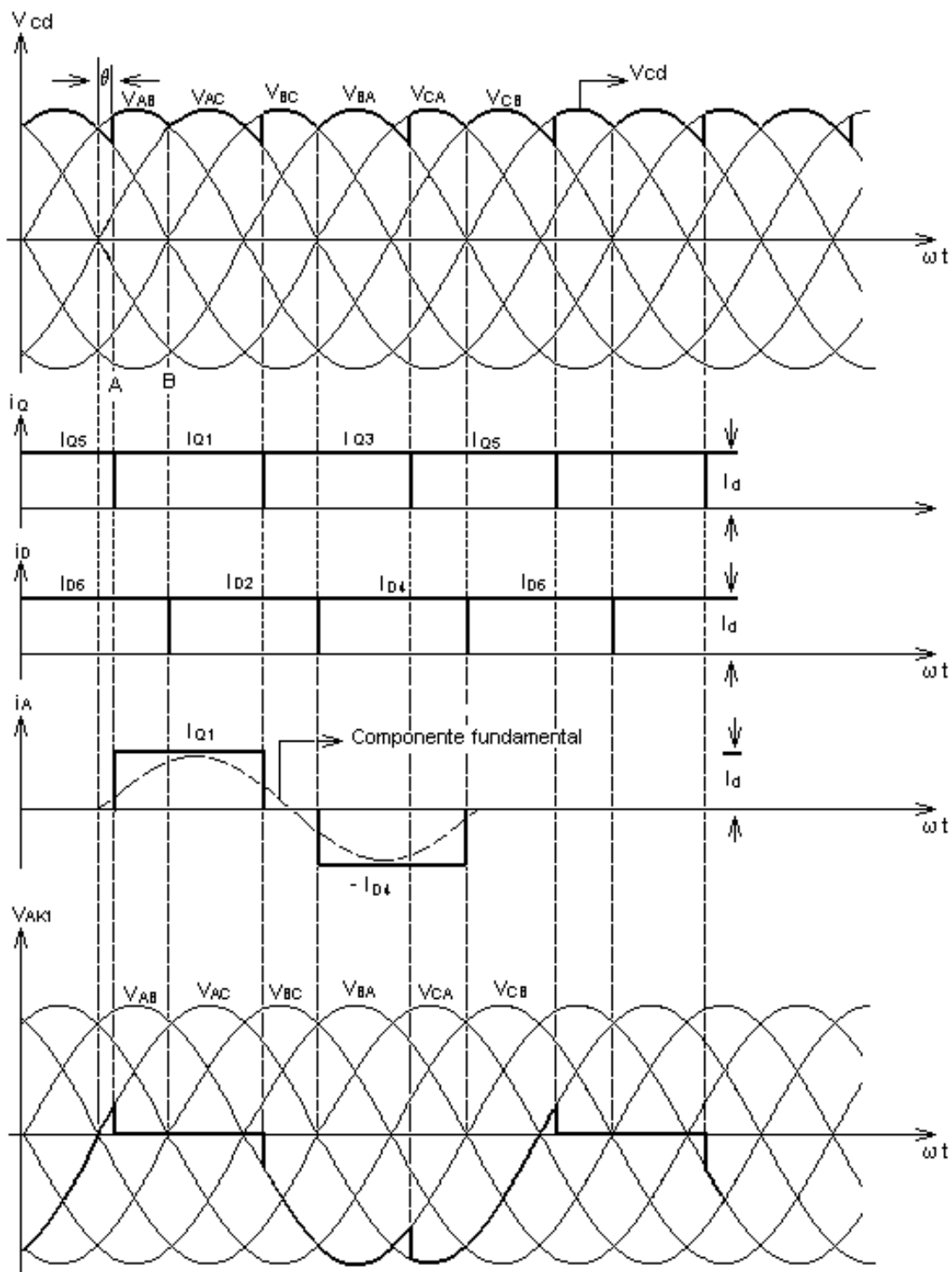


Figura 3.22 Diagramas de ondas del rectificador de puente trifásico semicontrolado cuando $0^\circ < \theta < 60^\circ$.

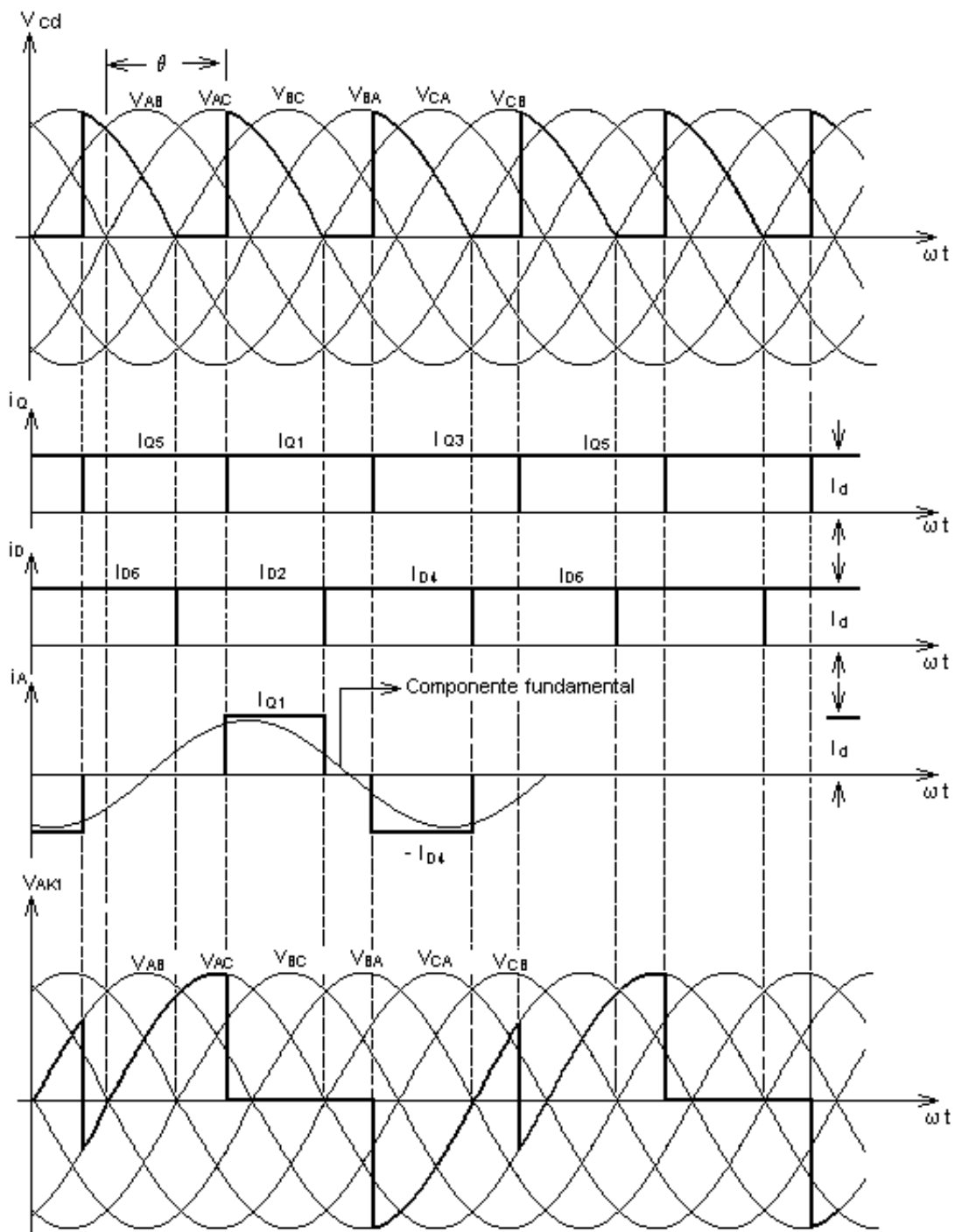


Figura 3.23 Diagramas de ondas del rectificador de puente trifásico cuando $60^\circ < \theta < 180^\circ$.

Las ondas para $60^\circ < \theta < 180^\circ$ se muestran en la figura 3.16. Ahora el punto A se ha movido a la derecha del punto B. Esto significa que durante cierto lapso el tiristor Q_1 conduce al mismo tiempo que el diodo D_4 . En el circuito de la figura 3.20 puede verse que durante este tiempo está

teniendo lugar una compensación y no se está consumiendo corriente de la fuente. Entonces, I_A es igual I_{Q1} y $-I_{D4}$ solo mientras los dispositivos Q_1 y D_4 no están conduciendo juntos. Para $0 \leq \theta \leq 60^\circ$, de la figura 3.22.

$$V_{AB} = \sqrt{2}V_L \text{sen}(\omega t) \text{ y } V_{AC} = \sqrt{2}V_L \text{sen}(\omega t - \pi/3),$$

donde V_L es el voltaje de línea del secundario del transformador. Como el doble pulso en V_{AB} y V_{AC} ocurre tres veces por ciclo, se tiene que el voltaje medio de salida V_{cd} está dado por

$$V_{cd} = \left(\frac{3}{2\pi}\right) \left[\int_{\theta+\pi/3}^{2\pi/3} v_{AB} d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\theta+\pi} v_{AC} d\omega t \right],$$

$$V_{cd} = \left(\frac{3\sqrt{2}V_L}{2\pi}\right) \left[\int_{\theta+\pi/3}^{2\pi/3} \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\theta+\pi} \text{sen}(\omega t - \pi/3) d\omega t \right],$$

$$V_{cd} = \left(\frac{3\sqrt{2}V_L}{2\pi}\right) [-\cos(2\pi/3) + \cos(\theta - \pi/3) - \cos(\theta + 2\pi/3) + \cos(\pi/3)],$$

$$V_{cd} = \left(\frac{3\sqrt{2}V_L}{2\pi}\right) \left[\frac{1}{2} + \cos(\pi/3)\cos\theta - \text{sen}(\pi/3)\text{sen}\theta - \cos(2\pi/3)\cos\theta + \text{sen}(2\pi/3)\text{sen}\theta + \frac{1}{2} \right]$$

$$V_{cd} = \left(\frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi}\right) \frac{[1 + \cos\theta]}{2} \quad (3.6)$$

Para $60^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$

$$V_{cd} = \left(\frac{3}{2\pi}\right) \int_{\theta+\pi/3}^{\pi+\pi/3} v_{AB} d\omega t,$$

$$V_{cd} = \left(\frac{3}{2\pi}\right) \left[\int_{\theta+\pi/3}^{\pi+\pi/3} \sqrt{2}V_L \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d\omega t \right].$$

Desplazando el origen de $\omega t = 0$ a través de un ángulo $\pi/3$ se obtiene:

$$V_{cd} = \left(\frac{3}{2\pi}\right) \left[\int_{\theta}^{\pi} \sqrt{2}V_L \text{sen}(\omega t) d\omega t \right].$$

De donde

$$V_{cd} = \left(\frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \right) \frac{[1 + \cos\theta]}{2}.$$

Como (3.6) y la relación anterior son iguales, el resultado es aplicable para $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$.

Especificaciones de los dispositivos y el transformador para un rectificador semicontrolado de onda completa

El rectificador de puente trifásico semicontrolado de la figura 3.14, alimenta la armadura de un motor de C.D. conectado en serie con una inductancia de magnitud suficiente para mantener la corriente de la armadura casi constante.

La armadura tiene 440 V nominales. La corriente máxima absoluta que toma la armadura en condiciones normales de operación es de 57 A y la inductancia tiene una resistencia de 0.2Ω

Se dispone de los siguientes dispositivos, de los que se dan los valores máximos absolutos:

- (i) Un tiristor con corriente R.M.C. con valor nominal de 39 A, corriente media nominal de 24 A, corriente en encendido de pico repetitivo nominal de 240 A y voltaje de pico inverso nominal de 600 V.
- (ii) Un diodo con corriente R.M.C. con valor nominal de 32 A, corriente media nominal de 22 A, corriente en directo de pico repetitivo nominal de 125 A y inverso de pico, nominal, de 800 V.

Ambos dispositivos conducen durante un tercio de ciclo, como puede verse en las figuras 3.15 y 3.16. Luego, el valor medio de la corriente del dispositivo I está dada por

$$I = \frac{I_d}{3} = \frac{57}{3} = 19 \text{ A.}$$

Asimismo. El valor de R.M.C. de la corriente del dispositivo I_r es:

$$I_r = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{57}{\sqrt{3}} = 32.9 \text{ A.}$$

La corriente media del dispositivo es menor que la nominal de cualquiera de los dispositivos. Sin embargo, la corriente de R.M.C. del dispositivo, si bien es menor que la nominal del tiristor, es mayor que la nominal del diodo. Por tanto, el diodo no es adecuado.

Hace falta verificar si la corriente pico nominal del tiristor es suficiente. De hecho, obviamente lo es, puesto que la corriente pico del dispositivo es igual a I_d , que es mucho menor que la corriente de pico repetitivo en encendido nominal dada.

Para verificar si el voltaje inverso pico nominal del tiristor es suficiente, es necesario obtener primero el voltaje de línea de salida del secundario. Ahora, de (3.6):

$$V_{cd} = \left(\frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \right) \frac{[1 + \cos\theta]}{2}.$$

El mayor valor de V_{cd} ocurre cuando $\theta = 0^\circ$, o sea, cuando $\cos \theta = 1$.

Luego

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi},$$

pero,

$$V_{cd} = \text{voltaje terminal de la armadura del motor} + \text{caída de voltaje en el inductor},$$

de donde

$$V_{cd} = 440 \times 57 \times 0.2 = 451.4 \text{ V}.$$

En consecuencia,

$$V_L = 451.4 \times \frac{\pi}{3\sqrt{2}} = 334.3 \text{ V}.$$

Es decir, el voltaje de línea de salida del secundario es de 334 V, sin tomar en cuenta las caídas de voltaje directas en los dispositivos.

Las figuras 3.15 y 3.16 muestran que el voltaje a través de un tiristor tiene un valor máximo igual al pico del voltaje de línea e C.A. Por esto, el pico del voltaje inverso del tiristor es

$$\sqrt{2} \times 334.3 = 472.2 \text{ V.}$$

Menor que el pico el voltaje inverso nominal de los tiristores por un amplio margen. Entonces, los tiristores son adecuados y los diodos no.

3.11. CARACTERÍSTICAS DE COMPUERTA DE LOS SCR

Los rectificadores controlados de silicio son ideales para aplicaciones de conmutación. Cuando la tensión aplicada al tiristor está por debajo del punto de ruptura, el dispositivo se comporta esencialmente como un interruptor abierto. Por encima de la tensión de ruptura, el tiristor conmuta al estado conductivo y funciona como un interruptor cerrado. La tensión de ruptura puede variarse o controlarse inyectando una señal en el terminal de compuerta.

En las especificaciones del fabricante se indica la magnitud de las corrientes de compuerta necesarias para provocar el encendido. Sin embargo, las características de compuerta varían entre un dispositivo y otro, aún dentro de un mismo tipo. Por esta razón las especificaciones del fabricante sobre las características de compuerta se dan como rangos de valores en las curvas características de entrada. Para definir los límites de tensión y corriente de compuerta que pueden utilizarse para disparar cualquier dispositivo dado de una familia específica se utilizan diagramas como el de la figura 3.24 a. Las líneas punteadas representan los valores límites de tensión, corriente y disipación y demarcan el área donde se encuentran todos los puntos posibles de disparo para los tiristores de esta familia. Estas gráficas son aplicables y se especifican únicamente para corriente anódica cero.

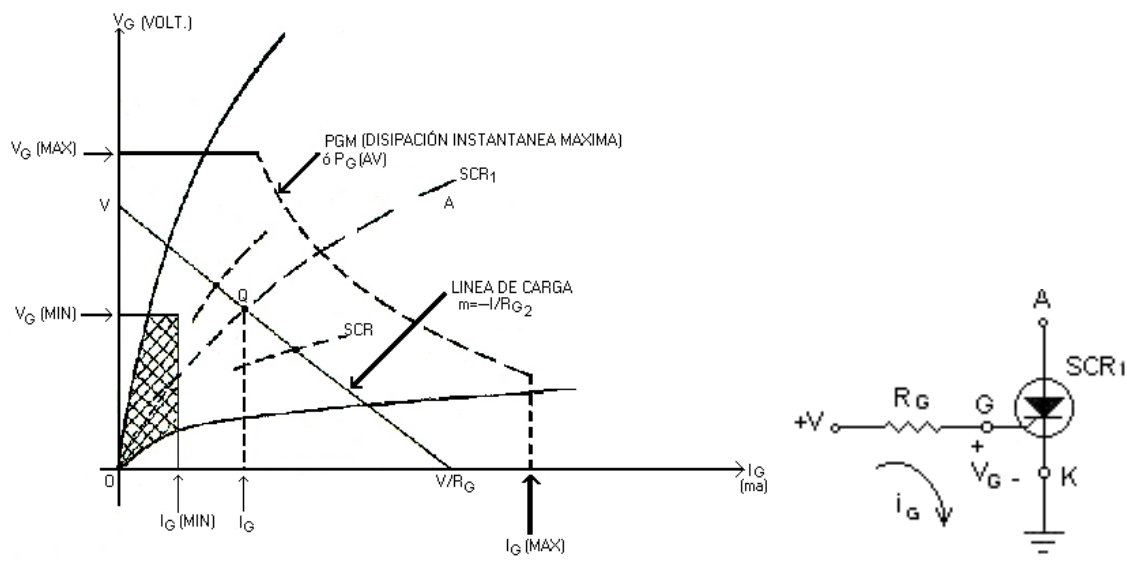


Figura 3.24 Valores de corriente de compuerta para el SCR

3.12. CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

Las especificaciones de los tiristores se basan principalmente en la cantidad de calor que se genera dentro de la estructura semiconductor y la capacidad del dispositivo para transmitir el calor generado internamente a la cubierta exterior del tiristor. En las aplicaciones de alta frecuencia, en las cuales la relación entre la corriente de pico y la promedio sea alta, o en aplicaciones en que se requieran amplios valores de pico y pulsos de corriente angostos, la energía perdida durante el proceso de encendido puede llegar a ser la principal causa de la generación de calor en el tiristor. Por lo tanto, para la determinación de los límites de funcionamiento del tiristor, se hace necesario el conocimiento de las características de conmutación del mismo.

Cuando un tiristor se dispara por una señal de compuerta, el **tiempo de encendido** del dispositivo consta de dos etapas: un **tiempo de retardo** o demora, t_d , y un **tiempo de subida** o elevación, t_r . El tiempo total de encendido, t_{on} o t_{gt} , se define como el tiempo transcurrido entre la iniciación de la señal de compuerta y el instante en que la corriente a través del dispositivo alcanza el 90% de su valor nominal con una carga resistiva. El tiempo de retardo, se define como el intervalo entre el instante en que la señal de compuerta alcanza el 10% de su valor máximo y el instante en que lo hace la corriente a través del tiristor. El tiempo de subida, es el intervalo de tiempo requerido para

que la corriente a través del dispositivo suba desde 10% a 90% de su valor máximo para las condiciones de cargas dadas.

En la figura 3.25, se ilustran las formas de onda de las señales de ánodo y compuerta, y puede verse que el tiempo total de encendido es la suma de los tiempos de retardo y subida del tiristor.

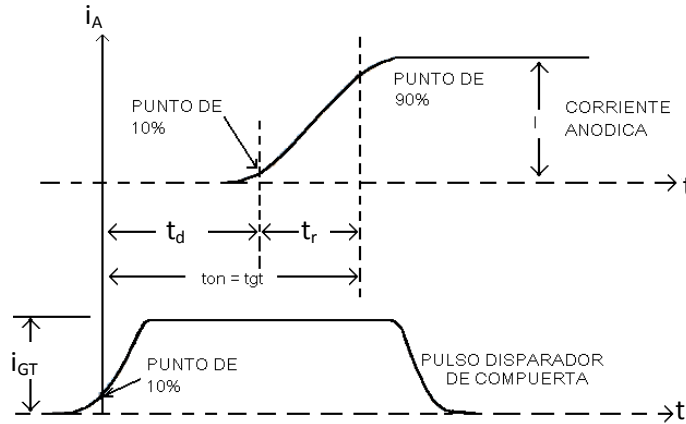


Figura 3.25 Señales de ánodo y compuerta del SCR

El tiempo de encendido es afectado por varios factores, principalmente por la magnitud del pulso de corriente de compuerta que provoca el disparo. En la figura 3.26 se muestra la forma de variación del tiempo de encendido en función de la corriente del pulso de disparo de compuerta.

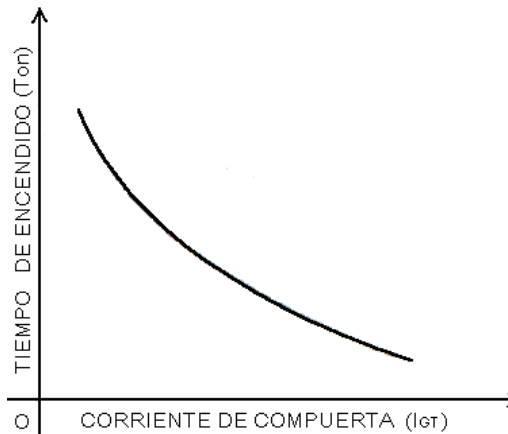


Figura 3.26 Tiempo de encendido en función de la corriente compuerta

De gran importancia, durante el intervalo de conmutación, es la relación entre la tensión y la corriente anódica. Cuando todavía no ha entrado en conducción toda la zona de juntura, la corriente a través de la pequeña zona de la oblea semiconductor que inicia la conducción puede provocar grandes pérdidas instantáneas. Estas pérdidas de encendido son proporcionales a la

corriente y a la tensión entre ánodo y cátodo del dispositivo, así como a la frecuencia de repetición de los pulsos de disparo. La gráfica de potencia instantánea disipada en esas condiciones se muestra en la figura 3.27.

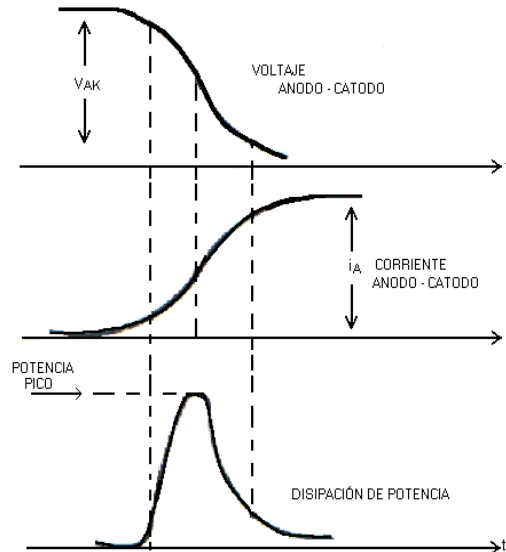


Figura 3.27 Disipación de potencia en el SCR

Las curvas indican que el pico de potencia disipada ocurre en el corto intervalo de tiempo inmediatamente posterior a la iniciación de la conducción; generalmente en el primer microsegundo.

Durante este intervalo la temperatura de unión puede exceder el valor máximo de funcionamiento especificado por el fabricante; en ese caso no debe hacerse que el SCR bloquee tensiones directas inmediatamente después de su ciclo de conducción. El pico de potencia puede limitarse si se reduce la velocidad de crecimiento de la corriente anódica (di/dt), como se puede deducir al observar las gráficas anteriores.

El **tiempo de apagado**, t_{off} o t_q , del SCR se compone también de dos periodos, o sea, un **tiempo de recuperación inversa**, t_{rr} y otro denominado **tiempo de recuperación de compuerta**, t_{gr} .

En C.A., por ejemplo, cuando la corriente directa a través del SCR se reduce a cero al final del periodo de conducción, la aplicación de una tensión inversa provoca el flujo de una corriente del mismo tipo hasta que la unión que se bloquea en forma inversa establece una zona de barrera. El intervalo entre el momento de la aplicación de la tensión inversa y el momento en que la corriente

inversa pasa a su valor pico y se establece el nivel estacionario nominal se llama **tiempo de recuperación inversa**, t_{rr} . Hay un segundo periodo de recuperación, llamado **tiempo de recuperación de compuerta**, t_{gr} , que transcurre hasta que la unión que se bloquea en sentido directo establezca una zona de barrera que permita bloquear tensiones directas.

El tiempo de recuperación de compuerta para un SCR suele ser mucho mayor que su tiempo de recuperación inversa. El intervalo de tiempo total entre el momento en que comienza a fluir la corriente inversa y el momento de la restitución de la tensión directa de bloqueo, se llama **tiempo de apagado**, t_{off} ó t_q y depende de numerosos parámetros del circuito. Sin embargo, de todos los factores son la temperatura de unión y la corriente de conducción directa (i_A) los que tienen mayor efecto en el valor del tiempo de apagado. En la figura 3.28 se ilustra la forma de variación de la corriente anódica para el momento del “apagado” del SCR.

Los tiristores deben funcionar dentro de los regímenes máximos especificados por el fabricante, si se desea tener los mayores resultados en materia de vida útil, funcionamiento y confiabilidad. Estos regímenes definen los valores límites, determinados sobre la base de pruebas extensivas, que representan el juicio del fabricante sobre la segura capacidad de funcionamiento del dispositivo.

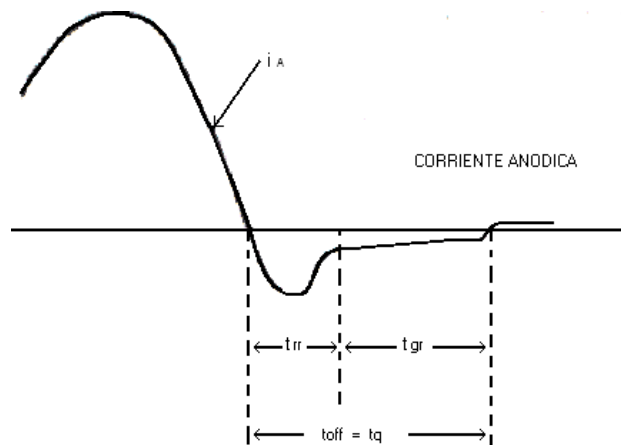


Figura 3.28 Corriente anódica frente el apagado del SCR

3.13. ESPECIFICACIONES DE CORRIENTE

Las especificaciones de corriente para los SCR definen los valores máximos para corrientes respectivas normales y para corrientes transitorias o no repetitivas. Estos valores son función de temperatura de unión permitidas ($T_{J(max)}$), así como la resistencia térmica de la unión a la cápsula o cubierta (θ_{J-C}), la disipación interna de potencia que resulta del paso de corriente a través del tiristor ($P_{T(AV)}$), y la temperatura ambiente (T_A). El efecto de estos factores en la determinación de las especificaciones máximas de corriente queda ilustrado por el siguiente ejemplo.

Para el SCR – RCA 2N 3873 la resistencia térmica entre la unión y la cubierta es: $\theta = 0.92^\circ\text{C/W}$ y la máxima temperatura de funcionamiento de la unión es: $T_{J(max)} = 100^\circ\text{C}$. Si la temperatura máxima de la cubierta se estima en: $T_{C(max)} = 65^\circ\text{C}$, la disipación promedio máxima de potencia se calcula como

$$P_{T(AV)max} = \frac{T_{J(max)} - T_{C(max)}}{\theta_{J-C}} = \frac{(100 - 65)^\circ\text{C}}{0.92^\circ\text{C/W}} = 38 \text{ W}.$$

En la figura 3.29 se muestra las curvas de máxima disipación promedio de potencia directa para el SCR indicado anteriormente, en función de la corriente directa promedio $I_{T(AV)}$ para funcionamiento en C.D. y C.A. con distintos ángulos de conducción.

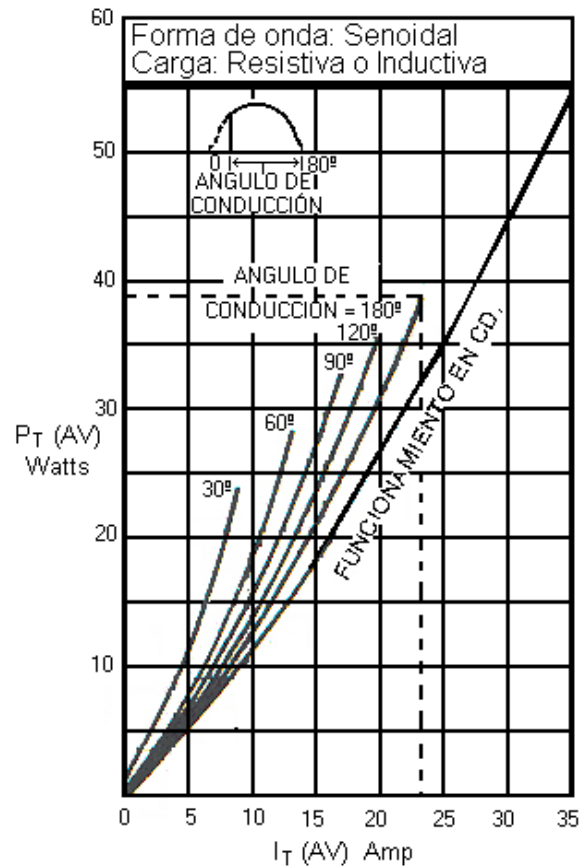


Figura 3.29 Curvas de máxima disipación de potencia

Si se desea determinar la máxima corriente directa promedio ($I_{T(AV)max}$) para las condiciones especificadas y si, por ejemplo, se supone un ángulo de conducción de 180° , la máxima corriente directa promedio para no exceder la disipada de 38 vatios resulta ser 22 amperios.

En este cálculo se supone que la temperatura es uniforme entre la oblea semiconductor y la cubierta. Sin embargo, la temperatura de la unión sube y baja tanto en condiciones de corrientes transitorias como periódicas. Las especificaciones de corriente toman en cuenta esta circunstancia.

La máxima corriente directa promedio de conducción suele especificarse en términos de corriente rectificadas de media onda para una frecuencia determinada. En el diseño de circuitos con SCR resultan de gran importancia las curvas de máxima corriente promedio de conducción permisible en función de la temperatura de cubierta. En la figura 3.30 se ilustran las curvas correspondientes al SCR – RCA 2N 3873.

Como las corrientes eficaz y de pico pueden resultar elevadas para ángulos de conducción pequeños, en la figura 3.30 se incluyen curvas máximas de corriente permisible en función del ángulo de conducción. Las curvas de valores máximos indican, para una temperatura de cubierta dada, la máxima corriente promedio de conducción para la cual la temperatura de la oblea no excederá el valor máximo permisible (T_{jmax}). Estas curvas solo pueden utilizarse en los casos de cargas inductivas o resistivas. Cuando se utilizan cargas capacitivas, las corrientes producidas por la carga y descarga del condensador pueden ser excesivamente altas, debiendo usarse en serie con el condensador una resistencia de protección, a fin de limitar las corrientes a las especificaciones del tiristor.

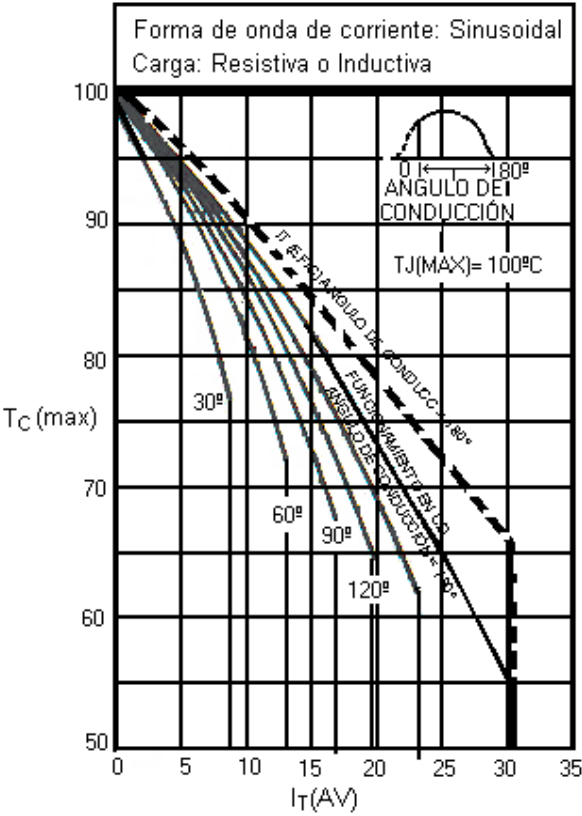


Figura 3.30 Curvas de máxima corriente permisible

Entre los parámetros que hay que tener en cuenta es la **Corriente de Enganche**. A continuación se dará una breve explicación de su importancia para un tiristor.

Cuando el tiristor pasa al estado de conducción, es necesario un valor mínimo de corriente para mantenerlo en esa condición. Si la corriente de ánodo se deduce por debajo de este valor, resulta

insuficiente para mantener la regeneración y el dispositivo se conmuta a la condición de bloqueo directo. El valor mínimo de corriente se conoce como **corriente de mantenimiento** I_H , y es sensible a la temperatura, aumentando a medida que esta decrece. Este parámetro se indica para temperatura ambiente y compuerta desconectada.

La corriente de enganche (*Latching*, en inglés) de un tiristor es el valor mínimo de la corriente de ánodo, ligeramente mayor que I_H , necesaria para mantener la conducción inmediatamente después que el dispositivo se ha vuelto conductivo y se ha retirado la señal de compuerta. Una vez que se alcance el valor de corriente de enganche (I_L) el tiristor sigue conduciendo aunque el valor de la corriente anódica se reduzca justamente el valor de I_H .

La corriente de enganche es importante cuando el tiristor se utiliza con una carga inductiva, porque la inductancia limita la velocidad de crecimiento de la corriente anódica.

En esas condiciones deben tomarse precauciones para asegurar la presencia de la señal de compuerta hasta que la corriente anódica alcance el valor de encendido.

3.14. CIRCUITOS BÁSICOS DE CONTROL PARA EL DISPARO DE SCR

En términos generales, los circuitos de disparo para SCR son sencillos. Pero pueden existir muchas variantes según la aplicación que se haga del tiristor. En este tema estudiaremos solamente los circuitos básicos.

En general, son tres los métodos de control de disparo:

- a) Por Polarización C.D.
- b) Por Polarización de C.A. con desviación de fase.
- c) Por Pulsos.

El método de disparo por polarización de C.D. se ilustra en los circuitos de la figura 3.31 a y b.

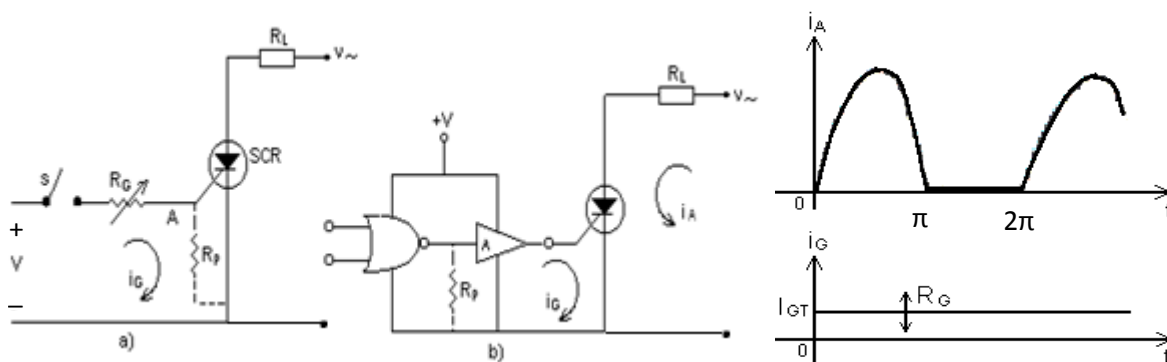


Figura 3.31 Disparo de compuerta por polarización de C.D.

El empleo de una señal de CD para excitar la compuerta de un SCR es poco utilizado en cuanto que implica la circulación de una corriente de compuerta permanente, lo cual no es necesario ni deseable puesto que la señal de disparo debe reducirse a valores muy críticos para asegurar que no se sobrepase el nivel de disipación media máxima de potencia de compuerta, $P_{G(AV)}$.

En general, este método se aplica en circuitos interruptores estáticos de C.D. operando sobre la línea de corriente alterna y donde el SCR funciona como un rectificador de media onda, ilustrado en la figura 3.31 a. La señal de excitación se obtiene de una fuente de C.D. o corresponde a una salida lógica cuyo nivel es amplificado convenientemente, como muestra la figura 3.31 b.

En la figura 3.31 c se ilustran las ondas de corriente relacionadas con los circuitos indicados. Si se cambia la magnitud de la corriente de excitación, de modo que pueda variarse para: $0 \leq I_G \leq I_{GT}$, se tendrá la posibilidad de modificar el ángulo de disparo y por consiguiente la conducción de corriente por la carga. Para valores pequeños de I_G , la conducción se inicia para ángulos cercanos a 90° . Para valores mayores de I_G , la conducción se efectúa para ángulos pequeños aproximados a 0° . Por consiguiente, este tipo de control es de poca regulabilidad.

Si la polarización de C.D. del caso anterior se reemplaza por una **polarización de C.A. de fase variable** es posible conseguir que la porción ascendente positiva de la onda de polarización corte el eje ωt en un punto cualquiera correspondiente al semiciclo positivo, y en consecuencia el SCR se conmutará inmediatamente después, cuando el valor de corriente de compuerta alcance el nivel de disparo I_{GT} .

Teóricamente con este método es posible variar el ángulo de disparo entre 0° y 180° lo cual representa la mayor regulabilidad posible.

En la figura 3.32 a se ilustra un circuito básico de regulación que emplea el método de control por polarización de C.A. En la figura 3.32 b se muestra la gráfica de las ondas de tensión y corriente para el circuito indicado.

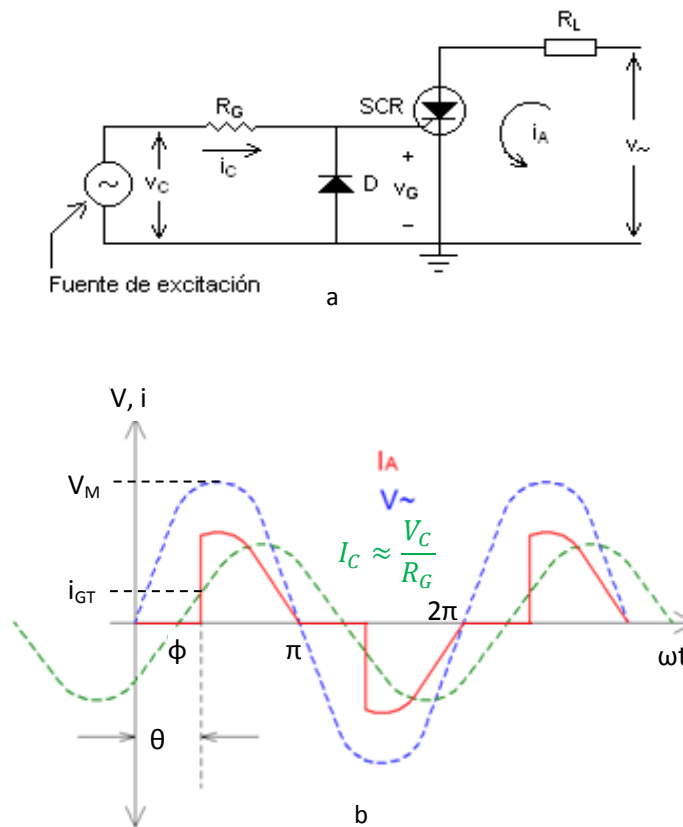


Figura 3.32 Regulación por polarización de C.A.

Si la fuente de excitación proporciona una señal de corriente alterna i_c de gran amplitud relativa, esta onda cruzará el eje ωt con gran pendiente y el ángulo de disparo θ será casi igual a θ_f que corresponde al ángulo de desfase entre la señal de excitación y la de la línea de suministro de C.A. En la práctica existe la posibilidad de variar θ_f entre 0° y 180° aproximadamente, lo cual representa una alta regulabilidad para la corriente de carga.

En el circuito de la figura 3.32 a, el diodo D se utiliza para bloquear la acción de la tensión inversa a la cual se ve sometida la unión de compuerta - cátodo. Para un correcto funcionamiento, es necesario que la frecuencia de la señal de excitación sea idéntica a la frecuencia de la línea y que su amplitud sea constante.

La señal de excitación de C.A. se obtiene generalmente de un circuito desfasador en puente como el representado en la figura 3.33 a.

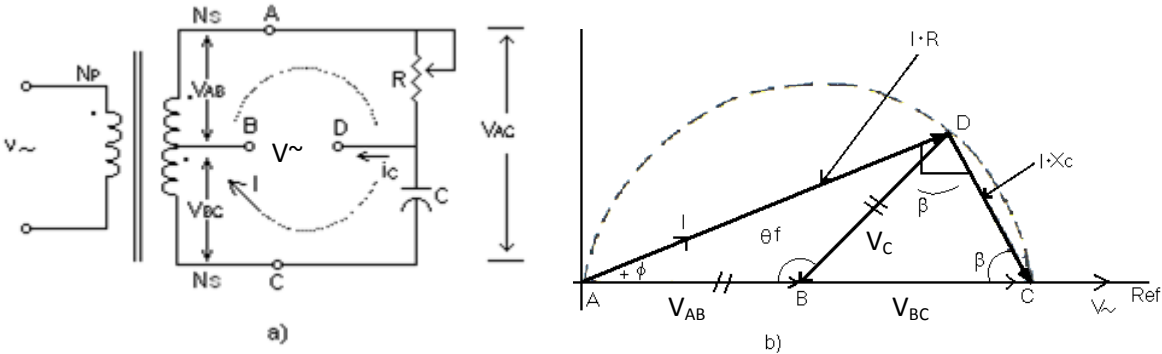


Figura 3.33 Circuito desfasador en puente

El funcionamiento del circuito se puede entender a partir del diagrama fasorial indicado en la figura 3.33 b.

La caída de tensión V_{AC} es la suma vectorial de las caídas de tensión en la resistencia, $IR = V_{AD}$ y en el condensador, $IX_c = V_{DC}$. La corriente I está adelantada un ángulo ϕ con respecto a la tensión V_{AC} . Puesto que el punto B es la derivación central del transformador, en el diagrama este punto corresponde al centro de la circunferencia. El vector DB corresponde a la tensión $V_{DB} = V_c$ que se desea obtener; y según se aprecia en la figura, está desfasada un ángulo θ_f con respecto a la tensión V_{AC} o V_{\sim} y es de amplitud constante aunque varíe R.

Dependiendo de los valores de R y C que se tengan, el punto D podrá desplazarse a lo largo del semicírculo, pudiendo coincidir con los puntos A o C para ciertos valores críticos de los parámetros.

Del diagrama fasorial se obtiene que

$$\begin{aligned}\theta_f &= 2\beta, \\ \operatorname{tg}\beta &= \frac{|IR|}{|IX_C|} = \omega RC, \\ \beta &= \operatorname{tg}^{-1}\omega RC,\end{aligned}$$

$$\theta_f = 2\beta = 2\operatorname{tg}^{-1}\omega RC.$$

De esta se deduce fácilmente que:

- Si $R = 0 \rightarrow \theta_f = 0^\circ$, el vector DB coincide con el vector AB y el punto D se une al punto A.
- Si $R = \infty \rightarrow \theta_f = 180^\circ$, $I = 0$ e $IX_C = 0$

Para este caso toda la tensión V_{AC} aparece a través de la resistencia R y el punto D coincide con C.

De acuerdo a lo anterior, es posible desfazar la señal V_C entre 0° y 180° con respecto a V_{\sim} variando R entre 0 e ∞ . Un resultado análogo se obtiene variando C en vez de R. Sin embargo, no resulta práctico ni económico.

Puesto que la variación de R, entre 0 e ∞ , no se puede realizar en forma continua, se recurre generalmente al empleo de potenciómetros de alto valor con el objeto de acercar el ángulo lo más posible a 180° . Por diseño se hace $R \gg X_C$ para lograr que $\theta_f = 2\operatorname{tan}^{-1} R/X_C$ sea elevado y permitir que se acerque al valor máximo teórico de 180° . Un criterio consiste en elegir R como potenciómetro lineal, de modo que

$$R \geq 10X_C,$$

con ello, el desfase máximo es cercano a 170° .

En la práctica, la impedancia conectada a los terminales de salida D y B debe ser valor elevado con el objeto de “no cargar” el puente desfazador y evitar que el ángulo de desfase θ_f se altere apreciablemente. Para el caso de un SCR, la salida del puente se conecta al terminal de compuerta a través de una resistencia R_C , como se indica en la figura 3.34.

Si por diseño hacemos $I \geq 10 I_C$, se tendrá que:

$$\frac{V_{AC}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \geq 10 \frac{V_{DB}}{R_G} = 10 \frac{V_{AC}}{2R_G}.$$

Simplificando

$$R_G \geq 5 \sqrt{R^2 + X_C^2}. \quad (3.7)$$

151

Del diagrama fasorial se puede apreciar también que

$$V_{AB} = V_{BC} = V_{DB} = \frac{V_{AC}}{2} = \frac{N_s}{N_p} V \quad (3.8)$$

Esta última característica es interesante porque demuestra que la tensión de salida V_C es de amplitud constante y no se altera por la variación de los parámetros R o C del circuito. Las expresiones (3.7) y (3.8) permiten seleccionar con criterio práctico los elementos del circuito desfasador.

Finalmente, es importante anotar que pueden obtenerse idénticos resultados cambiando la capacidad C por una inductancia. Sin embargo, en la práctica se prefiere el condensador por tener menos pérdidas, ser más pequeño, fácil de conseguir y menos costoso.

En la figura 3.34 se ilustra un circuito regulador de media onda, que emplea un circuito de control de disparo con puente desfasador. El circuito es análogo al de la figura 3.32 a, ya explicado.

El método de disparo por pulsos es el más utilizado de todos ya que proporciona las mejores características de disparo en lo referente a exactitud, velocidad de conmutación y baja disipación de potencia en la unión compuerta – cátodo. En algunos casos estos pulsos se superponen con una componente negativa de C.D. con el objetivo de reducir el efecto de señales espúreas (ruidos) que pueden ocasionar disparos erráticos.

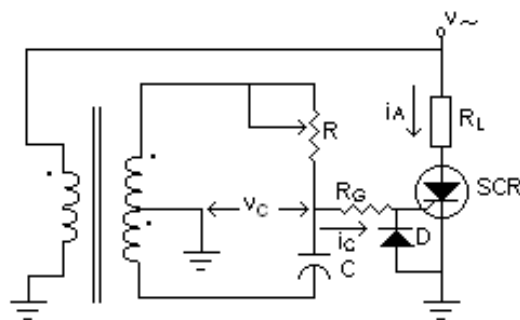


Figura 3.34 Circuito regulador de media onda

Son muchos los circuitos generadores de pulsos que se pueden emplear y se emplean en la práctica para el disparo del SCR. En todos ellos debe implementarse algún método de acoplamiento para la señal de mando.

El método de acoplamiento RC se emplea frecuentemente en los circuitos de disparo para SCR, especialmente cuando el dispositivo actúa como interruptor estático en C.D. y la señal de excitación proviene de una compuerta lógica. Ver figura 3.35 a y b.

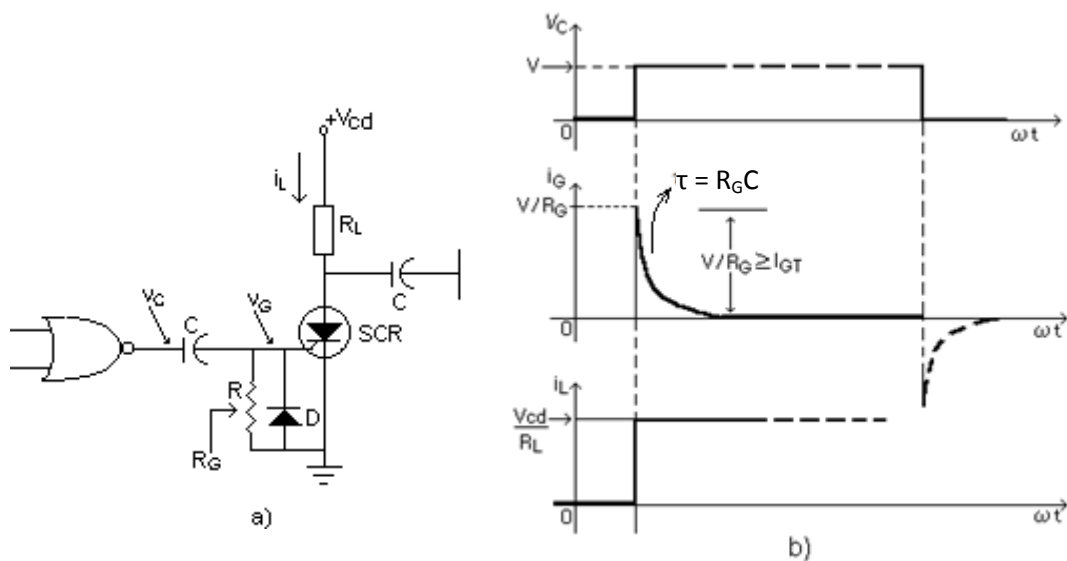


Figura 3.35 Acoplamiento con red R-C.

El empleo de la red RC tiene la ventaja de que impide el paso de corriente continua por la compuerta, aunque la señal de mando se mantenga aplicada. El diodo D protege la entrada del SCR para tensiones inversas. Cuando V_c se haga cero, el condensador se descarga por el diodo D.

Mediante pulsos negativos es posible también efectuar el disparo de un SCR. En la figura 3.36 se ilustra el circuito de control respectivo.

La aplicación de un pulso negativo, de amplitud y duración suficientes, hace que circule la corriente i_G por la trayectoria mostrada en la figura 3.29 y dispare el SCR. En el diseño del circuito se debe cumplir que:

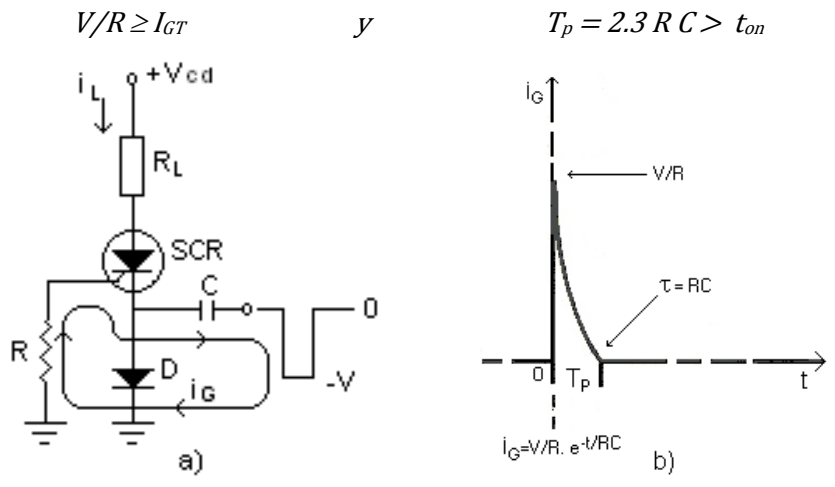


Figura 3.36 Disparo del SCR por medio de un pulso negativo

En el circuito, el diodo D descarga rápidamente el condensador cuando el pulso desaparece, pero presenta la desventaja de que debe tener la misma capacidad de conducción de corriente del SCR y además introduce una caída de tensión adicional en el circuito de carga.

Generación de pulsos mediante dispositivos de resistencia negativa.

Los dispositivos semiconductores de resistencia negativa son los más utilizados en los circuitos de control de compuerta para el disparo de SCR. Entre los más utilizados se encuentran el transistor de unijuntura (UJT), el transistor unijuntura programable (PUT), el diodo de cuatro capas (D4) y el interruptor unilateral de silicio (SUS). La característica común de estos dispositivos es su comportamiento como interruptores “conmutados” por tensión. En la figura 3.37 se ilustran diferentes circuitos generadores de pulsos en los cuales se emplean los dispositivos indicados anteriormente.

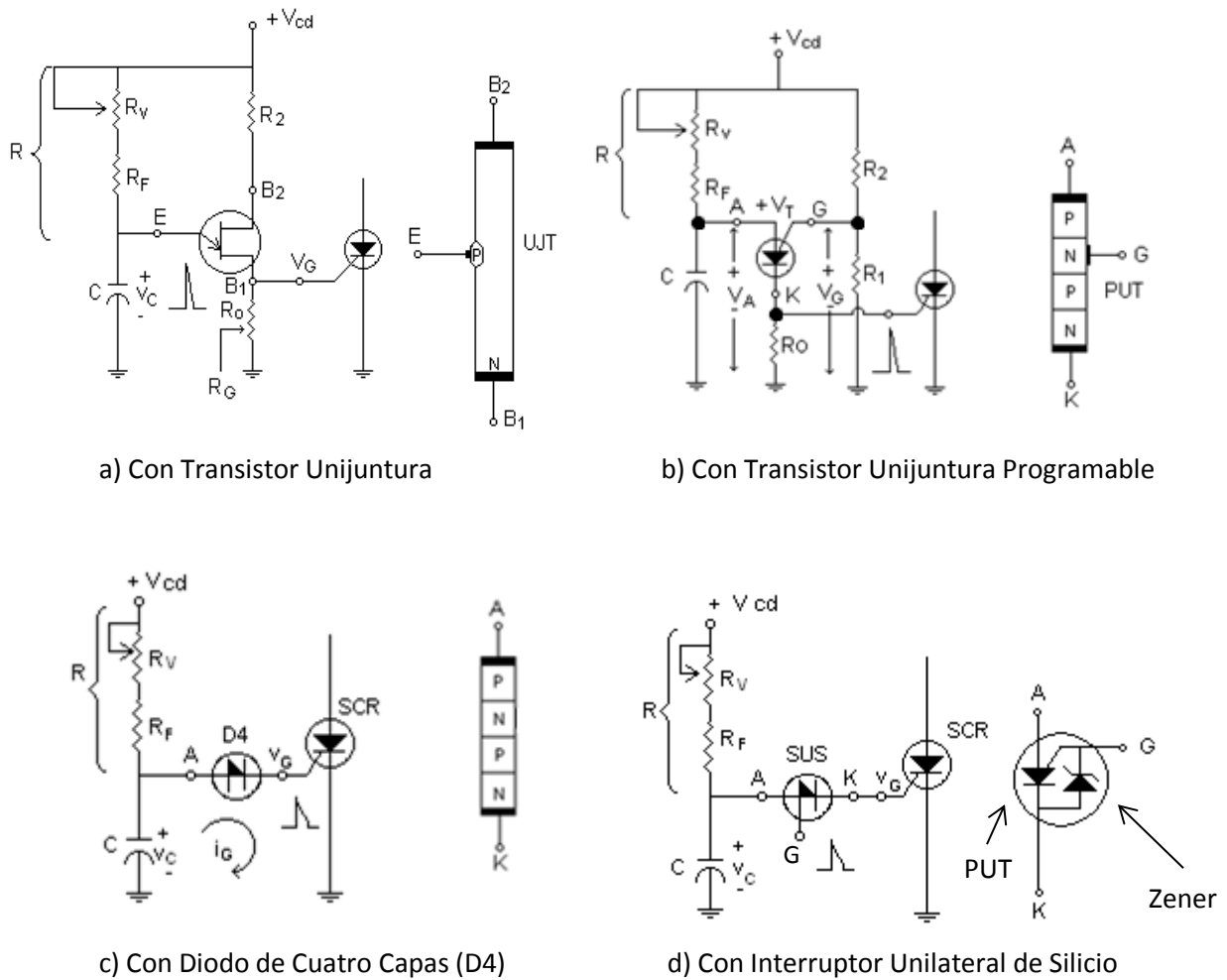


Figura 3.37 Circuitos generadores de pulsos

Todos estos circuitos operan bajo el principio de carga de un condensador (C) a través de una resistencia (R) y descarga del mismo a través de la baja resistencia que le presenta el dispositivo semiconductor cuando la tensión en bornes del condensador alcanza cierto valor crítico denominado tensión de “ruptura”, de “pico” o de “disparo”. En la figura 3.38 se muestra la forma de onda de tensión en el condensador y en la compuerta de SCR.

Como se puede apreciar en la figura 3.38, el condensador se va cargando exponencialmente a través de la resistencia R. Cuando la tensión v_E alcanza el valor de “disparo” del dispositivo de resistencia negativa, este se conmuta y pasa al estado de conducción presentándole al

condensador una resistencia (R_s) muy pequeña y haciendo que se descargue rápidamente. La corriente de descarga tiene la forma de un pulso agudo de gran amplitud muy corta duración. El condensador sigue perdiendo carga hasta que la tensión en el dispositivo alcanza cierto valor crítico denominada **tensión de valle** o de **mantenimiento**. En este momento, el dispositivo vuelve a conmutarse (se bloquea) y el condensador reinicia la carga.

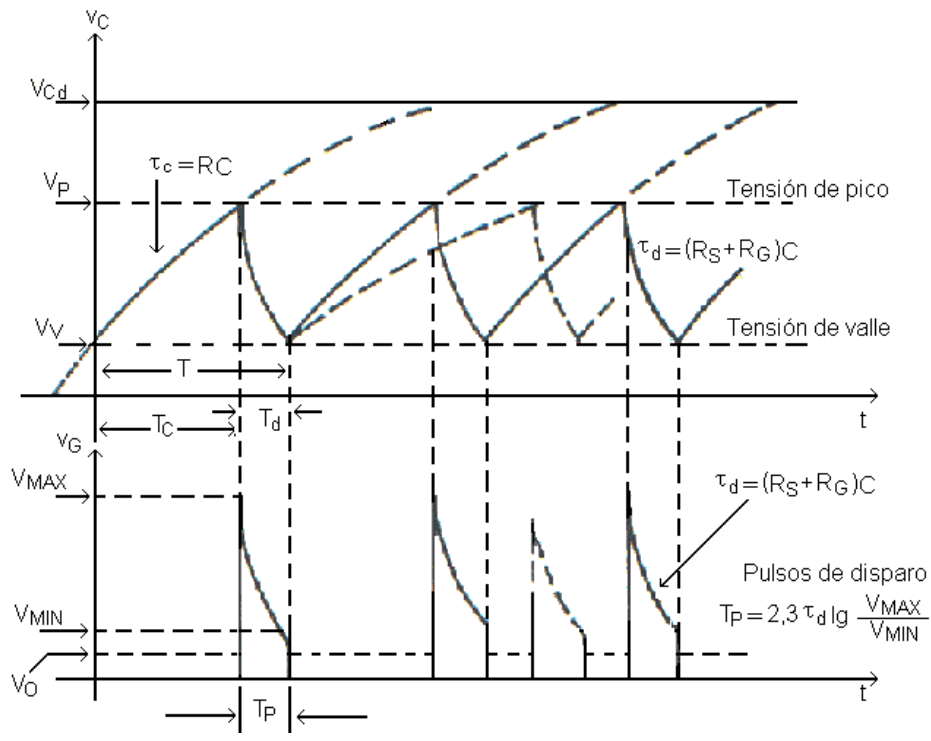


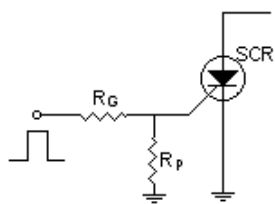
Figura 3.38 Voltaje en el condensador y en la compuerta del SCR

En la tabla 3.2 se indican los parámetros más importantes de los dispositivos y circuitos que se muestran en la figura 3.37. Se recomienda al lector referirse a la bibliografía relacionada al final. En los circuitos de la figura 3.37 se puede apreciar que la señal de salida del generador de pulsos se acopla directamente a los terminales de entrada del SCR. Sin embargo, en la práctica esta forma de acoplar no es la más frecuente, prefiriéndose otras, como los acoples resistivos, inductivos, capacitivos y fotoeléctricos.

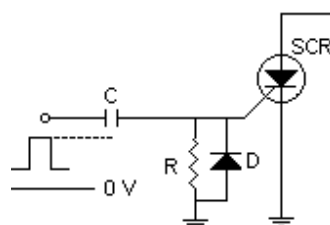
3.14.1. Acoples para SCR

En la figura 3.39 se muestran los métodos de acoplamiento más usados entre el generador de pulsos y el SCR.

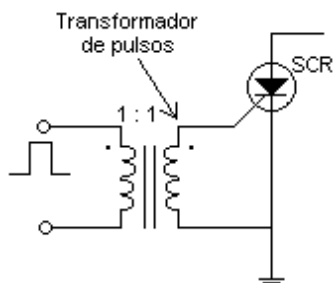
- El método de acople resistivo es el más simple y utilizado en la práctica en circuitos de rectificación y regulación de media onda y onda completa monofásicos. Tiene la desventaja de que no elimina la componente de C.D. asociada al pulso de mando.
- El método de acoplamiento capacitivo presenta la ventaja de que bloquea cualquier componente de C.D. asociada con el pulso de disparo. Este caso se presenta en ciertos circuitos cuando se emplean, por ejemplo, transistores bipolares, transistores Unijuntura, etc. La componente de C.D. puede originar problemas de conmutación en SCR de compuerta sensible.
- El método de acoplamiento por transformador es el más frecuentemente utilizado en circuitos de potencia. El transformador presenta las siguientes ventajas: Bloquea cualquier componente de C.D asociada con la señal de entrada; permite aislar el circuito de potencia del de control; facilita el envío de señales múltiples de disparo cuando se deben disparar dos o más SCR simultáneamente (**transformador de varios devanados**); reduce la impedancia compuerta - cátodo, puesto que el devanado es poco resistivo, lo cual es deseable porque mejora el comportamiento del SCR ante la presencia de ruidos electromagnéticas. En la práctica las relaciones de transformación utilizadas son: 1:1, 1:1:1 y 1:1:1:1, si el transformador es de 2, 3 ó 4 devanados.



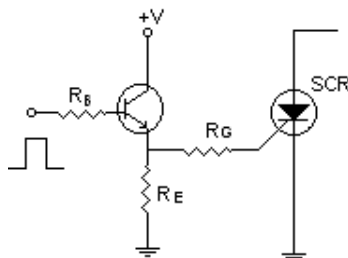
a) Acople resistivo



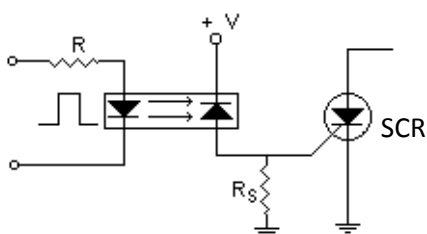
b) Acople capacitivo



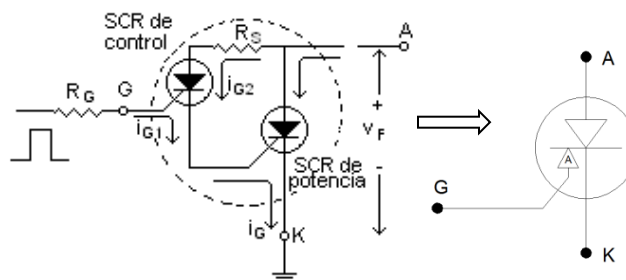
c) Acople por transformador



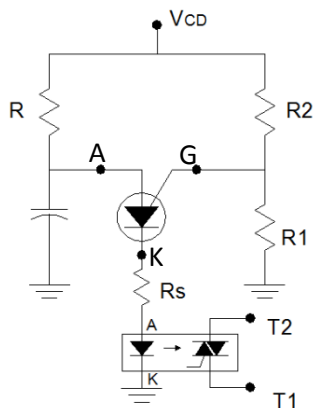
d) Acople por transistor



e) Acople por opto-acoplador



f) Acople por SCR en cascada



g) Conexión típica de un opto-acoplador a un circuito generador de pulsos para disparo de tiristores

Figura 3.39 Acople de señal para SCR

Tabla 3.2 Parámetros y relaciones de circuito de algunos dispositivos

Dispositivo	Parámetro	Circuito básico	Período	R_{EMAX}	R_{EMIN}	R_E	Voltaje de disparo	* R_2
UJT	$V_P, V_V, I_P,$ $I_V, R_{BB}, \eta,$ V_D	Figura 3.25 a	$T = 2.3R_E C_E \log \frac{1}{1-\eta}$	$\frac{V_{cd} - V_P}{I_P}$	$\frac{V_{cd} - V_V}{I_V}$	$\sqrt{R_{EMAX} * R_{EMIN}}$	$VP = \eta V_{cd} + V_D$	$\frac{-100R_{BB} K_d}{\eta V_{cd} * C_T}$
PUT	$V_P, V_V, I_P,$ I_V, V_T	Figura 3.25 b	$T = 2.3R_E C_E \log \frac{R_1 + R_2}{R_2}$	$\frac{V_{cd} - V_P}{I_P}$	$\frac{V_{cd} - V_V}{I_V}$	$\sqrt{R_{EMAX} * R_{EMIN}}$	$VP = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cd} + V_T$	_____
D4	$V_S, I_S, V_H,$ I_H	Figura 3.25 c	$T = 2.3R_E C_E \log \frac{V_{cd} - V_H}{V_{cd} - V_S}$	$\frac{V_{cd} - V_S}{I_S}$	$\frac{V_{cd} - V_H}{I_H}$	$\sqrt{R_{EMAX} * R_{EMIN}}$	V_S	_____
SUS	$V_S, I_S, V_H,$ I_H	Figura 3.25 d	$T = 2.3R_E C_E \log \frac{V_{cd} - V_H}{V_{cd} - V_S}$	$\frac{V_{cd} - V_S}{I_S}$	$\frac{V_{cd} - V_H}{I_H}$	$\sqrt{R_{EMAX} * R_{EMIN}}$	V_S	_____

Nota:

- Para los circuitos representados en las figuras 3.37 a y b el valor de R_0 se asume generalmente de 500Ω .
 - No todos los SCRs pueden ser disparados con los circuitos indicados en la figura 3.37. En general, estos circuitos son apropiados para el disparo de SCRs de mediana y baja potencia. Para SCRs de potencia se requiere el uso de amplificadores.
 - El valor de R_E se calcula en términos de sus valores críticos (R_{EMAX} y R_{EMIN}) para asegurar el funcionamiento estable del circuito.
- * C_T y K_d son los coeficientes de temperatura de la resistencia internase (R_{BB}) y de la caída de tensión en la unión de emisor (V_D).

El acoplamiento por transistor se emplea para el mando de SCR de potencia o para aquellos que requieran una corriente de excitación de compuerta relativamente alta. En su operación normal el transistor funciona como un interruptor operando entre corte y saturación. Este método de acoplamiento se emplea con bastante frecuencia y presenta las mismas características del acople resistivo.

El acoplamiento fotoeléctrico tiene una característica muy similar a la del acoplamiento por transformador en cuanto que permite aislar el circuito de potencia del circuito de control y permitir el mando de varios tiristores con una misma señal de entrada. Se pueden utilizar diferentes tipos de opto-acopladores como los que emplean fotodiodos, fotoTRIAC, etc. Es un método que demanda bajo consumo de energía.

En la figura 3.39 f, se ilustra un acoplamiento especial de dos SCR conectados en cascada y que en conjunto recibe el nombre de **Darlistor** o **Amplifying gate SCR**, en inglés. En esta conexión, el SCR de control es del tipo de compuerta sensible y de rápida conmutación.

EL SCR de potencia, en cambio, es menos sensible y rápido, pero tiene un alto dV/dt y un bajo t_{off} . El funcionamiento del dispositivo se entiende fácilmente a partir de la figura. La aplicación de una pequeña corriente de compuerta i_{G1} conmuta SCR de control, permitiendo la circulación de una corriente mayor y permanente i_{G2} que entra a reforzar la corriente i_G , que al circular por la compuerta del SCR de potencia lo “dispara”. Una vez que esto ocurre el SCR de control se “apaga”, ya que la caída de tensión V_T a través del SCR de potencia es insuficiente para mantener la corriente de mantenimiento del tiristor de control.

Cuando los SCR se van a utilizar en aplicaciones de C.A. es deseable que los circuitos generadores de pulso, como los mostrados en la figura 3.37, actúen en forma sincronizada con la línea de alimentación.

Cuando se habla de sincronismo, entre la señal de alimentación de C.A. y los pulsos, se refiere a que exista siempre una relación fija entre la frecuencia de la señal de C.A. (f_{CA}) y la frecuencia de los pulsos (f_p).

En los circuitos prácticos la relación f_{ca} / f_p es generalmente de 1:1, 1:2 ó 1:3 y en su operación sincrónica con la línea de alimentación deben estar en capacidad de mantener esta relación a pesar de los cambios eventuales que se presenten en los elementos del circuito, en la tensión de alimentación, en la frecuencia de la línea y en la temperatura ambiente. En la figura No. 3.40 se ilustra un circuito generador de pulsos con UJT que actúa en forma sincronizada con la línea de alimentación. El diseño básico y su funcionamiento se analizarán posteriormente.

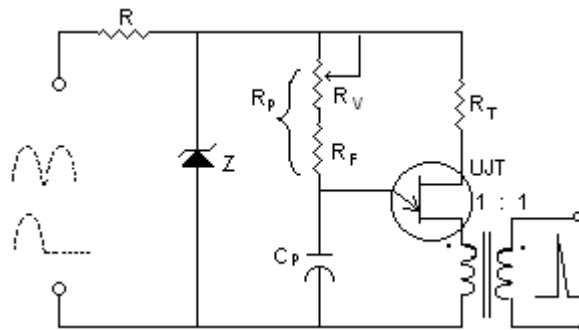


Figura 3.40 Circuito generador de pulsos sincronizado con la línea

3.15. EMPLEO DEL UJT Y DEL PUT

El transistor de una juntura (UJT) y el transistor programable de una juntura son dispositivos de gran utilidad al momento de diseñar circuitos de disparo para el SCR, es por lo tanto prioritario entender su funcionamiento y como es su interacción con el SCR. Hay que decir que aunque el PUT es ahora más popular debido a su flexibilidad, el UJT todavía está vigente y es ampliamente utilizado, de cualquier manera como se verá más adelante, es sencillo reemplazar un dispositivo por otro con base en la relación que tienen.

3.15.1. Transistor de Una Juntura (UJT)

El Transistor de Unijuntura (UJT), es un dispositivo semiconductor de silicio de tres terminales con características de interruptor controlado por tensión. Fue desarrollado por la General Electric en 1953 y desde esa fecha se ha utilizado como elemento preferencial para generar los pulsos de mando que requieren tiristores de potencia como el SCR y el TRIAC. Se le conoce también como “Diodo de Doble Base” por la forma de su estructura semiconductor.

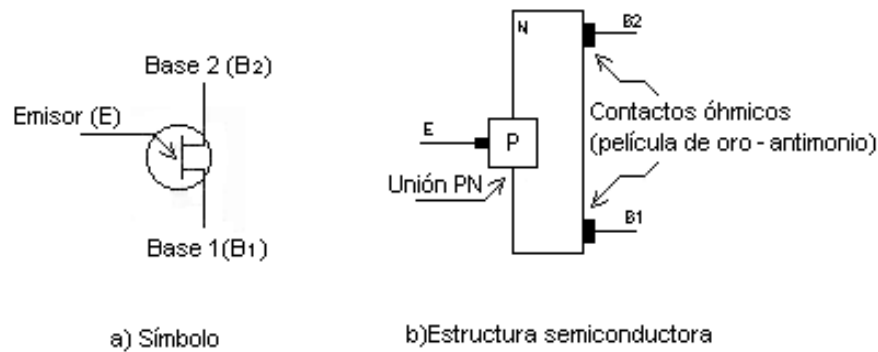


Figura 3.41 Símbolo y estructura semiconductor del UJT

En la figura 3.41 a y 3.41 b se muestra el símbolo normalizado y la estructura básica semiconductor. Aunque al dispositivo se le ha designado como “transistor” realmente no tiene ningún parecido funcional con el transistor bipolar o con el transistor de efecto de campo, su única similitud es la forma física que presenta el encapsulado.

La barra semiconductor N es de alto dopaje, lo que implica que entre los terminales $B_2 - B_1$ se tiene una resistencia relativamente alta la cual se conoce con el nombre de **Resistencia Interbase** (R_{BB}).

El semiconductor tipo N en el punto de unión es aleado con impurezas aceptoras de aluminio para formar el semiconductor tipo P sobre el cual se conecta el terminal de emisor. Las impurezas de aluminio permiten la generación de huecos en la estructura cristalina del semiconductor.

El principio de funcionamiento del UJT está basado en el fenómeno conocido con el nombre de **Modulación de Conductividad de la Base**. Dicho fenómeno se presenta si por diseño del dispositivo se cumple que

$$\frac{i_{EP}}{i_{B1N}} = K \left[\frac{N_{aE}}{N_{dB1}} \right] \gg 1 ,$$

donde:

- i_{EO} es la corriente de h^+ a través de la unión, desde el emisor.
- i_{B1N} es la corriente de e^- a través de la unión, desde la base 1.
- N_{aE} es la densidad de impurezas aceptoras del emisor (aluminio).

- N_{dB1} es la densidad de impurezas donadas de la base (arsénico).

3.15.1.1. Polarización del UJT

En la Figura 3.42 se ilustra la forma de polarizar los terminales de un UJT para que funcione convenientemente. El terminal B_1 se toma de referencia para las tensiones de emisor y base B_2 . Normalmente el voltaje aplicado entre las bases es constante y el de emisor (V_E) es variable y se hace crecer exponencialmente o linealmente desde cero, mediante un circuito de carga de un condensador. En ningún momento se debe permitir que el voltaje aplicado en el emisor sea mayor que el aplicado entre las bases. Las flechas indican el sentido de circulación de las corrientes de emisor y de la base B_2 en operación normal.

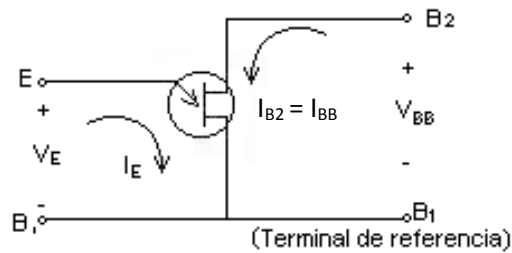


Figura 3.42 Circuito de polarización para el UJT

3.15.1.2. Modelo Lineal Equivalente

Para el circuito de la Figura 3.43 a, la corriente I_p se conoce como **corriente de pico**. Para el circuito de la Figura 3.43 b, la corriente I_V se conoce como **corriente de valle** estos valores son especificados por el fabricante del dispositivo. Dichas corrientes están definidas en las curvas de entrada del UJT, representada por la relación: $V_E = f(I_E)$, para valores paramétricos de V_{BB} , como se ilustra en la Figura 3.44.

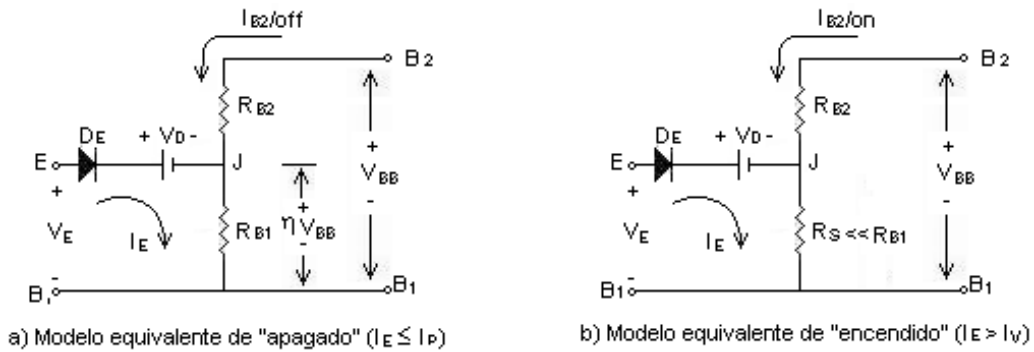


Figura 3.43 Modelo equivalente del UJT

La **Resistencia Interbase** es definida para condiciones de estado de apagado. Su valor es

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}.$$

El parámetro η se conoce como **Relación Intrínseca de Apagado** y su valor depende del punto de ubicación de la unión de emisor en la barra semiconductor. El voltaje en el punto j de unión está definido por el divisor de voltaje que forman las resistencias R_{B1} y R_B que constituyen a R_{BB} .

$$V_j = \eta V_{BB} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} V_{BB},$$

De donde: $\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$ y en consecuencia $R_{B2} = (1 - \eta)R_{BB}$

Para el circuito de la Figura 3.36 b, la resistencia R_s se conoce como **Resistencia de Saturación** y representa el valor final que toma la resistencia R_{B1} una vez se termina el mecanismo de **Modulación de Conductividad de la Base** que lleva al dispositivo al estado de encendido. Cuando esto sucede, el diodo de emisor se vuelve conductor y circula corriente de emisor superior a la corriente de valle, porque el voltaje V_j se reduce considerablemente cuando R_{B1} se transforma en R_s , permitiendo que el diodo se polarice más directamente.

Cuando $V_j = \eta V_{BB}$ (en condición de apagado), el diodo de emisor prácticamente permanece polarizado inversamente ya que: $V_j > V_E$. Esto implica que I_E es muy pequeña y representa una corriente de fuga inversa por la unión de emisor.

Si $V_E \geq V_D + \eta V_{BB}$, el diodo de emisor se vuelve conductor (queda polarizado directamente) y se inicia la inyección de la corriente de emisor a través de la unión. En este momento el UJT empieza a conmutarse al estado de encendido. El voltaje V_D es la pequeña caída de tensión que se origina en el diodo cuando inicia su conducción. Su valor típico es de 0.5 voltios.

Estando el UJT en estado de encendido, si el voltaje de emisor se reduce por debajo del voltaje de valle (V_V); el cual define el valor para que el diodo de emisor se vuelva a polarizar inversamente, entonces el dispositivo se conmuta nuevamente al estado de apagado, permitiendo que el voltaje V_j vuelva a tener un valor elevado para bloquear la unión emisor, permitiendo que el condensador pueda reiniciar la carga.

En la figura 3.44 se ilustran las curvas voltiampéricas de entrada del UJT: $V_E = f(i_E)$ para valores paramétricos de V_{BB} .

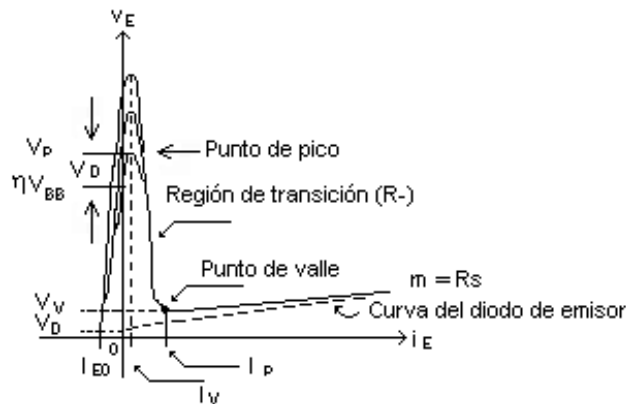


Figura 3.44 Curva V – A de entrada del UJT

Puede apreciarse que el punto de pico está definido por el voltaje V_p , el cual puede ajustarse con diferentes valores del voltaje de polarización del circuito (V_{BB}). El voltaje de valle V_V presenta valores típicos del orden de 1 Voltio y cambia muy poco con el voltaje de polarización entre bases. El voltaje V_D tiene valores típicos de 0.5 V y como se anotó anteriormente, representa la caída de tensión del diodo emisor cuando está en estado de conducción.

La pendiente que tiene la curva de entrada del UJT en estado de conducción es aproximadamente igual a la del diodo de emisor; su valor queda definido por la resistencia de saturación R_s de la base

1. La región de transición presenta una zona de resistencia negativa lo que hace al dispositivo inestable para operar en esa región, como se puede apreciar en la figura 3.44 y lo habilita para que funcione en modo Bi-Stable, Stable o Mono-Stable y sólo hay dos regiones estables definidas que se presentan para $I_E > I_V$ (en estado de encendido) $I_E < I_P$ (en estado de apagado).

3.15.1.3. Circuito Oscilador Básico con UJT y PUT

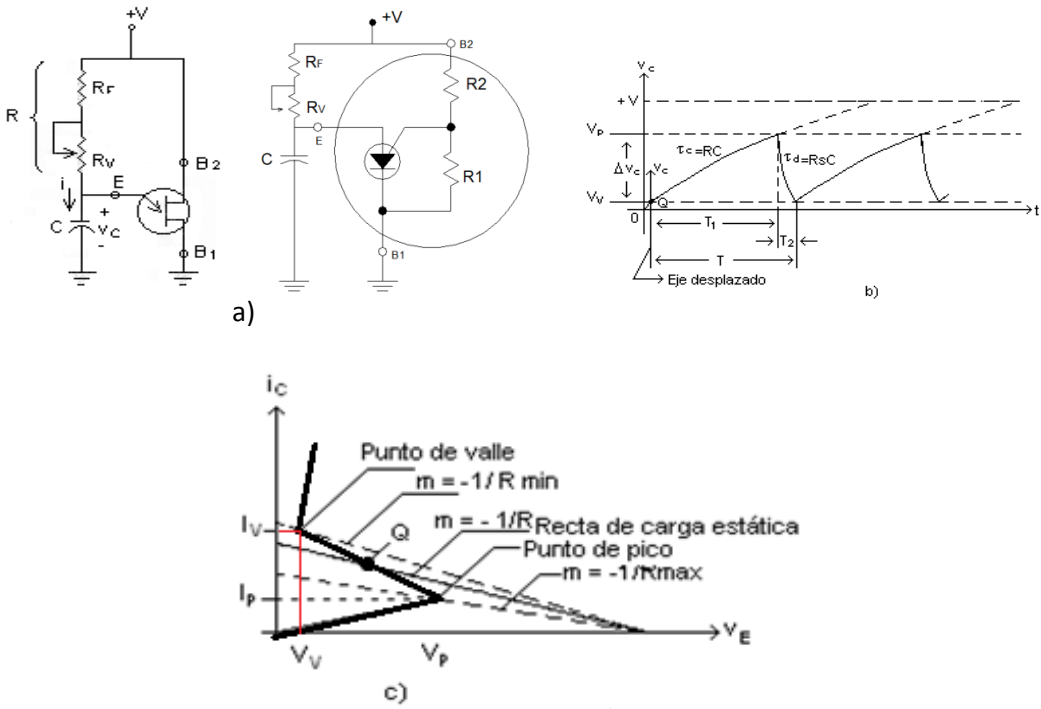


Figura 3.45 Oscilador con UJT

En la figura 3.45 a se ilustra un circuito oscilador básico denominado de **Diente de Sierra** o de **Relajación**. Al conectar la fuente de alimentación, el condensador comienza a cargarse a través de la resistencia R. Cuando el voltaje v_c alcanza el valor del voltaje de pico V_P , el UJT se conmuta al estado de encendido, presentándole al condensador una baja impedancia, lo que origina la descarga inmediata del mismo hasta un valor de $v_c = V_V$, para el cual el UJT se apaga, presentándole nuevamente una alta impedancia al condensador y permitiendo que este inicie la carga.

Para el circuito de la figura 3.45

$$V = iR + \frac{1}{C} \int i dt, \quad (3.9)$$

$$v_C = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (3.10)$$

Derivando (3.9) respecto al tiempo

$$\frac{dv}{dt} = R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0,$$

$$\frac{di}{i} = -\frac{1}{RC} dt,$$

integrando

$$\ln i = -\frac{t}{RC}, \text{ de donde } i = K e^{-t/RC} \quad (3.11)$$

De la figura 3.38 b se puede observar que para

$$t=0, \quad i = \frac{V-V_V}{R}.$$

Corriendo el origen al punto donde la forma de onda se repite de manera idéntica (punto Q), y reemplazando estas condiciones en (3.11), obtenemos el valor K y de esta forma la expresión para la corriente podrá escribirse como

$$i = \left(\frac{V - V_V}{R} \right) e^{-t/RC}.$$

Reemplazando (3.10) en (3.9) se tiene que

$$v_C = V - iR = V - (V - V_V) e^{-t/RC},$$

como se trata de una carga exponencial, el voltaje en el condensador tiene la forma

$$v_C = V \left(1 - e^{-t/RC} \right).$$

Esta expresión representa la forma de onda de la variación del voltaje en el condensador a partir de cero, mientras el UJT se encuentra en estado de apagado.

De la figura 3.45 b se puede observar que para $t = T_1$, $v_C = V_p$, y para $t = 0$, $v_C = V_V$ (punto Q, suponiendo el eje de tiempo desplazado). Del circuito de la figura 3.45 a, se tiene que

$$v_C = V - iR.$$

Para $t = 0$, con el eje de tiempo desplazado:

$$i = \frac{(V - V_V)}{R} e^{-t/RC},$$

167

de donde:

$$v_C = V - (V - V_V)e^{-t/RC} \quad (\text{Reemplazando el valor de } i \text{ en la ecuación para } v_C)$$

$$V_p = V - (V - V_V)e^{-T_1/RC} \quad (\text{Reemplazando } v_C \text{ por } V_p \text{ y } t \text{ por } T_1)$$

Reemplazando los valores críticos en esta expresión y despejando, se encuentra que

$$T_1 = RC \ln \left[\frac{V - V_V}{V - V_p} \right] = RC \ln \left[\frac{V - V_V}{V - (\eta V - V_D)} \right],$$

el cual puede aproximarse a

$$T_1 = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right).$$

Teniendo en cuenta que los voltajes V_V y V_D son pequeños en comparación con el voltaje de la fuente V .

La expresión anterior define prácticamente el periodo de la oscilación, ya que el tiempo T_2 es muy pequeño, respecto a T_1 , teniendo en cuenta que la resistencia de descarga del condensador R_s es de un valor muy bajo en comparación con R .

El valor de T_2 se puede determinar de la siguiente manera:

Durante la descarga del condensador C

$$v_C = V_p e^{-t/RSC}.$$

Para $t = T_2$ $v_C = V_V$, de donde $V_V = V_p e^{-T_2/RSC}$ y en consecuencia

$$T_2 = R_s C \ln \frac{V_p}{V_V} \ll T_1,$$

168

Para que el circuito tenga funcionamiento **Stable** y se comporte como un oscilador, se debe cumplir que la recta de carga estática de entrada $(i_C = -\frac{1}{R}v_E + \frac{V}{R})$ corte la región de resistencia negativa en cualquier punto (Q) entre el punto de pico y el punto de valle, como muestra la figura 3.45 c. En consecuencia, el valor de la resistencia de carga del circuito deberá estar comprendido entre dos valores

$$R_{max} > R > R_{min},$$

donde, $R_{max} = \frac{V-V_p}{I_p}$ (Valor elevado normalmente)

$R_{min} = \frac{V-V_V}{I_V}$ (Valor pequeño normalmente)

El valor práctico para R se escoge tomando la media geométrica entre ambas

$$R = \sqrt{R_{max} R_{min}}$$

Es deseable que dicha resistencia sea ajustable y para ello se divide en dos: una fija y una variable, cuyos valores prácticos se pueden tomar como:

$$R_F = R/2 \quad y \quad R_v = R \text{ (ajustado a la mitad)}$$

3.15.1.4. Diseño de un Circuito Oscilador con UJT o con un PUT

Diseño de un circuito con el de la figura 3.45 a, en el cual se cumple que

$$\Delta v_C > 6V ; f = 1 \text{ KHz.}$$

Asumiendo los siguientes parámetros para un UJT típico:

$$R_{BB} = 7 \text{ K}\Omega$$

$$V_V = 1V$$

$$\eta = 0.65$$

$$V_D = 0.5V$$

$$I_P = 0.4 \mu A$$

$$V_{BB \text{ max}} = 30V$$

$$I_V = 6mA$$

169

De la gráfica de la figura 3.45 b:

$$\Delta v_C = 6V = V_P - V_V \quad , \quad \text{de donde}$$

$$V_P = 6V + V_V = 7V.$$

Siendo también el voltaje de pico:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D = \eta V + V_D = 7V.$$

Entonces el voltaje de la fuente con la cual se polariza el circuito es:

$$V = \frac{V_P - V_D}{\eta} = \frac{7 - 0.5}{0.65} = 10V$$

Puede asumirse un valor normalizado de 12 V para la fuente de alimentación lo cual garantizará que el voltaje pico a pico del voltaje del condensador será mayor de 6 V, como puede confirmarse de la siguiente manera:

Con 12 V, el valor de V_P es:

$$V_P = \eta V + V_D = (0.65)(12V) + (0.5V) = 8.3V > 7V.$$

El valor de la R_{Max} que puede llevar el circuito es:

$$R_{max} = \frac{V - V_P}{I_P} = \frac{12 V - 8.3 V}{0.4 \mu A} = 9.25 M\Omega$$

El valor de la R_{Min} que puede llevar el circuito es:

$$R_{min} = \frac{V - V_V}{I_V} = \frac{12 V - 1V}{6 mA} = 1.83 K\Omega.$$

170

El valor de R será:

$$R = \sqrt{R_{max} R_{min}} = \sqrt{9.25 M\Omega \times 1.83 K\Omega} = 130 K\Omega.$$

Para facilitar el ajuste de la frecuencia de salida, la resistencia R de carga del condensador puede descomponerse en dos como se indicó anteriormente:

$$R_F = \frac{R}{2}$$

$$R_V = R \quad (\text{ajustando el potenciómetro a la mitad})$$

Como no es posible obtener comercialmente un potenciómetro de $130K\Omega$, se escoge uno de $100K\Omega$, el cual ajustado a la mitad quedará de $50K\Omega$.

El valor para R_f sería de $65K\Omega$, el cual se puede asumir como valor práctico de:

$$R_f^* = 68K\Omega$$

Lo que representa un valor definitivo para la resistencia R de:

$$R = 68K\Omega + 50K\Omega = 118K\Omega$$

El cual cumple con la condición: $R_{min} < 118K\Omega < R_{max}$

Mediante el potenciómetro la resistencia de carga del condensador puede ajustarse entre $168K\Omega$ y $68K\Omega$, permitiendo un ajuste fino de la frecuencia deseada sin afectar el correcto funcionamiento del circuito como oscilador.

Para el cálculo del condensador se parte de:

$$T \approx T_1 = RC \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 \times 10^3 \text{ Hz}} = 0.001 \text{ s},$$

simplificando y despejando para C

$$C = \frac{1 \times 10^3 \text{ s}}{118 \times 10^3 \Omega \ln\left(\frac{1}{0.35}\right)} = 0.0081 \mu\text{F}$$

(*) Valores prácticos comerciales.

171

Dicho condensador se puede aproximar a un valor comercial de:

$C = 0.01 \mu\text{F}$ y con el potenciómetro R_V , cuyo cursor está en la posición central, se puede llevar la frecuencia al valor deseado, definido para el circuito.

3.15.1.5. Compensación Térmica del UJT

$$[V_D, R_{BB}] = f(\Delta temp)$$

El circuito oscilador desarrollado anteriormente, presenta un inconveniente: la frecuencia de la onda de salida se ve afectada con los cambios de temperatura, debido a que el voltaje V_D del diodo de emisor disminuye con los aumentos de la misma y este altera el voltaje de pico V_P . Si V_D disminuye, V_P también lo hace, lo cual implica que el UJT se conmuta a un menor voltaje de carga del condensador, presentando la onda de salida un periodo menor, como puede deducirse del siguiente análisis:

$$\Delta temp^+ \rightarrow \Delta V_D^- \rightarrow \Delta V_P^- \rightarrow \Delta T^- .$$

Intercalando una resistencia R_2 en serie con la base 2 del UJT, como se muestra en la figura 3.46, es posible obtener una compensación térmica aceptable que garantice que la frecuencia de la señal de salida no cambie.

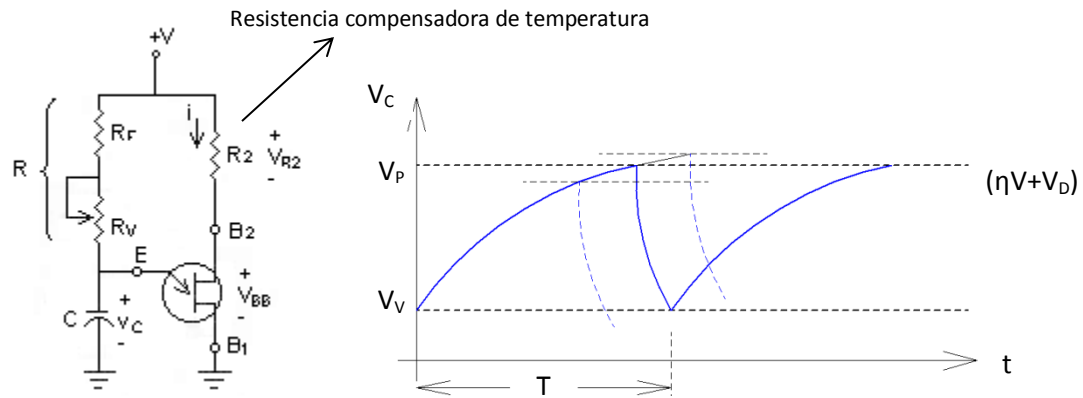


Figura 3.46 Compensación térmica en el UJT

Del circuito de la figura 3.46

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D = \eta(V - V_{R2}) + V_D \rightarrow (V_j = \eta V_{BB})$$

$$V_P = (\eta V + V_D) - \eta V_{R2}$$

Puesto que V_{R2} está definido por un divisor de tensión, se tiene que

$$V_P = (\eta V + V_D) - \eta \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{BB}} \right) V. \quad (3.12)$$

De aquí se observa el siguiente análisis:

$$\Delta temp^+ \rightarrow \Delta V_D^+ \rightarrow \Delta V_P^+ \rightarrow \Delta T^+$$

$$\quad \quad \quad \downarrow \rightarrow \Delta R_{BB}^+ \rightarrow \Delta V_P^+ \rightarrow \Delta T^+$$

Se deduce de este análisis que existe la posibilidad de anular los incrementos positivos y negativos que presenta el período T en el circuito, utilizando un valor apropiado para la resistencia R_2 que incorpora el circuito.

El incremento de V_P originado por los cambios que se producen en R_{BB} y V_D por efecto térmico, se puede determinar a partir de una serie de Taylor

$$\Delta V_P = \frac{\partial V_P}{\partial R_{BB}} \Delta R_{BB} + \frac{\partial V_P}{\partial V_D} \Delta V_D. \quad (3.13)$$

De esta expresión puede establecerse que:

$$\frac{\partial V_P}{\partial R_{BB}} = \frac{\Delta V_P}{\Delta R_{BB}} \Big|_{\Delta V_D=0} = S_i \quad \text{y} \quad \frac{\partial V_P}{\partial V_D} = \frac{\Delta V_P}{\Delta V_D} \Big|_{\Delta R_{BB}=0} = S_V$$

En consecuencia, la ecuación para la compensación de temperatura se puede representar como

$$\Delta V_P = S_i \Delta R_{BB} + S_V \Delta V_D,$$

dividiendo ambos lados de la ecuación por $\Delta temp$, tenemos

$$\frac{\Delta V_P}{\Delta temp} = S_i \frac{\Delta R_{BB}}{\Delta temp} + S_V \frac{\Delta V_D}{\Delta temp}$$

En esta expresión se involucran los coeficientes de temperatura asociados a los parámetros del UJT, los cuales son definidos por

$$\frac{\Delta R_{BB}}{\Delta temp} = K_R^{(+)}, \quad \text{Expresado en } \Omega/^{\circ}\text{C}$$

$$\frac{\Delta V_D}{\Delta temp} = K_D^{(-)}, \quad \text{Expresado en mV}/^{\circ}\text{C}$$

Los parámetros K_R y K_D son datos del fabricante del UJT y en consecuencia

$$\frac{\Delta V_P}{\Delta temp} = S_i K_R + S_V K_D.$$

Para una compensación plena de temperatura que garantice una frecuencia constante para la señal de salida, se debe cumplir que

$$\frac{\Delta V_P}{\Delta temp} = 0,$$

en consecuencia

$$S_i K_R + S_v K_D = 0,$$

esta expresión puede utilizarse para el cálculo de R_2

Los valores de S_i y S_v se pueden determinar derivando parcialmente (3.12), que define a V_B , con lo cual se obtiene que:

$$S_v = 1,$$
$$S_i = \frac{\eta R_2 V}{R_{BB}^2}.$$

El valor adecuado para R_2 se deduce fácilmente reemplazando en la ecuación (3.13) los valores de S_i y S_v , calculados anteriormente y su valor, en forma simplificada, es

$$R_2 = \frac{K}{\eta V}.$$

Para el caso particular del UJT 2N2646 de la empresa General Electric, el valor de R_2 se calcula por la expresión $\frac{10000}{\eta V}$, según el fabricante.

3.15.1.6. Circuito Generador de Pulsos con UJT

El uso generalizado del Transistor de Unijuntura es en la generación de pulsos para el disparo de tiristores. Para ello se coloca en serie con la base 1 del dispositivo la resistencia R_1 , con el propósito de obtener sobre ella la señal deseada. El circuito práctico se muestra en la figura 3.47.

El disparo de un SCR condiciona una corriente de compuerta (i_G) de amplitud determinada, circulando durante un tiempo mayor que el de encendido del SCR.

Con corriente alterna, la corriente de compuerta i_G debe tener una magnitud tal ($i_G > I_{GT}$) para que garantice el disparo del SCR en el instante en que circule dicha corriente, sin importar la amplitud de la tensión del circuito de ánodo del SCR, suponiendo que el SCR está polarizado directamente.

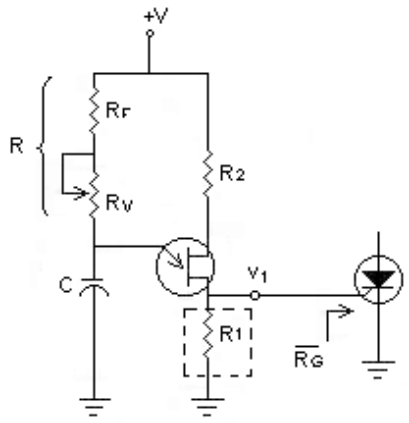


Figura 3.47 Generador de pulsos con UJT

I_{GT} es la corriente media mínima que asegura esta operación y se obtiene generalmente de la curva característica voltiamperica del SCR o la indica directamente el fabricante en los manuales.

El valor de I_{GT} que asegura el encendido del SCR en cualquier instante del semiciclo positivo, se consigue cuando entre los terminales G y K del SCR se aplica el voltaje V_{GT} . Dicho valor está relacionado por la expresión:

$$V_{GT} \approx I_{GT} \times \overline{R_G}$$

V_{GT} lo especifica generalmente el fabricante, permitiendo tener un estimativo de la resistencia R_G promedia de entrada del SCR, la cual se puede determinar como

$$\overline{R_G} = \frac{V_{GT}}{I_{GT}}$$

El circuito con UJT debe estar en capacidad de proporcionar la tensión media V_{GT} si se pretende conmutar el SCR.

Para el diseño del circuito, debe tenerse presente que si no existiera R_1 y por alguna circunstancia se abre la unión de compuerta, o se desconecta el SCR del circuito, la base 1 queda flotante y el condensador C se carga al valor de la fuente de alimentación V. Si este no está diseñado para ese voltaje se puede destruir.

Además, en el caso de que se vuelva a conectar el SCR; el UJT se dispara instantáneamente, ya que la tensión en el condensador C es mucho mayor que el valor de V_p . El pico de corriente que puede circular por la compuerta y el emisor en estas circunstancias puede dañar el SCR o el UJT.

El valor de R_G se obtiene de la característica de entrada del SCR que se va a emplear y sus valores típicos son inferiores a $1\text{ K}\Omega$ generalmente.

Conocida R_G y determinado el valor de I_{GT} , el voltaje de disparo se calcula como

$$V_{GT} = I_{GT} \times \overline{R_G}.$$

Dicho valor debe cumplir con la siguiente condición

$$V_{GT} < V_{10}.$$

V_{10} es el mínimo voltaje de corriente directa asociado al pulso de salida con el UJT en estado de apagado, como se muestra en la figura 3.41.

$$V_{10} = i_{BB/off} \times R_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_{BB}} V \approx \frac{R_1}{(R_2 + R_{BB})} V.$$

Dicho voltaje aparece a través de R_I , que está en paralelo con $\overline{R_G}$ y debe ser inferior al V_{GT} del SCR que se va a conmutar cuando aparezca el pulso; de lo contrario, el SCR se conmuta directamente mucho antes de que se presente el pulso en R_I .

$$V_{10} < V_{GT}$$

Si el circuito se va a utilizar únicamente como generador de diente de sierra, R_I no se justifica y la Base 1 se debe conectar directamente al terminal negativo o de tierra.

Para el circuito que incluye a R_I , se tiene la forma de onda que muestra la figura 3.48.

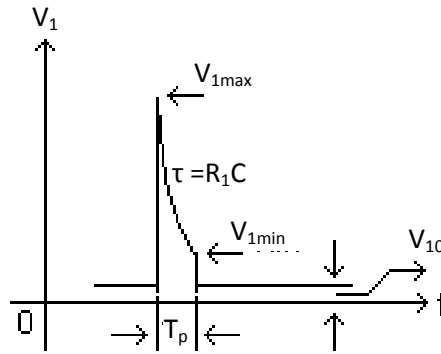


Figura 3.41 Voltaje en el condensador de la figura 3.48

Con el objeto de obtener la relación del circuito que permita llegar al diseño o selección de R_L , consideremos el siguiente circuito equivalente:

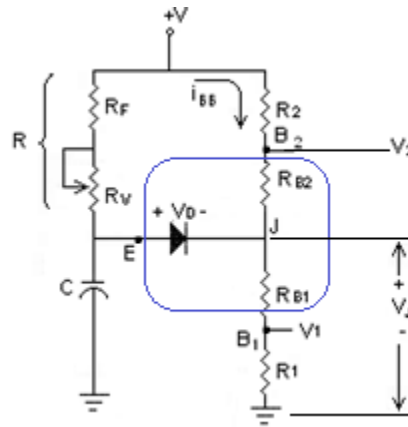


Figura 3.49 Circuito oscilador con UJT

De dicho circuito

$$R_{B1} + R_{B2} = R_{BB}, \tag{3.14}$$

$$V_{10} = \frac{R_1}{(R_2 + R_2 + R_{BB})} V \approx \frac{R_1}{(R_2 + R_{BB})} V. \tag{3.15}$$

Para un UJT determinado, el valor de R_2 para compensación térmica está definido por la expresión $R_2 = \frac{K}{\eta V}$. Conocido este valor, se reemplaza en (3.15) y se obtiene el valor de V_{01} en función de la resistencia R_L .

Para evitar el disparo del SCR sin la presencia del pulso, se debe cumplir que $V_{10} < V_{GT}$.

En condiciones de igualdad

$$V_{GT} = \frac{R_{1\text{Max}}}{R_2 + R_{BB}} V. \quad (3.16)$$

De aquí se puede obtener el máximo valor para R_1 que puede llevar el circuito para tener un control efectivo del disparo del SCR.

178

De (3.16)

$$R_{1\text{max}} = \frac{V_{GT}}{V} (R_2 + R_{BB}).$$

En la práctica se usa un valor de R_1 mucho menor que $R_{1\text{max}}$, aplicando un criterio de diseño aproximado de

$$R_1 \approx \frac{R_{1\text{max}}}{10}.$$

Lo cual garantiza que $V_{o1} \ll V_{GT}$, que es la condición impuesta al diseño.

De la figura 3.42, el valor máximo de V_1 se calcula de la siguiente manera

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D + V_{10} \approx \eta V_{BB} + V_D,$$
$$V_P = \eta \left[\frac{R_{BB}}{R_1 + R_2 + R_{BB}} \right] V + V_D,$$

V_{o1} es el valor calculado en (3.14) y generalmente es despreciable para el cálculo de $V_{1\text{max}}$, que es justamente cuando el UJT se conmuta:

$$V_{1\text{max}} = V_P - V_D,$$
$$V_{1\text{max}} = \eta \left[\frac{R_{BB}}{R_1 + R_2 + R_{BB}} \right] V.$$

El valor de $V_{1\text{min}}$ se presenta justamente cuando el UJT se está conmutando al estado de apagado. En estas circunstancias, la corriente que circula por R_1 es:

$$i_{R1} = \left(\frac{i_{BB}}{on} + I_V \right),$$

en consecuencia

$$V_{1min} = \left(\frac{i_{BB}}{on} + I_V \right) R_1 = \left[\frac{V}{R_1 + R_2 + R_{BB}} + I_V \right] R_1,$$

Donde I_V es la corriente de valle del UJT.

El ancho del pulso se puede calcular a partir de la expresión para el voltaje en el condensador en el inicio de su descarga

$$v_C = V_{1max} e^{-t/R_1 C}.$$

Para: $t = T_P$, $v_C = V_{1min}$

En consecuencia

$$V_{1min} = V_{1max} e^{-T_P/R_1 C},$$

de donde

$$T_P = R_1 C \times \ln \frac{V_{1max}}{V_{1min}}.$$

La figura 3.50 representa la forma del voltaje V_2 del circuito de la figura 3.49, con la cual se pueden sacar varias relaciones entre los parámetros del circuito.

De la figura 3.50, el voltaje máximo en el terminal B_2 se obtiene cuando el UJT está apagado. Sus valores son

$$V_{2max} = V - \frac{I_{BB}}{off} R_2,$$

$$V_{2max} = V - \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{BB}} V.$$

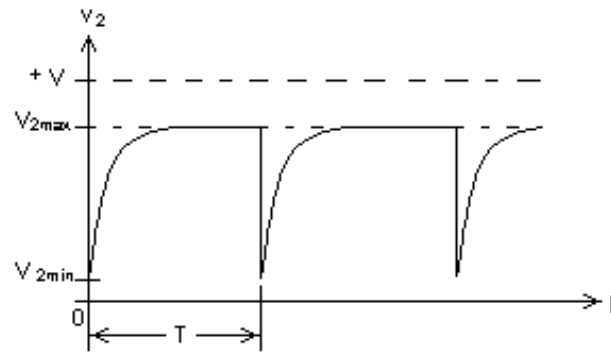


Figura 3.50 Voltaje v_2 del circuito oscilador

El voltaje mínimo en el terminal B_2 , se obtiene cuando el UJT justamente se va a apagar, sus valores son

$$V_{2min} = V - \frac{I_{BB}}{\alpha n} R_2,$$

$$V_{2min} = V - \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{B2}} V.$$

Con estas expresiones quedan definidos los niveles máximos y mínimos de los voltajes asociados al circuito oscilador.

3.15.2. Tiristor de una Juntura Programable – PUT

Es un tiristor de tres terminales, conformado por una estructura semiconductor de cuatro capas alternas, con dos estados definidos y un tercero que presenta una región de resistencia negativa. Su funcionamiento es similar al de un SCR con la diferencia de que el terminal de compuerta está ubicado en la unión de ánodo y no en la de cátodo.

El símbolo utilizado es el mostrado en la figura 3.51 a. Su estructura semiconductor equivalente está indicada en la figura 3.51 b, cuyo circuito equivalente con transistores está representado en la figura 3.51 c.

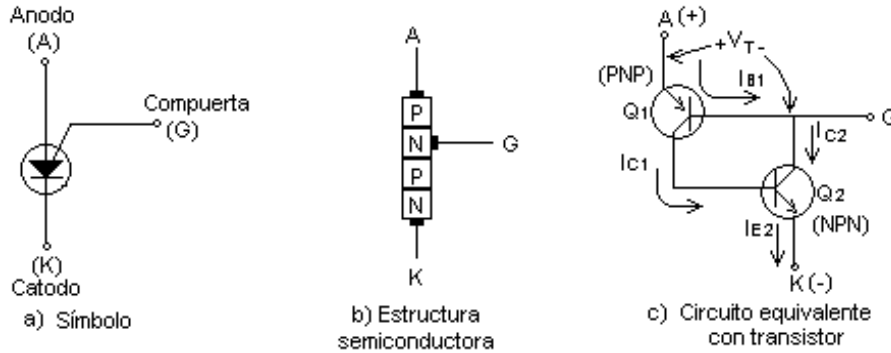


Figura 3.51 Símbolo, estructura y circuito equivalente del PUT

Para polarizar convenientemente al PUT, se utiliza el cátodo como terminal de referencia y el ánodo se polariza directamente con respecto al cátodo con una tensión generalmente variable proveniente de la carga de un condensador. La compuerta también se polariza directamente con respecto al cátodo, mediante un divisor de tensión resistivo que proporciona un voltaje fijo de referencia.

El PUT se comporta como un interruptor controlado por tensión, el cual permanece en estado de apagado o abierto si el voltaje entre ánodo y cátodo es:

$$V_{AK} = V_A < (V_{GK} + V_T).$$

Esto debido a que no puede circular la corriente I_{B1} necesaria para desencadenar el mecanismo de realimentación que lleva a los transistores al estado de saturación donde finalmente el dispositivo se presenta como interruptor cerrado entre ánodo y cátodo.

Según muestra la figura 3.54, por medio de las resistencias R_1 y R_2 se logra el divisor de tensión con el que se polariza la compuerta con un voltaje igual a

$$V_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V.$$

De acuerdo con el circuito de la figura 3.53 a, al conectar la fuente de alimentación V al circuito, el voltaje en el condensador inicia su carga desde cero y crece exponencialmente siguiendo la forma matemática

$$v_C = V(1 - e^{-t/RC}).$$

Cuando el voltaje en el condensador (que es el mismo que en el ánodo) se iguala con el voltaje ($V_T + V_G$), se llega justamente al punto donde el dispositivo está listo para conmutarse. Este voltaje se conoce como **voltaje de conmutación** o **voltaje de pico** y es

$$v_C = V_P = V_T + \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] V.$$

Cualquier ligero incremento del voltaje v_C por encima de este umbral origina una corriente desde el ánodo hasta la compuerta, iniciándose el mecanismo de realimentación positiva que conmuta al PUT a su estado de conducción.

Si se establece una analogía entre el voltaje de pico del PUT con el del UJT, se tiene:

$$\text{UJT: } V_P = \eta V + V_D$$

$$\text{PUT: } V_P = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] V + V_T$$

TIP DE DISEÑO

Con estas relaciones y las equivalencias mostradas en las figuras 3.53 y 3.54 es posible convertir cualquier circuito que utilice UJT a un circuito con PUT

Puede establecerse una analogía entre el UJT y el PUT observando que

$$\eta_{(UJT)} \leftrightarrow \eta_{(PUT)} = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right],$$

$$V_{D(UJT)} \leftrightarrow V_{T(PUT)}.$$

Esta analogía da pie para establecer que el PUT puede asimilarse como un UJT de relación intrínseca de apagado (η) programable, cuyo valor se puede acomodar ajustando el divisor de tensión resistivo. Los valores de V_D para el PUT y de V_T para el UJT son similares en magnitud.

Por esta razón es que R_1 y R_2 son comúnmente llamadas resistencias de programación, ya que es su variación la que permite obtener valores diferentes de η y por lo tanto un voltaje de disparo diferente.

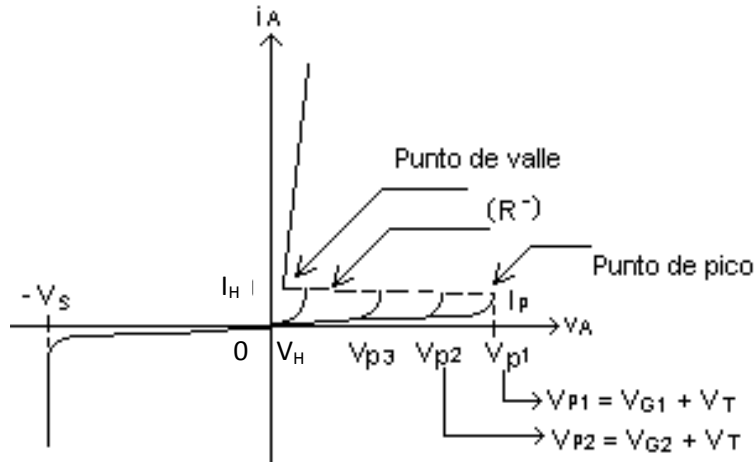


Figura 3.52 Curva V – A del PUT

En la figura 3.52, se muestra la curva voltiamperica del PUT. Estas curvas significan que el PUT es un interruptor estático controlado por tensión, el cual tiene dos regiones estables definidas (bloqueo y conducción) y un estado de transición que presenta una región de resistencia negativa y la cual permite emplear el dispositivo como oscilador de relajación y como generador de pulsos para el disparo de tiristores, siendo esta una de las aplicaciones más relevantes del dispositivo.

En principio el PUT resulta ser un dispositivo más flexible que un UJT, en el sentido que se le puede programar el η para acomodarlo a cualquier situación de sustitución de un UJT. Además, el PUT puede manejar corrientes anódicas mucho mayores, permitiendo el manejo de pequeñas cargas, algo que el UJT no permite.

En el circuito de la figura 3.53, se resaltan los bornes de emisor (E), base 1 (B₁) y base 2 (B₂), donde podría ubicarse un UJT que haría la misma función que realiza el PUT.

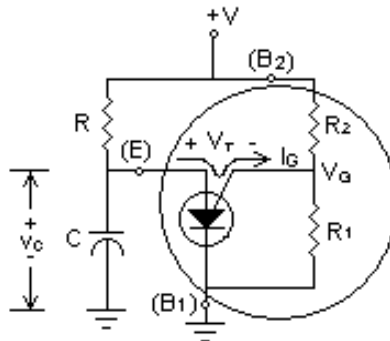


Figura 3.53 Bornes del UJT para un circuito con PUT

En la figura 3.54, se muestra la equivalencia entre los dos dispositivos (UJT y PUT).

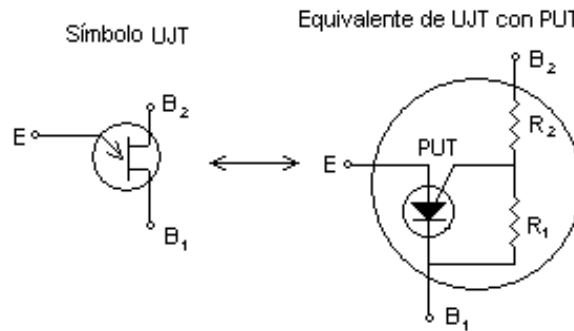


Figura 3.54 Equivalencia entre el PUT y el UJT

3.15.2.1. Circuito Oscilador Típico con PUT

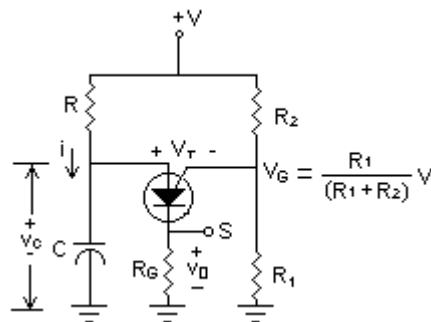


Figura 3.55 Circuito oscilador con PUT

El circuito de la figura 3.48, se diferencia del de la figura 3.55, en que incorpora una resistencia R_0 a través de la cual se pueden obtener pulsos de salida para el disparo de tiristores.

El voltaje de disparo del PUT está definido por la expresión

$$V_{max} \approx V_P = (V_G + V_T) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V + V_T,$$

el cual corresponde con el máximo que presenta la onda; es decir

$$V_{max} = V_P.$$

Cuando esto ocurre, el condensador que se había cargado exponencialmente a través de la resistencia R, se descarga súbitamente a través de la resistencia R₀, produciendo un pulso de voltaje en dicha resistencia. Las formas de onda que se obtienen del circuito oscilador, así como la de carga y descarga del condensador se ilustran en la figura 3.56.

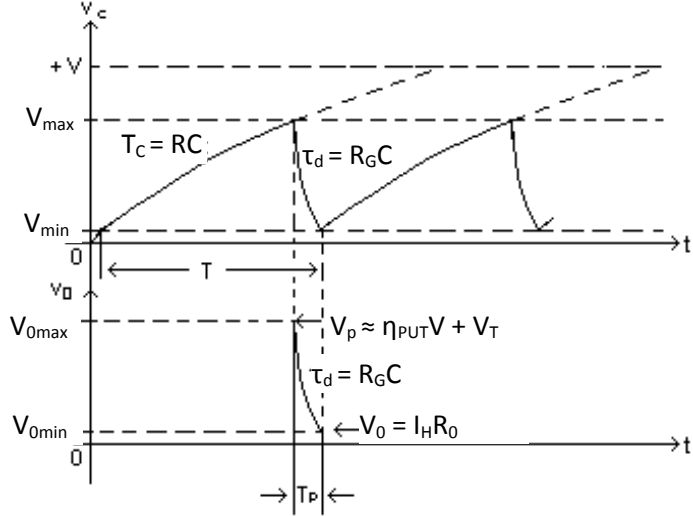


Figura 3.56 Voltaje en el condensador y generación de pulsos

La constante de tiempo de carga del condensador es $\tau = RC$ y la de descarga es igual a $\tau_d = R_0C$.

El PUT se conmuta al estado de apagado cuando el voltaje del condensador establece entre ánodo y cátodo del dispositivo el voltaje V_H y por el ánodo circula la corriente I_H . En estas circunstancias, dicho voltaje es:

$$V_{min} \approx V_H + I_H R_0.$$

En la resistencia R₀ únicamente hay voltaje durante la descarga del condensador. Cuando esto ocurre prácticamente todo el voltaje que tiene el condensador (V_p) queda aplicado a la resistencia R₀. Al momento de apagarse el PUT, la corriente que circula por la resistencia R₀ es la corriente de mantenimiento (I_H), estableciendo un voltaje $V_{0Min} = I_H R_0$.

El ancho del pulso se puede determinar a partir de la siguiente expresión, válida para la descarga:

$$v_c = V_p e^{-t/R_0C}.$$

Para $t = T_P$

$$v_C = V_{0 \min},$$

como $V_{0 \max} \approx V_P$, entonces

$$V_{0 \min} = V_P e^{-T_P/R_0 C},$$

despejando T_P

$$T_P = R_0 C \ln\left(\frac{V_P}{V_0}\right).$$

El período T de la oscilación, se puede establecer en forma idéntica a la desarrollada para el UJT y aproximadamente por la siguiente expresión:

$$T = RC \ln\left(\frac{1}{1 - \eta_{PUT}}\right).$$

Dicho período se puede obtener también en forma aproximada a partir de la ecuación de carga del condensador:

$$v_C = V\left(1 - e^{-t/RC}\right),$$

sustituyendo en dicha ecuación los valores de t y v_C : $t = T$; $v_C = V_P$, los criterios de diseño para el circuito son los mismos que se utilizan con el UJT.

3.15.2.2. Compensación Térmica en el PUT

Para mantener constante la frecuencia de la señal de salida del circuito con PUT se conecta una cadena de diodos como muestra la figura 3.57. Los diodos incorporados afectan el voltaje de disparo del PUT como puede demostrarse a continuación.

Del circuito oscilador:

$$V_P = V_T + V_G$$
$$V_P = V_T + \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}(V - \eta V_D)$$

$$V_P = \left[V_T + \frac{R_1}{(R_1+R_2)} V \right] - \frac{\eta R_1}{(R_1+R_2)} V_D. \quad (3.17)$$

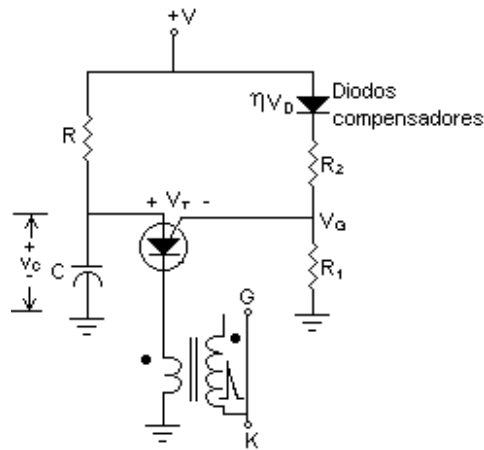


Figura 3.57 Compensación térmica en el PUT

Sin compensación, los cambios de temperatura positivos originan una disminución del voltaje de pico (V_P), teniendo presente que V_T y V_D son sensibles a dichos cambios:

$$\Delta temp^+ \rightarrow \Delta V_T \rightarrow \Delta V_P \rightarrow \Delta T$$

Las variaciones de V_P , origina a su vez, un cambio en la frecuencia o del período de la onda de salida del circuito.

Con la compensación se pretende que ambos incrementos (ΔT) se anulen para que V_P se mantenga constante

$$\begin{array}{l} \Delta temp^+ \rightarrow \Delta V_T \rightarrow \Delta V_P \rightarrow \Delta T^+ \\ \quad \quad \quad \searrow \rightarrow \Delta V_D \rightarrow \Delta V_P^+ \rightarrow \Delta T^- \end{array}$$

De la expresión (3.17) puede observarse que

$$V_P = f(V_T, V_D).$$

Si V_T y V_D sufren cambios por efecto térmico; el cambio en V_P es

$$\Delta V_P = \frac{\partial V_P}{\partial V_T} \Delta V_T + \frac{\partial V_P}{\partial V_D} \Delta V_D,$$

$$\frac{\partial V_P}{\partial V_T} = \frac{\Delta V_P}{\Delta V_T} \Big|_{\Delta V_D=0} = K_1 \quad ; \quad \frac{\partial V_P}{\partial V_D} = \frac{\Delta V_P}{\Delta V_D} \Big|_{\Delta V_T=0} = K_2 .$$

En consecuencia

$$\Delta V_P = K_1 \Delta V_T + K_2 \Delta V_D .$$

Derivando parcialmente (3.17):

$$K_1 = \frac{\partial V_P}{\partial V_T} = 1 \quad ; \quad K_2 = \frac{\partial V_P}{\partial V_D} = - \frac{\eta R_1}{(R_1 + R_2)} .$$

De donde:

$$\Delta V_P = \Delta V_T - \frac{\eta R_1}{(R_1 + R_2)} \Delta V_D,$$

Si se divide la expresión anterior por $\Delta Temp$:

$$\frac{\Delta V_P}{\Delta Temp} = \frac{\Delta V_T}{\Delta Temp} - \frac{\eta R_1}{(R_1 + R_2)} \frac{\Delta V_D}{\Delta Temp} .$$

Para compensación plena de temperatura, esta expresión debe igualarse a cero, teniendo en cuenta que

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta Temp} \approx \frac{\Delta V_D}{\Delta Temp} \approx K_d - \left(\frac{mV}{^\circ C} \right) .$$

Expresiones que definen los coeficientes de temperatura del PUT y de los diodos compensadores utilizados, por consiguiente

$$0 = 1 - \frac{\eta R_1}{(R_1 + R_2)} \rightarrow \eta R_1 = R_1 + R_2 \quad \therefore \eta = \frac{R_1 + R_2}{R_1} .$$

Simplificando la expresión anterior, puede establecerse la siguiente relación del circuito

$$R_2 = (\eta - 1) R_1 .$$

Como $\eta =$ número entero;

Para $\eta = 1$	\rightarrow	$R_2 = 0$	\rightarrow	(no cumple)
Para $\eta = 2$	\rightarrow	$R_2 = R_1$	\rightarrow	$V_p = V/2 + V_T$
Para $\eta = 3$	\rightarrow	$R_2 = 2R_1$	\rightarrow	$V_p = V/3 + V_T$

Si se desea compensación plena de temperatura, garantizando un voltaje de pico alto, para obtener un pulso de salida de amplitud adecuada que dispare el SCR, se debe escoger $\eta = 2$ y emplear una fuente de alimentación de voltaje entre 18 y 24 V.

El planteamiento anterior exige entonces que $R_1 = R_2$ y el voltaje de pico será

$$V_p = V/2 + V_T$$

Si el circuito no lleva compensación térmica, no es necesario restringir los valores de R_1 y R_2 a relaciones enteras y estas pueden acomodarse a relaciones que garanticen un valor de $0.5 < \eta < 0.75$, sin necesidad de recurrir a voltajes de alimentación demasiados altos. En este caso, un voltaje de desfase entre 12 y 18 V, será suficiente para garantizar pulsos de salida de amplitud suficiente para el disparo de tiristores.

3.16. OTROS TIRISTORES

3.16.1. Dispositivos Unidireccionales

3.16.1.1. Diodo de Cuatro Capas (D4)

Básicamente es un SCR sin terminal de compuerta diseñado con un bajo voltaje de ruptura. Se comporta como un interruptor de dos terminales controlado por tensión. El símbolo utilizado es el mostrado en la figura 3.59 a).

190

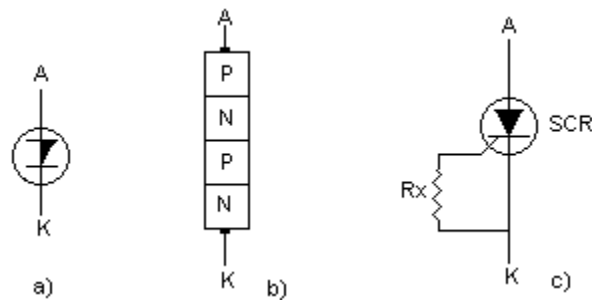


Figura 3.59 Símbolo, estructura semiconductora y circuito equivalente

La estructura semiconductora básica se observa en la figura 3.59 b, que corresponden a una oblea semiconductora de cuatro capas alternas (PNPN) de tres uniones. El circuito equivalente empleando un SCR se ilustra en la figura 3.59 c).

Las figura 3.60 y 3.61 ilustran circuitos básicos de aplicación con D4.

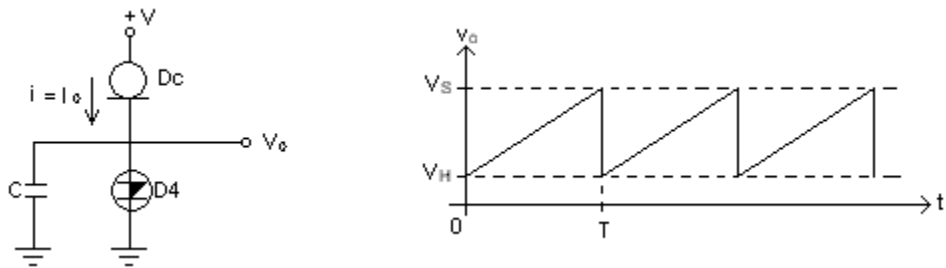


Figura 3.60 Circuito de aplicación con D4

El diodo de corriente constante D_c actúa como una fuente de corriente lo que carga el condensador C en forma lineal, como muestra la figura 3.52 b. Para el circuito:

$$v_o = \frac{1}{C} \int_0^t i dt + V_H = \frac{I_0}{C} t + V_H$$

Para $t = 0 \rightarrow v_o = V_H$

Con $t = T \rightarrow v_o = V_s = \frac{I_0}{C} T + V_H$

En estas circunstancias, el período de la oscilación puede definirse por la expresión

$$T = \frac{C(V_s - V_H)}{I_0}$$

El voltaje V_s es el voltaje de disparo del D4 y V_H el de mantenimiento.

Intercambiando la porción del diodo de corriente constante con la del diodo de cuatro capas, se obtiene otra alternativa interesante, como muestra la figura 3.61.

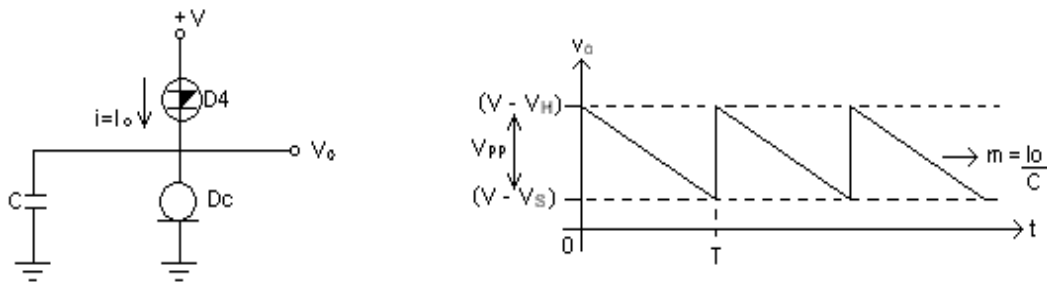


Figura 3.61 Circuito de aplicación con D4

Cuando el diodo D4 se abre, el condensador C se descarga a una corriente constante $i = I_0$ a partir de un voltaje en bornes igual a $(V - V_H)$. La descarga es lineal, hasta que el voltaje en el condensador C sea igual a $(V - V_s)$, donde el diodo de cuatro capas inmediatamente se vuelve a conmutar cargando súbitamente el condensador al valor máximo $(V - V_H)$.

La ecuación para la carga del condensador C es

$$v_C = v_o = -\frac{1}{C} \int_0^t i dt + (V - V_H) = -\frac{I_0}{C} t + (V - V_H),$$

con $t = T \rightarrow v_0 = (V - V_s) = -\frac{I_0 T}{C} + (V - V_H)$.

Por consiguiente

$$T = \frac{C(V_s - V_H)}{I_0} = \frac{CV_{PP}}{I_0},$$

teniendo presente que

$$V_{PP} = (V - V_H) - (V - V_s) = (V_s - V_H).$$

Esta expresión define el periodo de la oscilación en función del voltaje pico a pico (V_{PP}) de la onda de salida, de la capacidad del condensador C y de la corriente I_0 que entrega el diodo de corriente constante D_C .

El fabricante del diodo de cuatro capas define los valores de corriente y voltaje para los puntos de pico y de valle, así como los valores máximos y mínimos de la corriente principal.

3.16.1.2. Interruptor Unilateral de Silicio (SUS)

Es uno de los tiristores unidireccionales modernos más comunes. El interruptor unilateral de silicio posee tres terminales con características voltiampericas similares a las de la un diodo de cuatro capas, o sea como un interruptor controlado por tensión. Básicamente es un circuito integrado construido con base en la técnica anular.

El símbolo del SUS es el mostrado en la figura 3.62 a, la estructura básica se ve en la figura 3.62 b y la característica voltiamperica se ilustra en la figura 3.62 c.

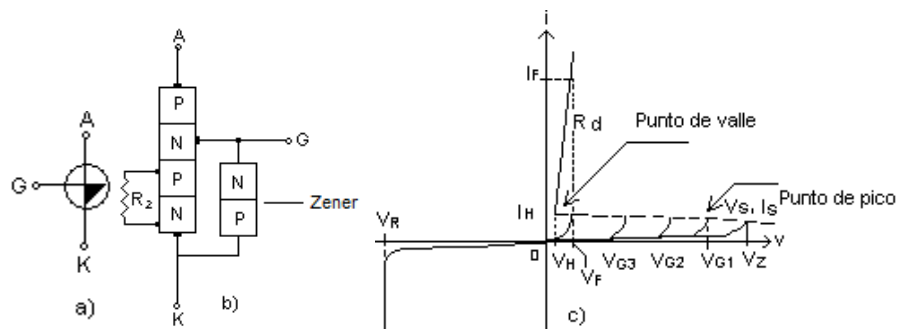


Figura 3.62 Símbolo, Estructura semiconductora, Curva V – A de entrada para el SUS

La figura 3.63, muestra un modelo equivalente con PUT:

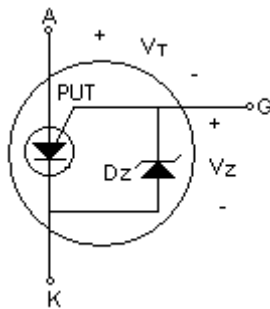


Figura 3.63 Circuito equivalente del SUS con PUT

Los parámetros que definen al dispositivo son:

- V_S : Voltaje de conmutación.
- V_H : Voltaje de mantenimiento.
- I_S : Corriente de conmutación.
- I_H : Corriente de mantenimiento.
- V_R : Voltaje inverso de ruptura.
- V_F : Voltaje en sentido directo. Es un parámetro dado por el fabricante. Se da en términos de un voltaje a cierta corriente.
- V_T : Caída de tensión entre ánodo y compuerta cuando circula corriente de compuerta por el SUS.

La tabla 3.3 muestra los parámetros para el SUS con sus valores típicos.

Los interruptores unilaterales de silicio son dispositivos de bajo voltaje y baja corriente. Se caracterizan por tener:

- Alta velocidad de conmutación.
- Excelente estabilidad térmica ($\Delta V_S / \Delta T \rightarrow +0.02\% / ^\circ\text{C}$). Eje que presenta efecto natural de compensación térmica.
- Menor voltaje de conmutación. Esto proporciona mayores variaciones en el ángulo de conducción, especialmente para equipos que deban operar a bajas tensiones.
- Tiene un terminal de compuerta que le da controlabilidad para ser disparado con tensiones por debajo de $(V_Z + V_T)$. Puede trabajar como PUT con $V_G < V_Z$.
- Presenta parámetros más definidos y estables.

Tabla 3.3. Parámetros del SUS

Parámetros	Valores típicos
V_S	Entre 6 y 10 V
V_H	0.7 V
I_S	0.5 mA
I_H	1.5 mA
V_R	30 V
V_F	1.5 V
I_F	175 mA

Cuando el voltaje entre ánodo y cátodo es de tal magnitud que hace que el diodo zener conduzca, elevando la corriente de compuerta que circula a través de la unión PN desde el ánodo hasta la compuerta, hace que el PUT se dispare y conmute el dispositivo al estado de encendido.

Si la compuerta se encuentra a un potencial inferior del diodo zener, el voltaje de conmutación lo impone el divisor de tensión de la compuerta y es

$$SUS_{ON} \rightarrow \left[V_T + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] V_G.$$

Lo anterior indica que el SUS se puede disparar más rápidamente, o sea con un menor voltaje entre ánodo y cátodo.

En un SUS, el terminal de compuerta se usa en diferentes formas:

- Con la compuerta suelta: muy sensible a ruidos.
- Con la compuerta unida al cátodo directamente.
- Con la compuerta conectada a un divisor de tensión fijo entre ánodo y cátodo.
- Con la compuerta controlada por pulsos de sincronismo.

3.16.1.3. Tiristor de apagado por Compuerta (GTO)

Entre las mejoras más recientes que se le han hecho al tiristor está el apagado por compuerta. Un tiristor denominado GTO es un SCR que puede apagarse por un pulso suficientemente grande en su compuerta. Aunque los tiristores GTO se han venido usando desde 1960, solamente se volvieron prácticos para las aplicaciones de control de motores al final de los años setenta. Estos dispositivos se han vuelto más y más comunes en las unidades de control de motores, puesto que eliminan la necesidad de componentes externos para apagar los SCR en circuitos de corriente continua

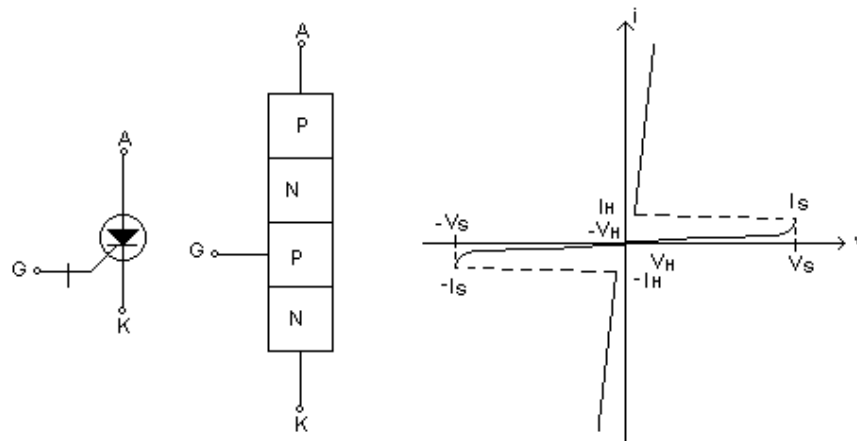


Figura 3.64 Símbolo, estructura semiconductor y característica del GTO

El símbolo, la estructura básica y la típica forma de onda de la corriente de compuerta de un tiristor GTO de alta potencia se muestra en la figura 3.64. Un tiristor GTO requiere una mayor corriente de compuerta para encendido que un SCR común. Para grandes aparatos de alta potencia se necesitan señales de compuerta del orden de 10 A o más. Para apagarlos se necesita una gran pulsación de corriente negativa de entre 20 y 30 μ s de duración. La magnitud de la pulsación de corriente negativa debe ser de un cuarto a un sexto de la corriente que pasa por el aparato.

3.16.1.4. Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT)

El IGBT, que fue introducido en los años 80, se ha convertido en un exitoso dispositivo debido a sus características superiores en comparación a otros similares. El IGBT es un interruptor semiconductor de potencia de tres terminales, como se puede ver en la figura 3.65, usado para controlar energía eléctrica en aplicaciones que no serían posibles sin él. Antes de su

popularización, los transistores bipolares de potencia y los MOSFET de potencia eran ampliamente utilizados en aplicaciones de bajo y mediano poder y altas frecuencias, donde la velocidad de los GTO no era adecuada. Los BJT de potencia tienen buenas características en estado de encendido pero tiempos de conmutación muy altos, requieren circuitos de manejo de base muy complejos para proveer la corriente de base durante el encendido, lo que incrementa los costos y reduce la eficiencia.

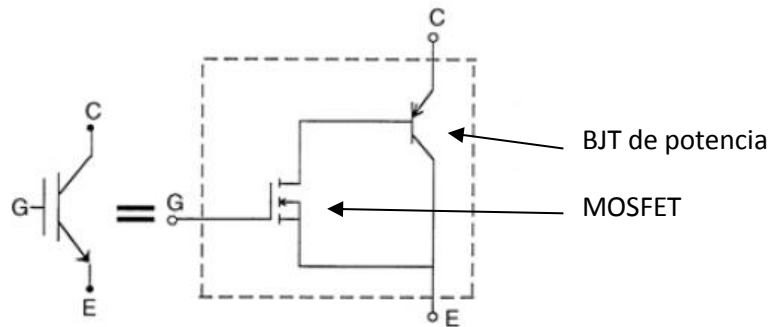


Figura 3.65 Símbolo y circuito equivalente del IGBT

Por otro lado los MOSFET de potencia son dispositivos controlados por voltaje, que requieren muy poca corriente durante la conmutación y por lo tanto tienen requerimientos de compuerta simples, en general tienen también muy buenas velocidades de conmutación. Sin embargo, la naturaleza unipolar de los MOSFET de potencia causa una conducción defectuosa cuando el voltaje está por encima de los 200 V, por lo tanto su resistencia en estado de conducción aumenta con el aumento del voltaje de ruptura y esto lleva a mayores pérdidas por conmutación.

El IGBT tiene la característica de alta impedancia de entrada y rapidez del MOSFET con las características de conductividad (bajo voltaje de saturación) de un transistor bipolar. El IGBT se enciende aplicando un voltaje positivo entre compuerta y emisor y se apaga haciendo que la señal de compuerta sea cero o negativa. El IGBT tiene una caída de voltaje mucho menor que la de un MOSFET de especificaciones similares.

La estructura de un IGBT es muy similar a la de un tiristor y por eso lo mencionamos. Para cada IGBT hay un valor crítico de corriente por el colector que causara una caída de voltaje lo suficientemente grande para activarlo, por lo tanto el fabricante debe especificar este valor de corriente para evitar accionamientos no previstos. Como el MOSFET de potencia, el IGBT no

presenta el fenómeno de ruptura secundario en otros transistores, sin embargo se debe tener cuidado de no exceder la potencia máxima de disipación y la temperatura máxima de unión permitida.

En cuanto a las aplicaciones, el IGBT ha revolucionado la electrónica de potencia al extender los límites de potencia y frecuencia manejados por un dispositivo. Durante la última década las pérdidas por conducción y conmutación del IGBT han sido reducidas con cada nueva generación de dispositivos. Se espera que los IGBT de alto voltaje tomen el lugar de los GTO de alto voltaje en el futuro próximo.

Actualmente la principal aplicación del IGBT son los circuitos inversores, que son usados tanto en suministro de potencia eléctrica como accionamientos de motores. Las ventajas de usar IGBT en estos inversores son su simplicidad y modularidad, manejo de compuerta sencillo, menores pérdidas por conmutación, mejores protecciones y simplicidad en la construcción mecánica. Aplicaciones comunes de suministro de potencia con IGBT incluyen UPS, fuentes de voltaje y frecuencia constantes, sistemas de calentamiento por inducción, soldadoras, cortadoras, sistemas de tracción y equipos médicos.

3.16.2. Dispositivos Bidireccionales

3.16.2.1. Diodo Bilateral de Silicio (BDS)

Es un tiristor bidireccional de dos terminales conformado por una estructura semiconductor de cuatro capas alternas PNP, combinadas en paralelo con otra de igual naturaleza y equivalente a la conexión en paralelo de dos diodos de cuatro capas en oposición. En la figura 3.66 se ilustra el símbolo normalizado, la estructura semiconductor, el modelo equivalente con SUS y la característica voltiamperíca de un BDS.

El dispositivo es simétrico y bilateral y puede ser utilizado para generar pulsos positivos y negativos. Con el BDS es posible disparar TRIACs, estimulando la compuerta en la conexión de mayor sensibilidad para los cuadrantes I y III. Sus parámetros se definen de manera idéntica a los del diodo de cuatro capas y tienen magnitudes del mismo orden. Se exceptúan aquellas para tensiones inversas, que no tienen significado, ya que el dispositivo es bilateral.

En la figura 3.67 se ilustra un circuito desvanecedor de luz tipo *Dimer* con un TRIAC, cuyo funcionamiento y características generales son similares al planteado con QUADRAC más adelante en este libro, en el capítulo 5.

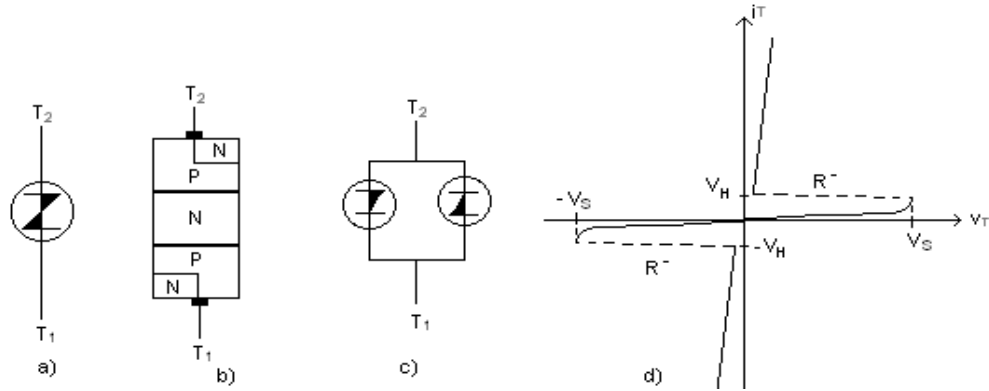


Figura 3.66 Símbolo, estructura, circuito equivalente y curva V-A del BDS

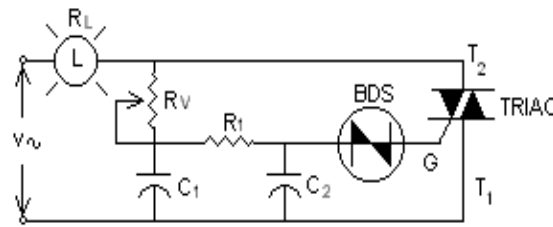


Figura 3.67 Circuito desvanecedor de luz con BDS

3.16.2.2. Interruptor Bilateral de Silicio (SBS)

Este dispositivo es un tiristor de tres terminales, controlado por tensión. En las figuras 3.68 a y 3.68 b se ilustran el símbolo y la curva característica voltiamperística del SBS.

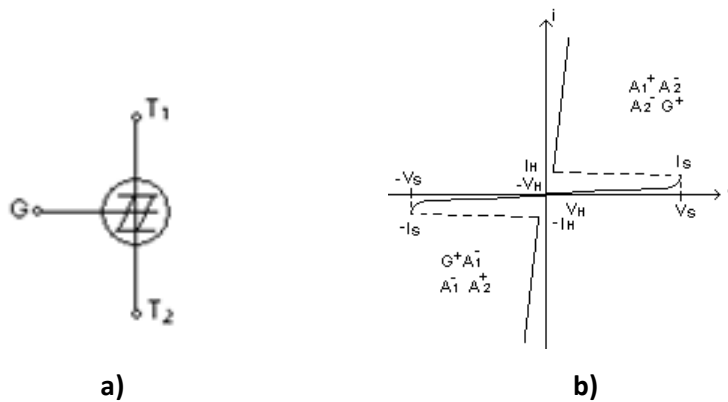


Figura 3.68 Símbolo y característica V – A del SBS

El SBS es la versión bilateral del SUS y eléctricamente es equivalente a la conexión de dos SUS en paralelo inverso con compuerta común. La técnica de fabricación es idéntica (anular) y su estructura es también la de un circuito integrado, según el circuito equivalente con PUT mostrado en la figura 3.69.

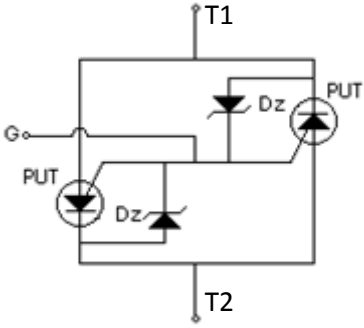


Figura 3.69 Circuito equivalente del SBS

Este dispositivo es similar al BDS y sus aplicaciones son las mismas, particularmente para el disparo de TRIAC.

El funcionamiento del dispositivo es similar al del SUS. Su conexión de compuerta más común es:

- Con compuerta suelta: muy sensible a ruidos.
- La compuerta conectada a un divisor de tensión fijo: Permite eliminar el efecto de histéresis.

La figura 3.70 muestra un SBS conectado a un divisor de tensión a través de la compuerta. Con el divisor de tensión se hace que el voltaje de conmutación sea $V_S < (V_Z + V_T)$. Lo que mejora el intervalo de conducción cuando opera en circuitos regulados de corriente.

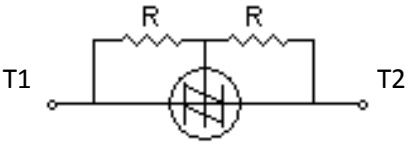


Figura 3.70 SBS con un divisor de tensión

El SBS sustituye al DIAC, especialmente en los circuitos regulados de corriente con TRIAC, ya que el SBS es mejor conmutador que el DIAC, proporciona mejores pulsos de compuerta y la excitación es mayor, lo que permite el empleo del SBS con TRIAC de potencia. El circuito de control para la compuerta permite eliminar el efecto de histéresis que se presenta en todos estos circuitos. Puesto que el SBS y el TRIAC son dispositivos bilaterales pueden operar en cooperación en circuito de A.C.

3.16.2.3. Interruptor Asimétrico de Silicio (SAS ó ASBS)

Es un dispositivo de silicio de dos terminales, el circuito integrado es formado por un SBS sin compuerta en serie con un diodo zener. Se diseñó para trabajar en circuitos con TRIACs, con el objeto de mejorar su respuesta a la asimetría de la corriente de excitación.

En la figura 3.71 se muestra el símbolo del SAS, la estructura o conformación interna y la característica voltiamperica que lo identifica.

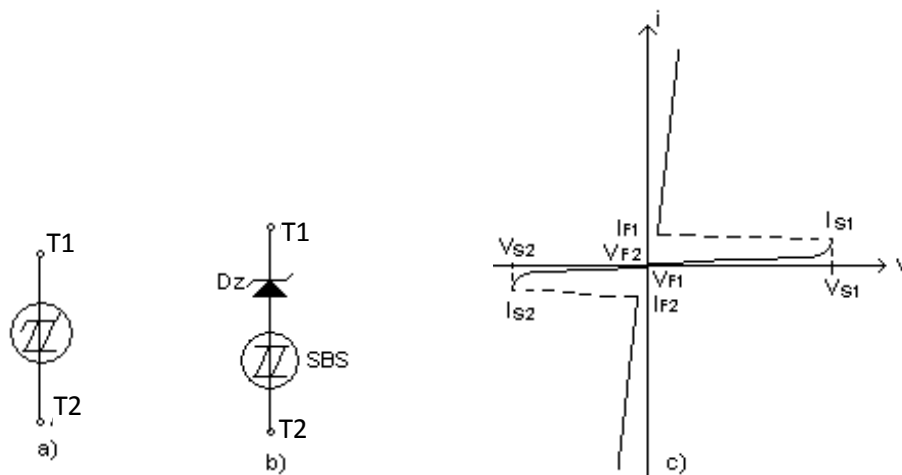


Figura 3.71 Símbolo, estructura y curva V – A del SAS

La tabla 3.4 muestra los parámetros más representativos para el SAS

Tabla 3.4. Parámetros del SAS

Parámetros	Valores típicos
$V_{S1} = V_Z + V_S$	Entre 14 y 18 voltios
$V_{S2} = V_D + V_S$	Entre 7 y 9 voltios
$I_{S1} = I_{S2}$	80 μ A
$V_{F1} = V_H + V_Z$	Entre 7 y 10 voltios
$V_{F2} = V_H + V_D$	1.6 V

Se usa especialmente en la construcción de *dimer* de bajo costo, puesto que elimina el problema de histéresis.

En la figura 3.72 se ilustra un circuito desvanecer de luz tipo *Dimer* con un TRIAC, la cual es una de las aplicaciones más comunes del SAS.

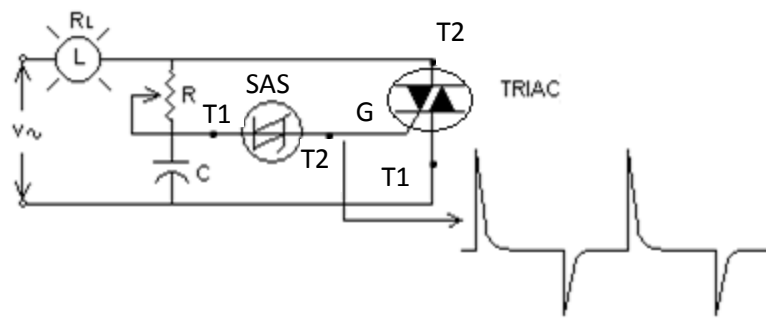


Figura 3.72 Desvanecedor de luz con TRIAC

3.16.2.4. Diodo de Disparo Bilateral (DIAC)

El DIAC, cuyo símbolo se puede ver en la figura 3.73, es esencialmente una estructura de transistor que exhibe una zona de resistencia negativa cuando opera por encima de una corriente de conmutación dada I_{BO} . La curva característica de la figura 3.74 muestra que la región de resistencia negativa se extiende para el rango total de corrientes de operación por encima de I_{BO} y por lo tanto el concepto de corriente de mantenimiento no se aplica a él.

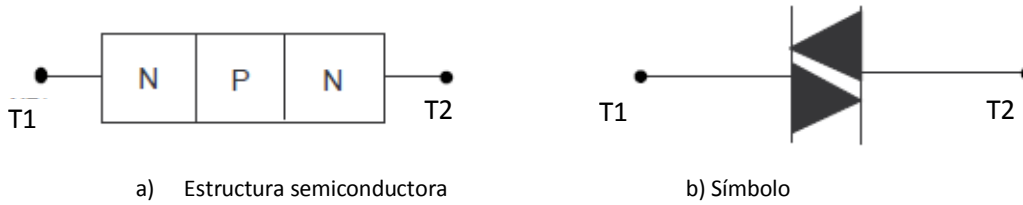


Figura 3.73 Estructura y símbolo del DIAC

La composición básica de un circuito de disparo con DIAC es similar a la de la mayoría de dispositivos de disparo bipolares y se puede ver en la figura 3.75.

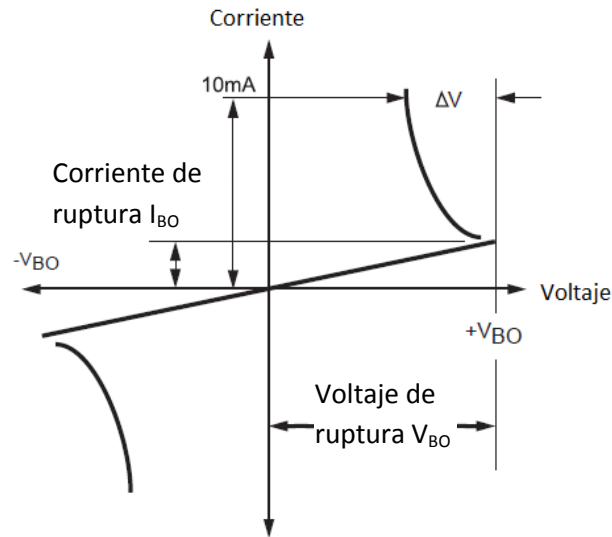


Figura 3.74 Curva característica del DIAC

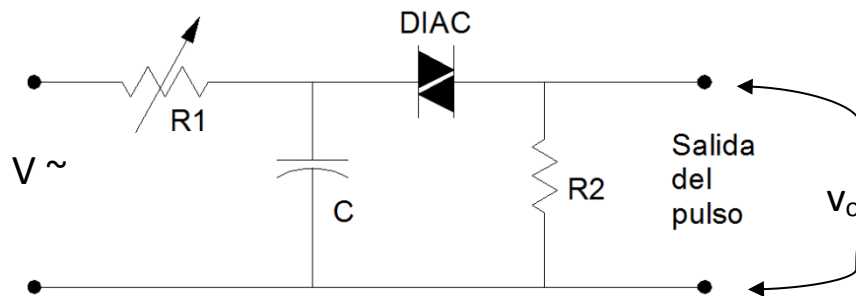


Figura 3.75 Circuito básico de disparo con DIAC

3.17. EL SCR COMO INTERRUPTOR ESTÁTICO

Importantes ventajas se derivan del empleo de interruptores estáticos en lugar de los interruptores mecánicos convencionales.

Los interruptores mecánicos se caracterizan por tener una vida media relativamente corta, en virtud del desgaste natural de los contactos y las piezas móviles que forman parte del mismo. El desgaste de los contactos no sólo se presenta por rozamiento o el simple golpe a que están sometidos cuando se cierran, sino también por algo más importante como es la presencia de un arco eléctrico cuando se interrumpe la corriente en el circuito. El arco es altamente perjudicial ya que puede darse el caso, especialmente con cargas inductivas, de que los contactos del interruptor se deterioren.

Asimismo, los interruptores mecánicos presentan tiempos de conmutación relativamente largos (ms) es decir: son lentos en su accionamiento y su operación no es silenciosa como es deseable.

Los interruptores estáticos contruidos con SCR tienen características que los hacen ventajosos por las siguientes razones:

- Conmutación silenciosa, sin vibraciones y lo más importante: sin la presencia de chispas o arco, que es del principal inconveniente de los interruptores mecánicos.
- No tienen partes móviles, por consiguiente no se requiere de un mantenimiento especial.
- Funcionamiento instantáneo y gran rapidez de conmutación (μ s).
- Vida ilimitada mientras se opere el dispositivo dentro de las especificaciones del fabricante.

Como desventajas se pueden anotar las siguientes:

- Presentan corrientes de fuga mientras se encuentran en estado de bloqueo. Idealmente en un interruptor abierto la corriente de fuga debe ser cero. Este problema se acentúa por elevación de temperatura.

- Durante su estado de conducción presentan una caída interna de tensión, aproximadamente constante. Idealmente un interruptor debe comportarse como un cortocircuito mientras este conduciendo.
- Son sensibles a la presencia de señales transitorias de voltaje o corriente, por lo que generalmente se requiere del empleo de dispositivos o circuitos auxiliares de protección.

Estas desventajas, sin embargo, no representan una limitante pues en la práctica las corrientes de fuga son del orden de μA o mA , que generalmente son despreciables con las corrientes del orden de amperios que pueden circular en estado de conducción. Además la caída de tensión en estado de conducción es muy pequeña y el problema térmico es fácil de sortear.

En la actualidad, como consecuencia de las ventajas inherentes, existe una fuerte tendencia hacia la sustitución de los interruptores mecánicos por los estáticos en muchos sistemas eléctricos. Es interesante anotar que el empleo de los interruptores estáticos es una realidad práctica en los denominados relés y contactores de estado sólido, muy utilizados en el control lógico de variables industriales. Es de esperar que dentro de poco tiempo se logre obtener dispositivos semiconductores apropiados, que permitan la sustitución de los interruptores de potencia que se tienen en las centrales y subestaciones de energía eléctrica que operan en media y alta tensión.

En la práctica son muchos los dispositivos semiconductores que pueden realizar con eficiencia operaciones de conmutación. El empleo de unos u otros depende básicamente de la carga, del tipo de corriente y de la tensión de operación del circuito. Cuando se trata de cargas resistivas o moderadamente inductivas, para operar con tensiones bajas o medias (hasta unos 2 KV) y corrientes medias o altas (hasta unos 200 A) puede emplearse como interruptor estático el rectificador controlado de Silicio. Como se aprecia en la figura No. 3.1c, este dispositivo tiene dos estados (biestable). Uno de alta resistencia ($R \gg 10^6 \Omega$) denominado estado de bloqueo o de no conducción, y otro de muy baja resistencia denominado estado de conducción, donde la corriente está limitada por la impedancia de carga del circuito.

La figura No.3.76 ilustra un circuito básico de C.D en el cual se emplea un SCR como simple interruptor.

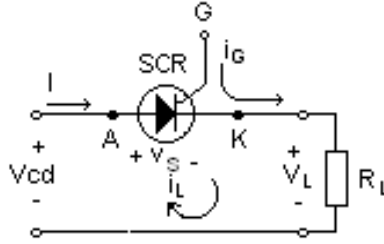


Figura 3.76 Circuito Básico de conmutación con SCR

En este circuito la acción de mando para el encendido la realiza una corriente i_G determinada. Llamando V_S la caída de tensión en el SCR, V_{cd} la tensión de alimentación para la carga R_L e i_L la corriente por el interruptor o la carga, podemos plantear las siguientes relaciones de circuito:

3.17.1. SCR "Cerrado"

(Estado de conducción originado por una i_G mayor que la corriente de disparo para la tensión V_{cd})

$$V_{cd} = V_S + V_L = V_S + i_L R_L \quad \therefore \quad i_L = -\frac{1}{R_L} V_S + \frac{V_{cd}}{R_L}$$

La expresión para i_L representa la ecuación de una línea recta que se conoce con el nombre de **recta de carga estática** (R.C.E.) y tiene pendiente $m = -1/R_L$ e intercepto en V_{cd}/R_L .

La gráfica de esta ecuación sobre las curvas voltiampericas del dispositivo. (ver figura 3.1c, considerando que $V_{cd} = V$), permite obtener la solución gráfica, para el cálculo de la corriente por la carga i_L y la caída de tensión en el dispositivo V_S .

La carga impone la tensión V_{cd} , y el dispositivo debe estar en capacidad de permitir la circulación de i_L sin que se sobrepase la máxima disipación de potencia permitida. Su tensión de bloqueo directo $V_{(BO)}$, o mejor, V_{DWM} , debe ser mayor que la tensión de alimentación de corriente directa V_{cd} , para asegurar que el dispositivo no se dispara por tensión sino únicamente por el control de i_G .

Según la gráfica de la figura 3.1c, el punto Q_2 será el punto de operación para estado de conducción. El SCR se conmuta a dicho punto si por la compuerta hacemos circular una corriente

$i_G \geq i_{G1}$. En los circuitos prácticos es de uso común aplicar una corriente mayor que la crítica para asegurar el encendido. Comúnmente se toma como valor $I_{GTM} \geq i_G \geq I_{GT}$, recordando que I_{GT} es el mínimo valor de corriente de compuerta que asegura el encendido de SCR con cualquier voltaje directo entre ánodo y cátodo e I_{GTM} el valor medio máximo permitido.

Para el punto Q₂ la caída interna en el SCR, $V_S = V_T$, es pequeña y se mantiene aproximadamente constante aunque varíe la corriente de carga o la tensión de alimentación. Su valor típico es del orden de 0.8 ~ 1.5 V.

Según lo anterior, las condiciones de operación del circuito con el SCR en estado de conducción, se pueden resumir en las siguientes:

$$V_S = V_T \approx 0.8 \text{ a } 1.5 \text{ V}$$

$$V_L = V_{cd} - V_T \approx V_{cd} \quad (\text{generalmente } V_{cd} \gg V_T)$$

$$i = i_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{V_{cd} - V_T}{R_L} \approx \frac{V_{cd}}{R_L}$$

$$P_L = i_L^2 R_L = \frac{V_{cd}^2}{R_L}$$

$$P_D = V_S i_L = V_T i_L \approx V_T \frac{V_{cd}}{R_C} < P_{TM}$$

P_{TM} es la disipación media máxima especificada por el fabricante.

3.17.2. SCR "Abierto"

(Estado de bloqueo originado por $i_G < I_{G1}$)

Por diseño se hace que $i_G=0$ mientras el dispositivo se mantenga bloqueado, ya que no se justifica hacer circular una corriente de compuerta que no está realizando ninguna función y por el contrario representa un desperdicio de energía que se disipa en forma de calor en la unión de compuerta de SCR.

En la gráfica de la figura 3.1c, el punto Q₁ representa el punto de funcionamiento para condiciones de bloqueo o no conducción. Dicho punto se encuentra localizado en el intercepto de la R.C.E. con la curva para $i_G=0$ y para el mismo, podemos establecer que

$$\begin{aligned}i_L &= I_D \cong 0 \\V_L &= I_D R_L \cong 0 \\V_S &= V_{cd} - V_L \cong V_{cd} \\P_L &= I_D^2 R_L \cong 0 \\P_D &= V_S I_D = V_{cd} I_D \cong 0\end{aligned}$$

En este caso, la disipación es despreciable en comparación con la que se presenta en el estado de conducción.

El análisis realizado para el circuito de la figura 3.76, permite introducirnos fácilmente en el diseño básico de interruptores estáticos.

En la figura 3.77 se ilustra el circuito simplificado de un interruptor estático, actuando sobre una carga de corriente directa, donde se emplea un sistema de apagado denominado de **conmutación forzada**.

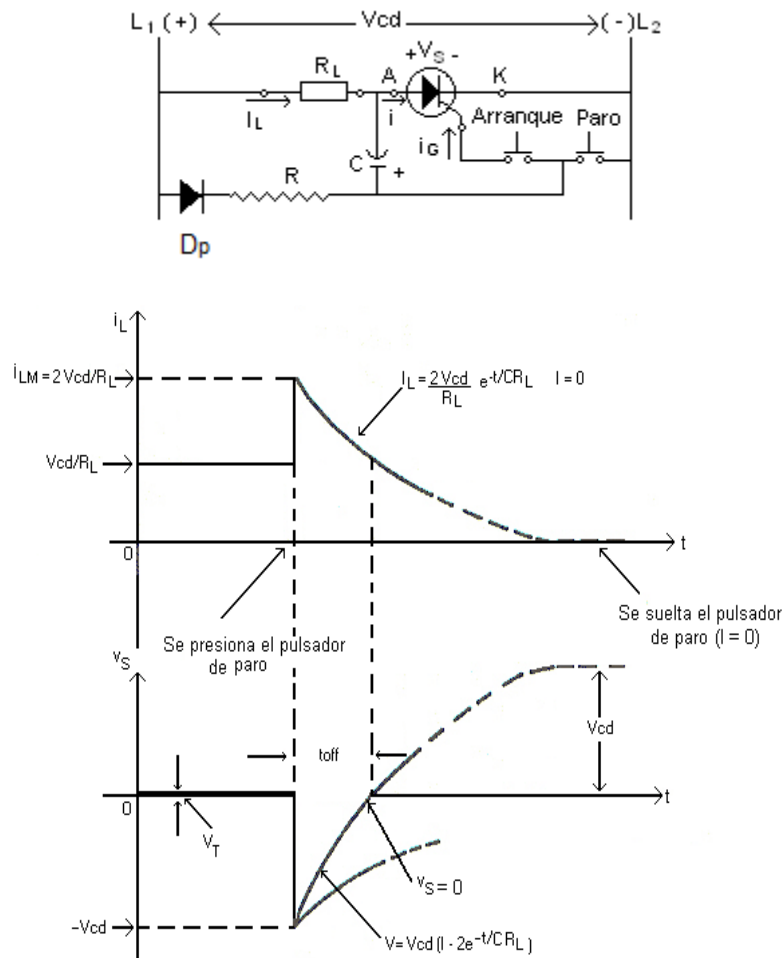


Figura 3.77 Interruptor estático con SCR

La operación del circuito es bastante simple y se realiza de la siguiente manera:

Al presionar el pulsador de arranque circula una corriente i_G cuya trayectoria es: $L_1-R-G-K-L_2$. Asignando un valor conveniente para R , la amplitud de i_G es suficiente para hacer que el SCR se conmute y pase al estado de conducción, con lo cual se consigue el paso de corriente por la carga. Una vez realizada la conmutación, el condensador C empieza a cargarse en virtud de una corriente que circula por la trayectoria $L_1-R-C-A-K-L_2$.

El voltaje final de carga a través de C , alcanza un valor aproximado al de la fuente de alimentación se puede apreciar de la siguiente relación de circuito:

$$v_C = V_{cd} - V_s = V_{cd} - V_T \cong V_{cd} .$$

La constante de tiempo RC debe ser pequeña, en comparación con el intervalo que se gastaría una operación manual de arranque - parada en forma inmediata. Con esto se asegura que el condensador tenga tiempo de cargarse a su valor final V_{cd} , lo cual es importante para asegurar el apagado del SCR.

Si a continuación se presiona el pulsador de parada, el ánodo queda sometido inmediatamente a la tensión inversa impuesta por el condensador, con lo cual la corriente i_L se reduce instantáneamente a una corriente inferior a la de mantenimiento y el SCR se apaga. El condensador entra a conducir entonces la corriente de carga i_L y mientras el pulsador se mantenga presionado se va descargando a través de dicha carga.

Según se aprecia del circuito de la figura 3.77 a en el instante en que se da la parada, la carga queda sometida a una tensión aproximadamente igual al doble de la alimentación. Esto se traduce en un pico de corriente de valor $i_{LM} = 2V_{cd} / R_L$, que la carga debe estar en capacidad de soportar. (Ver figura 3.65 b).

La corriente por la carga sigue

$$i_L = \frac{2V_{cd}}{R_L} e^{-t/CR_L}.$$

Mientras i_L decrece, el SCR sigue polarizado inversamente y su tensión es

$$V_S = V_{cd} - i_L R_L = V_{cd} - 2V_{cd} e^{-t/CR_L} = V_{cd} (1 - 2e^{-t/CR_L}).$$

El pulsador de parada debe mantenerse presionado hasta que transcurra un tiempo igual o superior al tiempo de apagado t_{off} o t_q del SCR. Este tiempo varía de un SCR a otro, entre unos 10 y 100 μs , lo que indica que siempre se logra el bloqueo, pues en la operación manual de parada se gastan muchos milisegundos.

Si por diseño se hace que t_q sea justamente el tiempo requerido para que el voltaje en el SCR se haga cero o sea que: $t = t_q = t_{off} \rightarrow V_S = 0$, de la expresión para V_S se puede obtener entonces el valor mínimo de C que nos asegura el apagado del SCR.

$$v_S = 0 = 1 - 2e^{-t_q/CR_L} \therefore C = \frac{t_q}{0.7R_L}$$

Es conveniente usar capacidades más grandes que las del valor calculado y reducir C en la práctica hasta que su valor sea superior a aquel para el cual la conmutación falla. Cuando la carga contiene inductancias el valor de C se reduce.

El diseño del circuito se puede completar calculando el valor de R que asegure el encendido para cualquier valor V_{cd} determinado. Dicho valor se puede obtener a través de

$$R = \frac{V_{cd} - V_{GT}}{I_{GT}} \approx \frac{V_{cd}}{I_{GT}}$$

En esta ecuación, V_{GT} es la tensión media de disparo entre compuerta cátodo. Como generalmente este valor es despreciable con respecto a la tensión de alimentación, se puede calcular la resistencia R por la siguiente relación aproximada

$$\frac{V_{cd}}{I_{GT}} > R > \frac{V_{cd}}{I_{GTM}}$$

La elección del SCR la impone la carga. Como criterios básicos de selección se debe escoger un SCR en el cual se cumpla que:

$$V_{DWM} > V_{cd}, \quad V_{RSM} > V_{cd}, \quad I_T > i_L = V_{cd}/R_L$$

La corriente i_T corresponde al valor medio máximo en estado de conducción.

Adicionalmente, el circuito básico de la figura 3.77 a debe incluir elementos de protección si se quiere llevar a una realización práctica. En general, se dispone de protección de sobrecorriente (si la carga es un motor) y contra transitorios de tensión que puedan causar el encendido esporádico por sobretensión, o por sobrepasarse la capacidad de su velocidad crítica de crecimiento de tensión dV/dt para estado de bloqueo.

También debe limitarse la velocidad crítica de crecimiento de corriente di/dt para estado de conducción dentro de las especificaciones del fabricante. Si este valor no se mantiene dentro de sus límites se pueden presentar daños permanentes para el dispositivo.

Un segundo circuito en el cual se ilustra la operación del SCR. Operando como interruptor estático de potencia en corriente alterna, se muestra en la figura 3.78

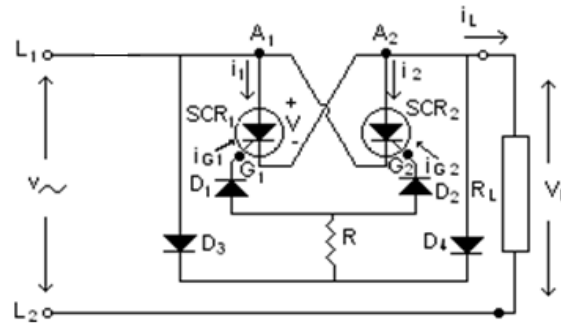


Figura 3.78 Interruptor Estático con SCR en C.A.

En este circuito los SCR que forman el interruptor son iguales y están conectados en una disposición denominada **Paralelo Inverso**, que permite la operación de cada uno durante medio ciclo, en forma alternada.

Mientras el interruptor S esté abierto, no existe circulación de corriente de control (i_G) por las compuertas; los SCR se encuentran en estado de bloqueo y la tensión de la línea aparece entre los dos cátodos o ánodos de los dispositivos.

Para evitar que esta elevada tensión pueda destruir las uniones de compuerta por un valor excesivo de la tensión inversa aplicada se emplean los diodos D_1 y D_2 , cuya tensión inversa de ruptura es superior al valor de pico de la tensión de la línea.

Si se considera que en el instante de cerrar el interruptor S, el ánodo del SCR se está haciendo positivo con respecto al cátodo, éste quedará polarizado directamente y podrá conducir cuando la corriente i_{G1} alcance cierto valor. El SCR₂ por el contrario, quedará polarizado inversamente y en ningún instante del semiciclo podrá conducir. La corriente i_{G1} puede circular por la trayectoria A_1 - D_3 - S - R - D_1 - G_1 - A_2 . Para cierto valor de la tensión de línea, esta corriente es lo suficientemente grande para disparar el SCR que se encuentra polarizado directamente, con lo cual la tensión entre

bornes se reduce inmediatamente a $v_s = V_{TI} \cong 0$. Una vez que se encuentre conduciendo el SCR₁ se establece la corriente de carga y se cumple que: $i_L = i_1$. Además, la corriente i_{G1} se reduce prácticamente a cero pues ya no hay diferencia de potencial entre los terminales A₁ y A₂. Según lo anterior, las corrientes de compuerta tienen una forma pulsatoria lo cual es deseable para garantizar una baja disipación de potencia en las compuertas.

Como la tensión de la línea es una señal alterna, el SCR₁ conducirá hasta que la corriente por el mismo caiga por debajo de la corriente de mantenimiento I_H . En este instante el dispositivo se apaga y pasa luego a polarizarse inversamente durante el siguiente semiciclo. El SCR₂ entra a polarizarse directamente y para cierto valor de i_{G2} (igual en magnitud a i_{G1}) se dispara, estableciéndose nuevamente la corriente por la carga $i_L = -i_2$.

La trayectoria de circulación de la corriente de compuerta i_{G2} es en este caso A₂-D₄-S-R-D₂-G₂-A₁.

En la figura 3.79 se ilustran las ondas de corriente de carga y de compuerta para el circuito de la figura 3.78.

Como se puede apreciar, la conducción no comienza en $t = 0$. Esto se debe a que la excitación de compuerta se obtiene de la propia línea y debe esperarse a que transcurra cierto tiempo $t = t_0$ para que la corriente de compuerta alcance la amplitud suficiente de disparo. El tiempo t_0 puede reducirse a valores muy pequeños ajustando convenientemente el valor de la resistencia R asociada al circuito de compuerta. De todas maneras existe un mínimo valor de t_0 por debajo del cual no es posible lograr el disparo, lo que implica que la onda de corriente por la carga siempre tendrá una pequeña distorsión. Los armónicos que se presentan por la distorsión asociada a la onda de corriente de carga son de muy poca amplitud por lo cual generalmente se desprecian y se considera simplemente que la onda es una senoide pura.

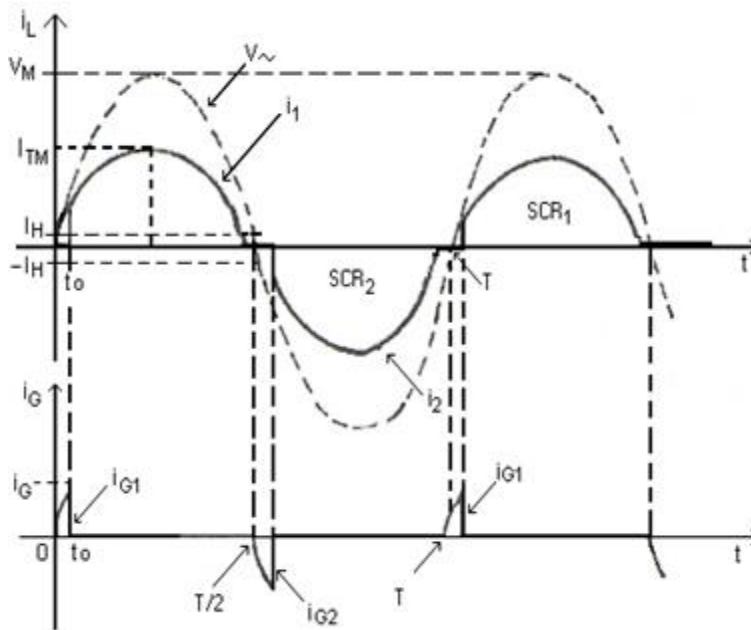


Figura 3.79 Formas de onda para el interruptor estático

Si se abre el interruptor S se impide el paso de las corrientes de compuerta por lo cual los SCR permanecen bloqueados y la corriente de carga se mantiene en cero.

Como criterios básicos de diseño, los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 deben tener una tensión inversa de ruptura superior al valor de pico de la tensión de línea y deben estar en capacidad de conducir la corriente de disparo I_{GM} .

Con respecto a los SCR, la tensión máxima repetitiva de bloqueo directo e inverso (V_{DRM} y V_{RRM}) deben ser superiores a la tensión de pico de la línea, para evitar que puedan conducir mientras no se cierre el interruptor de control S. Puesto que cada SCR conduce durante medio ciclo, el valor eficaz de la corriente por el mismo será:

$$I_{T(RMS)} = V_M / 2 R_L,$$

siendo V_M la tensión de pico de la línea.

En la elección de los SCR debe asegurarse que la corriente eficaz de conducción, $I_{T(RMS)}$ especificada por el fabricante sea superior al valor anterior.

Para finalizar, es importante anotar que un circuito práctico de este tipo, debe llevar elementos de protección si se quiere asegurar una buena confiabilidad de sistema.

Del circuito de la figura 3.76 se derivan otros cuyo funcionamiento es similar y para los cuales podemos aplicar los mismos criterios de diseño. En la figura 3.80 se muestra uno de ellos.

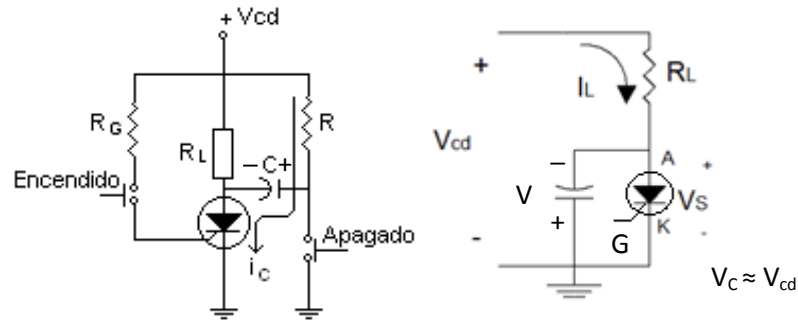


Figura 3.80 Interruptor Estático

$$i_L = \frac{2V_{cd}}{R_L} e^{-t/CR_L}.$$

$$v_s = V_{cd} - i_L R_L = V_{cd} - 2V_{cd} e^{-t/CR_L}.$$

$$v_s = V_{cd} [1 - e^{-t/CR_L}] \rightarrow t = t_{OFF}; v_s = 0.$$

Como se puede apreciar en este circuito, el condensador C no se carga por R_G sino a través de R, el cálculo de esta resistencia se relaciona con el tiempo mínimo que puede gastarse en efectuar una operación inmediata de “encendido-apagado”. Si se supone, por ejemplo, que una operación manual de este tipo se gasta un segundo para realizarla, y si además se considera que al final de este tiempo el condensador debe haber alcanzado (al menos) una tensión del 98% de V_{cd} , se tendrá lo siguiente.

$$v_C = V_{cd} (1 - e^{-t/RC}) \quad (3.18)$$

Para: $t = 1 \text{ s}, \quad v_C = 0.98 V_{cd}$

Reemplazando estos valores en (3.18) y simplificando

$$R = \frac{0.25}{C}$$

Ejemplo 

Analizar, diseñar y seleccionar los elementos necesarios de un arrancador estático con SCR para un motor de C.D.

En la figura 3.81 a, se ilustra un circuito práctico arrancador de motor mediante mando por pulsadores, con el cual se puede arrancar y parar un motor de corriente directa de excitación independiente.

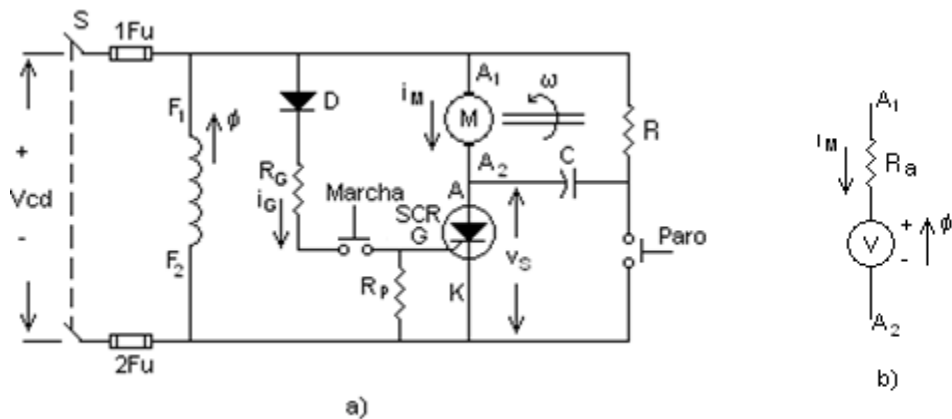


Figura 3.81 Arrancador estático para MCD usando SCR como interruptor

Al cerrar el interruptor S el campo del motor queda conectado a la línea, estableciéndose en él el flujo de excitación requerido para que el motor pueda arrancar en el momento de la conmutación del SCR. El diodo D protege la compuerta del tiristor contra inversión de polaridad de la fuente y su tensión inversa de pico debe ser superior al V_{cd} que impone la fuente.

La resistencia R_s , que limita la corriente de compuerta a un valor de seguridad, puede calcularse aplicando la siguiente expresión:

$$R_{Gmax} = \frac{(V_{cd} - V_D - V_{GT})}{I_{GT}} \geq R_G \geq \frac{(V_{cd} - V_D - V_{GT})}{I_{GTM}} = R_{Gmin} .$$

El voltaje V_D es la caída en el diodo D cuando conduce y su valor típico es del orden de 0.7 V.

V_{GT} el valor del voltaje medio de compuerta que impone el SCR para permitir el paso de la corriente de disparo I_{GT} .

I_{GTM} es el valor máximo de corriente de compuerta permitido para limitar la disipación al valor máximo especificado por el fabricante.

La resistencia R_p tiene como finalidad referenciar el terminal de compuerta al potencial de cátodo (0 V) con el objeto de hacerla insensible a ruidos electromagnéticos. Su valor se asume normalmente de forma que $R_p \gg R_{GK}$ en una relación máxima de 10 a 1, seleccionado R_G con un valor cercano al mínimo permitido.

Si suponemos que el motor utilizado tiene los siguientes datos de placa:

Voltaje nominal: $V_{cd} = 250 \text{ V}$

Potencia en el eje: $P = 7.5 \text{ HP}$

Eficiencia: $\eta = 0.95\%$

Resistencia de armadura: $R_A = 2.1 \Omega$

Velocidad nominal: $\omega = 1150 \text{ RPM}$

Operación: A plena carga

Con esta información se determina el SCR que puede ser utilizado para manejar el motor:

$$I_{T(AV)} > I_{M(AV)} = \frac{P_{mec}}{\eta V_{cd}} = \frac{7.5 \text{ HP} \times 746 \text{ W}}{1 \text{ HP} \times 0.95 \times 250 \text{ V}} = 23.56 \text{ A}$$

$$I_{TSM} > \frac{V_{cd}}{R_a} = \frac{250 \text{ V}}{2.1 \Omega} = 119 \text{ A} = I_a$$

$$V_{DWM} > V_{cd} = 250 \text{ V} ,$$

o también:

$$V_{DRM} = V_{RRM} > 250.$$

Un SCR práctico podría ser cualquiera cuyas especificaciones del fabricante fueran las siguientes:

$$I_{T(AV)} = 35 \text{ A}$$

$$I_{TSM} = 350 \text{ A}$$

$$V_{DRM} = 600 \text{ V}$$

Seleccionado el SCR por catálogo, quedan definidos los datos complementarios que se requieren para terminar el diseño del circuito. Se podría asumir la siguiente información:

$$I_{GT} = 6 \text{ mA}$$

$$I_{GTM} = 50 \text{ mA}$$

$$V_{GT} = 1.5 \text{ V}$$

$$T_{off} = 20 \mu\text{s}$$

Con estos datos el valor adecuado para R_G deberá estar comprendido entre:

$$R_{Gmax} = \frac{(V_{cd} - V_D - V_{GT})}{I_{GT}} = \frac{250 \text{ V} - 0.7 \text{ V} - 1.5 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 41.3 \Omega.$$

$$R_{Gmin} = \frac{(V_{cd} - V_D - V_{GT})}{I_{GTM}} = \frac{250 \text{ V} - 0.7 \text{ V} - 1.5 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 4.95 \Omega.$$

Un valor práctico para R_G puede ser $5.6 \text{ K}\Omega @ 5\text{W}$.

La disipación de potencia en R_G es transitoria, ya que solo se presenta durante tiempos muy cortos: mientras el pulsador de marcha se presiona para arrancar el motor. Con base en esto, dicha disipación puede asumirse para un valor reducido sin que en la compuerta se presenten daños.

El valor de la resistencia R_p se asume aplicando el criterio visto anteriormente de $4.7 \text{ K}\Omega @ 1\text{W}$. R_p actúa como un divisor de corriente sobre la compuerta. Sin embargo, como su valor es elevado, la corriente que por ella circula es solo una fracción de la corriente que para por R_G sin afectar el comportamiento del circuito, garantizando la conmutación del SCR.

Una vez el motor está conectado a la línea, el condensador C puede cargarse a través de la resistencia R. Su voltaje final será aproximadamente igual al voltaje de la fuente con la polaridad mostrada en el circuito.

Al presionar el pulsador de paro, el borne positivo del condensador queda conectado al cátodo y el borne negativo al ánodo, con lo cual el tiristor se polariza inversamente bloqueándose en forma casi inmediata, lo cual desconecta el motor de la línea.

El circuito equivalente con el pulsador de paro presionado y el condensador cargado es el que indica la figura 3.82.

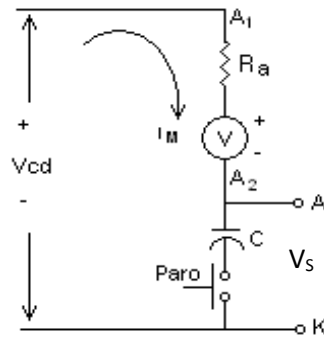


Figura 3.82 Circuito equivalente del arrancador al momento de presionar el pulsador de paro

Del circuito mostrado se tiene que la corriente por el motor es

$$i_M = \frac{(2V_{cd} - V)}{R_a} e^{-t/CR_a}. \quad (3.19)$$

Y el voltaje en el SCR es:

$$v_s = (V_{cd} - V) - i_M R_a.$$

Reemplazando el valor i_M en la expresión anterior

$$v_s = (V_{cd} - V) - (2V_{cd} - V)e^{-t/CR_a}. \quad (3.20)$$

$$v_s = 0 \rightarrow t = t_{OFF},$$

$$\frac{(V_{cd} - V)}{(2V_{cd} - V)} = e^{-t_{OFF}/C_{min}R_a}.$$

$$\ln\left(\frac{2V_{cd} - V}{V_{cd} - V}\right) = \frac{t_{OFF}}{R_a C} \therefore C_{min} = \frac{t_{OFF}}{R_a \ln\left(\frac{2V_{cd} - V}{V_{cd} - V}\right)}.$$

En esta expresión, V es la fuerza contraelectromotriz inducida en el motor cuando está en movimiento a plena carga y tiene el campo excitador aplicado.

$$v_s = 0 \therefore 0 = V_{cd} - V - i_M R_a \rightarrow V = V_{cd} - i_M R_a = 250 \text{ V} - 23.56 \text{ V} \times 2.1 \text{ V} \rightarrow V = 250.5 \text{ V}.$$

Para el problema considerado; con el motor en funcionamiento a plena carga (SCR en estado de conducción): (3.19) y (3.20) se pueden escribir con valores prácticos como

$$i_M = 142.6 e^{-t/2.1c} \quad v_s = 49.47 \text{ V} - (299.6)e^{-t/2.1c}.$$

En la figura 3.83 se ilustra la forma de onda de i_M y v_s :

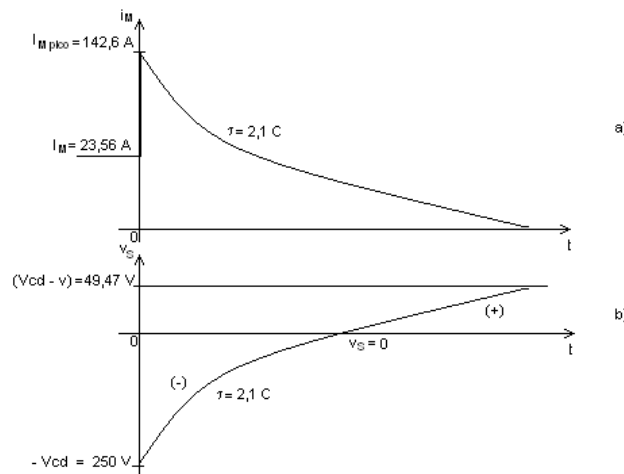


Figura 3.83 Variación de la corriente por el motor y el voltaje en el SCR

De la gráfica y por diseño, se debe escoger un condensador cuyo valor mínimo cumpla que

$$t = t_{off} \quad \rightarrow \quad v_s = 0,$$

en consecuencia:

$$0 = 49.47 \text{ V} - 299.5 e^{-t_{off}/2.1c}$$

De donde

$$C = \frac{t_{off}}{2.1 \ln\left(\frac{299.5}{49.47}\right)} = \frac{20 \mu s}{2.1 \ln(6.05)} = 5.28 \mu F .$$

C = 5.28 μ F @500 V

220

Esta es la capacidad mínima que debe tener el condensador para garantizar el apagado del SCR al presionar el pulsador de paro.

La resistencia R en serie con el condensador debe proporcionar una carga rápida del mismo al voltaje de la fuente, garantizando que el motor se pueda desconectar suponiendo una maniobra de mando – paro de corta duración.

El voltaje en el condensador al momento de arrancar el motor será de la forma:

Si el tiempo mínimo de una maniobra marcha – paro se estima en 1 segundo; este será el tiempo que debe demorar el condensador para que cargue completamente, lo cual se consigue cuando han transcurrido un tiempo de estabilización igual a: $t_S = 4\tau = 4RC = 1$ s.

En consecuencia: $R = \frac{1}{4C} = 47.26 K\Omega \rightarrow R^* = 47 K\Omega$

La disipación de potencia de la resistencia R tiene su mayor valor cuando el pulsador de paro está presionado. En estas circunstancias, queda conectada a la tensión de la fuente de alimentación.

Puesto que el pulsador solo se presiona durante tiempos de corta duración, es posible dimensionar la disipación de la resistencia R como una fracción del valor máximo. Para el problema planteado, un valor práctico se escogió de 1 W.

$$\rightarrow P_{R_{pico}} = \frac{V_{cd}^2}{R} \rightarrow \frac{(250 V)^2}{47} \times 10^{-3} = 1.32 W$$

3.18. OPERACIÓN DEL SCR COMO RECTIFICADOR CONTROLADO CON CARGA INDUCTIVA (R-L)

Cuando un circuito regulador de fase debe operar sobre carga inductiva o más bien, resistiva – inductiva, las formas de onda de las tensiones y corrientes asociadas al circuito sufren modificaciones importantes, y su comportamiento se hace diferente en comparación con el que se presenta ante una carga resistiva pura. La carga industrial de tipo resistivo está representada generalmente por sistemas de iluminación a base de lámparas incandescentes, resistencias de calefacción para hornos y calentadores, etc.

221

La carga inductiva (R-L) es una carga más general, puesto que en principio, aunque no sea considerada como tal; toda carga presenta efectos inductivos asociados con los elementos de circuito, los conductores y la fuente de alimentación, los devanados de campo y de inducido de las máquinas de C.D., electroimanes, contactores, válvulas solenoide, etc., son ejemplos típicos de cargas inductivas industriales.

En la figura 3.84 se muestra un circuito rectificador controlado de media onda operando con carga inductiva.

Para simplificar el análisis se considera que la caída de tensión en el SCR, cuando éste conduce, es despreciable. Además, se supondrá que el diodo D está inicialmente desconectado.

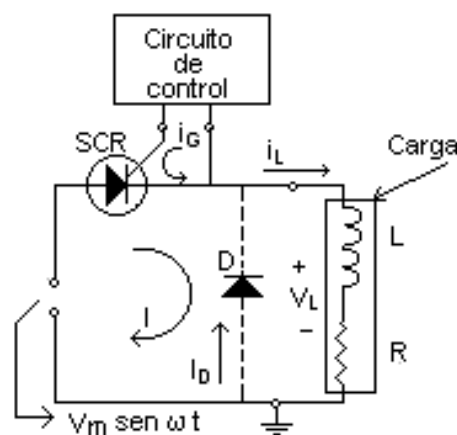


Figura 3.84 Rectificación controlada de media onda con carga inductiva

Del circuito, y para cuando el SCR conduce, se pueden establecer las siguientes relaciones

$$L \frac{di_L}{dt} + i_L R = V_M \text{sen} \omega t ,$$

o también

$$L \frac{di_L}{dt} + \frac{R}{L} i_L = \frac{V_M}{L} \text{sen} \omega t .$$

Resolviendo para i_L se tendrá que

$$i_L = A e^{-\frac{R\omega}{\omega L}} + \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\omega t - \phi). \quad (3.21)$$

Como se puede apreciar de (3.18), la corriente i_L está formada por dos componentes: una “transitoria”, i_T , que presenta variación exponencial decreciente y se hace cero al cabo de cierto tiempo, y otra “estacionaria” i_S , que representa una onda senoidal de la misma frecuencia de la línea, independiente del ángulo de disparo y desfasada un ángulo ϕ con respecto a v . Para esta componente se tiene que:

$$Z_L = \sqrt{R^2 + X_L^2}, \quad X_L = \omega L \quad \text{y} \quad \phi = \frac{\text{tg}^{-1} \omega L}{R} .$$

En estas expresiones Z_L corresponde a la impedancia de la carga y ϕ al ángulo del factor de potencia asociado con ella.

El cálculo de la constante A se puede realizar fácilmente, teniendo presente que para $\omega t = \theta$ (ángulo de disparo correspondiente al instante en que se aplica la señal de control i_G) la corriente por la carga vale justamente cero ($i_L = 0$). Para esta condición

$$0 = A e^{\frac{R\theta}{\omega L}} + \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi)$$

Resolviendo para A y llevando este valor a (3.21) se tiene que:

$$i_L = \underbrace{-\frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)}}_{i_t} + \underbrace{\frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\omega t - \theta)}_{i_s} \quad (3.22)$$

Teniendo presente que $i_L = 0$ cuando el rectificador controlado no conduce, porque se encuentra polarizado inversamente, se pueden graficar las ondas de tensión y corriente por la carga como se aprecia en la figura 3.67.

Según se observa en la figura 3.85, la conducción de corriente va más allá de 180° , hasta el ángulo θ_2 . Esto se debe a que la tensión desarrollada en la inductancia mantiene al SCR en estado de conducción (polarizado directamente) a pesar de que la tensión de línea sea negativa. Puede apreciarse que la forma de onda de la corriente resulta “achatada” al principio debido al efecto de la corriente transitoria i_T . El ángulo θ_2 se denomina **ángulo de extinción** y puede determinarse de (3.20) observando que para $\omega t = \theta_2$, $i_L = 0$ nuevamente.

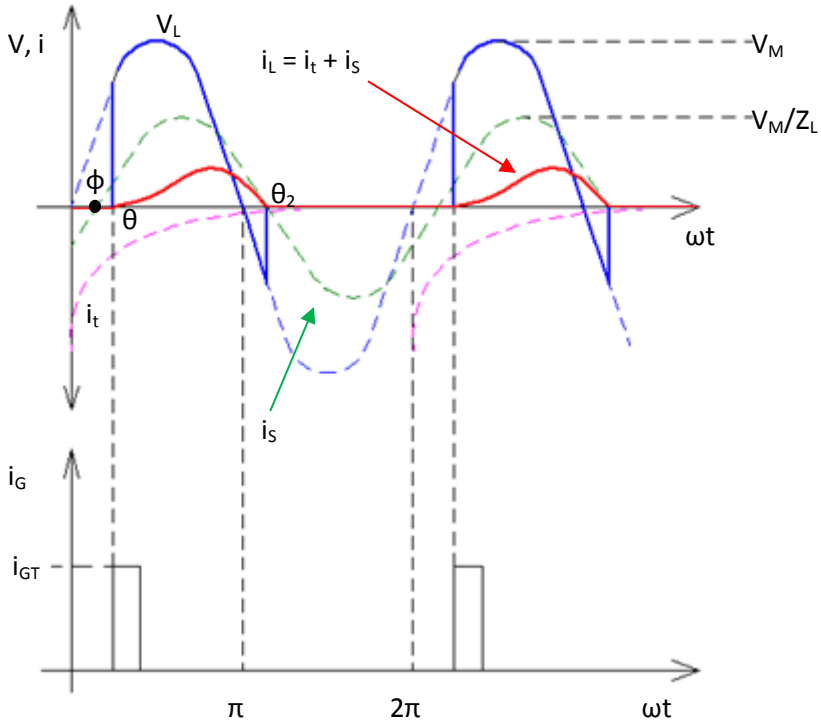


Figura 3.85 Conducción en el SCR

De acuerdo con esto

$$0 = -\frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\theta_2 - \theta)} + \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta_2 - \phi).$$

Reorganizando, se puede escribir en la forma

$$\frac{\text{sen}(\theta_2 - \phi)}{\text{sen}(\theta - \phi)} = e^{-\frac{R}{\omega L}(\theta_2 - \theta)} \quad (3.23)$$

Se puede apreciar que el ángulo de extinción para carga fija solo depende del ángulo de disparo θ . La solución de esta ecuación, para θ_2 , se realiza empleando un método iterativo de reemplazo, asumiendo inicialmente una posible raíz y comparando los valores obtenidos para las expresiones de la izquierda y la derecha de la ecuación. En la práctica, sin embargo, la solución de (3.23) se encuentra disponible en forma gráfica (ver figura 3.86) y no se hace necesaria su solución.

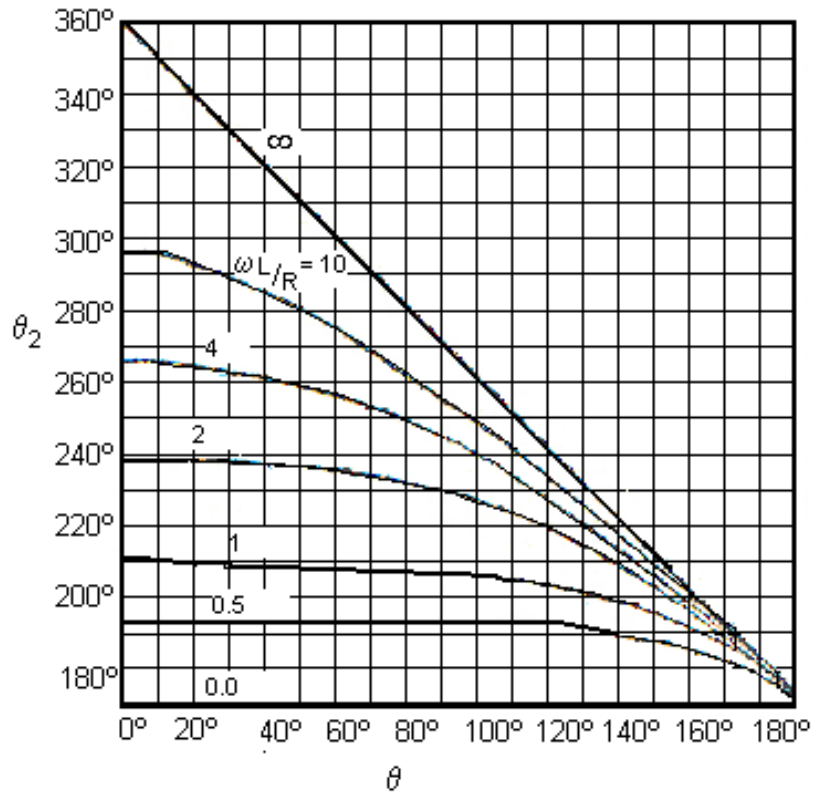


Figura 3.86 Ángulo de extinción en función del ángulo de disparo

Dichas curvas, corresponden a

$$\theta_2 = f(\theta) \Big|_{\frac{\omega L}{R} \text{ Parámetro}}$$

De su análisis se puede concluir lo siguiente

- Con carga resistiva pura ($\frac{\omega L}{R} = 0$). El ángulo de extinción es siempre 180°
- Para carga fija: a medida que aumenta el ángulo de disparo se disminuye el ángulo de extinción, hasta que coincide en $\theta = \theta_2 = 180^\circ$ para el cual $i_L = 0$
- Con carga inductiva pura ($\omega L/R = \infty, R \neq 0$) y para $\theta = 0^\circ$, el ángulo de extinción es 360° . Sin embargo, la corriente por la carga será cero ya que según se aprecia de (3.20), el término $V_M/Z_L = 0$.

Se concluye, que la conducción continua por la carga es imposible para el rectificador controlado de media onda, aun con carga inductiva pura.

La tensión en la carga se obtiene fácilmente, observando que si el SCR no conduce, $V_L = 0$; y si conduce, $V_L = v = V_M \text{sen } \omega t$. Como la conducción se realiza desde θ hasta θ_2 , la tensión en la carga tendrá la forma indicada en la figura 3.63.

El valor medio de la tensión en la carga se puede obtener a partir de

$$\bar{v}_L = V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta_2} V_M \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{V_M}{2\pi} (\cos\theta - \cos\theta_2). \quad (3.24)$$

Puesto que en la inductancia no se origina caída de tensión de C.D., la corriente media por la carga será

$$\bar{i}_L = I_{cd} = \frac{\bar{V}_L}{R} = \frac{V_M}{2\pi R} (\cos\theta - \cos\theta_2).$$

Para las ecuaciones (3.24) y la anterior se supone conocida la carga, el ángulo de disparo y el ángulo de extinción, el cual se obtiene de la gráfica de la figura 3.86. Un somero análisis de las ecuaciones anteriores permite comprobar que a medida que se aumenta el ángulo de disparo se reducen los valores de tensión y corriente directa por la carga (suponiendo que ésta tiene una impedancia fija).

Para el caso de un circuito **rectificador controlado de onda completa con carga inductiva** el funcionamiento es análogo. En primer lugar, la corriente por la carga tiene la misma forma que la obtenida con el rectificador de media onda y la única diferencia consiste en que se presentan dos pulsos por ciclo en vez de uno. Por consiguiente, la expresión matemática para la corriente por la carga será la misma (3.22), teniendo presente que el intervalo de conducción es doble. En la figura 3.87 se ilustra la forma de onda de la tensión y corriente por la carga para un rectificador controlado de onda completa con carga inductiva.

Para éste rectificador, la conducción discontinua de corriente por la carga se presenta para θ_2 ($\pi+\theta$). La conducción continua ($i_L \neq 0$) se iniciará justamente cuando $\theta_2 = (\pi+\theta)$. Para todos los ángulos de disparo que dan conducción continua con carga especificada, el SCR puede dispararse sin perder el control sobre la corriente. El hecho de que haya conducción continua por la carga no implica que los SCR no se apaguen en cada semiciclo. En realidad, la corriente por la carga estará formada por la superposición en el tiempo de “bloques” de corriente, siendo cada “bloque” el aporte del SCR que conduce en ese momento.

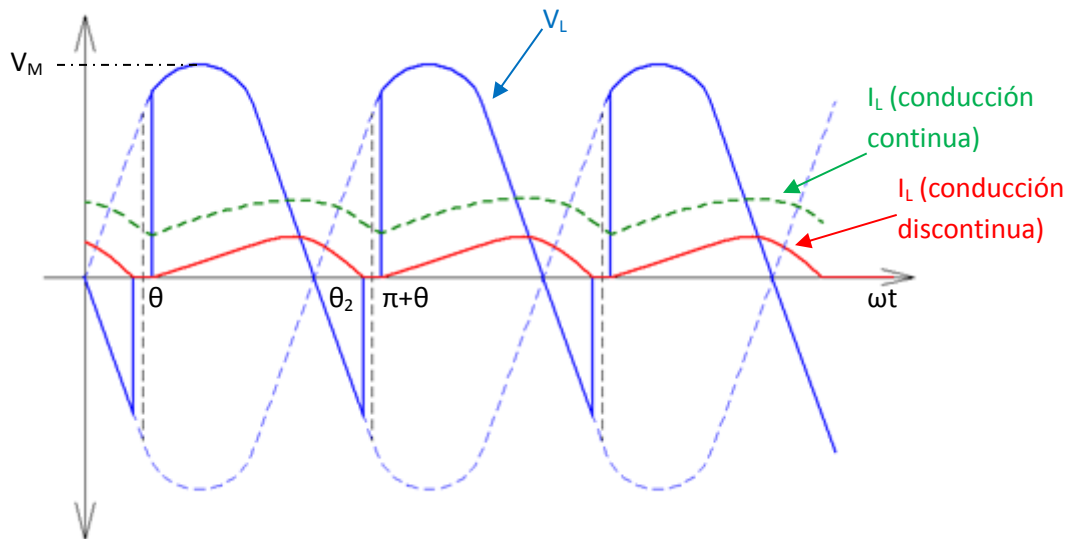


Figura 3.87 Ondas para el circuito rectificador controlado de onda completa

Para corriente discontinua el ángulo de extinción se podrá determinar a partir de la ecuación o gráficamente de la figura 3.87, teniendo presente que no deben tomarse valores por encima de la línea crítica, que corresponde a la ecuación $\theta_2 = (\pi+\theta)$ ó lo mismo, en la zona de conducción

continua. La figura 3.88 a muestra la solución para (3.23) y en ella se aprecia la línea crítica que divide el plano en las regiones para las cuales se presenta conducción continua o discontinua. En dicha figura se puede observar que para ángulos de disparo mayores de 90° siempre existirá conducción discontinua sin importar las características de la carga, es decir, para cualquier valor de ω_L/R . Para $\theta < 90^\circ$ es posible la conducción continua o discontinua según el valor de ω_L/R asociado a la carga. En conducción continua no cabe hablar ya de ángulo de extinción puesto que no existe.

El valor de la tensión media o de corriente directa por la carga en **conducción discontinua** se podrá determinar resolviendo (ver figura 3.88)

$$\bar{v}_L = V_{cd} = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta_2} V_M \text{sen}(\omega t) d\omega t,$$

Integrando

$$V_{cd} = \frac{V_M}{\pi} (\cos\theta - \cos\theta_2). \quad (3.25)$$

Para **conducción continua** $\theta_2 = (\pi + \theta)$ se tendrá que

$$V_{cd} = 2 \frac{V_M}{\pi} \cos\theta \quad (3.26)$$

En la gráfica de la figura 3.88 se puede apreciar la variación de $\frac{V_{cd}}{V_M} = \frac{2}{\pi} \cos\theta$ en función del ángulo de disparo θ . Obsérvese que para conducción continua la relación varía cosenoidalmente y no depende de la carga. Para ángulos mayores de 90° se inicia la conducción discontinua, y deben considerarse las curvas en línea punteada según el valor de ω_L/R asociado con la carga.

De (3.25) y (3.26) se puede calcular también el valor de corriente directa por la carga el cual será

Para conducción discontinua: $\bar{I}_L = I_{cd} = \frac{V_M}{\pi R} (\cos\theta - \cos\theta_2)$

Para conducción continua: $\bar{I}_L = I_{cd} = \frac{2V_M}{\pi R}$

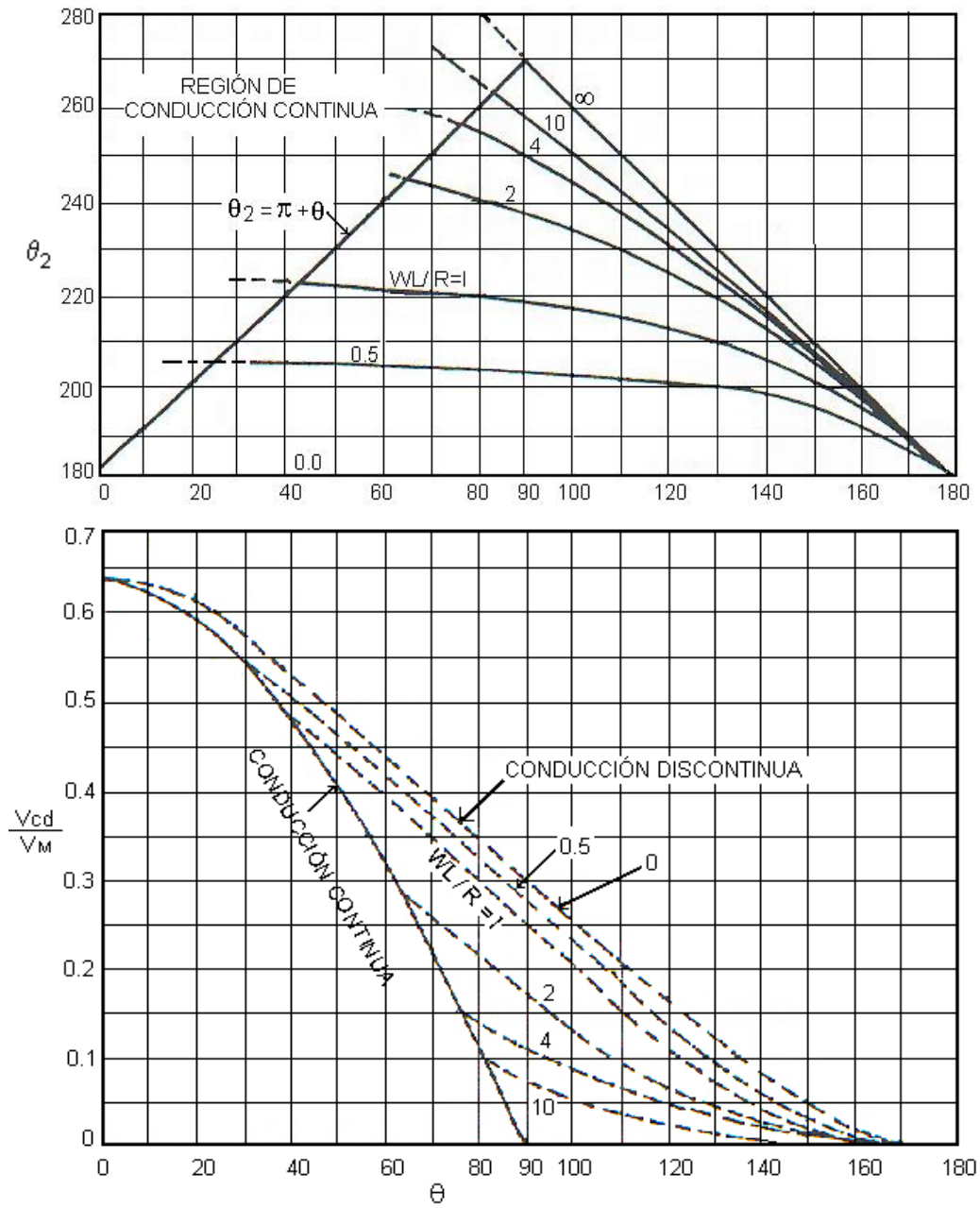


Figura 3.88 Variación del V_{cd}/V_M y θ_2 en función del ángulo de disparo

Una simple inspección de las ecuaciones para V_{cd} e I_{cd} permite concluir que aumentos en el ángulo de disparo se traducen en una disminución de estos valores o viceversa.

Para determinar la expresión de la corriente en conducción discontinua y la constante A , se evalúa de la siguiente manera:

- Para: $\omega t = \theta \rightarrow i_L = I$ (ver figura 3.87)
- Para: $\omega t = \theta_2 = \pi + \theta \rightarrow i_L = I$

Reemplazando cada uno de estos valores en (3.21) se obtiene

$$i_L = I = \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi) + Ae^{-\frac{R}{\omega L}\theta}.$$

$$i_L = I = \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\pi + \theta - \phi) + Ae^{-\frac{R}{\omega L}\theta_2}.$$

Igualando las dos expresiones y resolviendo para A se tiene que

$$A = \frac{2 \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi)}{\left(e^{-\frac{R\pi}{\omega L}} - 1 \right) e^{-\frac{R\theta}{\omega L}}}.$$

Reemplazando el valor de A en (3.21), la expresión para la corriente en conducción continua será

$$i_L = \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\omega t - \phi) - \frac{2V_M}{Z_L} \frac{\text{sen}(\theta - \phi)}{\left(1 - e^{-R\pi/\omega L} \right)} e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)}.$$

La gráfica de esta ecuación es la que ilustra con línea punteada en la figura 3.87. La expresión para el valor medio de la corriente por la carga también se puede deducir de la anterior expresión, pero obtener su resultado se hace muy laborioso.

Cuando en el circuito de la figura 3.84 se conecta el diodo D en paralelo con la carga, las ondas de tensión y corriente se modifican apreciablemente, según se ilustra en la figura 3.89.

Como se puede apreciar, mientras el SCR está conduciendo se comporta como un cortocircuito y toda la tensión de la línea (v) aparece aplicada a la carga. Sin embargo, cuando la tensión de línea se hace negativa, el diodo se polariza directamente y por consiguiente la tensión en la carga se hace cero. La tensión en la carga también será cero (aunque el SCR esté polarizado directamente) mientras no se aplique la señal de disparo a la compuerta.

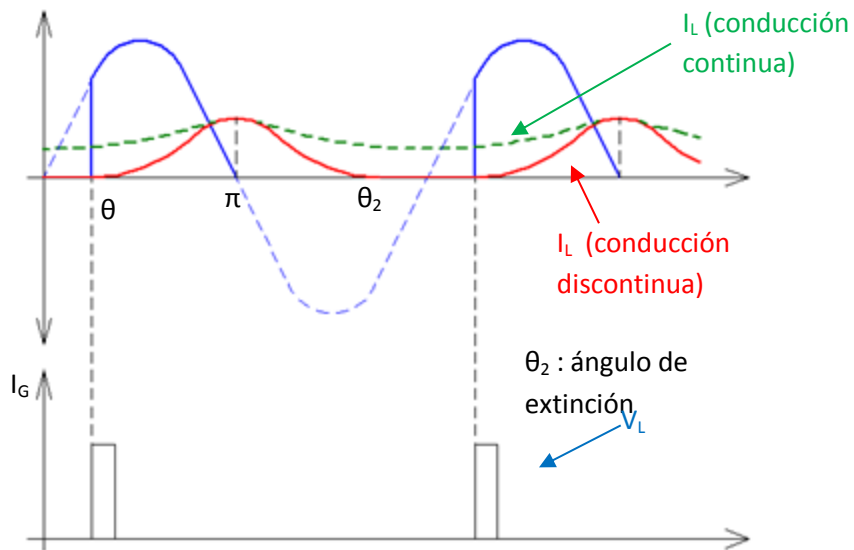


FIGURA 3.89 Formas de onda del circuito 3.84 al conectar el diodo D

La onda de corriente por la carga es un poco más compleja y debe analizarse en diferentes intervalos.

a. Para: $\theta \leq \omega t \leq \pi$ la corriente seguirá la misma forma de onda que corresponda a (3.22), es decir

$$i = i_L = \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)} + \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\omega t - \phi).$$

La corriente por el diodo será $i_D = 0$, puesto que éste se encuentra polarizado inversamente.

b. Para: $\pi \leq \omega t \leq \theta_2$ el SCR se polariza inversamente, se bloquea, y la corriente $i = 0$.

Puesto que en el momento de “abrirse” el SCR la corriente por la carga es $i_L = I$, la inductancia tiene una energía almacenada y entrará a descargarse a través del diodo D, que en ese momento ha entrado a polarizarse directamente.

En estas circunstancias se cumplirá que

$$i_L = i_D \quad \text{y} \quad v_L = 0 = L \frac{di}{dt} + i_L R,$$

resolviendo se obtendrá:

$$i_D = i_L = I e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} \quad (3.27)$$

El valor de I se podrá calcular de (3.22) sustituyendo en ella: $i_L = I$ y $\omega t = \pi$. El ángulo de extinción θ_2 se puede hallar de manera similar a partir de (3.27) teniendo en cuenta que para:

$$\omega t = \theta_2 \quad i_L = 0.$$

Una característica especial del circuito consiste en que la corriente i_L podrá hacerse continua dependiendo del ángulo de disparo y del valor de $\omega L/R$ asociado a la carga.

La tensión de corriente directa en la carga para conducción discontinua será

$$\overline{v}_L = V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} V_M \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos\theta).$$

3.19. REGULACIÓN AUTOMÁTICA DE VOLTAJE EN ALTERNADORES

232

Los alternadores o generadores de corriente alterna, tanto monofásicos como trifásicos, son las máquinas eléctricas que se utilizan en la práctica para obtener la electricidad que demandan para el consumo todos los usuarios de este servicio a nivel domiciliario, industrial, comercial, etc.

La máquina está conformada de dos partes denominadas rotor y estator. Normalmente en el estator se encuentran alojados los denominados devanados principales, a través de los cuales se obtiene la energía eléctrica que se va a utilizar para el consumo.

En las máquinas de gran tamaño o de gran capacidad (KVA) generalmente, se dispone de tres devanados principales, en los cuales se originan tres tensiones idénticas desfasadas 120° . Esta máquina se conoce con el nombre de **generador sincrónico trifásico**.

El rotor está conformado por un devanado giratorio que se alimenta con corriente directa, cuya función es la de producir el flujo de excitación que se requiere para inducir la tensión de corriente alterna en los devanados principales cuando la máquina se pone en movimiento.

En la figura 3.90 se ilustra la representación simbólica de un generador trifásico. El motor impulsor suministra potencia mecánica a la máquina para que esta lo convierta en potencia eléctrica.

Para garantizar que la frecuencia en la onda senoidal sea constante, se hace necesario que el motor impulsor mantenga permanentemente constante su velocidad, independiente de las variaciones que se puedan dar en corriente de carga del generador.

El voltaje de salida de un generador de corriente alterna, conocido como la fuerza electromotriz inducida, puede expresarse de la forma

$$V_g = KW I_{ex} \text{sen} \omega t,$$

donde:

W es la velocidad en R.P.M. de la máquina.

I_{ex} es la corriente directa por el devanado de campo o excitación.

ω ($2\pi f$) es la velocidad angular en rad/s.

Si la velocidad del generador permanece constante, el voltaje de salida solo depende de la magnitud de la corriente continua que circula por el devanado del campo

$$V_g = K_2 I_{ex} \text{sen} \omega t,$$

se puede ver que la condición para mantener constante el voltaje de salida se logra ajustando la corriente de excitación, I_{ex} , como muestra la figura 3.90.

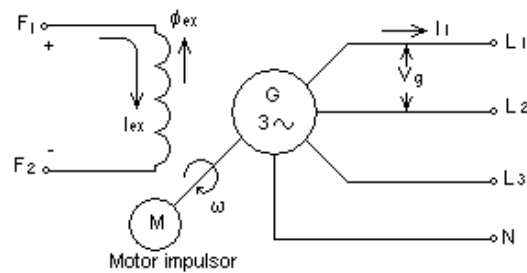


Figura 3.90 Representación de un generador 3φ

Un circuito equivalente del generador para una fase y con carga conectada es el que se ilustra en la figura 3.91.

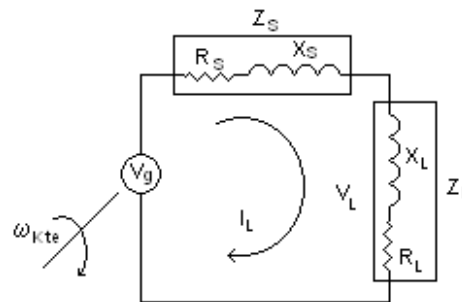


Figura 3.91 Representación de un generador 1φ

Z_L es la carga del usuario, V_g es la fuerza electromotriz inducida del generador y Z_s se conoce con el nombre de la impedancia sincrónica del generador, cuyo valor es aproximado a X_s , ya que la resistencia interna de los devanados en corriente directa es muy pequeña ($R_s \approx 0$)

Del circuito puede establecerse la siguiente ecuación de malla

$$V_L = V_g - I_L Z_S \rightarrow V_L = K_2 I_{ex} \text{sen} \omega t - I_L Z_S.$$

Para lograr que el voltaje de salida V_L , se mantenga constante ante un aumento en la corriente de carga I_L , debida a la variación en la carga, la corriente de excitación debe aumentarse para generar un cambio nulo en V_L .

Existen dos métodos para regular la corriente de excitación: **manual o automático**.

La **regulación manual** se logra mediante un reóstato R_V , que modifica la corriente de excitación para mantener constante el voltaje de salida ante la variación en la carga, como muestra la figura 3.92.

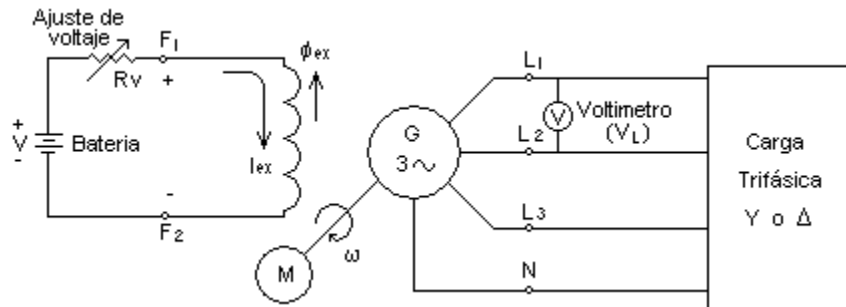


Figura 3.92 Regulación manual de velocidad

Este método de regulación solo es recomendable para cargas constantes, ya que cambios de la corriente de carga exigen al operario variaciones continuas del reóstato R_V si se quiere mantener constante la tensión en los bornes de salida. Esta operación, como puede deducirse, es muy dispendiosa y de hecho no es justificable.

La magnitud de la corriente de excitación de un generador depende del tamaño del mismo y en términos generales la potencia de excitación de corriente directa es una fracción que tiene valores comprendidos entre 2 y 5% de la potencia efectiva de salida del generador.

Cuando la máquina es de gran capacidad (KW, MW), la corriente de excitación puede llegar a tener valores muy elevados, lo cual resulta difícil de manejar por medio de un reóstato.

Para solucionar el problema de regulación que esto genera, los fabricantes construyen los alternadores de gran tamaño para que la potencia de corriente directa que se requiere sea suministrada por un generador alterno denominado **máquina excitatriz**.

Existen básicamente dos tipos de excitatrices:

- Excitatriz o generador de corriente directa.
- Excitatriz o generador de corriente alterna con rectificador incorporado, denominado **generador sin escobillas** o **brushless generator**, en inglés.

La máquina excitatriz que suministra la potencia del campo, generalmente se acopla al eje del generador si se trata de un **generador de corriente directa**. La potencia es extraída de la armadura de la máquina excitatriz, por medio de un conmutador con escobillas, para introducirse al campo del alternador por medio de escobillas y anillos deslizantes. Como muestra la figura 3.81.

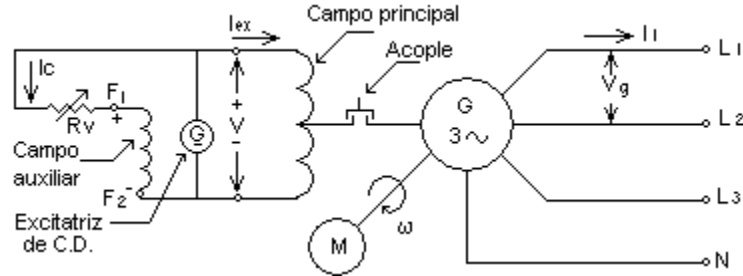


Figura 3.93 Generador con máquina excitatriz

El reóstato de campo R_v , mostrado en la figura 3.93, maneja una corriente muy reducida I_G que corresponde a la corriente de excitación de la máquina excitatriz conectada. Este sistema, la igual que el anterior, no garantiza una buena regulación y solo es recomendable en casos donde las variaciones de la carga son ligeras o con carga constante.

Los circuitos que proporcionan la corriente de campo a partir del principio de la autoexcitación (por medio de la máquina excitatriz), presentan el inconveniente de que bajo condiciones de corto circuito, la corriente de corto circuito toma valores muy reducidos que no permiten la discriminación ni la actuación de los dispositivos de protección.

3.19.1. Generador sin Escobillas (*Brushless Generator*)

Los sistemas sin escobillas hacen que los generadores que poseen este tipo de sistemas sean más confiables y fáciles de mantener.

La excitatriz es un generador trifásico de campo excitador estacionario e inducido rotatorio. La salida de la excitatriz se aplica a un rectificador trifásico de onda completa en puente para suministrar la potencia de corriente directa al campo del generador, la máquina se monta sobre una estructura rotórica que gira sobre el mismo eje del alternador que lleva el campo del generador principal.

En la figura 3.94 se ilustra la estructura básica de un generador sin escobillas y apariencia típica. Generalmente en las máquinas grandes se utilizan dos devanados principales por fase para facilitar la conexión a diferentes tensiones. El campo auxiliar es estacionario e induce tensión en los devanados principales de la excitatriz de corriente alterna trifásica que está montada sobre el rotor. La salida de la excitatriz se conecta a un puente rectificador que está montado sobre el mismo eje del motor y gira también con el campo principal.

La salida de corriente directa del rectificador sirve para alimentar el campo principal y producir el flujo principal (ϕ_{ex}) que demandan los devanados de salida del generador para obtener en ellos la tensión inducida que es aprovechada por el usuario.

El ajuste del voltaje de salida del generador se hace regulando la corriente que circula por el devanado auxiliar. Por el bajo consumo de voltaje y corriente que requiere este devanado, es posible utilizar reguladores automáticos de voltaje de poco consumo y tamaño reducido.

Los diodos empleados en el rectificador giratorio, que se ilustra en la figura 3.96, poseen un encapsulado metálico de tornillo, como se ilustra en la figura 3.95. El dispositivo es montado sobre placas metálicas y al poseer este encapsulado, las placas sirven como disipadores de calor.

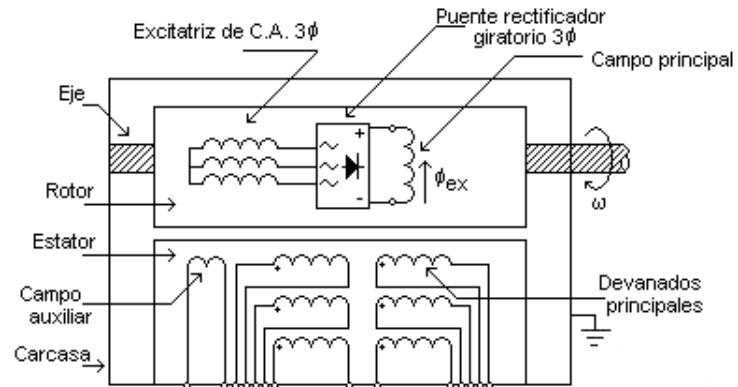
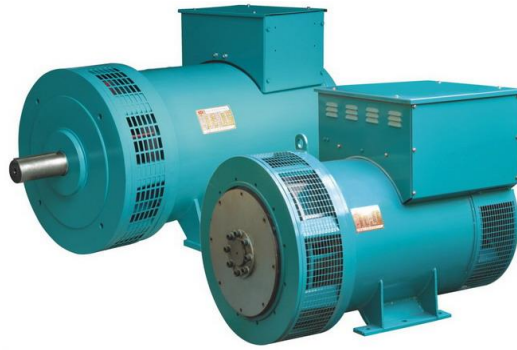


Figura 3.94 Generador sin escobillas⁵

⁵ Tomado de: <http://image.made-in-china.com/2f0j00wBPtueMcIDoJ/Brushless-Excitation-A-C-Synchronous-Generator-TFW2-.jpg> en diciembre de 2012-12-12

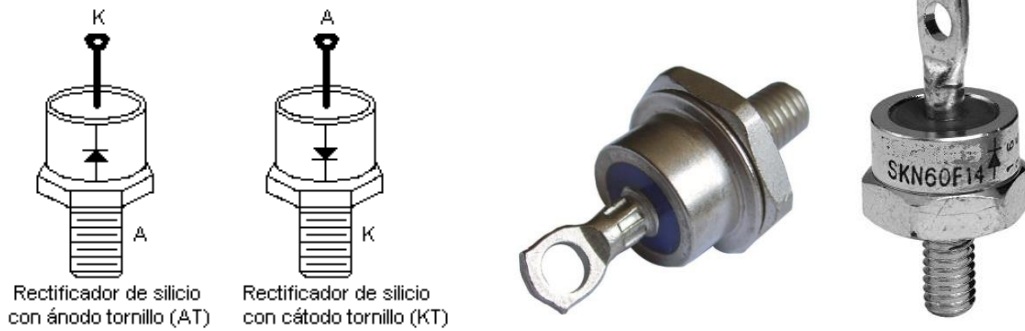


Figura 3.95 Diodos rectificadores⁶

Se usa a la salida del rectificador un varistor (*Metal Oxide Varistor: MOV*), mostrado en la figura 3.96, que impide el daño de los diodos debido a las sobretensiones transitorias que se inducen en el campo principal y son originadas por conmutación de carga.

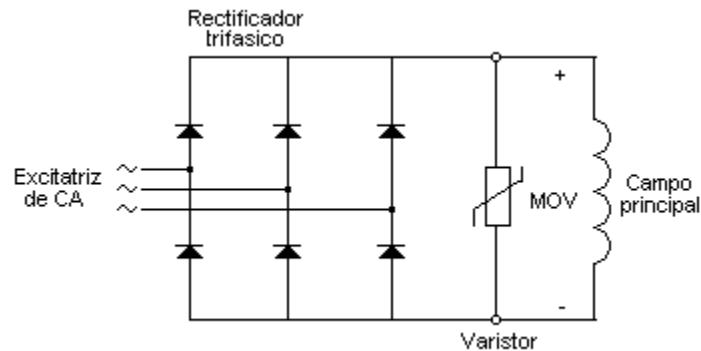


Figura 3.96 Rectificador giratorio

La curva característica de un varistor se ilustra en la figura 3.97. Si el voltaje aplicado es inferior al voltaje de ruptura, la corriente derivada por él es prácticamente cero. Si el voltaje es superior al de ruptura, la impedancia que conecta al circuito es de bajo valor y la corriente que circula es considerable, limitando la elevación del voltaje en los terminales de salida.

⁶ Tomado de: http://img.diytrade.com/cdimg/988693/10158284/0/1250668031/stud_screw_diodes.jpg en diciembre de 2012

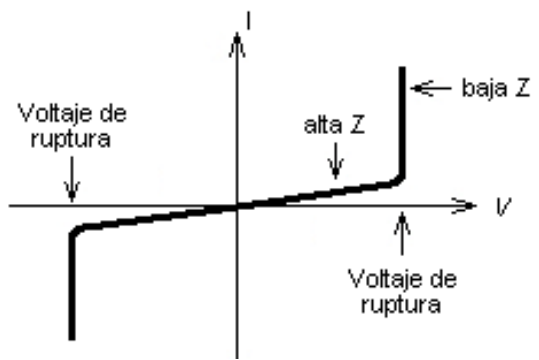


Figura 3.97 Curva característica de un varistor

Hay dos formas constructivas para el ensamble del conjunto rectificador de onda completa giratorio. La figura 3.98 muestra el rectificador montado sobre dos placas disipadoras (positiva y negativa). Entre ellas se conecta el varistor y el campo principal del generador. La segunda forma es con el rectificador montado sobre tres placas disipadoras. Como muestra la figura 3.99

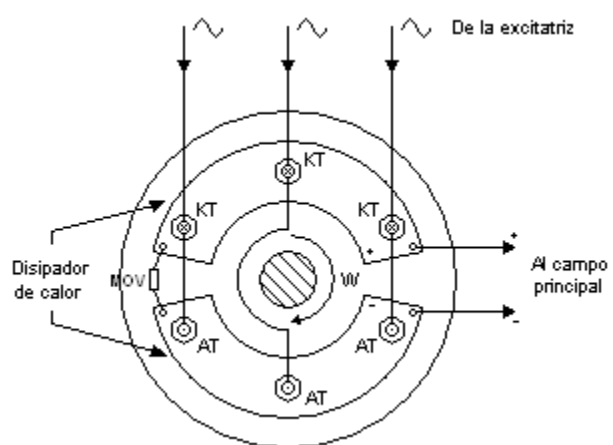


Figura 3.98 Rectificador sobre dos placas

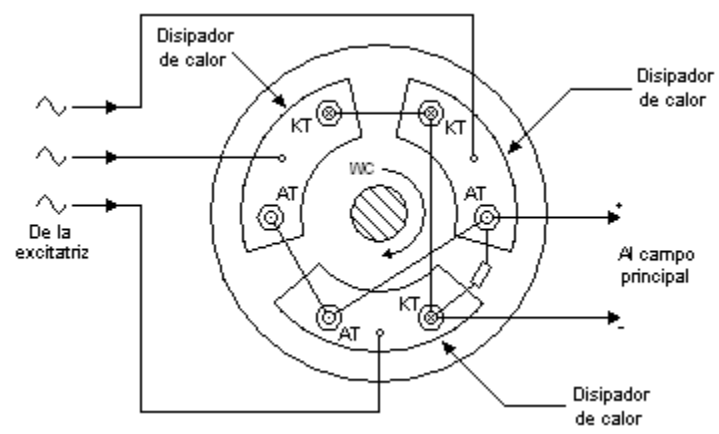


Figura 3.99 Rectificador sobre tres placas

3.19.2. Regulación Automática de Voltaje

La regulación de voltaje en alternadores se realiza mediante un sistema de realimentación negativa que modifica la corriente de excitación del campo, cuando se presentan variaciones en la carga. La regulación automática requiere un conjunto de elementos, con los cuales se conforma el denominado **Regulador Automático de Voltaje (AVR - *Automatic Voltage Regulator*)**. Los elementos básicos de un AVR son:

Un circuito "*Sensing*" o muestreo que mide y realimenta las condiciones del voltaje en bornes del generador.

Un detector de error que compara el voltaje del generador con uno de referencia ajustado por el operario y que representa el voltaje deseado a la salida del generador.

Un circuito controlador que realiza la acción de control correctora. Toma como señal de entrada la entregada por el detector de error que es la diferencia entre la señal deseada y la señal presente en la salida y produce una salida que afecta directamente la corriente de excitación.

Un regulador de voltaje realiza dos acciones básicas de control: Ante un cambio en la carga, debe restaurar el voltaje del generador al valor normal en el menor tiempo posible y sin oscilaciones prolongadas. Para funcionamiento en paralelo debe controlar la división o repartición de la carga reactiva entre las máquinas.

3.19.3. Tipos de Reguladores

Los reguladores de voltaje se clasifican en dos categorías: Reguladores de amplitud y reguladores de fase. Los reguladores de amplitud emplean dispositivos lineales como elementos finales de control para variar la corriente de excitación del campo de la excitatriz. Estos dispositivos pueden ser resistencias o transformadores. Los reguladores de fase, por otro lado, emplean dispositivos no lineales, como rectificadores controlados de silicio (SCR) para variar la corriente de excitación.

El regulador mostrado en la figura 3.100 es un regulador estático de amplitud, que emplea un transformador trifásico ajustable para realizar la acción de control.

Para este regulador, los voltajes v_1, v_2, v_3 inducidos en el devanado secundario del transformador son proporcionales a la magnitud de las corrientes de línea del generador que circulan por la carga. Los voltajes indicados son aditivos con respecto a las tensiones de fase del generador.

Si las corrientes de línea aumentan, el voltaje en la carga disminuye y los voltajes de corriente alterna con que se alimenta el circuito rectificador se ven aumentados; teniendo presente que el voltaje en el punto 3 es el voltaje de fase 3 (v_{f3}) más el voltaje v_3 ; el voltaje del punto 2 es $v_{f2} + v_2$ y el voltaje del punto 1 es $v_{f1} + v_1$. Por lo que la salida del voltaje rectificado es mayor y la corriente de excitación al campo excitador aumenta, haciendo que los voltajes de fase también aumenten y en consecuencia, el de la carga, compensando la caída de tensión inicial.

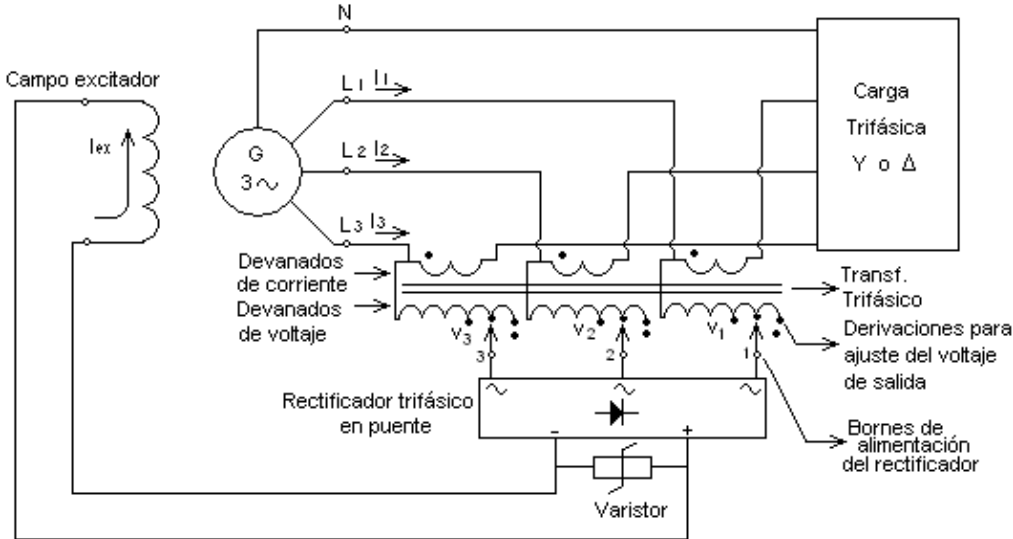


Figura 3.100 Regulador estático de amplitud

Estos reguladores, aunque presentan buen funcionamiento, tienen ciertas limitaciones y desventajas como:

- Gran tamaño, particularmente cuando el generador es de elevada capacidad.
- Baja velocidad de respuesta.
- Características de regulación reducidas con rasgos de ajuste estrechos.
- Costo relativamente alto.

En la práctica, han sido sustituidos por los reguladores electrónicos con tiristores.

3.19.4. Reguladores Electrónicos de Voltaje

Los reguladores usados en los generadores son reguladores de estado sólido estáticos. La figura 3.101 muestra la conexión de un regulador electrónico a un generador. La alimentación y el “Sensing” se toman de los bornes del generador. Se emplea el principio de la autoexcitación por la remanencia del campo para levantar el voltaje inducido por la máquina. Con el potenciómetro R_V se ajusta el valor de referencia para el voltaje de salida. Ante cualquier variación en la carga, el circuito electrónico debe responder modificando la corriente de excitación.

Si la máquina funciona a baja velocidad se debe abrir el interruptor S para que esta deje de generar, a no ser que el regulador esté acondicionado con un circuito de protección de baja frecuencia. Los fusibles son de protección ante sobreexcitación o corto circuito.

La operación de la máquina a baja velocidad, hace que el generador proporcione una tensión inducida V_g de menor valor, haciendo que el regulador de voltaje sobreexcite el campo, tratando de “levantar” el voltaje de la carga, para cumplir su consigna de mantenerlo constante en el valor de referencia. En estas circunstancias, podría destruirse el generador si no tiene las protecciones que se indican anteriormente.

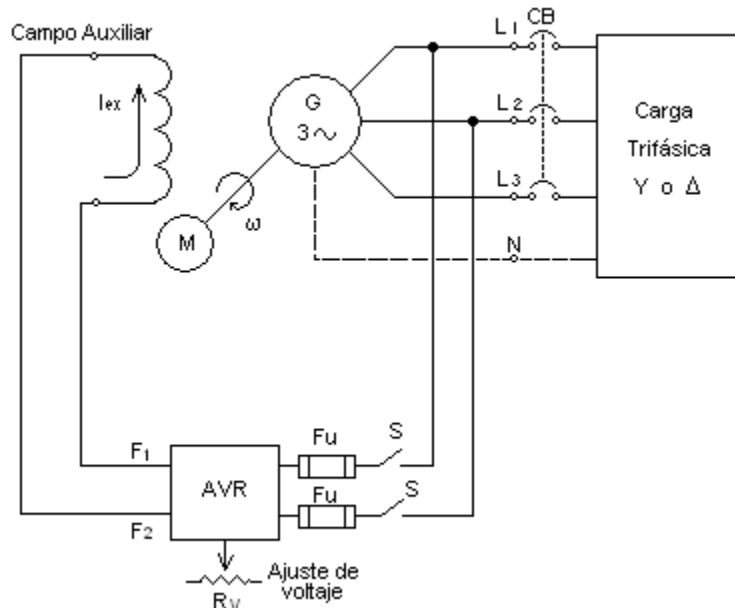


Figura 3.101 Regulador electrónico de voltaje

Ante un corto circuito en bornes del generador, el regulador de la figura 3.101 se queda sin alimentación y corta la corriente de excitación. Esta situación no es muy buena, ya que la máquina no puede generar el voltaje inducido para mantener circulando una corriente de corto circuito importante que sea capaz de abrir el interruptor automático CB. Ante este problema se debe incorporar a la máquina un **Generador de Imán Permanente (PMG)** con el cual se pueda alimentar separadamente el AVR para garantizar el apropiado funcionamiento de las protecciones del generador. Un generador con PMG incorporado es el que se muestra en la figura 3.102.

El circuito de muestreo o de "Sensing" del regulador de voltaje puede tener alimentación trifásica o monofásica. Se usa generalmente la alimentación monofásica, ya que el regulador actúa sobre cargas trifásicas balanceadas. El uso de una alimentación trifásica aumenta los costos del regulador, aunque garantiza una acción de control más efectiva.

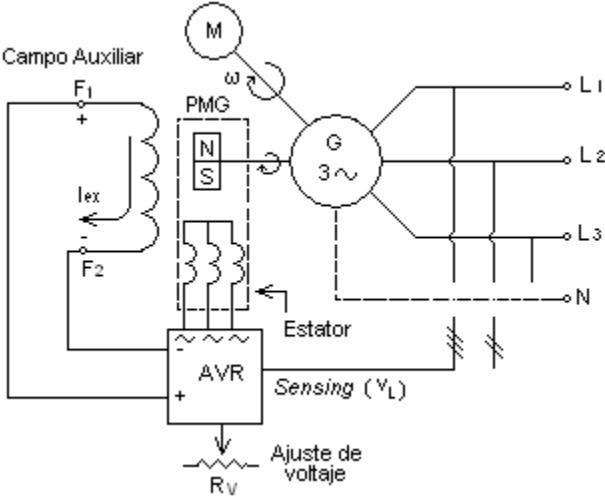


Figura 3.102 Regulador electrónico con PMG

3.19.5. Estructura Básica de un Regulador Electrónico de Voltaje

La figura 3.103 muestra la estructura básica de un regulador electrónico de voltaje con tiristores.

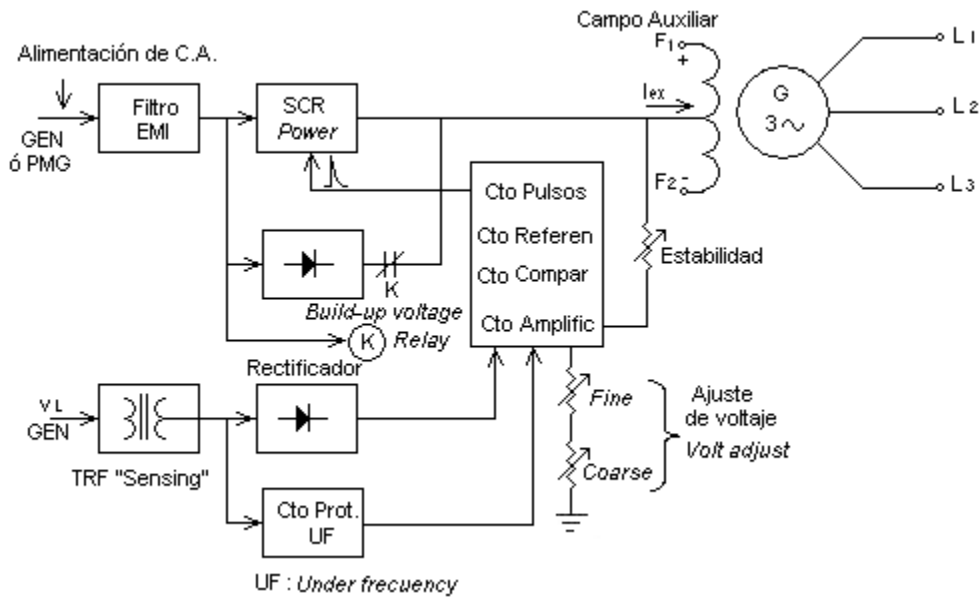


Figura 3.103 Estructura de un regulador de voltaje

Si la máquina lleva acoplado el PMG, el AVR puede ser alimentado en forma separada e independiente del generador y el circuito de *Sensing* directamente de los bornes de la carga como muestra la figura 3.90. El filtro EMI reduce los armónicos de alta frecuencia por la línea evitando interferencias electromagnéticas o de radiofrecuencia producidas por la conmutación de los SCR. El circuito de potencia implementado con SCR en conexión rectificadora de media onda o de onda completa, opera como regulador de fase y es el encargado de controlar la corriente de excitación. Los circuitos: generador de pulsos, referencia, comparación y amplificación, reciben la señal del circuito *Sensing* y la de referencia, la comparan, amplifican, la procesan y la convierten en un tren de pulsos que va al circuito con tiristores para controlarlos y regular la corriente de excitación. El circuito de pulsos recibe también la señal de realimentación, la cual procesa para estabilizar la corriente de excitación y evitar que el voltaje en bornes del generador tienda a oscilar.

El regulador debe incluir un circuito de protección de baja frecuencias (*Under Frequency*) y el circuito para garantizar la elevación del voltaje del generador (*Build-up voltage circuit*) a partir del valor residual o de remanencia.

3.19.6. Ajustes del Regulador de Voltaje

Son necesarios algunos ajustes en los reguladores de voltaje para garantizar la operación satisfactoria del generador. Los ajustes más comunes son:

- Ajuste grueso de voltaje (“Coarse volt adjust” o Voltage Adjust Range).
- Ajuste fino de voltaje (“Fine Volt Adjust”). Con el ajuste fino de voltaje es posible variar el voltaje de salida en un rango del 10% del valor preajustado.
- Ajuste de estabilidad (“Stability”). Con él es posible estabilizar el voltaje del generador ante las variaciones súbitas de la carga, controlando la cantidad de realimentación que se aplica al circuito de Sensing y disparo de los SCR.
- Ajuste de caída (“Droop compensation”). Compensa la corriente reactiva del generador cuando trabaja en paralelo con otro o con la red.

La figura 3.104 muestra la conexión de un regulador automático de voltaje y se indican los ajustes típicos.

Los terminales CT₁ y CT₂ se ofrecen para conectar el transformador de corriente que requiere el regulador para hacer la compensación de las corrientes reactivas.

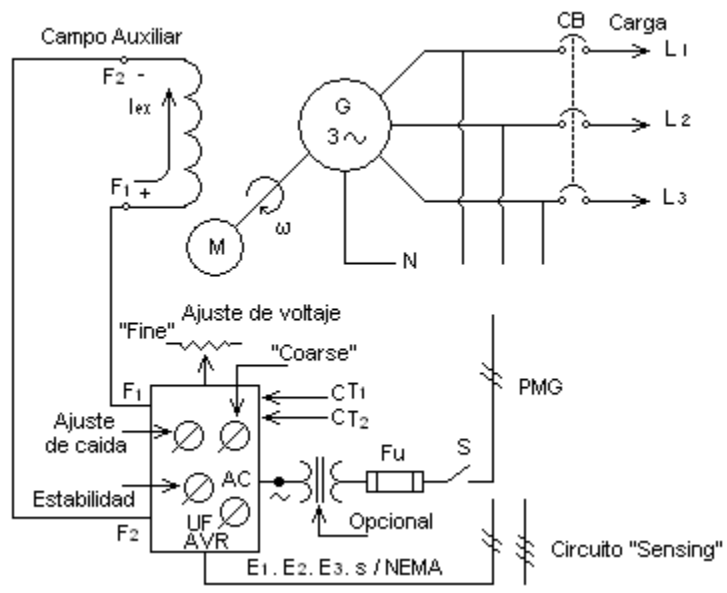


Figura 3.104 Regulador automático de voltaje

3.19.7. Características de los Reguladores de Voltaje

Algunas de las características y posibilidades con las cuales son construidos los reguladores electrónicos de voltaje son:

- Construcción de estado sólido con tiristores.
- Protección contra factores ambientales (Especialmente temperatura y humedad).
- Construcción a prueba de golpes y vibraciones.
- Detección o *Sensing* de dos o tres fases dentro de una gama muy amplia de voltajes.
- Construcción con circuito de elevación de voltaje.
- Protección de baja frecuencia.
- Desconexión por sobreexcitación.
- Supresión de interferencia de radiofrecuencia por medio de filtro EMI.
- Construcción con circuito para compensación de corriente reactiva.
- Circuito de estabilidad ajustable.
- Limitación de sobrevoltaje.

3.19.8. Especificaciones típicas de un regulador de voltaje

Las especificaciones para los reguladores de voltaje que se construyen actualmente garantizan respuestas y comportamientos más confiables. A modo de ejemplo, se dará a continuación los datos típicos que se deben tener en cuenta al momento de especificar un regulador moderno son:

- Alimentación de potencia (V , 60 Hz).
- Alimentación del circuito *Sensing* (V , 1F ó 3F).
- Consumo ("*Burden*") del circuito de potencia (VA).
- "*Burden*" del circuito de *Sensing* (VA).
- Salida de corriente continua (I , V).
- Salida máxima ("*Forcing*") (I_{max} , V_{max}).
- Resistencia máxima y mínima del campo (Ω).
- Rango de ajuste de voltaje (%).
- Corrimiento de voltaje por cambios de temperatura (%).
- Rango de ajuste de frecuencia ("*UF protection*") (Hz).

- Rango de ajuste para compensación de corriente reactiva (“Paralleling compensation”) (%).
- Rango de temperatura ambiente para operación satisfactoria (°C).
- Tipo de montaje.
- Peso (Lbs).
- Grado de protección.

3.20. OPERACIÓN DEL SCR COMO RECTIFICADOR CONTROLADO CON CARGA R-L-V

La carga R-L-V es simplemente una carga inductiva (R-L) asociada con una fuente de tensión (V) de corriente directa. Ciertos sistemas o dispositivos eléctricos como, por ejemplo, un cargador de baterías con filtro inductivo, la armadura o el inducido de un motor de corriente directa (cuando está en movimiento), representan éste tipo de carga.

Desde el punto de vista de los sistemas eléctricos de regulación para aplicación industrial, es de gran importancia para el ingeniero conocer el comportamiento de la máquina de C.D. cuando es conectada a la línea a través de un circuito rectificador controlado. En la figura 3.105 se muestra un circuito de este tipo para media onda.

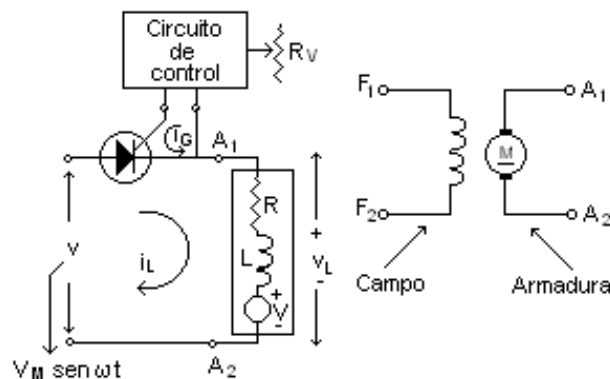


Figura 3.105 Rectificador controlado de media onda conectado a una carga R-L-V

Del circuito, y cuando el SCR conduce, se puede establecer las siguientes relaciones

$$L \frac{di_L}{dt} + i_L R + V = V_M \text{sen} \omega t,$$

o también:

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{R}{L}i_L = \frac{V_M}{L}\text{sen}\omega t - \frac{V}{L}$$

Resolviendo para i_L se tiene

$$i_L = Ae^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} + \frac{V_M}{Z_L}\text{sen}(\omega t - \phi) - \frac{V}{R} = i_t + i_s. \quad (3.28)$$

248

Como se puede apreciar de (3.28), la corriente está formada por dos componentes; una **transitoria** i_t , que presenta variación exponencial decreciente y se hace cero al cabo de cierto tiempo, y otra **estacionaria** i_s , que representa una onda senoidal, de la misma frecuencia de la línea, desfasada un ángulo ϕ con respecto a v y desplazada hacia abajo en un valor de V/R . Para esta componente se tiene

$$Z_L = \sqrt{R^2 + X_L^2}; \quad X_L = \omega L; \quad \phi = \frac{\text{tg}^{-1}\omega L}{R} \quad \text{y} \quad \cos\phi = \frac{\omega L}{L}. \quad (3.29)$$

El cálculo de la constante A se puede realizarlo fácilmente, teniendo presente que para $\omega t = \theta$ (ángulo de disparo) la corriente por la carga vale justamente cero. Para esta condición

$$0 = Ae^{-\frac{R\theta}{\omega L}} + \frac{V_M}{Z_L}\text{sen}(\theta - \phi) - \frac{V}{R},$$

resolviendo para A y llevando este valor a (3.28) se tiene que

$$i_L = -\left[-\frac{V}{R} - \frac{V_M}{Z_L}\text{sen}(\theta - \phi)\right]e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)} + \frac{V_M}{Z_L}\text{sen}(\omega t - \phi) - \frac{V}{R},$$

Como se puede apreciar en esta ecuación, solo el término transitorio es función del ángulo de disparo. En la figura 3.106, se muestran las formas de onda de la tensión y corriente de carga para un rectificador controlado de media onda y onda completa.

Como se aprecia en la figura 3.94, la corriente por la carga tiene una forma de onda similar a la del rectificador controlado de media onda con carga inductiva. La tensión en la carga será $v_L = v$ cuando el SCR conduce, y $V_L = V$ cuando no lo hace. La tensión en el SCR (entre ánodo y cátodo) será $V_{SCR} = 0$ si está conduciendo, y $V_{SCR} = v - V$ si está abierto.

Para el caso de conducción discontinua ($\theta_2 < \pi + \theta$), la tensión media en la carga será:

3.20.1. Para Media Onda

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_L d\omega t = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\theta} V d\omega t + \int_{\theta}^{\theta_2} V_M \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\theta_2}^{2\pi} V d\omega t \right].$$

Integrando la ecuación anterior

$$V_{cd} = \frac{V_M}{2\pi} (\cos\theta - \cos\theta_2) + \frac{V}{2\pi} [2\pi + \theta - \theta_2].$$

La corriente media por la carga se podrá determinar, entonces, como

$$\bar{i}_L = I_{cd} = \frac{V_{cd} - V}{R_L}.$$

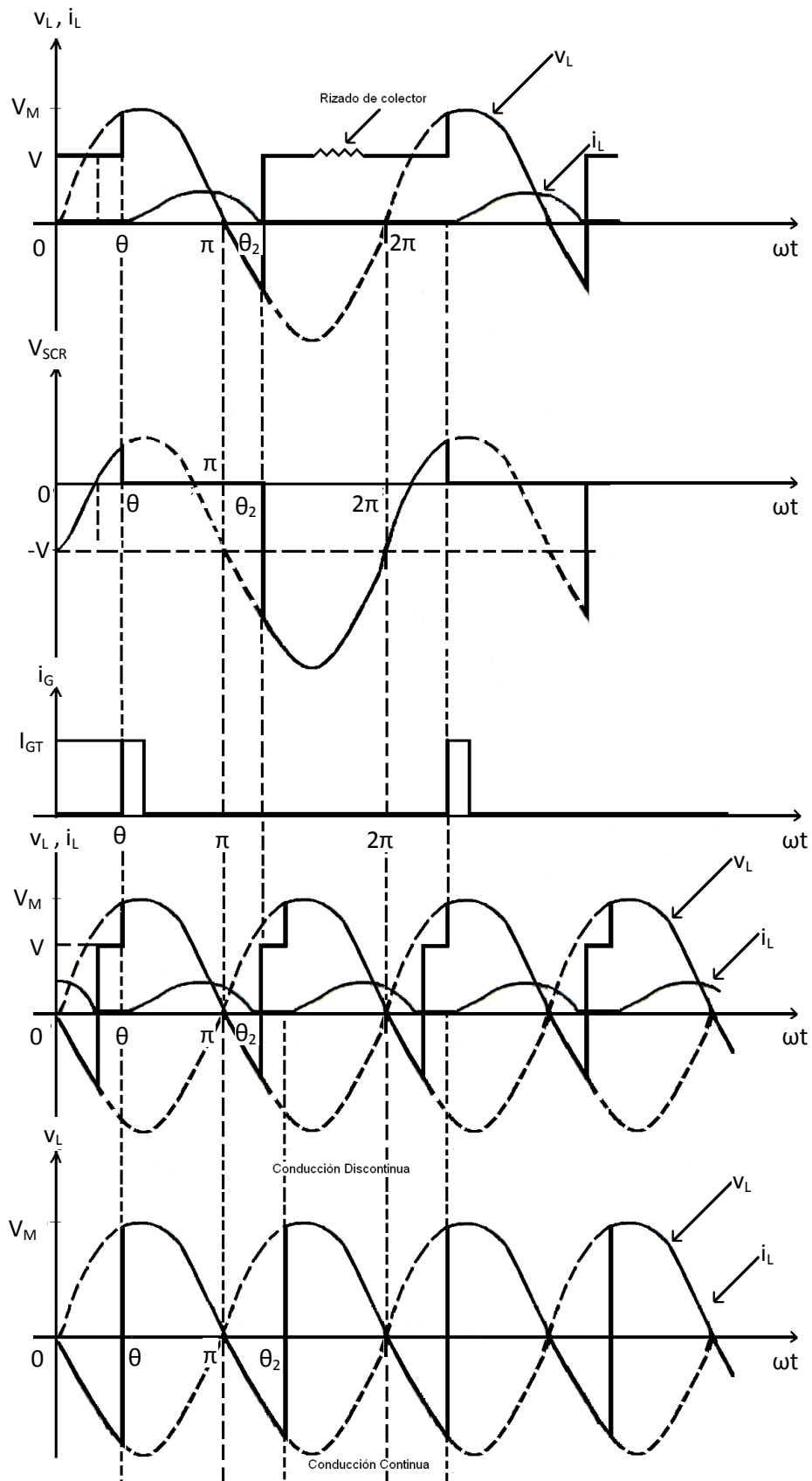


Figura 3.106 Formas de onda del rectificador controlado de media onda

3.20.2. Para Onda Completa en Conducción Discontinua Según la Figura 3.106

$$V_{cd} = 2 \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\theta}^{\theta_2} V_M \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\theta_2}^{\pi+\theta} V d\omega t \right].$$

Desarrollando el integral y simplificando

$$V_{CD} = \frac{V_M}{\pi} (\cos\theta - \cos\theta_2) + \frac{V}{\pi} (\pi + \theta - \theta_2) \quad (3.30)$$

La corriente media por la carga será:

$$I_{cd} = \frac{V_{cd} - V}{R} = \frac{V_M}{R} (\cos\theta - \cos\theta_2) + \frac{V}{\pi R} (\theta - \theta_2)$$

Si definimos $\alpha = \frac{V}{V_M}$, se podrá escribir también como

$$I_{cd} = \frac{V_M}{R} [\cos\theta - \cos\theta_2 + \alpha(\theta - \theta_2)] \quad (3.31)$$

3.20.3. Para Onda Completa en Conducción Continua

La conducción se inicia justamente cuando $\theta_2 = \pi + \theta$

Para $\theta_2 > \pi + \theta$ se caerá en la zona de conducción continua, donde θ_2 no existe. La tensión de corriente directa, según (3.31) será:

$$V_{cd} = \frac{V_M}{\pi} [\cos\theta - \cos(\pi + \theta)] = \frac{2V_M}{\pi} \cos\theta,$$

este resultado también se podrá deducir de la figura 3.94 b desarrollando la expresión

$$V_{cd} = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+\pi} V_M \text{sen}(\omega t) d\omega t.$$

La ecuación para la corriente de carga en conducción continua puede obtenerse a partir de (3.28) aplicando un método similar al desarrollado anteriormente para el circuito con carga R-L. La constante A se podrá calcular teniendo presente que:

- - Para $\omega t = \theta \rightarrow i_L = I$ (ver figura 3.76 b)
- - Para $\omega t = \theta_2 = \pi + \theta \rightarrow i_L = I$

Reemplazando estos valores en (3.28) e igualando las dos expresiones que se obtienen de este reemplazo, se tendrá que

$$A = \frac{\frac{2V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi) e^{\frac{R\theta}{\omega L}}}{\left(e^{-\frac{R\pi}{\omega L}} - 1 \right)}.$$

Por consiguiente, para conducción continua, la corriente de carga estará dada por

$$i_L = \left[\frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\omega t - \phi) - \frac{V}{R} \right] - \frac{2V_M \text{sen}(\theta - \phi)}{Z_L \left(1 - e^{-\frac{R\pi}{\omega L}} \right)} e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)}.$$

Es importante anotar que la frecuencia de los armónicos asociados con la corriente de carga tiene como consecuencia el calentamiento del inducido del motor, ya que éstos no desarrollan ningún torque en el motor. Por consiguiente, en la selección del mismo, para operar con reguladores de fase, se recomienda emplear un paso más en la potencia del motor.

Las expresiones deducidas anteriormente para V_{cd} e I_{cd} , requieren conocer el ángulo de extinción θ_2 , el cual se podrá obtener de la misma ecuación para i_L teniendo en cuenta que:

- - Para $\omega t = \theta_2 \rightarrow i_L = 0$

Reemplazando este valor en (3.29) y reorganizando, se tendrá que

$$\frac{\frac{V}{R} - \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta_2 - \phi)}{\frac{V}{R} - \frac{V_M}{Z_L} \text{sen}(\theta - \phi)} e^{-\frac{R}{\omega L}(\theta_2 - \theta)} . \quad (3.32)$$

La solución de esta ecuación se da generalmente en forma gráfica representando $\theta_2 = f(\theta)$ y tomando como parámetros a ϕ y $V/V_M = \alpha$. En la figura 3.107 se muestra la solución gráfica de (3.32). Sin embargo, antes de proceder a su análisis, debemos considerar el hecho de que la conducción del SCR en el circuito regulador solo podrá realizarse si el dispositivo se encuentra polarizado directamente.

Observando la figura 3.94, por ejemplo, se puede apreciar que el SCR solo puede conducir para $\theta_{MIN} < \theta < \theta_{MAX}$, siendo:

$$\theta_{min} = \text{sen}^{-1} \frac{V}{V_M} = \text{sen}^{-1} \alpha \quad \text{y} \quad \theta_{max} = \pi - \theta_{min}.$$

Para el caso de un motor de C.D., la fuerza contraelectromotriz V , relacionada directamente con la velocidad de dicho motor, afectará apreciablemente el ángulo mínimo de disparo; siendo pequeño a baja velocidad o viceversa.

De la figura 3.107 se puede deducir lo siguiente:

Dependiendo del valor de α y ϕ que se tenga, el ángulo de extinción podrá ser mayor o menor de 180° .

El SCR no podrá dispararse para $\theta_{MIN} > \theta > \theta_{MAX}$ correspondiendo estos ángulos a los señalados, por ejemplo, por las proyecciones de los puntos M y N, tomando $\alpha = 0.8$.

Para $\alpha = 1$ el SCR no puede conducir puesto que en ningún momento se polariza directamente (θ_{MIN} coincide con θ_{MAX}).

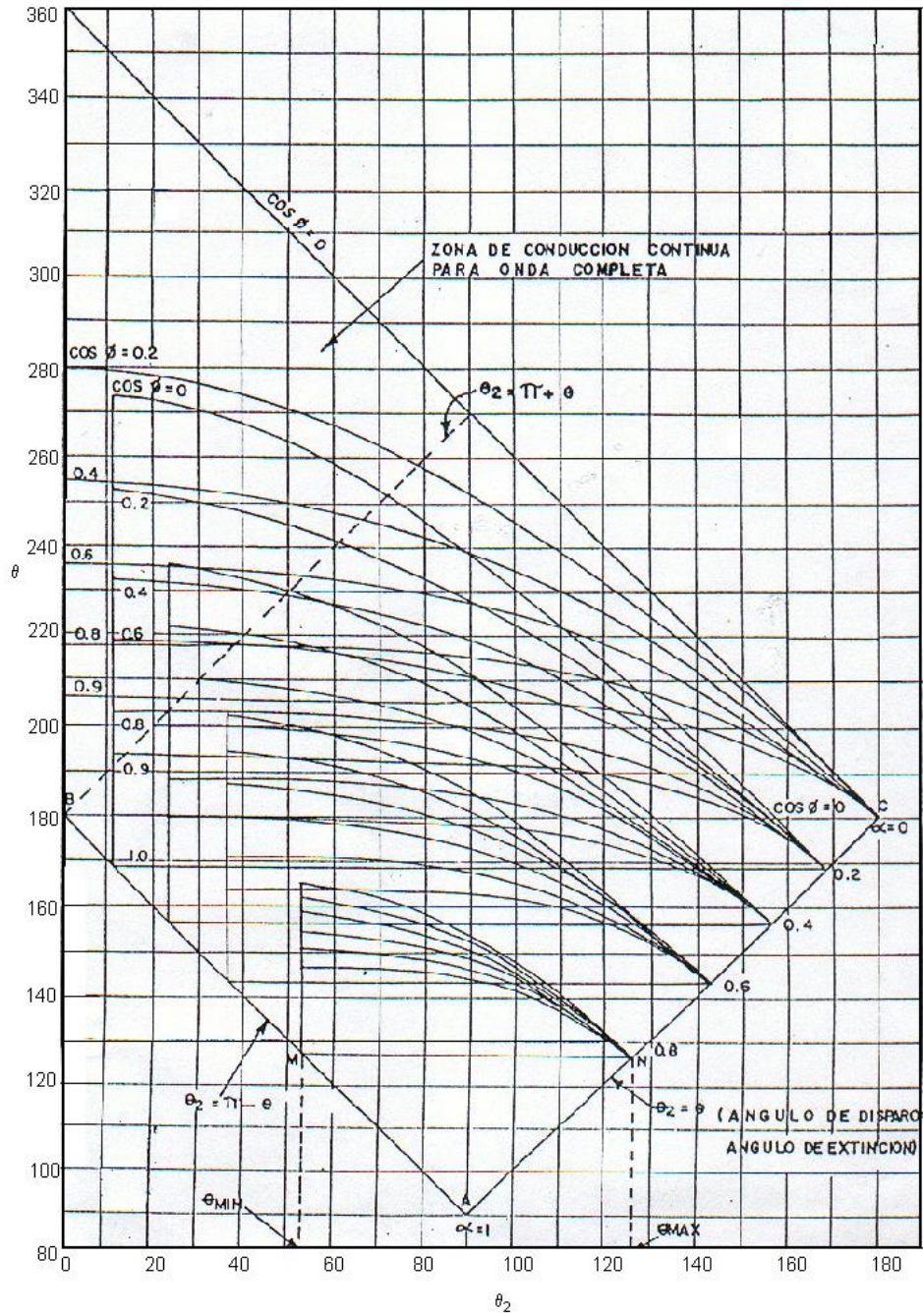


Figura 3.107 Ángulo de extinción en función del ángulo de disparo⁷

⁷ ZEINES, B. Principles of Industrial Electronics. Estados Unidos: Mc Graw-Hill, 1966.

3.21. REGULACIÓN ELECTRÓNICA EN MÁQUINAS DE C.D.

En la máquina de C.D. se hace necesario en muchos casos regular la velocidad, el torque, o su tensión en bornes, cuando se trata de un generador. La regulación de fase, empleando rectificadores controlados de silicio, es un método sencillo y económico que puede aplicarse invariablemente.

Como se sabe, los motores de C.D. se controlan ya sea variando la corriente de excitación o de campo, o la tensión en bornes del inducido o la armadura. Desde el punto de vista eléctrico, el campo de un motor representa una carga inductiva (R-L), y el inducido una carga R-L-V. Es por esto, que si se desea estudiar el funcionamiento de los reguladores electrónicos para las máquinas de C.D. se debe comprender primero lo concerniente a la operación de los circuitos rectificadores controlados con carga R-L y R-L-V.

El método de regulación de inducido por medio de SCR se impone cada vez más, especialmente cuando se trata de motores de gran capacidad. En un motor de C.D. la característica más importante desde el punto de vista de la regulación es la que relaciona la velocidad (en R.P.M.) en función del torque para diferentes valores de tensión en bornes de la armadura, es decir

$$W = f(T)|_{V_{cd} \text{ Parámetro}} \quad (3.33)$$

En la figura 3.108 se ilustran curvas típicas que representan (3.33) para un motor de C.D. de excitación independiente.

Estas curvas indican que si, por ejemplo, aplicando al motor una tensión V_{cd2} y un torque T_1 el motor se moverá a la velocidad RPM_1 (Punto A). Si se aumenta a continuación el torque a un valor T_2 , sin alterar la tensión en bornes, la velocidad de la máquina se reduce y se ajusta a un valor RPM_2 (Punto B).

Si se desea obtener la velocidad original (RPM_1) pero con el nuevo torque (T_2), se debe reajustar (aumentar) la tensión en bornes del motor al valor V_{cd1} (Punto C). Esta operación podrá hacerse manual o automáticamente según los requisitos impuestos por el proceso.

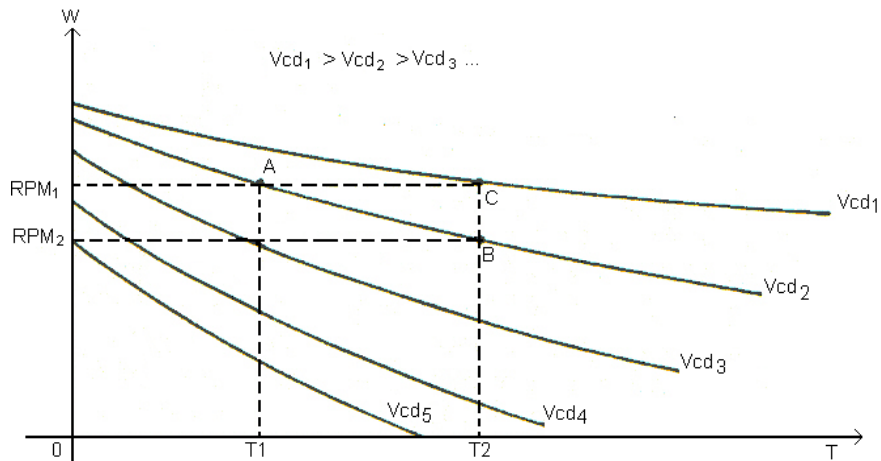


Figura3.108 Motor de C.D. de excitación independiente

En un motor de corriente directa, el torque ratado es proporcional a la corriente media o de directa que circula por el inducido (suponiendo campo constante), es decir

$$T = KI_{cd} \quad (3.34)$$

Si se emplea el método de regulación de fase y se desprecia el efecto inductivo asociado con el inducido, el torque máximo posible se presentará justamente en el arranque ($\alpha = 0$) y si se cumple lo siguiente:

$$\theta = 0 \quad , \quad \theta_2 = 180^\circ$$

Para estas condiciones, y según (3.34)

$$T_{max} = KI_{cd \max} = K \frac{2V_M}{\pi R}$$

Teniendo presente que R es la resistencia de la armadura o inducido del motor en corriente directa, V_M es la tensión de pico de la onda senoidal con que se alimenta el circuito regulador y K una constante propia del motor. De otro lado, L se considera la inductancia de la armadura o inducido.

Definiendo como **coeficiente de torque** de la máquina

$$T_C = \frac{T}{T_{max}}$$

se tendrá que

$$T_C = \frac{I_{cd}}{\frac{2V_M}{\pi R}}$$

En la práctica, las máquinas de C.D. operan con coeficientes de torque, para carga normal, de entre 0.1 y 0.3. Para valores mayores sobreviene el calentamiento de la máquina lo cual no es deseable.

Se define como **coeficiente de velocidad** de la máquina a la expresión $\alpha = V/V_M$, en donde V es la fuerza contraelectromotriz desarrollada en el inducido y V_M la tensión de pico de la onda de corriente alterna.

Y puesto que $V = K\phi_{ex} W$, se tendrá que

$$\alpha = \frac{K\phi_{ex}}{V_M} W = K_1 W,$$

esta ecuación indica que α es directamente proporcional a la velocidad (W) del motor, de ahí el nombre con el cual designa este coeficiente.

En el análisis y diseño de circuitos reguladores de fase para máquinas de C.D se prefiere trabajar con curvas como las mostradas en la figura 3.109.

Estas curvas representan la ecuación: $\alpha = f(T_C)|_{\theta \text{ Parámetro}}$

Y como se podrá deducir fácilmente, son las mismas que relaciona (3.33) y que fueron representadas en la figura 3.96. El valor del factor de potencia de la armadura ($\cos\phi$) y la resistencia de la armadura (R) son parámetros asociados a la máquina considerada.

El torque de una máquina está relacionado con la potencia mecánica en el eje (HP) por la expresión

$$HP = \frac{2\pi W}{33000} T,$$

en esta ecuación W es la velocidad en R.P.M. y T el torque en libras – fuerza - pie (*foot – pounds*)

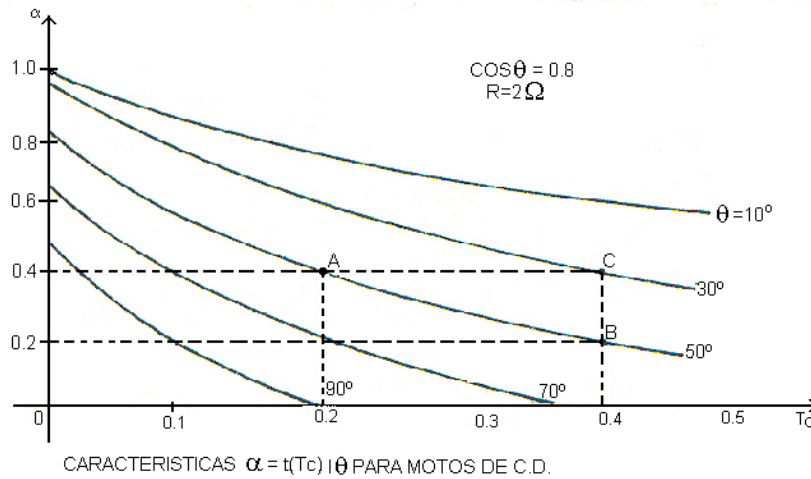


Figura 3.109 Curvas para el diseño y análisis de un regulador de fase

La ecuación matemática que relaciona el torque con la corriente de inducido y el flujo de excitación es

$$T = K_1 \phi_{ex} I_{cd} \quad [=] \text{ Newton – metro}$$

En donde la constante K_1 es proporcional al número de espiras que “se ven” desde las escobillas y al número de polos de la máquina.

Ejemplo

Las especificaciones de un motor de C.D de excitación independiente son las siguientes:

$$W_{nominal} = 1500 \text{ RPM}$$

$$V_{cd \text{ nominal}} = 110 \text{ V}$$

$$\cos \phi = 0.8$$

$$R = 2 \Omega$$

$$K \phi_{ex} = 0.05 \text{ V./RPM}$$

El motor va conectado a un circuito regulador de fase de onda completa de transformador con derivación central como el mostrado en la figura 3.110. El voltaje de salida del transformador es de 110 voltios de corriente alterna Línea – Neutro.

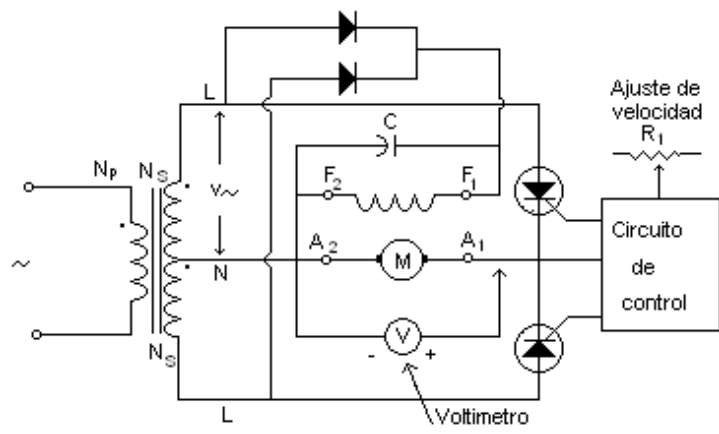


Figura 3.110 Regulador de fase de onda completa

1. Si el motor está girando a $W = 1250 \text{ RPM}$ con un coeficiente de torque $Tc = 0.2$, determinar :
 - a. Angulo de disparo de los SCR.
 - b. Angulo de extinción.
 - c. Tensión media en la carga.
 - d. Corriente de inducido.

Solución:

$$V = K \phi_{ex} = 0.05 \text{ V/RPM} * 1250 \text{ RPM} = 62.5 \text{ V}$$

$$V_M = \sqrt{2} V = \sqrt{2} * 110 \text{ V} = 155.56 \text{ V}$$

$$\alpha = V/V_M = 0.40$$

Para $\alpha = 0.4$, $Tc = 0.2$ (punto A en la figura 3.96) se determina $\theta = 50^\circ$

En la figura 3.95, para $\cos \phi = 0.8$, $\alpha = 0.4$ y $\theta = 50^\circ$ el ángulo de extinción es $\theta_2 = 180^\circ$. Con estos datos, y aplicando (3.30) correspondiente a conducción discontinua:

$$V_{cd} = \frac{V_M}{\pi} (\cos \theta - \cos \theta_2) + \frac{V}{\pi} (\pi + \theta - \theta_2)$$

$$V_{cd} = 95.28 \text{ V}$$

$$I_{cd} = \frac{2T_C V_M}{\pi R} = \frac{2 \times 0.2 \times 155.56 \text{ V}}{2\Omega \times \pi} = 9.9 \text{ A}$$

2. Si se aumenta el toque de carga a $Tc = 0.4$ sin modificar el ángulo de disparo determinar:
 - a. En cuanto reduce la velocidad del motor

- b. En cuanto se aumenta la corriente de inducido

Solución

De la figura 3.109 para $T_c = 0.4$ y $\theta = 50^\circ$, se determina, $\alpha = 0.2$ (punto B)

$$V = \alpha V_M = K \phi_{ex} W \quad \therefore \quad W = \frac{\alpha V_M}{K \phi_{ex}} = \frac{0.2 \times 155.56 V}{0.05 V/RPM} \approx 622 RPM$$

$$\Delta W = 1250 RPM - 622 RPM = 628 RPM$$

$$I_{cd} = \frac{2T_c V_M}{\pi R} = \frac{2 \times 0.4 \times 155.56 V}{\pi \times 0.2 \Omega} = 19.8 A$$

$$\Delta I_{cd} = 19.80 A - 9.8 A = 9.9 A$$

3. Si se quiere regresar a la velocidad original (1250 RPM) con el mismo torque ($T_c = 0.4$); determinar:

- Cuál debe ser el nuevo ángulo de disparo
- Cuál será el de extinción
- En cuanto debe incrementarse la tensión media en bornes de inducido

Solución

De la figura 3.109, para $T_c = 0.4$, $\alpha = 0.4$, el ángulo de disparo es $\theta = 30^\circ$ (PUNTO C)

En la figura 3.95, para $\cos \phi = 0.8$, $\alpha = 0.4$ y $\theta = 30^\circ$ ($V = 62.5 V$) y $\theta = 30^\circ$, el ángulo de extinción es $\theta_2 = 188^\circ$

Por lo consiguiente:

$$V_{cd} = \frac{V_M}{\pi} (\cos \theta - \cos \theta_2) + \frac{V}{\pi} (\pi + \theta - \theta_2)$$

$$V_{cd} = 99.55 V$$

$$\Delta V_{cd} = 99.55 V - 95.28 V = 4.27 V$$

Este incremento de tensión se puede efectuar por medio del potenciómetro R_V que se encuentra en el circuito de control de la figura 3.110.

3.22. PROTECCIÓN DEL SCR

En los sistemas electrónicos ocurren transitorios de tensión cuando cualquier eventualidad perturba bruscamente el funcionamiento normal del sistema. Estas perturbaciones pueden provenir de varias fuentes (por ejemplo: sobrecargas producidas por descargas atmosféricas, ruidos electromagnéticos RFI, conmutación de carga EMI, etc.) y pueden generar tensiones que exceden los regímenes del tiristor. En general, los transitorios presentan una gran velocidad de crecimiento, por lo común mayor que el régimen crítico de crecimiento de la tensión de bloqueo de estos dispositivos (dv/dt).

Si las tensiones transitorias son de magnitud mucho mayor que los regímenes del dispositivo, el SCR puede conmutarse del bloqueo a la conducción, transfiriéndose su energía a la carga. Como la resistencia interna del SCR es alta durante el bloqueo, los transitorios pueden provocar la disipación de considerable energía antes de producirse la ruptura. En ese caso las tensiones transitorias exceden los regímenes máximos y pueden causar un daño definitivo.

En un tiristor, la corriente de carga está inicialmente concentrada en una pequeña área conductiva de la oblea semiconductor. El valor de esta área limita efectivamente la corriente que puede manejar el dispositivo y da como resultado una caída de tensión importante sobre los terminales de la oblea durante el instante (orden de pocos microsegundos) posterior al disparo. Si la velocidad de crecimiento de la corriente (di/dt) no se mantiene dentro de las especificaciones del tiristor, puede presentarse un punto de calor o de alta disipación de potencia (ver figura 3.22) en la oblea, con el consecuente daño permanente para el dispositivo. La capacidad di/dt de un SCR depende del área de conducción inicial, que resulta tanto más grande cuanto más intenso es el pulso de disparo. Por esta razón la capacidad de di/dt se especifica para un valor dado de corriente de compuerta de disparo.

En los circuitos prácticos de aplicación con SCR, operando con cargas inductivas, la corriente aumenta gradualmente y por consiguiente la velocidad de crecimiento de corriente di/dt se verá reducida. Esto representa una característica favorable para el circuito.

A causa de las tensiones internas en un tiristor, la capacidad de bloqueo directo es una función de la velocidad con que aumenta dicha tensión. Si por ejemplo, suponemos que a la entrada de los terminales principales se produce un transitorio con velocidad de crecimiento infinito (tensión escalón o frente de tensión abrupto), esto provoca una corriente capacitiva ($i_c = C_j dv/dt$), que es función de la velocidad de crecimiento de la tensión aplicada. Si esta velocidad excede un valor crítico, la corriente capacitiva puede hacerse suficientemente grande para disparar el SCR, incluso sin señal de mando. Tal operación prematura del tiristor motiva la perturbación del régimen de regulación de la corriente y por eso, debe ser evitada.

La corriente capacitiva actúa como una corriente de “fuga” y para cierto valor podrá iniciar el mecanismo regenerativo (descrito en la sección 3.6) que hace conductor al SCR.

Los valores máximos admisibles de dv/dt para el dispositivo están limitados por la magnitud de la corriente de conexión o de ruptura directa $I_{(Bo)}$ (ver figura 3.18), pues mientras esta corriente no llegue a este valor el SCR no puede entrar en conducción en ausencia de señal de mando.

Por consiguiente, para evitar el disparo:

$$i_c = C_j \frac{dv}{dt} < I_{(Bo)},$$

C_j representa la capacitancia total entre ánodo y cátodo, y su valor es aproximado al mismo que tiene la capacitancia de la unión central de SCR, puesto que es la más pequeña (en comparación con las asociadas de las otras dos uniones). El fabricante de tiristores especifica el valor máximo admisible de dv/dt el cual está dado por

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_{(Bo)}}{C_j}.$$

Con el aumento de temperatura, la corriente de conexión $I_{(BO)}$ disminuye en la mayoría de los tipos de tiristores, por eso, el valor admisible de dv/dt para el dispositivo también disminuye con el crecimiento de la temperatura. Valores típicos del dv/dt en tiristores comerciales de uso corriente están comprendidos entre

$$\frac{dv}{dt} |_{T_j=25^\circ C} = 250 \frac{V}{\mu s} \quad y \quad \frac{dv}{dt} |_{T_j=140^\circ C} = 50 \frac{V}{\mu s}.$$

Cuando la tensión anódica en el tiristor crece según una senoide o de modo exponencial (lo que es frecuente en estado transitorio), el valor de dv/dt (de la tensión aplicada a los terminales del dispositivo) es máximo en la porción inicial de crecimiento de la onda de tensión.

Lo expresado anteriormente se puede deducir de la figura 3.111 b, donde se ilustra el efecto de aplicar una onda de tensión de frente abrupto a un circuito con SCR.

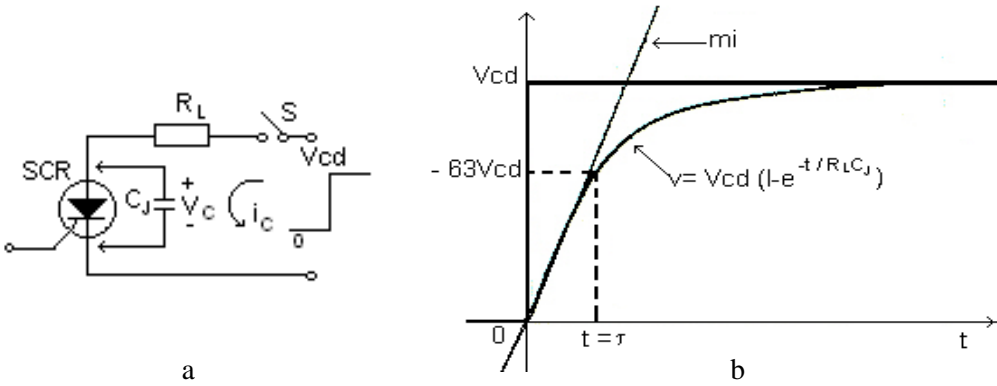


Figura 3.111 Circuito con SCR al cual se le aplicó una onda

Para el circuito, si cerramos el interruptor en $t = 0$, la tensión aplicada al SCR (v) crecerá exponencialmente según

$$v = V_{cd} \left(1 - e^{-t/R_L C_j} \right). \tag{3.35}$$

Para $t \leq \tau = R_L C_j$, se podrá considerar que la tensión aplicada (v) crece linealmente con una velocidad e crecimiento igual a

$$\frac{dv}{dt} |_{aplicado} = m_i = \frac{0.63 V_{cd}}{\tau}.$$

Puesto que para $t=\tau \rightarrow v = 0.63 V_{cd}$, según (3.35).

Para $t > \tau$, la velocidad de crecimiento de la tensión anódica se hace más lenta y por eso, se excluye la posibilidad de un disparo prematuro del SCR. m_i es la pendiente de la línea recta tangente a la curva exponencial en la porción inicial.

$$m_i = \frac{0.63V_{cd}}{\tau} > \left. \frac{dv}{dt} \right|_{SCR} \rightarrow \text{EL SCR se conmuta,}$$

por consiguiente, para evitar el disparo del SCR en ausencia de señal de mando, se debe cumplir que

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{SCR} > \frac{0.63V_{cd}}{\tau} \quad (3.36)$$

Para el punto crítico, se tendrá un valor mínimo de $\tau = \tau_{MIN} = R_{LMIN} C_j$, por debajo del cual m_i se hará mayor que el valor de dv/dt especificado por el fabricante para el SCR. El resultado de esta discusión es que habrá un valor mínimo de resistencia de carga (R_{LMIN}) por debajo del cual el SCR se dispara. Sin embargo, la carga la impone el sistema y esta no puede modificarse para ajustar el dv/dt a las imposiciones del SCR.

Cuando la velocidad de crecimiento de la tensión anódica supera la máxima admisible por el SCR a una temperatura de unión especificada, se tiene una mejor alternativa para la reducción del valor de dv/dt aplicado si se conecta un condensador externo C en paralelo con el dispositivo. Seleccionando $C \gg C_j$, buscando “enmascarar” la capacidad parásita de la unión del SCR, la carga de C será gradual y el voltaje v crecerá muy lentamente.

En estas circunstancias, el SCR no tendrá la posibilidad de dispararse.

Con el condensador C conectado al dispositivo se tendrá que $\tau \approx R_L C$ y para el punto crítico, suponiendo carga fija, $\tau_{min} = R_L C_{min}$. Si se lleva este valor a (3.36), se podrá determinar el valor mínimo de C que evita el disparo del SCR.

$$C_{min} = \frac{0.63V_{cd}}{R_L \frac{dv}{dt}|_{SCR}} = \frac{0.63I_{cd}}{\frac{dv}{dt}|_{SCR}}.$$

En la práctica, C_{MIN} se aproxima por exceso al valor comercial más próximo. Los valores típicos se encuentran entre 0.1 μ F y 1 μ F con especificaciones de tensión muy diversas, según los requisitos impuestos por la carga.

El empleo de C, sin embargo, tiene la desventaja de que el momento del disparo del SCR, el condensador, que se encuentra cargado a la tensión V_{cd} , se descarga a través de la baja impedancia que le ofrece el SCR, pudiendo circular una corriente transitoria de gran amplitud que lo puede dañar. Para evitar esto se recurre al empleo de una resistencia R en serie con el condensador cuyo valor se podrá calcular a partir de la expresión:

$$R > \frac{V_{cd}}{I_{TSM}}.$$

Ante la falta de conocimiento sobre la amplitud y frecuencia de repetición de las señales transitorias de tensión que puedan aparecer en un momento determinado sobre el circuito, el valor de R se asigna mucho mayor que el valor crítico calculado por la relación anterior, el cual generalmente resulta muy pequeño. Los valores típicos de R se encuentran entre 10 Ω y 100 Ω , con disipaciones de potencia que normalmente no sobrepasan de 2 W para funcionamiento con las tensiones normalizadas en la industria.

La carga gradual de C a través de R aumenta nuevamente, pero en menor grado, la velocidad de crecimiento de la tensión (v) en el tiristor. Para evitar este nuevo inconveniente, se recurre a un diodo (D) conectado en paralelo con la resistencia R según se muestra en la figura 3.112 a y b.

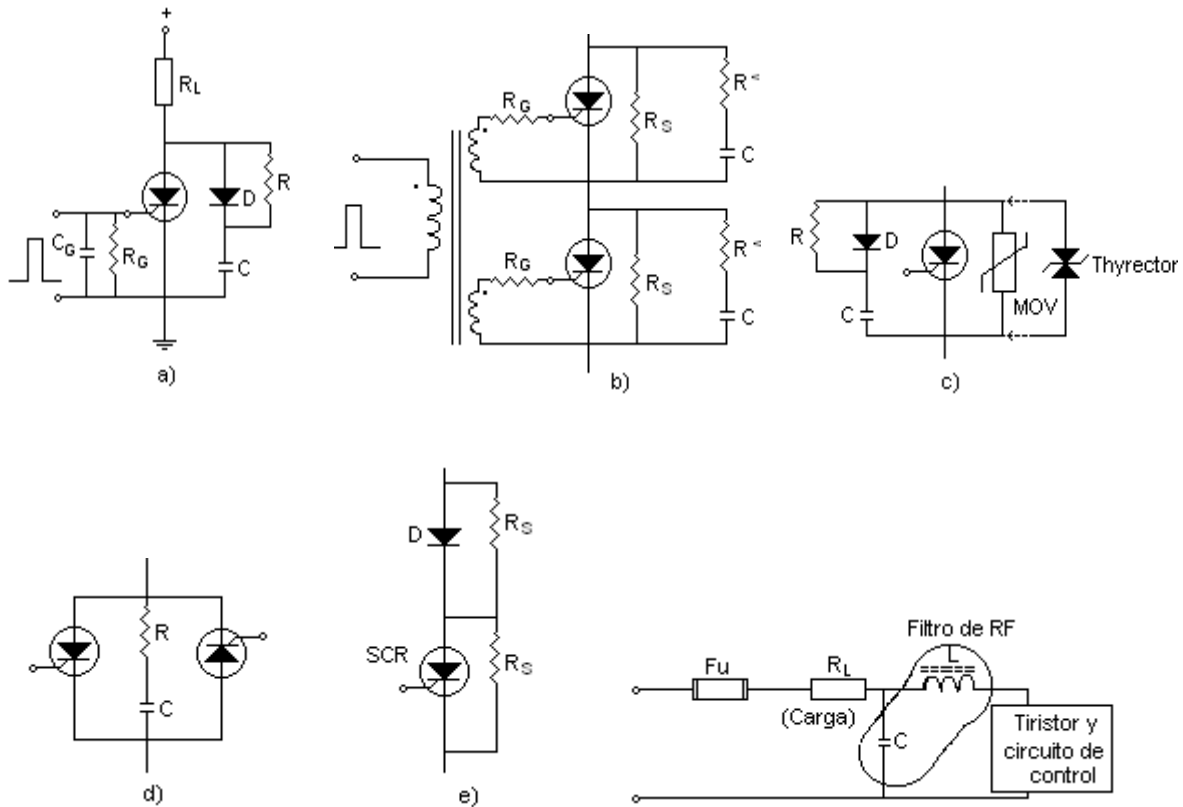


Figura 3.112 Protecciones para el SCR

El diodo permite la carga rápida de C. Sin embargo, en el momento de la descarga esta se hace por R puesto que el diodo queda polarizado inversamente. Esta solución solo es aplicable en circuitos de corriente directa. Para corriente alterna debe conectarse como se ilustra en la figura 3.100 d.

Puesto que inicialmente C está descargado, dicho diodo se deberá escoger de modo que

$$TIP|_{Diodo} > V_{cd} \quad \text{e} \quad I_{(surge)}|_{diodo} > \frac{V_{cd}}{R_{L(frio)}} = I_{cd}$$

Para prevenir la aparición de señales espúreas (ruidos EMI/RFI) que puedan afectar el funcionamiento del circuito de control de compuerta, se recurre generalmente al empleo de un condensador (C_G) y una resistencia (R_G) de descarga conectados como se indica en la figura 3.100 a. La presencia de señales espúreas en el circuito de compuerta se debe generalmente a la acción de campos externos de tipo eléctrico o electromagnético de origen muy diverso, generalmente en dispositivos de gas, hornos de RF, conmutación de carga inductiva, etc. La capacidad del

condensador C_G es pequeña y normalmente no sobrepasa los 500 pF; valor que implica una baja reactancia a las señales de alta frecuencia (RF). Valores mayores afectan el comportamiento del dispositivo en el momento de la conmutación puesto que tienden a aumentar el tiempo de retardo t_d y en consecuencia a afectar la velocidad de crecimiento de la corriente de carga por el SCR. Sin embargo, una ventaja importante consiste en que el condensador C_G reduce la sensibilidad del tiristor a los efectos de dv/dt , de una manera mucho más eficiente que la resistencia R_G .

La resistencia de compuerta (R_G) reduce la sensibilidad del dispositivo a las señales de control, pero es un método efectivo para prevenir el disparo del SCR por efecto de ruidos electromagnéticos o cuando aumentan las corrientes de fuga por efecto térmico. Dicha resistencia (lo mismo que C_G) proporciona una trayectoria adicional para la corriente anódica (capacitiva) originada por la velocidad de crecimiento de tensión, lo cual resulta favorable para reducir el efecto del dv/dt en el SCR.

La utilización de la **técnica de unión derivada** para la puerta de los SCR de potencia ha permitido mejorar sustancialmente la capacidad de dv/dt de dichos dispositivos al conectar internamente un camino de derivación del tipo resistivo entre la compuerta y el cátodo. Elementos típicos pueden soportar, en las peores condiciones, velocidades de crecimiento de hasta 200 V/ μ s.

Los valores típicos para la resistencia interna (R_G) que incorpora el fabricante se encuentran comprendidos entre 100 Ω y 1000 Ω . Sin embargo, las resistencias externas, cuando se usan, son de valor muy superior para no imponer señales de mando de alto nivel.

En los tiristores, la frecuencia (ω) de la tensión aplicada (ya sea porque el circuito se alimente con una onda de variación senoidal o porque el transitorio pueda presentar este tipo de variación) es un factor importante en la capacidad de conmutación dv/dt .

Si a un circuito con SCR se le aplica una tensión de suministro de variación senoidal se tendrá que

$$v = V_M \text{sen} \omega t \quad \therefore \quad m_i = \frac{dv}{dt} = \omega V_M \text{cos} \omega t.$$

La pendiente inicial se hará máxima cuando $\omega t = 0^\circ$ y por consiguiente, el valor de dv/dt máximo aplicado será

$$m_{i \max} = \left. \frac{dv}{dt} \right|_{\omega t = 0^\circ} = \omega V_M > \left. \frac{dv}{dt} \right|_{SCR},$$

Como se podrá apreciar, la aplicación de un transitorio de frecuencia y amplitud suficientes hará que el SCR se dispare sin control. De otra parte estos dispositivos se construyen generalmente para funcionamiento a baja frecuencia con tensiones medias como las que se utilizan normalmente en la industria. **Los tiristores no se utilizan para operar en circuitos de radio frecuencia.**

Si las tensiones directas, así como las inversas en el circuito que contiene el tiristor superan los valores máximos admisibles, los tiristores pueden conectarse en serie como se muestra, por ejemplo, en la figura No. 3.112 b. Esta conexión solo puede realizarse con tiristores de una misma clase. Sin embargo, al observar esta condición, es posible una considerable irregularidad en la distribución, tanto de la tensión directa como de la inversa principalmente.

La diferente inclinación de las porciones de suave pendiente de las ramas inversas de las características voltiampericas es la fuente principal de distribución irregular de tensión inversa en los SCR.

El tiristor cuya corriente inversa disminuye más rápidamente que en los otros percibe una gran parte de la tensión inversa y con una tensión excesiva en él, puede llegarse al punto de ruptura de la unión y ocasionar la destrucción del dispositivo. Si un tiristor se expone a la disrupción, tras él entran en disrupción los demás, puesto que en ellos puede resultar una tensión disruptiva superior.

La uniformidad necesaria de distribución de tensión por cada uno de los tiristores, se logra asegurar conectando en derivación, divisores óhmico – capacitivos de tensión, aplicando el mismo procedimiento que se hace para diodos rectificadores, como se indicó en el capítulo 2.

El divisor de tensión óhmico mediante R_s asegura la nivelación de la tensión en los estados estacionarios, en tanto que el divisor capacitivo (R no afecta por ser de bajo valor) lo hace en los

estados transitorios. La resistencia R_s es normalmente el valor elevado, siendo valores típicos los comprendidos entre $50\text{ K}\Omega$ y $500\text{ K}\Omega$. El divisor capacitivo se consigue con el mismo condensador que da solución al problema del dv/dt y no se hace necesario utilizar condensadores extras.

Un desequilibrio fuertemente manifiesto en la distribución de las tensiones entre los tiristores conectados en serie, en el momento de la conmutación, se origina al aplicar los impulsos de mando sin una rigurosa simultaneidad. Para evitar esto, el circuito de mando o control debe ser común a todos los tiristores conectados en serie. El empleo de transformadores de pulso u optoacopladores permite realizar esta operación en forma satisfactoria. Cuando se utiliza acople por transformador se acostumbra intercalar resistencias en serie (R_G) con el terminal de compuerta para mejorar las condiciones del disparo, si el circuito de compuerta se comporta oscilante inframortiguado.

Los tiristores de construcción normal se protegen contra sobretensiones de gran amplitud, conectándoles en paralelo un Varistor, como se muestra en la figura 3.100 c. Los varistores son dispositivos que presentan una característica voltiamperíca de resistencia variable con la tensión. Se fabrican generalmente de óxido de zinc, de ahí que también se les conozca con el nombre de MOV (*MetalOxide Varistors*, en inglés). El dispositivo presenta características de disipación de potencia que son adecuadas para sortear la mayoría de las condiciones adversas que se presentan en las redes industriales.

También puede utilizarse thyriectores. Estos dispositivos son en realidad elementos conformados por la conexión integrada de dos diodos zener en oposición (serie inverso). Tanto los thyriectores como los varistores pueden emplearse eficientemente para la supresión de transitorios en los circuitos con tiristores, especialmente con SCR. Por diseño se escogen de modo que $V_R < V_{(BO)}$; para asegurar que en ningún momento la presencia de un transitorio de tensión dispare y pueda destruir el SCR, ya que la tensión de ruptura directa $V_{(BO)}$ no podrá alcanzarse.

Cuando un thyriector o varistor son expuestos a un transitorio, su impedancia cambia desde un alto a un bajo valor “manteniendo” el transitorio en un nivel seguro hasta que desaparezca. La red RC o RCD asociada al circuito, limitará la velocidad de crecimiento de tensión del transitorio para evitar que el SCR se pueda disparar por sobrepasar su velocidad crítica de crecimiento de tensión.

Recuerde que cuando se emplea la conexión en paralelo inverso de SCR, el diodo D no se puede utilizar y en este caso se conecta únicamente la red RC, como lo indica la figura 3.100 d.

Si la tensión de suministro es elevada o si se dispone de un SCR de baja tensión inversa (V_{RRM}), se puede emplear el dispositivo conectándolo en serie con un diodo como muestra la figura 3.100 e. En este caso el diodo debe ser de la misma capacidad de corriente del SCR y para lograr una mayor repartición de las tensiones inversas aplicadas se debe recurrir al empleo de las resistencias igualadoras o repartidoras de tensión (R_s).

Una de las soluciones obvias para conseguir que los transitorios no excedan los máximos valores de tensión permisibles es utilizar un tiristor cuyos regímenes sean mayores que las mayores tensiones transitorias que se espera encontrar en el sistema. Sin embargo, esta técnica no ofrece una solución económica porque en la mayoría de los casos la magnitud del transitorio, que depende de las causas de su generación, no es fácilmente calculable. Por ejemplo, las perturbaciones electrostáticas atmosféricas sobre una línea de 110/220 voltios de C.A. pueden provocar transitorios de hasta 2.5 KV y superiores. Normalmente la mejor solución es especificar dispositivos que puedan soportar tensiones de 2 a 3 veces mayores que las empleadas en el sistema. Esta técnica brinda un considerable factor de seguridad.

En aplicaciones en las cuales es necesario eliminar falsos disparos y ruidos presentes en la red, resulta muy efectivo el agregado de un filtro L-C en la red, según se muestra en la figura 3.100 f. La bobina del filtro generalmente se combina con un condensador de desacople el cual permite suprimir el efecto de los armónicos de alta frecuencia (RF) que en muchos casos causan interferencias en los sistemas de comunicaciones, especialmente en receptores de radio y televisión. Los valores de L y C no son críticos y generalmente se asumen, tomando $L = 100\mu\text{H}$ y $C = 0.1\mu\text{F}$ como valores típicos.

3.23. REGULADOR DE TENSIÓN PARA EL GENERADOR DE UNA PLANTA ELÉCTRICA – EJEMPLOS DE SELECCIÓN

Estos ejercicios muestra la forma de seleccionar y conectar el regulador de tensión para que cumpla los requisitos que impone el generador cuando este se somete a variaciones de carga externa.

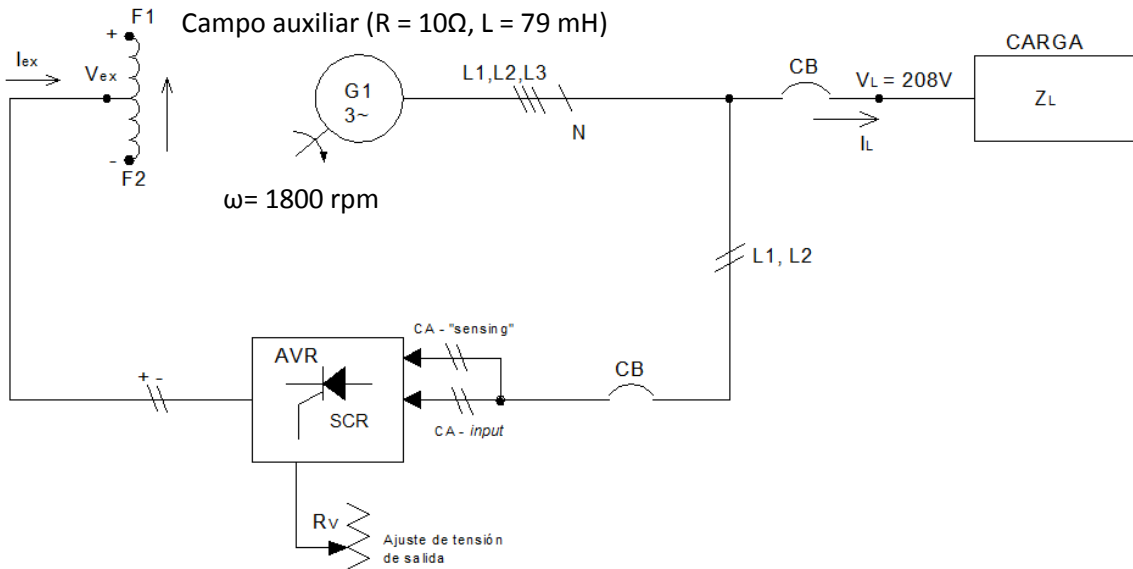


Figura 3.113 Diagrama unifilar del ejemplo 1, con el AVR conectado

Ejemplo 1

En la figura 3.113 se ilustra el diagrama unifilar de un sistema de excitación estática con tiristor (SCR) en conexión de media onda ($1/2 \lambda$), alimentado con una tensión de salida (V_L) de un generador trifásico de 4 polos que gira a una velocidad de 1800 RPM y opera a una tensión nominal de 120/208 V. Los parámetros del campo de excitación auxiliar sobre el cual actúa el AVR son: $R = 18 \Omega$, $L = 96 \text{ mH}$. Las tensiones de excitación que impone el generador son:

En vacío, $V_{exo} = 18 \text{ V}$

A plena carga $V_{exn} = 36 \text{ V}$

En sobrecarga transitoria o "forcing" $V_{exf} = 54 \text{ V}$

El circuito de “sensing” del regulador dispone de “tap’s” para acondicionarlo a diferentes tensiones de salida que normalmente entregan los generadores de grupos electrógenos (120/127V, 208/240 V y 416/480 V)

¿Puede el AVR controlar la excitación de dicho generador de forma exitosa para las condiciones dadas?

Para saber si el regulador de tensión cumple con las exigencias del generador, hay que verificar que el valor del ángulo de disparo esté dentro del rango aceptable de regulación (mayor a 0 ° y menor a 180 °), de manera que pueda satisfacer las condiciones de operación en vacío, plena carga y *forcing*, garantizando que la tensión de salida se mantenga prácticamente constante en el valor deseado.

Datos del problema:

$$R = 18 \Omega, L = 96 \text{ mH}$$

$$F = 60 \text{ Hz}$$

$$\Omega = 2\pi f = 377 \text{ rad/s}$$

$$V_{RMS} = 208 \text{ V}$$

Para el campo de excitación

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{36.192 \Omega}{18 \Omega} = 2.$$

La tensión de pico máxima repetitiva es

$$V_M = \sqrt{2} \times V_{RMS} \rightarrow V_M = \sqrt{2} \times 208 = 294.15 \text{ V}.$$

Para condiciones de vacío

$$\bar{V}_{exo} = 18 \text{ V} \rightarrow \frac{\pi \bar{V}_{exo}}{V_M} = 0.192 \approx 0.2,$$

$$I_{exo} = \frac{18 \text{ V}}{18 \Omega} = 1 \text{ A}.$$

Estos valores se llevan a la figura 3.114, donde al proyectar el valor de $\frac{\pi \bar{V}_{exo}}{V_M} = 0.2$ sobre la curva correspondiente a $\frac{\omega L}{R} = 2$, como se ilustra sobre dicha figura, se encuentra el valor que toma el ángulo de disparo del tiristor, $\theta = 102^\circ$ aproximadamente, para el cual debe ajustarse automáticamente el circuito del AVR de manera que garantice la condición que le impone el generador.

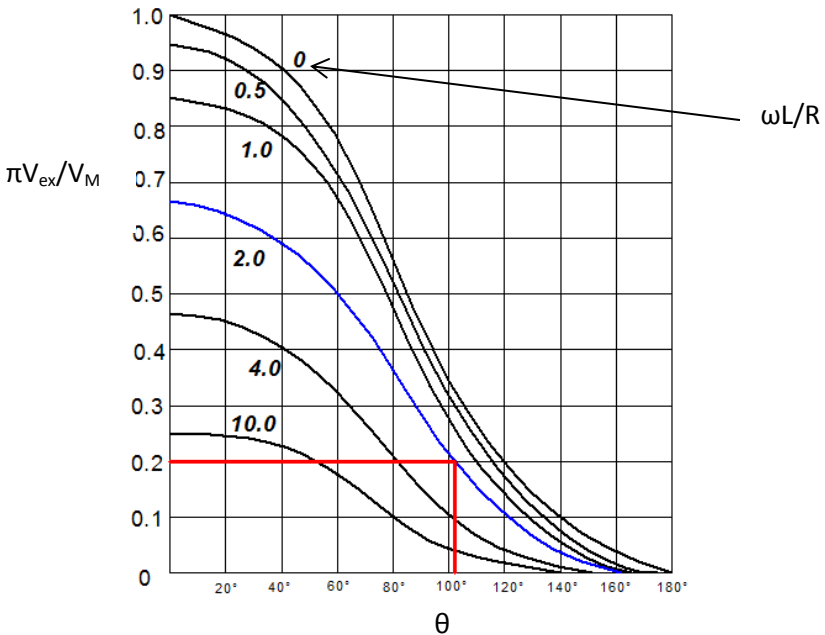


Figura 3.114. Solución gráfica en términos de los parámetros de carga $\omega L/R$ y el ángulo de disparo θ

De igual forma puede encontrarse el valor del ángulo de extinción sobre la figura 3.115 proyectando el valor de θ en la curva correspondiente a $\frac{\omega L}{R} = 2$, dicho ángulo es $\theta_2 = 232^\circ$ aproximadamente.

Se concluye que para condiciones de vacío el AVR es capaz de satisfacer las condiciones de excitación que le impone el generador, con unos ángulos (θ y θ_2) que se ajustan perfectamente dentro de rangos normales de regulación.

Repetiendo el procedimiento anterior para condiciones de operación a plena carga:

$$\bar{V}_{exn} = 36 V$$

$$\frac{\omega L}{R} \approx 2$$

$$\frac{\pi \bar{V}_{exn}}{V_n} = 0.38$$

De la figura 3.114: $\theta = 72^\circ$

De la figura 3.115: $\theta_2 = 242^\circ$

$$I_{exn} = \frac{V_{exn}}{R} = \frac{36 V}{18 \Omega} = 2 A$$

274

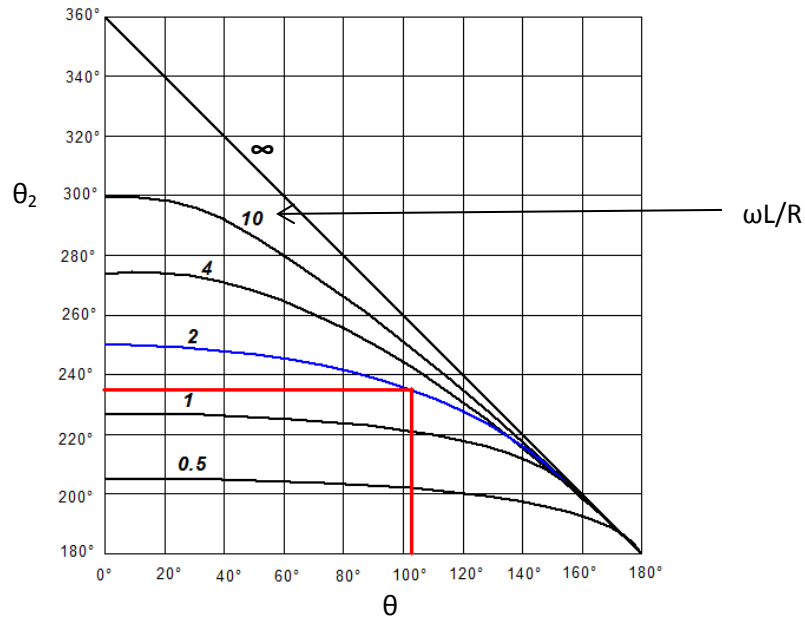


Figura 3.115 $\theta_2 = f(\theta)$

Para estas condiciones de disparo se puede apreciar que el regulador sigue cumpliendo las exigencias del generador y es capaz de mantener la tensión de salida constante en 208 V.

Para condiciones de forzado por sobrecarga transitoria:

$$\bar{V}_{exf} = 54 V$$

$$\frac{\omega L}{R} \approx 2$$

$$\frac{\pi \bar{V}_{exf}}{V_M} \approx 0.58$$

De la figura 3.114: $\theta = 40^\circ$

De la figura 3.115: $\theta_2 = 248^\circ$

Para esta condición la corriente de excitación toma un valor máximo de

$$I_{exf} = \frac{V_{exn}}{R} = \frac{54 V}{18 \Omega} = 3 A$$

De lo anterior, se concluye que el regulador puede cumplir con las exigencias del generador y, es más, podría someterse a un forzado más exigente sin que se reduzca la tensión de salida.

Ejemplo 2

Si se conecta el regulador de tensión del ejemplo anterior a otro generador cuyos requisitos de excitación, para garantizar que la tensión en la carga se mantenga en 208 V, son: $V_{exo} = 36 V$ (en vacío), $V_{exn} = 63 V$ (a plena carga) y $V_{exf} = 90 V$ (en sobrecarga transitoria o “forcing”), con un campo auxiliar de parámetros: $R = 10 \Omega$ y $L = 79 \text{ mH}$. ¿Puede el AVR cumplir las exigencias del nuevo generador?, ¿Si no es así que se puede hacer para que las cumpla?

Para comprobar si el regulador puede satisfacer las condiciones del nuevo generador se procede de la misma forma que en el ejemplo 1.

Como la curva asociada a $\frac{\omega L}{R} = 3$ no está en las gráficas de las figuras 2 y 3, se debe trazar una nueva curva interpolando las que corresponden a $\frac{\omega L}{R} = 2$ y $\frac{\omega L}{R} = 4$.

En condiciones de vacío:

$$\bar{V}_{exo} = 36 V$$

$$V_M = \sqrt{2} \times 208 = 294.15 V$$

$$\frac{\pi \bar{V}_{exo}}{V_M} = 0.38$$

$$I_{exo} = \frac{36 V}{10 \Omega} = 3.6 A$$

De la figura 3.114: $\theta = 54^\circ$

De la figura 3.115: $\theta_2 = 254^\circ$

Se observa que estos ángulos están dentro de un rango aceptable para garantizar la tensión en la carga.

Para condiciones nominales (a plena carga):

$$V_{exn} = 63 \text{ V}$$

$$\frac{\pi V_{exn}}{V_M} = 0.67$$

$$I_{exn} = \frac{63 \text{ V}}{10 \Omega} = 6.3 \text{ A}$$

Para condiciones de *forcing* o sobrecarga transitoria:

$$V_{exf} = 90 \text{ V}$$

$$\frac{\pi V_{exf}}{V_M} = 0.96$$

$$I_{exf} = \frac{90 \text{ V}}{10 \Omega} = 9 \text{ A}$$

Se puede apreciar que el valor de $\frac{\pi V_{exf}}{V_M}$ es muy alto y que el regulador tampoco cumple las condiciones que exige el generador para mantener la tensión de la salida constante. La solución al problema es reducir el valor de $\frac{\pi V_{exf}}{V_M}$ hasta un nivel que garantice un ángulo de disparo positivo aceptable, que permita la operación satisfactoria aún en condiciones extremas de forzado, de tal forma que dicho valor quede por debajo de la curva $\frac{\omega L}{R} = 3$.

Puesto que la tensión V_{ex} no se puede alterar ya que la impone el generador para atender las diferentes condiciones de operación, una opción viable para reducir la expresión indicada anteriormente, es aumentar la tensión de pico de la red (V_M) o mejor, la tensión eficaz con que debe ser alimentado el regulador por sus terminales principales (AC input); con el propósito de que el circuito rectificador controlado pueda garantizar las exigencias de la corriente de excitación.

El empleo de un transformador elevador conectado a los terminales de salida del generador y a los de entrada de potencia del regulador, es la solución más indicada para el problema. En estos casos

se recomienda el empleo de transformadores comerciales con relación de 1:2 ó de 1:4, para adaptarse a tensiones típicas como por ejemplo: 120/240 V, 220/440 V, 120/480 V, etc.

Para el ejemplo, el circuito de *sensing* puede ser alimentado de la salida del generador sin necesidad de hacer cambios en los “tap’s”.

Con base en lo anterior y asumiendo para V_M , el valor asociado a una tensión de línea normalizada (416 V – 480 V), se obtiene lo siguiente:

$$V_M = \sqrt{2} \times 416 = 588.3 \text{ V}$$

Con esta nueva tensión de alimentación, en condiciones de vacío se tiene que:

$$\frac{\pi V_{exo}}{V_M} = \frac{\pi 36 \text{ V}}{588.3 \text{ V}} = 0.192 \approx 0.2$$

$$I_{exo} = \frac{36 \text{ V}}{10 \Omega} = 3.6 \text{ A}$$

$$\frac{\omega L}{R} = 3$$

De la figura 3.114: $\theta = 92^\circ$

De la figura 3.115: $\theta_2 = 243^\circ$

Para condiciones nominales:

$$V_{exn} = 63 \text{ V}$$

$$\frac{\pi V_{exn}}{V_M} = 0.336$$

$$I_{exn} = \frac{63 \text{ V}}{10 \Omega} = 6.3 \text{ A}$$

De la figura 3.114: $\theta = 68^\circ$

De la figura 3.115: $\theta_2 = 250^\circ$

Para sobrecarga transitoria:

$$V_{exf} = 90 \text{ V}$$

$$\frac{\pi V_{exf}}{V_M} = 0.48$$

$$I_{exf} = \frac{90 V}{10 \Omega} = 9 A$$

De la figura 3.114: $\theta = 32^\circ$

De la figura 3.115: $\theta_2 = 258^\circ$

De los resultados anteriores se aprecia que el AVR puede regular la excitación del generador sin limitaciones y aún más atender mayores exigencias de sobrecarga, ya que el circuito puede reducir con facilidad el ángulo de disparo hasta valores cercanos a 10° que es un mínimo práctico para atender una excitación forzada, garantizando que la tensión de salida se mantenga constante en 208 V.

En la figura 3.116, se ilustra el diagrama unifilar del generador del ejemplo 2, conectado éste al AVR, en el cual se emplea un transformador de potencial para elevar la tensión de alimentación del regulador de acuerdo a las condiciones de diseño.

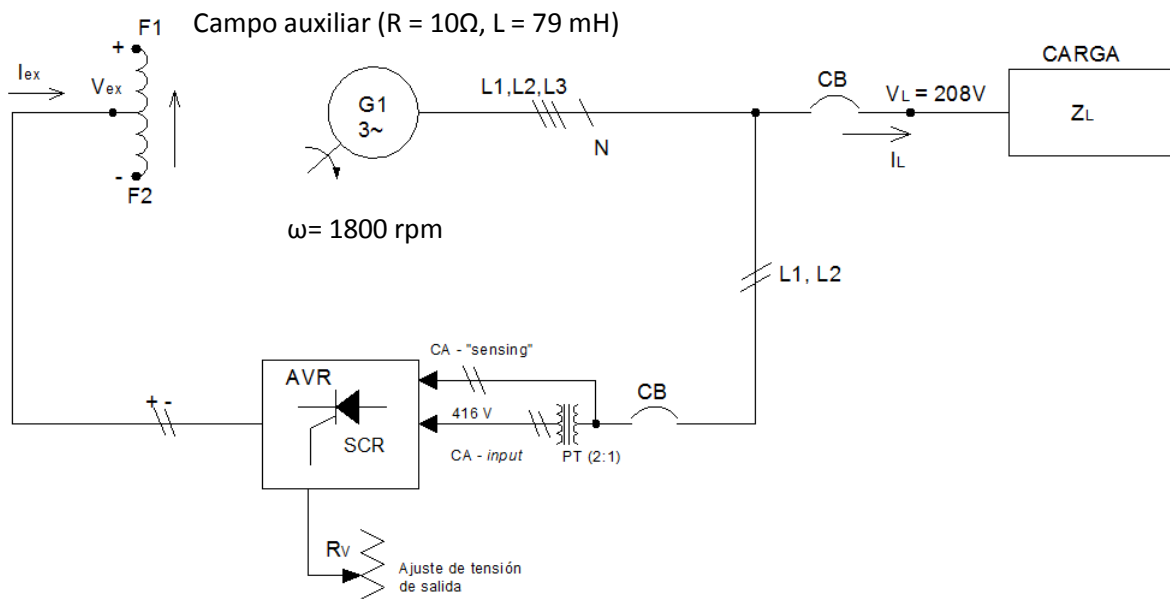


Figura 3.116. Diagrama unifilar del regulador del ejemplo 2

Se supone que el tiristor que regula la corriente de excitación sobre el campo, tiene capacidad para entregar la mayor corriente que demanda el generador en condiciones de operación a plena

carga (6.3 A) y en condiciones de forzado (9 A), que corresponden a valores superiores de los que exige el problema del ejemplo 1.

Los “tap’s” que incorporan los AVR’s permiten acondicionar el circuito de *sensing* para que pueda operar satisfactoriamente con las diversas tensiones de salida que pueden entregar los generadores de los grupos electrógenos, según la configuración de su conexión interna. Así mismo, los reguladores modernos se acondicionan con puentes de conexión rápida (“jumpers”) que pueden ser acomodados por el usuario para ajustar la tensión de alimentación que requiere el circuito interno de control, cuando se cambia la tensión de alimentación del AVR.

En general los reguladores de voltaje disponibles se diseñan para ser alimentados en rangos muy amplios de tensión de corriente alterna que van desde 60 V a 480 V, ya sea para conexión directa a los terminales del generador o a través de un generador de imán permanente (PMG). Así mismo, se diseñan para corrientes de excitación entre 3 A y 50 A, con tensiones de corriente directa de 32 V, 42 V, 63 V, 125 V y 250 V. En los reguladores de baja corriente, y para corrientes superiores hasta 3600 A, con tensiones de corriente directa entre 375 V y 500 V, utilizando tecnología de estado sólido con excitatrices estáticas.

APLICACIONES GENERALES DE LOS TIRISTORES

4.1. INTRODUCCIÓN

Existen numerosos procesos industriales que requieren el suministro de potencia eléctrica variable y controlada. Para atender estas necesidades, se dispone de diferentes medios de control para la energía eléctrica que se suministra a una carga. Uno de los métodos es mediante el empleo de un transformador que proporcione un voltaje de salida secundario variable, o por medio de un reóstato limitador de corriente que pueda interactuar sobre la carga. Cuando se requieren altos niveles de energía, los métodos descritos anteriormente, tienen el problema de que los dispositivos que se incorporan para realizar la regulación son de gran tamaño, costosos, requieren mantenimiento permanente y además, desperdician gran cantidad de energía.

Desde los años 60, se han venido utilizando con gran rendimiento los sistemas con tiristores y particularmente los que utilizan los denominados Rectificadores Controlados de Silicio (SCR). La ventaja de estos dispositivos es que no presentan los problemas mencionados anteriormente: son de tamaño reducido y no requieren mantenimiento. Los denominados tiristores de potencia como SCR y TRIAC pueden controlar altas corrientes, de hasta 12 KA, en circuitos que operan a voltajes inferiores a los 5 KV.

Por esta razón los tiristores se han impuesto definitivamente en la industria y sus usos varían dentro de una gran gama de aplicaciones, particularmente en los equipos reguladores de corriente, para control de temperatura en hornos industriales y cargadores de baterías, circuitos

temporizados, variadores de velocidad y torque para motores, desvanecedores de luz, arrancadores suaves y relés de estado sólido, entre otras.

4.2. RELÉS Y CONTACTORES DE ESTADO SÓLIDO – SSR Y SSC

4.2.1. Relés de Estado Sólido – SSR

Los SSR son ampliamente utilizados como sustitutos directos de los relés electromagnéticos en todas aquellas aplicaciones donde estos dispositivos presenten problemas de conmutación o de rápido deterioro por efecto de las condiciones ambientales y operacionales; en principio funcionan muy bien manejando pequeñas y moderadas cargas tales como: motores de sopladores y ventiladores, lámparas, hornos y calentadores, electroimanes y válvulas solenoide, taladros, máquinas fotocopiadoras e impresoras, sistemas de semaforización y alarma, pequeñas máquinas – herramienta, equipos de extrusión y moldeo para plásticos, máquinas lavadoras, etc. En la figura 4.1 se puede ver la forma constructiva típica de estos elementos.

281



Figura 4.1 Apariencia real típica de un SSR⁸

Para la construcción de los SSR se utilizan dispositivos electrónicos de estado sólido con transistores de potencia y tiristores.

Los tiristores de uso corriente son los Rectificadores Controlados de Silicio (SCR) y los TRIAC. Estos dispositivos se ponen a trabajar como interruptores estáticos en C.D. o en A.C.

⁸ Tomado de: <http://image.made-in-china.com/2f0j00GCJtQAurYabZ/Solid-State-Relay-SSR60DA-.jpg> en diciembre de 2012

Su aparición en el mercado data de la década del 70, sin embargo, las primeras unidades difieren considerablemente en tecnología y presentación de las que hoy se ofrecen.

Sus características principales se indican a continuación:

- Sus contactos no tienen partes móviles, lo cual significa que no están sometidos a la acción del arco ni al desgaste.
- Por la ausencia del arco, no generan ruidos electromagnéticos.
- Presentan tiempos de conmutación muy cortos (20 a 100 μ S), lo cual permite su utilización en circuitos donde el número de maniobras por unidad de tiempo es elevado.
- Demandan muy poca energía para la actuación (aún para manejar cargas de elevado consumo); muy inferior a la requerida por los electromagnéticos.
- Se activan con tensiones de entrada que pueden oscilar entre rangos muy amplios tanto en corriente directa como en alterna.
- Son resistentes al impacto, la vibración y la acción del medio ambiente.
- Los fabricantes los construyen como unidades compactas y herméticas, de tamaño reducido y de fácil instalación y montaje.
- Son silenciosos durante su operación, lo cual es muy ventajoso para instalaciones donde el ruido no es admisible.
- **Tienen una vida media muy elevada que puede alcanzar normalmente hasta 10⁹ operaciones**, es decir, del orden de 1000 veces más que la ofrecida para los dispositivos electromecánicos.
- Son de bajo costo y de fácil intercambiabilidad.

Como aspectos relevantes complementarios puede anotarse que proporcionan un excelente aislamiento (de 2 y 4 KV) entre los terminales de entrada y salida; un alto voltaje de bloqueo directo (del orden de 600 V o mayor); una alta capacidad para el manejo de corriente máximas no repetitivas; una señalización de estado *on* con LED y en algunos modelos, desconexión automática por sobretemperatura.

A pesar de todas las ventajas comparativas que ofrecen los SSR, estos tienen algunas limitaciones inherentes que deben considerarse antes de realizar su escogencia para una aplicación particular.

Entre sus limitaciones se cuentan:

- Solo aportan un número reducido de contactos (no mayor de tres) y no se ofrecen unidades con contactos normalmente cerrados. De hecho, no es posible configurar un SSR con contactos normalmente cerrados; solo los abiertos están disponibles.
- Sobre los contactos se manifiestan mayores pérdidas de calor y fugas de corriente cuando estos se encuentran cerrados o abiertos. La elevación de temperatura por pérdidas de calor puede llegar a ser un limitante cuando se han de manejar corrientes moderadamente elevadas. Algunas unidades, como se ve en la figura 4.2, se construyen de fábrica con un disparador de calor incorporado a la estructura del relé, lo cual mejora su comportamiento térmico.
- No son reparables.

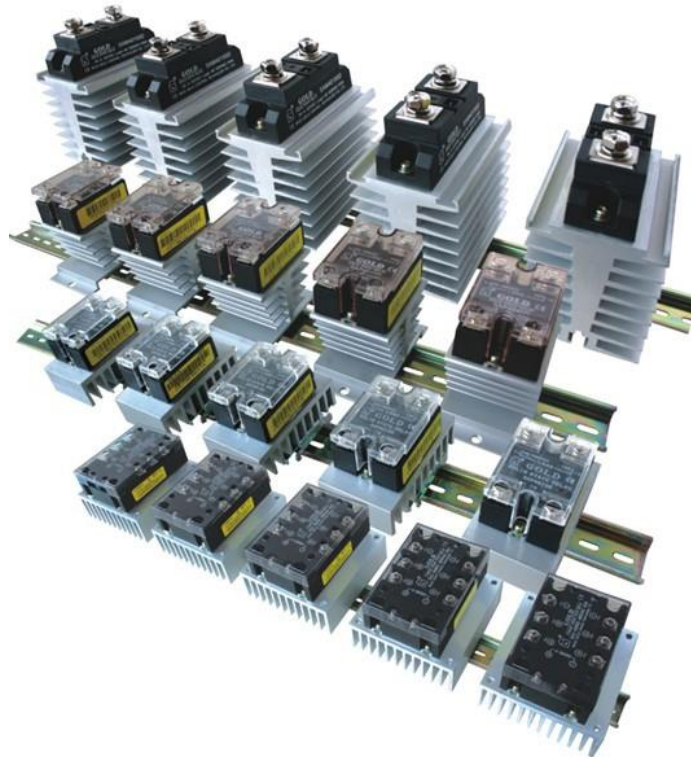


Figura 4.2 SSR de diferente número de contactos y con disipador acoplado⁹

El tipo de corriente que impone la carga define también el tipo de relé a usar. En general, los SSR construidos con tiristores son diseñados para manejar cargas de C.A. y los construidos con transistores (bipolares o de tecnología MOS) se diseñan para el manejo de cargas de C.D.

⁹ Tomado de: <http://www.goldssr.com/upfiles/image/2011/10/27/201110270734023265.jpg> en diciembre de 2012

Cuando se utilizan SCR, el “contacto” está conformado por la conexión en paralelo inverso de dos de estos elementos; cada uno manejando la conducción durante un semiciclo de la onda de tensión de la red. Internamente incorporan una red RC y un varistor para mejorar la respuesta a las variaciones de tensión (dv/dt) y a las sobretensiones que pueden manifestarse sobre la red por fenómenos de conmutación de carga inductiva o efectos secundarios de descargas atmosféricas.

El disparo de tiristores se consigue mediante un pulso que se aplica a la compuerta de los mismos, el cual es proporcionado directamente por la red de alimentación a través de un opto-acoplador. Este dispositivo incorpora internamente un foto-SCR o un foto-TRIAC, un LED y un detector de cruce por cero para garantizar que el pulso se aplique a la compuerta justo cuando la onda de tensión está pasando por cero, impidiendo la distorsión de la onda de corriente por el contacto y la carga.

La señal de mando externa se envía convenientemente acondicionada a través del LED del opto-acoplador. Esta señal se manifiesta por el paso de una corriente a través de dicho LED.

Cuando se interrumpe la señal externa se suspende el paso de corriente por el LED y este deja de activar el dispositivo fotoeléctrico, cortando por consiguiente los pulsos que llegan a la compuerta de los tiristores; abriendo entonces el “contacto”.

La señal de mando externa puede ser una tensión de corriente directa o de corriente alterna y es definida claramente por el fabricante. Cuando la entrada del SSR es de corriente alterna, el acondicionamiento de la señal se logra rectificando dicha corriente y limitándola a un valor apropiado para el LED. Los diodos rectificadores, resistencias limitadoras, condensadores de filtro y demás elementos que son usados para el acondicionamiento de la señal de mando se encuentran incorporados internamente en el SSR (ver figura 4.3) y al exterior el usuario solo tiene acceso a los bornes de conexión de la señal de entrada y a los bornes de los contactos de salida del dispositivo.

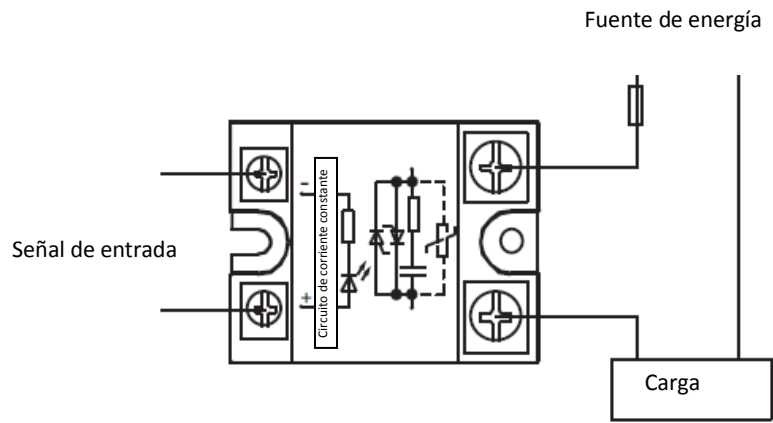


FIGURA 4.3 Estructura interna de un SSR típico¹⁰

En la figura 4.4 se ilustra el circuito básico y la estructura típica de un SSR. Para corriente alterna, empleando dos SCR conectados en paralelo inverso.

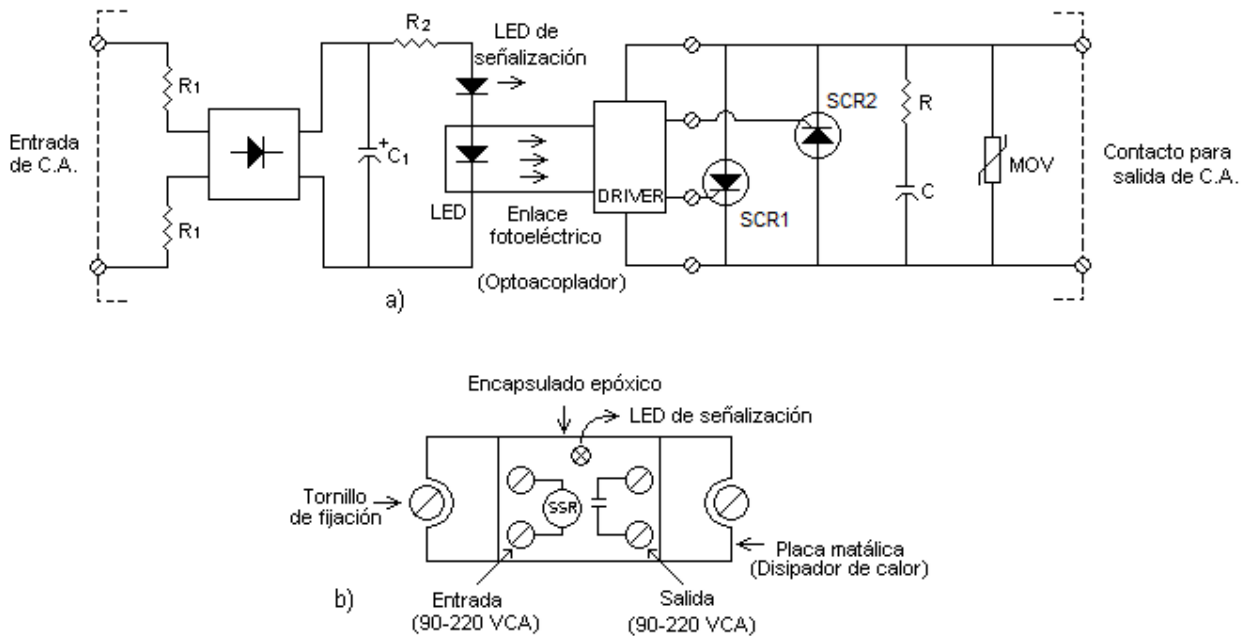


FIGURA 4.4 Circuito básico y estructura típica de un SSR para C.A.

De acuerdo con la Figura 4.4, puede observarse que el relé está conformado por dos circuitos separados y acoplados fotoeléctricamente. El circuito de la izquierda se conoce con el nombre de

¹⁰ Tomado de: http://www.futurlec.com/Pictures/SSR70A_Circuit.gif en diciembre de 2012

interfaz de entrada y podría considerarse como “el electroimán” del relé, haciendo una analogía con un relé de tipo electromagnético. El circuito de la derecha se denomina **interfaz de salida** y se podría denominar como “el contacto”, haciendo una analogía con un relé de tipo electromagnético.

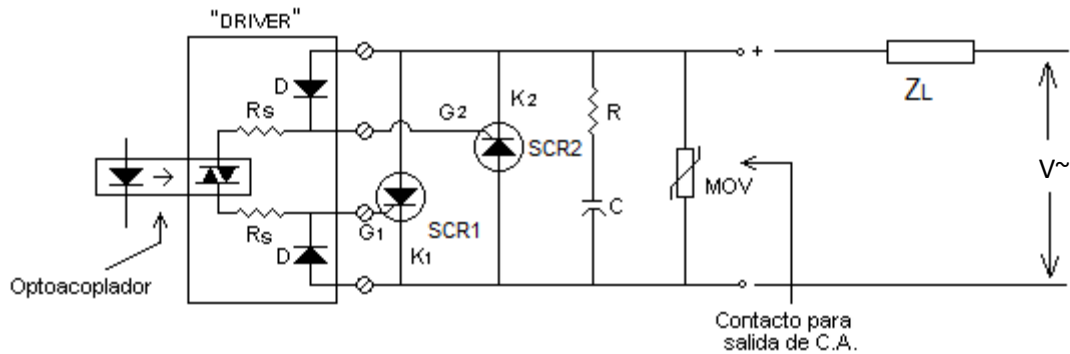


Figura 4.5 Estructura interna de un SSR

El “Driver” indicado en la Figura 4.4, está conformado por un opto-TRIAC, dos diodos de protección de compuerta y dos resistencias limitadoras de corriente R_s , como muestra la Figura 4.5.

El valor de la resistencia R_s para garantizar un ángulo de disparo mínimo, para que el dispositivo se comporte como interruptor se calcula con

$$2R_s = \frac{(V_M - V_D - V_T - V_{GT})}{I_{GTM}}$$

donde:

V_M : Voltaje de pico de la línea.

V_D : Voltaje de caída en el diodo D en conducción.

V_T : Voltaje de caída en el opto-TRIAC.

I_{GTM} : Corriente media máxima de compuerta.

V_{GT} : Voltaje medio de compuerta.

El ángulo de disparo puede calcularse en forma aproximada a partir de

$$V_M \sin \theta_{min} = V_D + V_T + V_{GT},$$

de donde

$$\theta_{min} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_D + V_T + V_{GT}}{V_M} \right),$$

si se toman valores típicos para los voltajes indicados:

$$V_D = 0.7 \text{ V}$$

$$V_T = 1.5 \text{ V}$$

$$V_{GT} = 1.2 \text{ V}$$

$$V_M = \sqrt{2} \cdot 240 \text{ V}$$

$$\theta_{min} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{0.7 + 1.5 + 1.2}{\sqrt{2} \times 240} \right) = 0.57^\circ .$$

Lo cual indica que un ángulo de disparo tan pequeño no origina una distorsión de cruce por cero significativa y el circuito se comporta como lo haría un interruptor convencional de tipo electromecánico.

Una variante en el circuito anterior se puede usar cambiando los SCR por un TRIAC, como muestra la Figura 4.6.

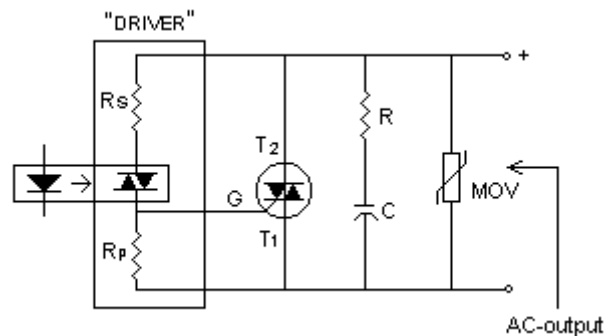


Figura 4.6 SSR con TRIAC

Para este caso la resistencia R_s limita la corriente por la compuerta del TRIAC cuando el opto-TRIAC se conmuta al recibir la señal de mando que se aplica a través del LED. Su valor mínimo es

$$R_S = \frac{V_M - V_T - V_{GT}}{I_{GTM}}$$

Los valores de voltaje y corriente de esta expresión tienen los mismos significados que los utilizados en el caso de los SCR de la Figura 4.5.

La resistencia R_p mejora la respuesta del dispositivo al dv/dt y le quita sensibilidad a la compuerta ante ruidos electromagnéticos.

Quando se emplean interfaces de entrada para corriente directa, el circuito es más simple, como lo indica la Figura 4.7.

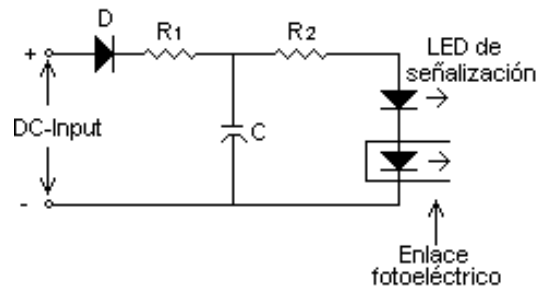


Figura 4.7 Interfaz de entrada del SSR

R_1 y R_2 limitan la corriente por los LED a un valor de seguridad que generalmente no sobrepasa los 30 ó 40 mA. Esto permite aplicar a la entrada un voltaje de corriente directa que puede oscilar entre valores típicos muy amplios del orden 3 a 30 V, garantizando que el SSR pueda operar sus contactos satisfactoriamente. El diodo D protege los LED contra polarización inversa en la entrada y el condensador C actúa como un filtro de línea ante ruidos y señales transitorias, su capacitancia debe estar limitada a un bajo valor para evitar retardos de accionamiento.

4.2.1.1. Especificaciones Básicas Para un SSR

Para la utilización de un SSR se hace necesaria la familiarización con la información técnica disponible por el fabricante. En general se requiere conocer:

- El voltaje de alimentación de la carga y el tipo de corriente. Los SSR pueden conectarse a cargas donde el voltaje de línea puede oscilar dentro de rangos muy amplios sin que por ello el relé presente problemas de conmutación o posibles desconexiones.
- La corriente nominal de la carga. Los SSR se diseñan para manejar una corriente eficaz de carga que puede oscilar entre valores máximos (rangos típicos: 10 a 75 A) y mínimo (rangos típicos 50 a 100 mA) en estado permanente. Por encima del valor máximo se sobrepasan los niveles térmicos permitidos y el dispositivo puede entrar en falla. Por debajo de la mínima el contacto puede abrirse, ya que los tiristores internos entran al estado de bloqueo cuando la corriente se hace inferior a la de mantenimiento del dispositivo.
- El $I^2 t$, medido en $A^2 s$, es un parámetro indicativo de la capacidad que tiene el dispositivo para absorber calor sin destruirse al paso de una corriente eficaz. Este valor, que puede ser tan pequeño como 50 o tan grande como 20.000 (tomando en consideración valores típicos) nos permite seleccionar correctamente el fusible que debe llevar el circuito para evitar la destrucción del dispositivo en la eventualidad de un corto circuito. Por diseño, debe seleccionarse un fusible cuyo $I^2 t$ sea menor que el del SSR, para que el fusible falle antes lógicamente.
- La tensión de control y el tipo de corriente. Este valor expresado por el fabricante como un rango de voltajes, define los valores máximo y mínimo de voltaje que pueden aplicarse a los terminales de entrada del dispositivo para lograr la conmutación del “contacto” del SSR, para corriente directa el voltaje de entrada se especifica dentro de un rango típico de 3 a 33 V. Para corriente alterna el voltaje de entrada se especifica dentro de un rango de 90 a 240 V. Generalmente se indican también los valores de corriente para los voltajes respectivos, con lo cual puede calcularse fácilmente los Volti-Amperios de entrada del dispositivo.

4.2.1.2. Accionamiento o Retención del SSR Mediante Mando por Pulsadores

En la figura 4.8 se ilustra la manera de mantener energizado un relé de estado sólido mediante señales momentáneas generadas por el pulsador de encendido del circuito. Al presionar el pulsador de encendido (*on*) circula corriente por la resistencia R_I y por la “bobina” del relé de

estado sólido. En estas circunstancias el relé opera su “contacto” y conecta la carga a la línea, simultáneamente circula la corriente de retención por la resistencia R_2 que mantiene energizada la “bobina” del relé se estado sólido, a pesar de que el pulsador de encendido se haya desactivado.

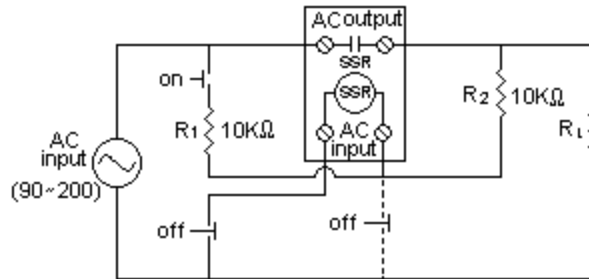


Figura 4.8 Circuito para automantenimiento del SSR

Al presionar el pulsador de paro (*off*) en cualquiera de las dos posiciones alternativas, se interrumpe la corriente por la “bobina” del relé de estado sólido, abriendo en consecuencia el contacto que conecta la carga a la línea, dejándola sin energía. Las resistencias R_1 y R_2 limitan la corriente por los terminales de entrada del relé a los valores máximos especificados por el fabricante. Su valor puede reducirse si el voltaje de entrada disminuye.

Si al circuito de la figura 4.9 se le conecta una resistencia R_s en serie con la carga como muestra la figura 4.9, es posible obtener una protección para condición de corto circuito.

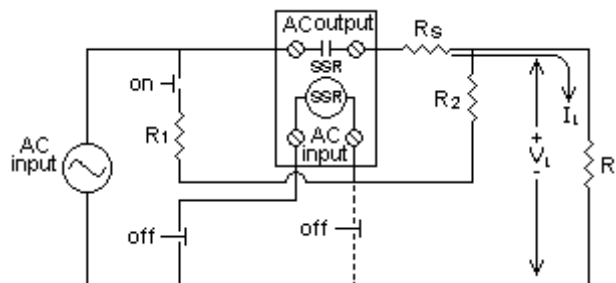


Figura 4.9 Protección de un SSR contra corto circuito

Cuando la corriente por la carga toma valores en exceso, como es el caso de un corto circuito, el voltaje V_L se hace cero y en la resistencia R_s , debido al súbito aumento de corriente, se presenta la tensión de la red en cuyo caso por la resistencia R_2 no puede circular corriente, desenergizándose la “bobina” del relé y desconectando el circuito de la fuente. La resistencia R_s debe ser de un valor

muy pequeño y mucho menor que el que presenta la carga para no afectar el comportamiento de la carga.

$$R_S \geq \frac{V_M}{I_{TSM}} \text{ (SCR's - TRIAC's del SSC)}$$

4.2.1.3. Arrancador Estático Para Motor Monofásico

En la figura 4.10 se muestra un circuito con SSR que se utiliza para desconectar el devanado de arranque de un motor monofásico de fase partida. En la mayoría de los circuitos prácticos este devanado es desconectado por medio de un interruptor centrífugo de velocidad que se encuentra en el interior del motor y está acoplado al eje del mismo.

La función del relé es sustituir dicho interruptor por otro de estado sólido, eliminando los problemas de conmutación que son la causa frecuente del mal funcionamiento del interruptor de velocidad y en consecuencia de los problemas de arranque que se presentan regularmente en el motor.

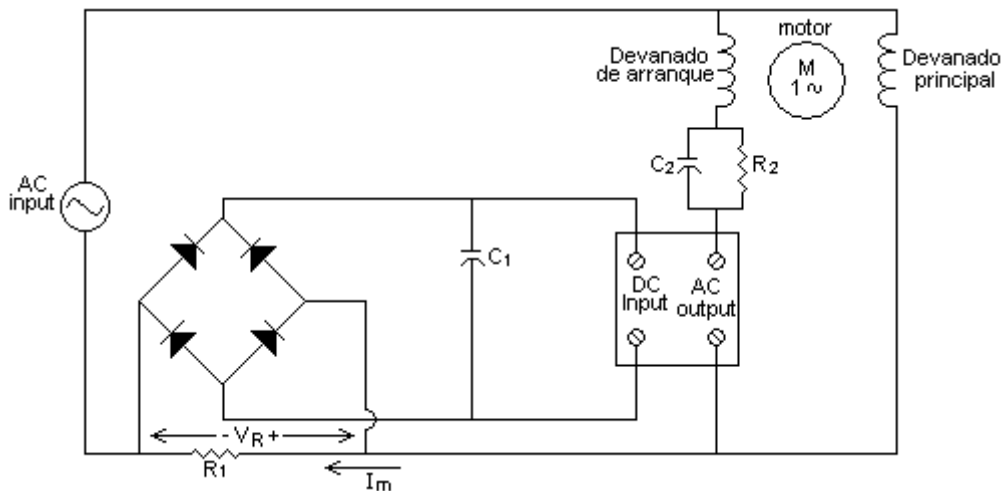


Figura 4.10 Circuito para desconectar el devanado de arranque con SSR

En este circuito la variable controlada es la corriente del motor, en lugar de la velocidad. Al arrancar el motor, la corriente de arranque es muy elevada y en bornes de la resistencia R₁ se presenta una caída de potencial significativa (V_R), con la cual, después de ser rectificad por el

puente de diodos y filtrada por el condensador C_1 , alimenta los terminales de entrada de corriente directa del SSR, que normalmente admite voltaje de entrada entre 3 y 32 V. Con el relé energizado su “contacto” de salida se cierra y conecta inmediatamente el devanado de arranque del motor, este gana velocidad, la corriente i_m se reduce y para cierto valor de velocidad cercana a la nominal la caída de voltaje en R_1 ya no es suficiente para mantener energizado el relé y su “contacto” de salida se abre, desconectando el devanado de arranque, con lo cual el motor queda funcionando en forma normal únicamente con el devanado principal o de marcha.

La resistencia R_3 sirve para descargar el condensador C_2 y este a su vez permite que los flujos de los devanados del motor se establezcan en cuadratura (90°), aumentando el torque de arranque del motor para que este pueda mover la carga.

4.2.1.4. Detector de Secuencia con SSR

Un SSR puede ser usado para detectar la secuencia de fase de un sistema trifásico y al tiempo para conmutar una carga, garantizando un buen aislamiento entre el circuito de potencia y el circuito de control.

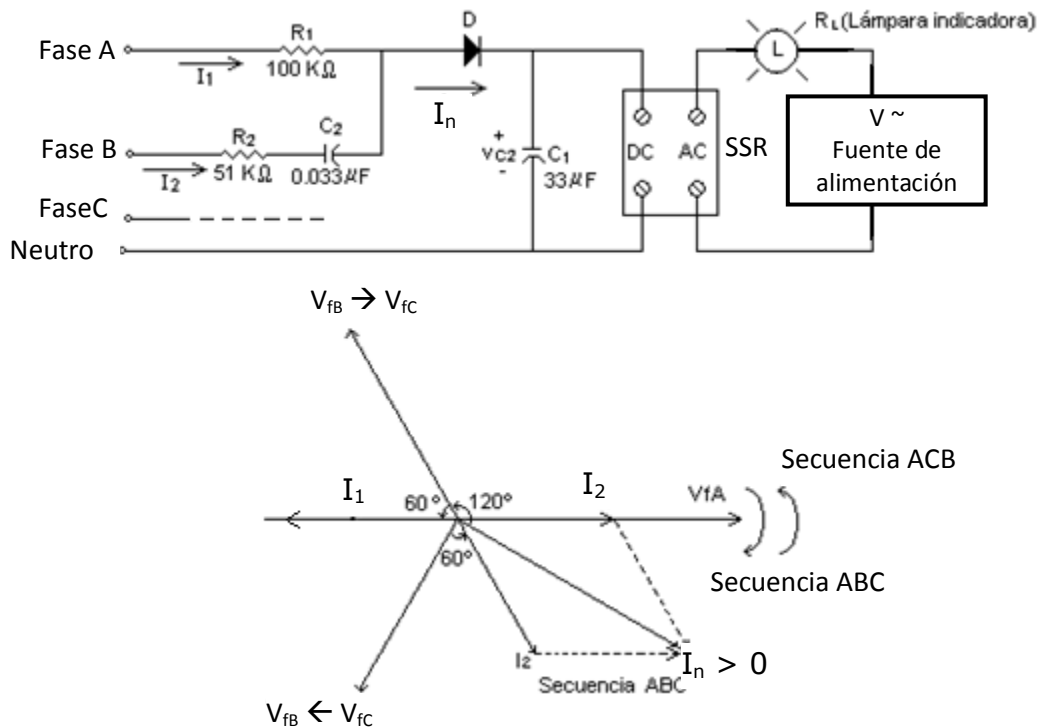


Figura 4.11 Detector de fase con SSR

Del circuito de la figura 4.11 se puede decir que:

$$\text{La corriente } I_1 \text{ es igual a: } I_1 = \frac{V_{FA}|_{0^\circ}}{R_1}$$

$$\text{La corriente } I_2 \text{ es igual a: } I_2 = \frac{V_{FB}|_{\theta^\circ}}{\sqrt{R_2^2 + X_{C_2}^2}}$$

De acuerdo a los valores establecidos para los elementos, en el ángulo θ puede decirse que

$$|R_1| = \left| \sqrt{R_2^2 + X_{C_2}^2} \right| = 100 \text{ K}\Omega ,$$
$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{X_{C_2}}{R_2} \right) = 60^\circ .$$

Este resultado traducido a los valores de tensión y corriente se ilustra en la figura 4.11.

Puesto que I_1 queda en oposición a I_2 cuando se tiene la secuencia A-C-B, la corriente por el neutro ($I_n = I_1 + I_2$) será igual a cero, en cuyo caso por los terminales de entrada del SSR no circula ninguna corriente, el contacto de salida del relé no se cierra y la lámpara indicadora (R_L) no se ilumina. Si se interrumpe la secuencia de fase, invirtiendo dos líneas cualesquiera de la red, la corriente I_2 mantiene el desfase de 60° con respecto al voltaje que la produce, pero al interactuar con la corriente I_1 , genera una corriente de neutro I_n diferente a cero, la cual rectificadora y filtrada genera una corriente de mando para la “bobina” del relé de aproximadamente 2 mA, que es suficiente para conmutar el relé y encender la lámpara de que la secuencia de fase se ha invertido.

4.2.2. Contactores de Estado Sólido – SSC

Un relé de estado sólido construido con tres contactos de potencia y dispuestos para ser actuados con una sola señal de mando se conoce con el nombre de contactor de estado sólido, en la figura 4.12 se puede ver su forma constructiva típica. Este dispositivo puede ser utilizado para manejar cargas trifásicas, particularmente motores y resistencias de calefacción y de hornos industriales.



Figura 4.12 Forma constructiva real típica de un SSC

Para obtener contactos de potencia, se requiere el empleo de tiristores (SCR y TRIAC) que soporten corriente mayores a voltajes industriales. Los circuitos de la figura 4.13 a y b, representan las interfaces de potencia que deben interconectarse a la salida de un relé de estado sólido para convertirlo en un contactor de estado sólido monopolar.

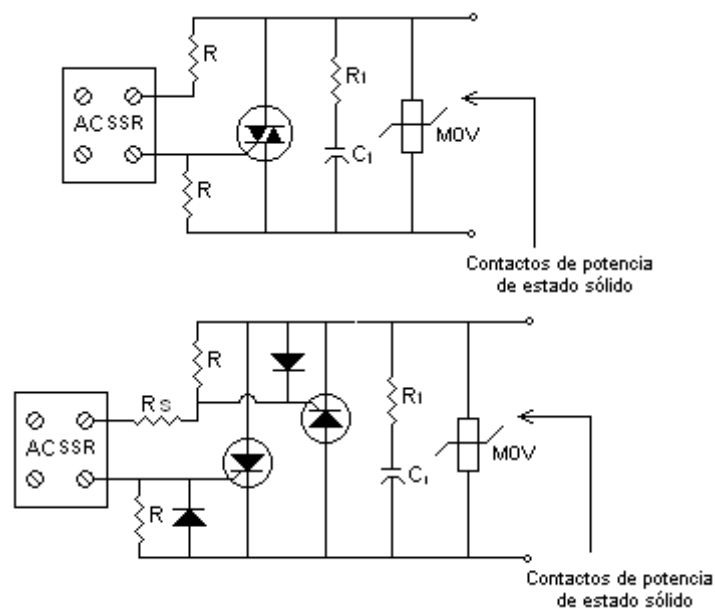


Figura 4.13 Interfaz de potencia con SSR

Para su empleo en sistemas trifásicos, se deben utilizar tres circuitos idénticos aislados entre sí y manejados por una sola señal de mando; lo cual se consigue conectando en serie los tres LED de los opto-acopladores que manejan separadamente cada contacto como ilustra la figura 4.14.

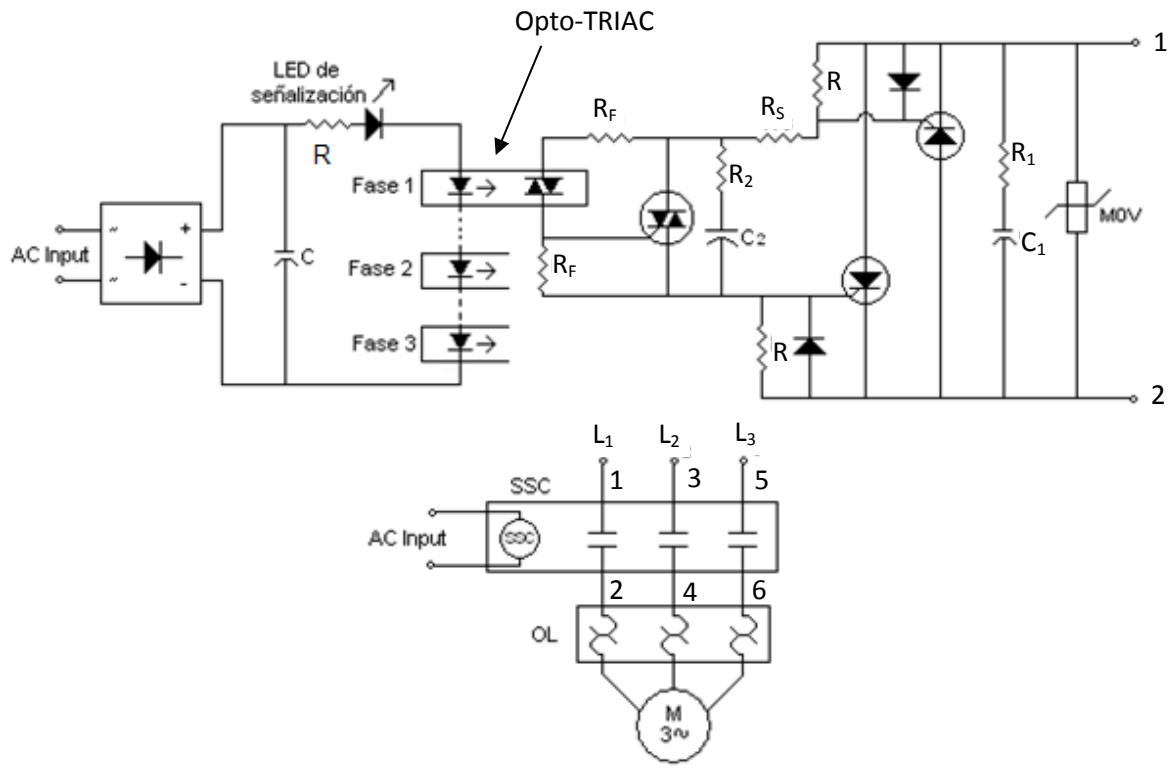


Figura 4.14 SSC en sistemas trifásicos

4.3. REGULACIÓN DE CORRIENTE ELÉCTRICA

4.3.1. Con SCR

En la figura 4.15 a se ilustra el regulador de corriente directa más sencillo. Como podrá deducirse fácilmente, el hecho de conectar el circuito de control de compuerta a través del SCR (después de la carga) hace que la corriente de excitación se reduzca a cero inmediatamente se conmute el tiristor. La conducción de corriente por la carga se inicia un poco después de cerrar el interruptor S, cuando la corriente i_g alcanza el nivel suficiente de disparo en correspondencia con la tensión V_{AK} aplicada.

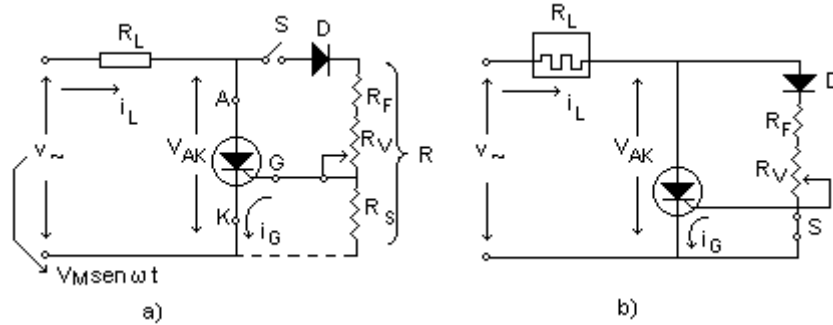


Figura 4.15. Regulador de C.D. de media onda

La trayectoria de circulación de i_G es: R_L, S, D, R_F, R_V, G y K . El diodo D se hace indispensable en el circuito para evitar la destrucción del SCR ocasionada por la ruptura de la unión de compuerta ya que normalmente se tiene que: $V_{GRM} \ll V_M$. Este diodo, debe estar en capacidad de soportar la tensión inversa máxima de la línea (V_M) y de conducir al menos la corriente I_{GM} (corriente máxima instantánea de compuerta). La resistencia mínima que debe llevar el circuito se calcula a partir de la expresión:

$$R \geq \frac{V_M}{I_G} - R_L,$$

con este valor de resistencia se evita la destrucción del SCR cuando casualmente se cierra el interruptor S , en el momento en que la tensión de la línea tiene su valor máximo. Para determinar la resistencia total, R , se hace necesario conocer el valor de la corriente de compuerta $i_G = I_{GTM}$ que permite disparar el SCR cuando este tiene en bornes la tensión V_M . En estas circunstancias se tendrá que

$$R \approx \frac{V_M}{I_{GTM}} \quad \text{y} \quad R_V = R - R_F.$$

Puesto que el fabricante generalmente no suministra las características voltiampéricas del dispositivo, resulta imposible determinar a I_G y por tanto el valor de R habrá que asumirlo. Los valores prácticos de R_V se toman, entonces, de acuerdo al siguiente criterio

$$10R_F \geq R_V \geq 50R_F.$$

La resistencia R_S se coloca algunas veces con el propósito de mejorar la respuesta del dispositivo a transitorios de tensión ocasionados en la línea. Su valor no es crítico y generalmente se asume

entre $10\text{ K}\Omega$ y $100\text{ K}\Omega$. Sin embargo para valores pequeños de R_s , el valor de R_V deberá reducirse en consecuencia.

Una característica importante de este circuito de control consiste en que solo proporciona regulación para: $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, puesto que una vez que la tensión de línea sobrepasa su valor máximo ya no es posible lograr el disparo. En consecuencia, se tendrá una regulación muy pobre de la corriente por la carga.

El circuito de la figura 4.15 b es prácticamente el mismo que se ha descrito anteriormente. Sin embargo, su diferencia radica en la posición del interruptor S que en este caso debe permanecer cerrado si se quiere que el circuito no opere.

El circuito de la figura 4.16 representa un regulador de C.D. de onda completa en el cual se utiliza una conexión rectificadora en puente formada por dos diodos y dos SCR. En la excitación se emplea el método de C.A. con desplazamiento de fase con el cual es posible regular el ángulo de disparo entre 0° y 180° aproximadamente. Los diodos (D) protegen la unión de compuerta contra tensiones inversas.

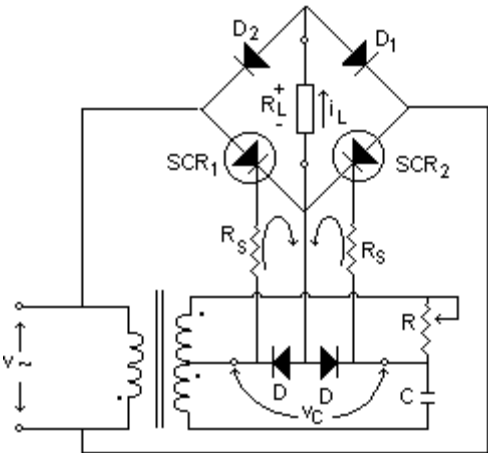


Figura 4.16 Regulador de C.D. de onda completa

4.3.2. Con UJT y PUT

Como ya se analizó en La sección 3.15.2, El UJT y El PUT pueden funcionar de La misma manera, o mejor, se puede hacer que El PUT funcione en cualquier aplicación para que se utilice un UJT, por lo tanto en adelante se analizarán los circuitos recurrentemente utilizados con UJT pero invitando al estudiante a analizar su funcionamiento también con PUT, se proveerán, por supuesto, las gráficas y relaciones necesarias para esto.

4.3.2.1. Rampa Exponencial

Un regulador más preciso con el cual es posible obtener una amplia regulación ($0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) se muestra en la figura 4.17. Como se puede apreciar, el circuito de control está conectado a través de los SCR por medio de un puente rectificador lo cual hace que la tensión de alimentación del circuito se haga cero, una vez que los SCR entran en estado de conducción.

La tensión de disparo del UJT es una fracción de la tensión en el diodo zener y su valor es

$$V_P \approx \eta V_Z + V_D \cong \eta V_Z.$$

Las formas de onda de tensiones y corrientes se muestran en la figura 4.18 una vez que el condensador alcanza la tensión de disparo del UJT este se conmuta y permite la descarga de C.

Con ello se envía un impulso de corriente (i_G) a través del transformador, lográndose que se dispare el SCR que se encuentre polarizado convenientemente.

Una característica importante de este circuito de control es su sincronismo con respecto a la tensión (v) de suministro, ya que en todo momento se asegura un pulso de disparo por semiciclo.

Al diseñar los circuitos reguladores, se calculan el valor de los componentes más relevantes del mismo. Los valores de R_F y R_V son los más críticos en el diseño y pueden determinarse de un análisis sobre la figura 4.18 . Si suponemos que el punto de limitación del diodo zener se presenta en el momento de alcanzar 5° , se tendrá que

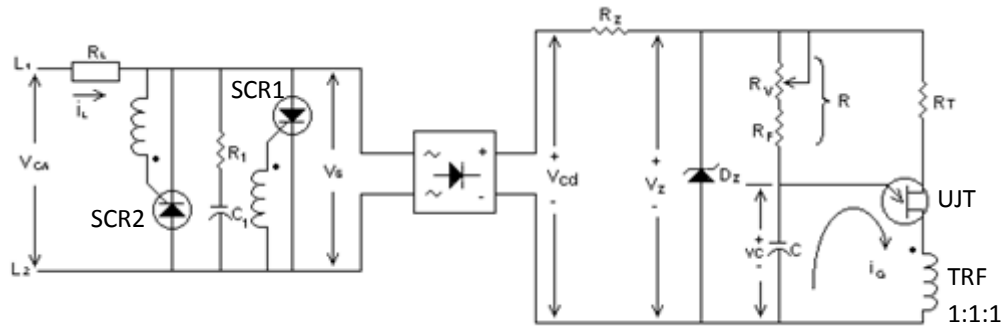


Figura 4.17 Regulador para rampa – exponencial con UJT

Para $\omega t = \theta_1 = 5^\circ, \theta_2 = 180^\circ - \theta_1 = 175^\circ$

$$V_Z = V_M \text{sen} 5^\circ = 0.085 V_M.$$

En general, como criterio de diseño se podrá elegir el ángulo θ_{min} de modo que: $0^\circ \leq \theta_{min} \leq 5^\circ$ con estos valores se asegura un rango muy amplio de regulación. La tensión en el condensador (V_C) crece exponencialmente y trata de alcanzar la tensión V_Z . Sin embargo, cuando $V_C = \eta V_Z$ el UJT se dispara estableciéndose enseguida la descarga del condensador. Si suponemos que el mínimo ángulo de disparo es θ_{min} , podemos calcular el valor de R_{min} (suponiendo $R_V = 0$)

$$\text{Para: } \omega t = \theta_{min} \rightarrow t_{min} = \frac{\theta_{min}}{\omega} \text{ y } \tau_{min} = R_{min} C = RC.$$

Por consiguiente

$$V_C = \eta V_Z = V_Z \left(1 - e^{-\frac{\theta_{min}}{\omega RC}} \right).$$

Simplificando y reorganizando,

$$R = \frac{\theta_{min}}{2.3 \omega C \log \frac{1}{(1-\eta)}}.$$

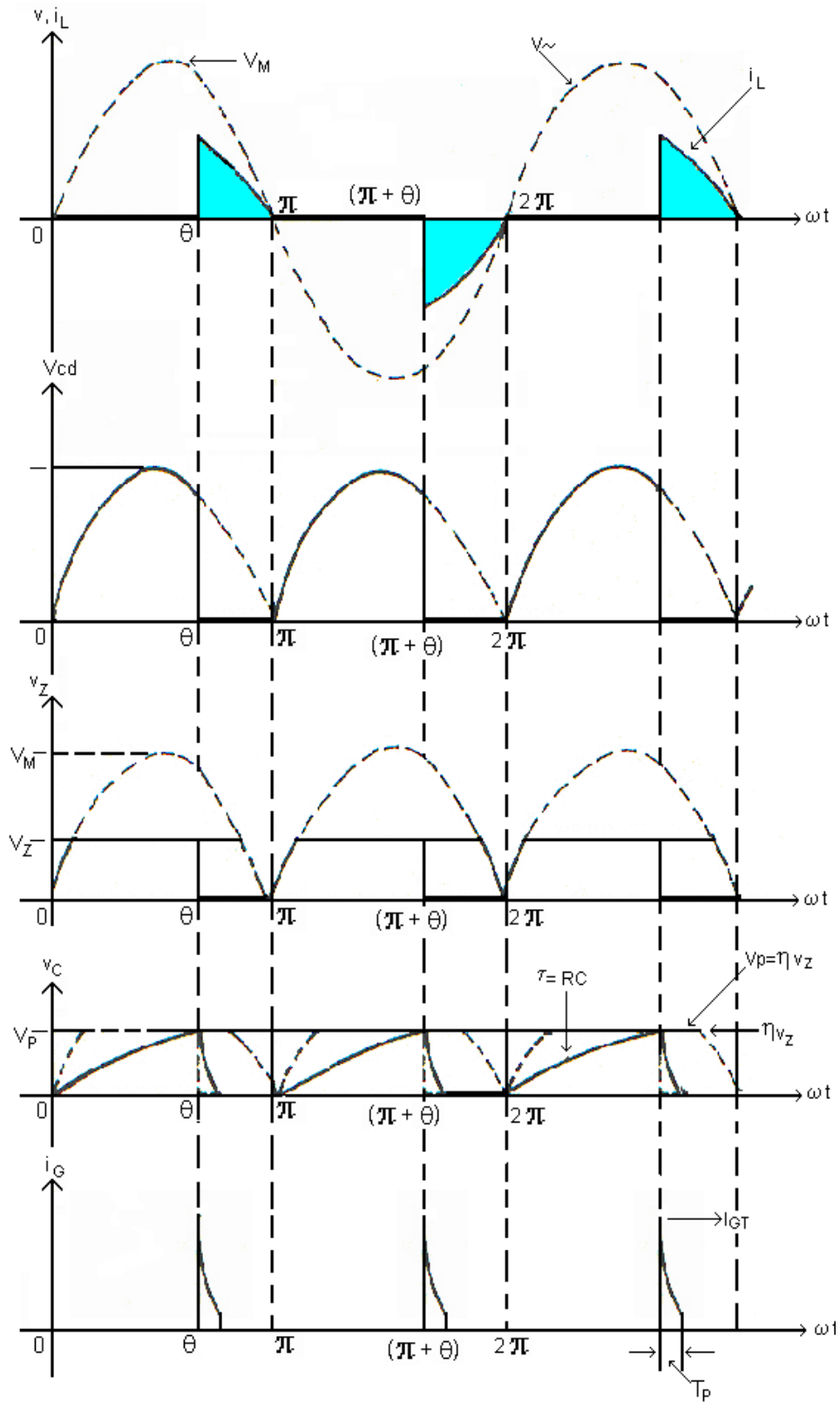


Figura 4.18 Regulador de corriente tipo rampa exponencial

Se supone que en estas condiciones, el potenciómetro R_V presenta un valor de cero, además de:

$$\omega = 2\pi f \text{ rad/s y } \theta_{min} \text{ está expresado en radianes}$$

El valor de R_F debe ser mayor que el valor de R_{Min} , para garantizar la oscilación del circuito. El valor de R_{Min} se calcula como

$$R_{min} = \frac{V_Z - V_V}{I_V} < R_F$$

Si suponemos que el máximo ángulo de disparo es θ_{max} , podemos calcular el valor de R como: $R = R_F + R_V$ aplicando una expresión similar a la anterior, y suponiendo el potenciómetro con su valor de máxima resistencia

$$R = R_F + R_V = \frac{\theta_{max}}{2.3\omega C \log \frac{1}{(1-\eta)}},$$

esta resistencia debe ser menor que

$$R_{max} = \frac{V_Z - V_P}{I_P} = \frac{(1-\eta)V_Z}{I_P} > R.$$

En el diseño se asume generalmente un valor para C ($0.1\mu\text{F}$ a $0.5\mu\text{F}$ típico) y $15^\circ \leq \theta_{min} \leq 20^\circ$. Si hacemos $\theta_{min} = 20^\circ$ se tendrá que $\theta_{max} = 160^\circ$ y como podemos apreciar lograremos una amplia regulación. En las ecuaciones η es la relación intrínseca de apagado del UJT y los valores óhmicos del potenciómetro R_V y de R_F se aproximan a los comerciales.

Finalmente, debemos comprobar si el UJT puede conmutarse con los valores de R_F y R_V prácticos escogidos, los cuales se identifican con el signo (*) asociado al elemento.

Para asegurar esta condición se debe cumplir que

$$R_F^* + R_V^* < \frac{V_Z - V_P}{I_P} = \frac{(1-\eta)V_Z}{I_P},$$

$$R_F^* > \frac{V_Z - V_V}{I_V} \approx \frac{V_Z - 1V}{I_V}.$$

Análogamente se tiene entonces el mismo circuito pero reemplazando el UJT por el PUT, se vería entonces como en la figura 4.19.

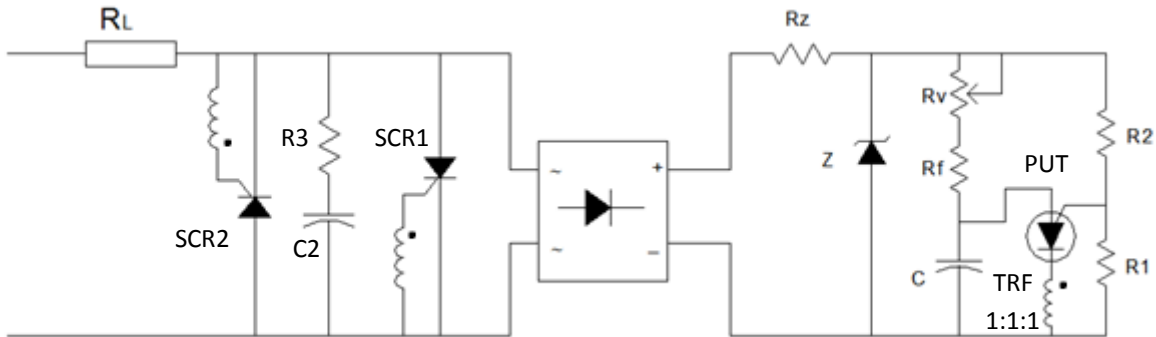


Figura 4.19 Circuito para rampa exponencial con PUT

Recuerde entonces que para el circuito con PUT aplica la misma lógica y son válidas las mismas ecuaciones que para el UJT (incluso aplica la misma gráfica de la figura 4.18), teniendo en cuenta por supuesto que η ahora depende de las resistencias de programación R_1 y R_2 .

$$\eta_{PUT} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Estas resistencias se escogen con el criterio

$$0.5 < \eta_{PUT} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} < 1,$$

con ello se asegura un pulso de disparo de suficiente amplitud para estimular convenientemente la compuerta del SCR.

4.3.2.2. Rampa Pedestal Exponencial

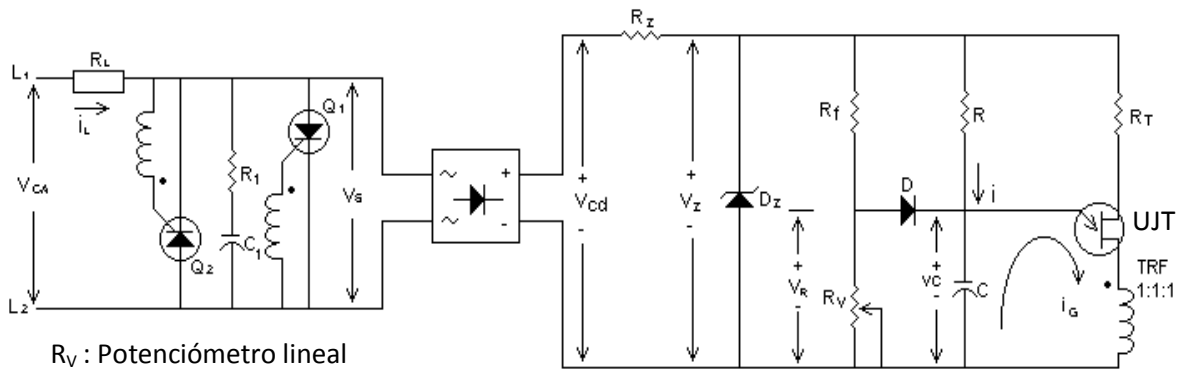


Figura 4.20 Regulador de corriente tipo rampa pedestal exponencial

Este circuito regulador es uno de los circuitos más populares y de uso generalizado, ya que permite regular la corriente utilizando potenciómetros lineales de bajo valor óhmico que pueden conseguirse fácilmente

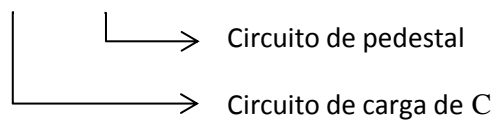
La diferencia básica con el circuito tipo Rampa de la Figura 4.17 a es mínima y solo agrega tres elementos básicos que son:

Las resistencias R_F y R_V y el diodo de señal D , según muestra la Figura 4.20.

Al diseñar el circuito, se sustituye la resistencia $(R_F + R_V)$ del circuito Rampa por una sola equivalente que tenga el valor máximo. Es decir, $R = R_{max}$ (del circuito de la Figura 4.17). Con ello el condensador cargará exponencialmente hasta $\theta = \theta_{max}$. Suponiendo que el potenciómetro R_V de la Figura 4.20, está en corto ($V_R = 0$), lo que implica que el diodo D permanecerá abierto en todo momento y no se afecta la carga del condensador a través de la resistencia R .

Si el potenciómetro R_V aumenta su resistencia, el valor de V_R se incrementa y toma un valor definido por:

$$V_R = \frac{R_V}{R_F + R_V} V_Z \rightarrow R \gg (R_F + R_V)$$



A este valor se cargará el condensador inicialmente y mucho antes de que lo pueda hacer a través de la resistencia R , que es de gran valor. De esta forma el condensador iniciará la carga a través de la resistencia R , partiendo de un pedestal de voltaje equivalente a V_R , el cual se puede aumentar o disminuir con el potenciómetro V_R . D queda como un circuito abierto al quedar polarizado inversamente y aísla la carga de C del divisor de tensión formado por R_F y R_V

Si definimos un valor comercial para R_V ($1K\Omega$, $5K\Omega$, $10K\Omega$ lineales), y pretendemos que al llevar el potenciómetro a su valor máximo el voltaje en el mismo sea igual a $V_P = V_Z$, con ello el UJT se disparará directamente con un ángulo muy pequeño cercano a θ_{min} , puesto que el condensador no ha tenido tiempo de cargarse a través de R , que tiene un valor elevado.

El valor de R_F necesario para esta condición podrá determinarse de la siguiente expresión, con R_V a su valor máximo

$$V_R = V_P = \eta V_Z = \frac{R_V}{R_F + R_V} V_Z.$$

Simplificando la expresión anterior

$$R_F = \frac{(1 - \eta)R_V}{\eta}.$$

Suponiendo un potenciómetro de $10 K\Omega$ lineal y un UJT con $\eta = 0.65$, el valor práctico para R_F sería

$$R_F = \frac{(1 - 0.65)(10 K\Omega)}{0.65} \approx 5.4K.$$

Aproximadamente un valor comercial de

$$R_F = 4.7 K\Omega.$$

La curva de carga del condensador para el circuito Rampa Pedestal se ilustra en la Figura 4.21

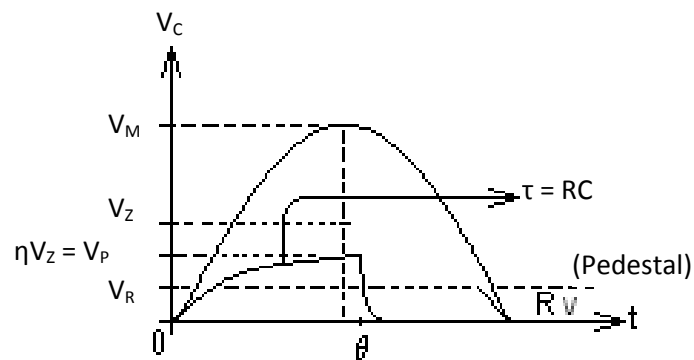


Figura 4.21 Carga del condensador para el regulador tipo rampa pedestal

Los circuitos tipo rampa exponencial, requieren normalmente valores de resistencia muy elevados que no permiten utilizar potenciómetros de variación lineal sino logarítmicos. Esto proporciona una regulación de corriente muy crítica y difícil de ajustar para ciertas posiciones del cursor del potenciómetro. La resistencia R_7 de los circuitos de las Figura 4.17 y 4.20, es para compensación térmica y se calcula con la expresión (3.10) en el ítem de la compensación térmica para el UJT.

Cálculo de R_z y P_z :

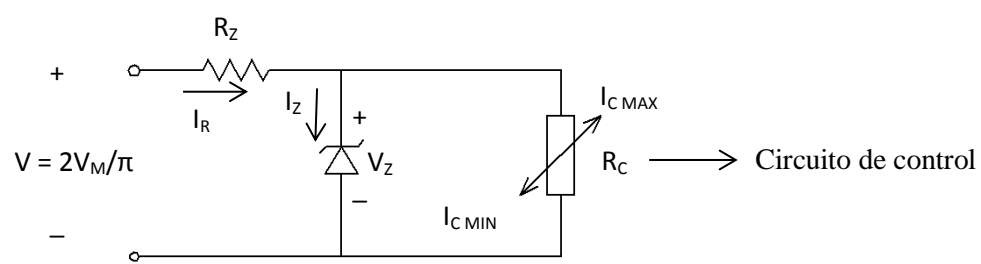


Figura 4.22 Calculo de R_z y P_z

$$I_R = I_Z + I_C \rightarrow \text{corriente aunque varíe } R_C .$$

$$P_Z = (V_Z \times I_{C \text{ MAX}}).$$

Criterio de diseño:

si: $I_C = I_{C \text{ MAX}} \rightarrow I_Z \triangleq I_{C \text{ MIN}}$
 si: $I_C = I_{C \text{ MIN}} \rightarrow I_Z = I_{C \text{ MIN}} + (I_{C \text{ MAX}} - I_{C \text{ MIN}}) = I_{C \text{ MAX}}$
 $\therefore I_R = (I_{C \text{ MAX}} + I_{C \text{ MIN}}) \rightarrow R_Z = \frac{(V - V_Z)}{I_R} \rightarrow P_{RZ} = \frac{(V - V_Z)^2}{R_Z}$

De nuevo el circuito se puede lograr fácilmente con PUT, como se puede ver en la figura 4.23.

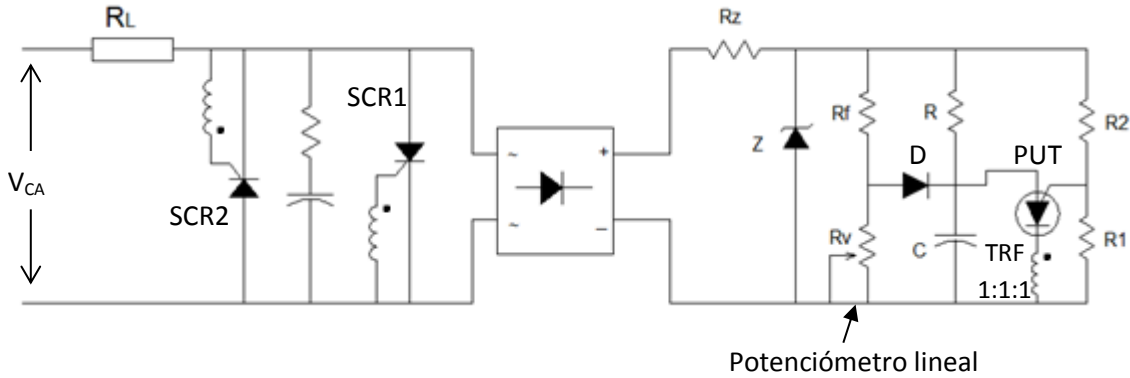


Figura 4.23 Regulador de corriente tipo rampa pedestal exponencial con PUT

Aplican también las mismas relaciones vistas para el UJT, pero además del cambio en η debido a las resistencias de programación, también hay que resaltar el hecho de que no se necesita una resistencia para la compensación térmica, en cambio es posible que se haga necesaria la utilización de diodos compensadores en serie con R_z , como se vio en la compensación térmica del PUT. Vélgase de la expresión 3.33 y la figura 3.57 para entender como afectarían el circuito.

4.3.2.3. Rampa Lineal

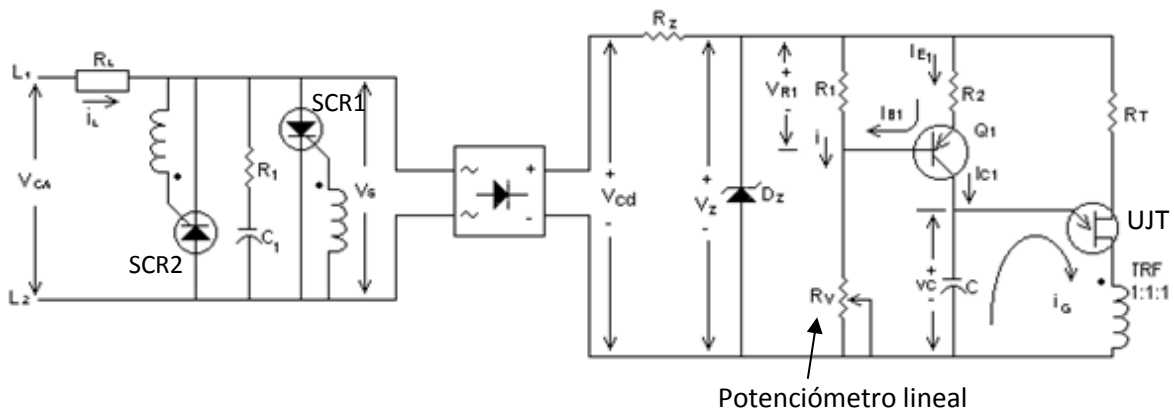


Figura 4.24 Regulador de corriente tipo rampa lineal

El condensador C de los circuitos reguladores ilustrados en las figuras 4.17, 4.19, 4.20 y 4.23 puede cargarse también a través de una fuente de corriente constante y ajustable, empleando un

transistor BJT, como muestra la Figura 4.24. Para esta situación y suponiendo que la ganancia del transistor Q_1 es muy elevada ($\beta \gg 1$), se tiene que

$$v_C = \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt = \frac{1}{C} \int_0^t I_{C1} \, dt = \frac{I_{C1}}{C} t,$$

esto implica que el voltaje en el condensador presenta una variación de tipo lineal con una pendiente de valor I_{C1}/C , según muestra la Figura 4.25.

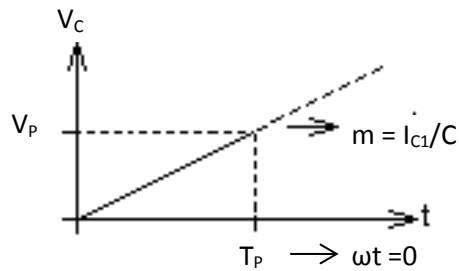


Figura 4.25 Variación de tensión en el condensador del regulador tipo rampa lineal

En la Figura 4.17, para $t = T_P$ (tiempo de pulso), se cumple que

$$v_C = V_P \approx \eta V_Z + V_D. \quad (4.1)$$

En consecuencia;

$$\frac{I_{C1}}{C} = \frac{V_P}{T_P} = \frac{(\eta V_Z + V_D)}{T_P}, \quad (4.2)$$

$$I_{C \text{ MIN}} \rightarrow t = 8.1 \text{ ms} \rightarrow (\theta_{\text{MAX}} = 175^\circ)$$

$$I_{C \text{ MIN}} \rightarrow t = 0.23 \text{ ms} \rightarrow (\theta_{\text{MIN}} = 5^\circ)$$

La corriente I_{C1} depende directamente del valor de voltaje que exista en la resistencia R_Z , el cual se puede modificar con la resistencia R_V . Dicho valor es:

$$V_{R1} = \frac{R_1}{R_1 + R_V} V_Z. \quad (4.3)$$

De igual forma

$$V_{R1} \approx i_{E1}R_2 + 0.6 V.$$

Si la ganancia del transistor es elevada:

$$i_{E1} \approx i_{C1}.$$

En consecuencia;

$$V_{R1} = i_{C1}R_2 + 0.6 V = \beta i_{B1}R_2 + 0.6 V. \quad (4.4)$$

308

El ángulo de disparo correspondiente al tiempo de presencia del pulso, puede determinarse

$$\theta = \frac{180^\circ}{8.33 \text{ ms}} \times T_p.$$

Ejemplo



diseño de un circuito rampa lineal con UJT:

Se desea determinar el valor de la resistencia R_V para un ángulo de disparo de 60° , conocido lo siguiente:

$$\eta = 0.65 \quad R_2 = 2.5 \text{ K}\Omega$$

$$\beta = 150 \quad C = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_1 = 5 \text{ K}\Omega \quad V_Z = 18 \text{ V}$$

De la expresión (4.16), para $\theta = 60^\circ$:

$$T_p = \frac{60^\circ \times 8.33 \text{ ms}}{180^\circ} = 2.77 \text{ ms}.$$

El valor para V_P a partir de (4.1) es:

$$V_P \approx \eta V_Z \approx (0.65)(18 \text{ V}) = 11.7 \text{ V}$$

De (4.2)

$$I_{C1} = \frac{V_P C}{T_P} = \frac{11.7 \times 0.22 \mu F}{2.77 \text{ ms}} = 0.93 \text{ mA}$$

Según (4.4), el valor de V_{R1} para $\theta = 60^\circ$ sería:

$$V_{R1} = I_{C1} R_2 + 0.6 \text{ V} = 0.93 \text{ mA} \times 2.5 \text{ K}\Omega + 0.6 \text{ V} = 2.925 \text{ V} \approx 3 \text{ V}$$

Con (4.3), se obtiene el valor de R_V :

$$V_{R1} = \frac{R_1}{R_1 + R_V} V_Z \rightarrow R_V = \frac{R_1 (V_Z - V_{R1})}{V_{R1}} = \frac{5 \text{ K}\Omega (18 \text{ V} - 3 \text{ V})}{3 \text{ V}} \approx 25 \text{ K}\Omega$$

El potenciómetro utilizado debe ser lineal y ajustarse a 25 K Ω . El valor total de R_V lo define el ángulo máximo de disparo deseado que generalmente es $\theta_{Max} \leq 180^\circ$. Se asume R_V lineal y se calcula R_I .

El diseño simplificado de este circuito se ha realizado teniendo presente que para los valores de R_I y R_V calculados, la corriente i que pasa a través de esas resistencias es mucho mayor que la corriente de base del transistor. Esto ha permitido ignorarla en los cálculos realizados.

A modo de ilustración para $\theta = 60^\circ$, la corriente se calcula como

$$i = \frac{V_Z}{R_1 + R_V} = \frac{18 \text{ V}}{5 \text{ K} + 25 \text{ K}} = 0.6 \text{ mA}.$$

La corriente de base I_{B1} será, partir de (4.4)

$$i_{B1} = \frac{(3 - 0.6) \text{ V}}{150 \times 25 \text{ K}} \approx 6 \mu \text{ A}$$

Puede confirmarse que $i \gg I_{B1}$ y en consecuencia, son válidas las aproximaciones realizadas en el análisis y diseño del circuito.

Como es de esperarse, el circuito para un regulador tipo rampa lineal con PUT es similar y se ilustra en la figura 4.26

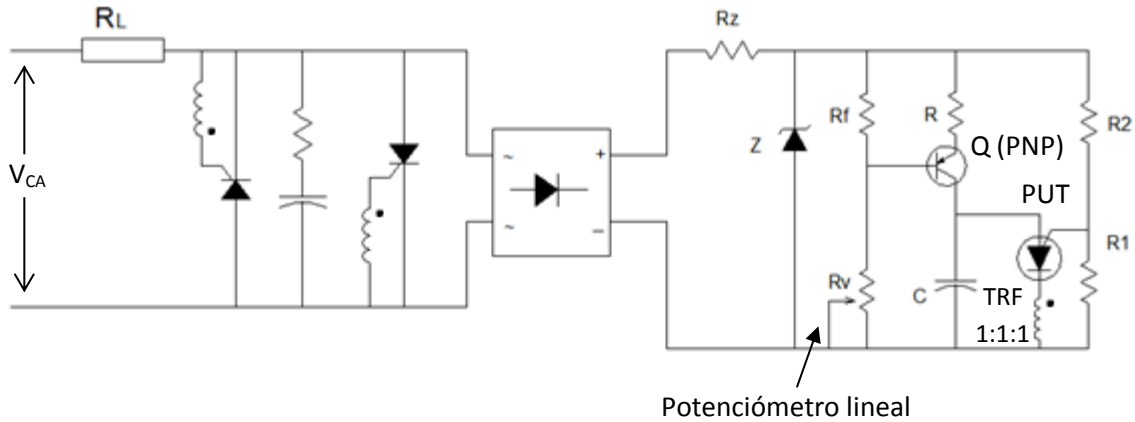


Figura 4.26 Regulador tipo rampa lineal con PUT

Aunque los cálculos hechos para el circuito con UJT funcionan también en este circuito, tenga cuidado de no confundir las resistencias R_1 y R_2 de la figura 4.24 con las de la figura 4.26 pues en este segundo circuito (PUT) se corresponden con R_f y R . R_1 y R_2 en la figura 4.26 son las resistencias de programación del PUT.

Determine las expresiones correspondientes a las (4.12, 4.13, 4.14 y 4.15) para el circuito de la figura 4.26.

4.3.2.4. Rampa Pedestal Lineal

El circuito de la Figura 4.27 maneja los mismos criterios de diseño del circuito tipo rampa pedestal exponencial de la Figura 4.20 con la diferencia de que el condensador C no se carga a través de una resistencia sino a través de una fuente de corriente constante, implementada con transistor.

Para el diseño se debe seleccionar el valor de la fuente de corriente (I_c) de modo que el condensador alcance el voltaje de disparo en el punto $\theta = \theta_{max}$. Cuando $R_v = 0\Omega$ o lo mismo con $V_R = 0$.

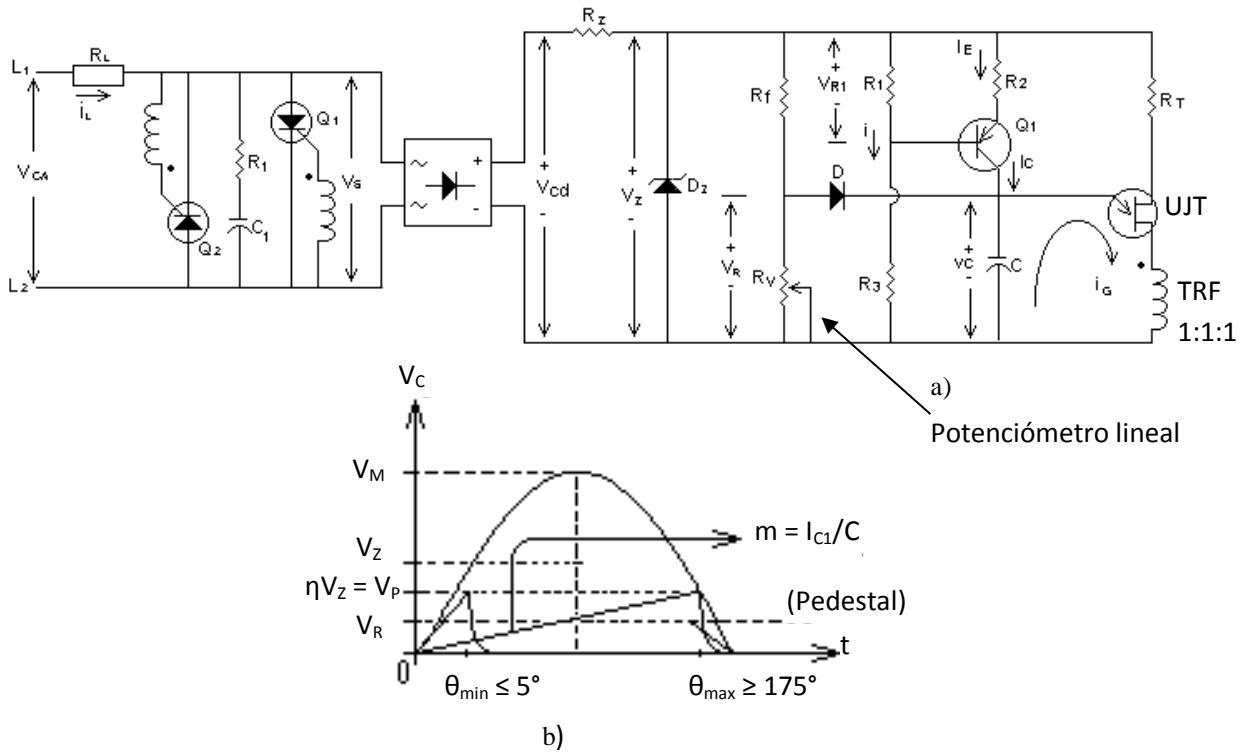


Figura 4.27 Regulador de corriente tipo rampa pedestal lineal

Para esta condición

$$V_{R1} \approx I_C \times R_2 + 0.6 V \approx \frac{R_1}{R_1 + R_3} V_Z.$$

Además $\frac{I_{C1}}{C} = \frac{V_P}{T_P}$ calculando el valor de T_P para $\theta_{max} \approx 175^\circ$

Donde T_P equivale a

$$T_P = \frac{175^\circ}{180^\circ} 8.33 ms = 8.1 ms$$

Ejemplo 

tomando los mismos datos del ejemplo para el circuito rampa lineal con UJT:

$$I_C = \frac{V_P C}{T_P} = \frac{11.7 V \times 0.22 \mu F}{8.1 ms} = 0.32 mA$$

$$V_{R1} = I_C \times R_2 + 0.6 V = 0.32 mA \times 2.5 K\Omega + 0.6 V = 1.4 V$$

Asumiendo para el circuito un valor de $R_3 = 10\text{ K}\Omega$

$$V_{R1} = 1.4\text{ V} = \frac{R_1}{R_1 + R_3} V_Z \rightarrow \frac{R_1}{R_1 + 10\text{ K}\Omega} = \frac{1.4}{18}$$

$$R_1 \left(1 - \frac{V_{R1}}{V_Z}\right) = \frac{V_{R1}}{V_Z} R_3$$

312

$R_1 = 842\ \Omega \approx 820\ \Omega$ (* Valor práctico comercial)

Asumiendo $R_V = 10\text{ K}\Omega$

$$V_{RV} = \eta V_Z = 11.7$$

$$V_{RV} = \frac{R_V}{R_V + R_F} V_Z$$

$$R_F = \frac{R_V V_Z - R_V V_{RV}}{V_{RV}} = \frac{10\text{ K}\Omega(18\text{ V}) - 10\text{ K}\Omega(11.7\text{ V})}{11.7\text{ V}}$$

$R_F = 5.38\text{ K}\Omega \approx 4.7\text{ K}\Omega$ (Valor comercial)

En la figura 4.28 se ilustra el circuito con PUT, que se comporta de la misma manera.

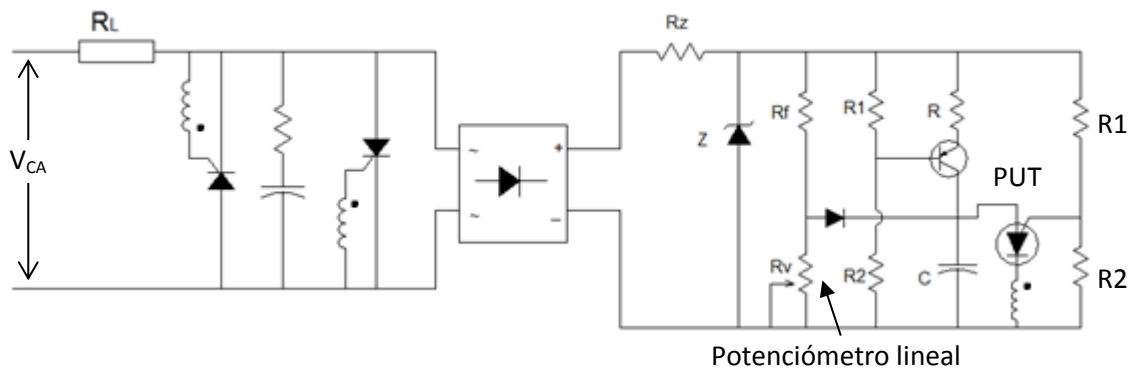


Figura 4.28 Regulador de corriente rampa pedestal lineal con PUT

4.3.2.5. Rampa Lineal con Ajuste por Tensión

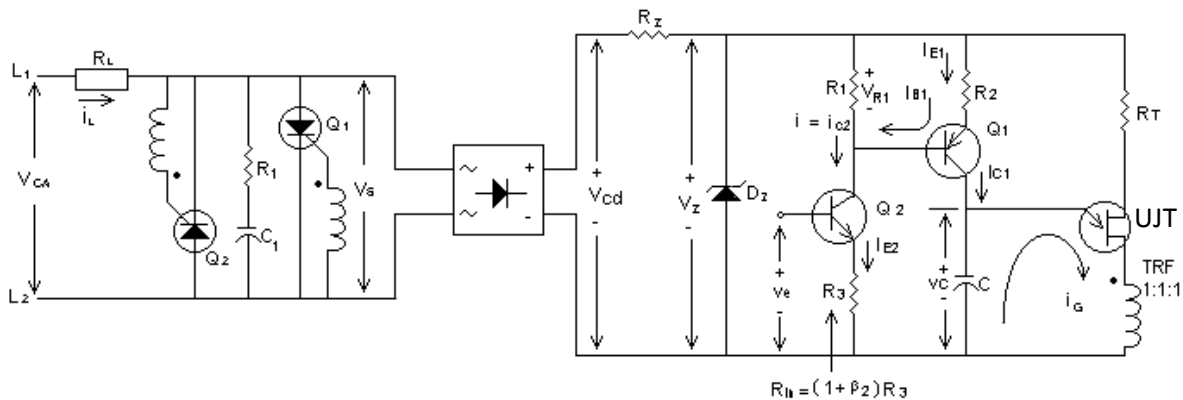


Figura 4.29 Regulador de corriente tipo rampa lineal con ajuste por tensión

Del circuito de la figura 4.29, puede establecerse en forma aproximada

$$V_{R1} \approx i_{C2} R_1 \tag{4.5}$$

Si la ganancia del transistor Q_2 es elevada

$$i_{C2} \approx i_{E2} | \beta_2 \gg \left(i_C = \frac{\beta}{(1 + \beta)} i_E \right)$$

$$v_E = 0.6 V + i_{E2} R_3 \approx 0.6 V + i_{E2} R_3$$

$$i_{C2} = \frac{(v_E - 0.6 V)}{R_3} \tag{4.6}$$

(4.5) en (4.6)

$$V_{R1} = \frac{R_1}{R_3} (v_E - 0.6 V) \tag{4.7}$$

$$V_{R1} \approx i_{C1} R_2 + 0.6 \tag{4.9}$$

A partir de los cálculos anteriores, el análisis de este circuito se continúa en forma similar al realizado para el regulador de corriente tipo rampa lineal visto anteriormente. (4.7) y (4.8) son las relaciones de enlace para determinar la forma como varía el ángulo de disparo en función del voltaje V_e .

Ejemplo

Si para el circuito asumimos $R_3 = 2 \text{ K}\Omega$ y tomamos los mismos valores para los componentes restantes de los circuitos anteriores, el valor de v_e requerido para obtener un ángulo de disparo $\theta = 60^\circ$ será:

$$T_p = \frac{60^\circ}{180^\circ} 8.33 \text{ ms} = 2.78 \text{ ms}$$

y recordando que $V_p \approx 11.7 \text{ V}$, se tiene que

$$I_{C1} = \frac{11.7 \text{ V} (0.22 \mu\text{F})}{2.78 \text{ ms}} = 0.93 \text{ mA}$$

Reemplazando el valor de i_{C1} en (4.8) se obtiene

$$V_{R1} = i_{C1} \times R_2 + 0.6 \text{ V} = (0.93 \text{ A})(2.5 \text{ K}\Omega) + 0.6 \text{ V} \approx 3 \text{ V}.$$

Con el valor de V_{R1} obtenido, puede hallarse el valor del voltaje de entrada requerido para el ángulo especificado

$$V_{R1} = \frac{R_1}{R_3} (v_e - 0.6 \text{ V}) \rightarrow v_e = \frac{R_3}{R_1} V_{R1} + 0.6 \text{ V} = \frac{2 \text{ K}\Omega}{5 \text{ K}\Omega} (3 \text{ V}) + 0.6 \text{ V}$$

$$v_e \approx 1.77 \text{ V}.$$

Siguiendo los pasos anteriores, puede calcularse el rango de v_e para una regulación plena de corriente.

4.4. CIRCUITOS DE PROTECCIÓN DE SOBRETENSIÓN CON SCR

Para proteger la carga contra sobretensiones originadas en el sistema y que además pueden causar daños de consideración en el equipo de control o de medida, se pueden utilizar los circuitos indicados en la figura 4.30 a y b.

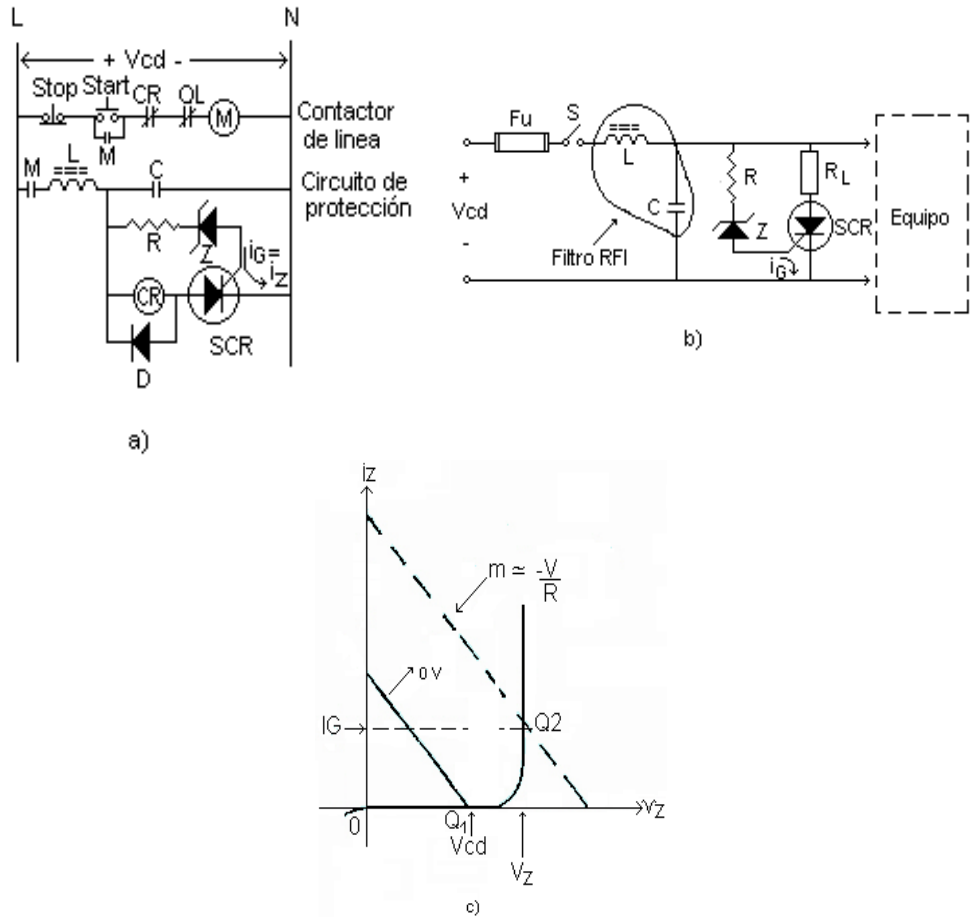


Figura 4.30 Circuito de protección con SCR

En estos circuitos, el diodo Zener se elige de modo que $V_Z \geq V_{cd}$ (aproximadamente 20 a 30% mayor) lo que implica que $I_G=0$ en operación normal. En estas circunstancias se trabaja en el punto Q_1 indicado en la figura 4.30 c. En el caso de que se presente un transitorio de tensión (sobrevoltaje: 0 V) sobre la línea, el aumento de la tensión V_{cd} hace que la recta de carga se desplace paralelamente, permitiendo que el punto Q_1 entre en la región de ruptura Zener iniciándose de esta manera la circulación de la corriente i_G (Punto Q_2) que hace disparar el SCR. Según el circuito de la figura 4.30 a, cuando el relé de control (CR) se energiza, el contactor de línea (M) se desconecta de la red e interrumpe la corriente por la carga y a su vez desenergiza el relé CR. El filtro LC se usa con el propósito de evitar la desconexión ocasionada por ruidos o transitorios de alta frecuencia (RF) que ocasionalmente representan problemas de consideración.

El circuito de la figura 4.30 b emplea el método de protección denominado “*Crow – bar*” en el cual el SCR se conecta en paralelo con el equipo a través de una resistencia R_L de muy bajo valor ($R_L \geq V_{cd} / I_{TSM}$).

Esta disposición permite simular una condición de “corto circuito” haciendo que el fusible se quemara rápidamente, evitando de esta manera que el equipo eléctrico pueda deteriorarse. El valor de la resistencia R asociada al circuito puede calcularse asumiendo que el disparo se origina cuando $V_{cd} = 1.3 V_Z$, es decir, V_{cd} 30% mayor que V_Z . En este caso

$$R \leq \frac{1.3V_Z - V_Z}{I_{GTM}} = \frac{0.3V_Z}{I_{GTM}}$$

Variando R es posible ajustar la sensibilidad del circuito a sobretensiones.

4.5. TEMPORIZADORES ELECTRÓNICOS

4.5.1. Con SCR

Los SCR son ideales para configurar circuitos de retardo (relés temporizados y “timers”) por la rapidez de conmutación, precisión y simplicidad de los circuitos que pueden llevar a cabo esta función.

En la figura 4.31 a, b y c se ilustran circuitos de relé con retardo al trabajo, denominados también “*on – delay*”. Para el circuito de la figura 4.31 a, en el momento de cerrar el interruptor S se inicia la carga de C a través de R . Cuando la tensión en bornes (v_C) alcanza el valor de disparo del diodo de cuatro capas ($V_{(BO)}$), éste se conmuta y permite la descarga del condensador. En este momento el SCR se dispara, y se energiza el relé de control M , permaneciendo energizado hasta que el interruptor S se abra nuevamente.

Como se puede apreciar, se ha logrado un retardo de tiempo entre el instante de cerrar el interruptor S y la operación de los contactos del relé M . La resistencia R_d permite descargar el

condensador de modo que no se alteren los tiempos de temporización al efectuar una nueva operación de retardo.

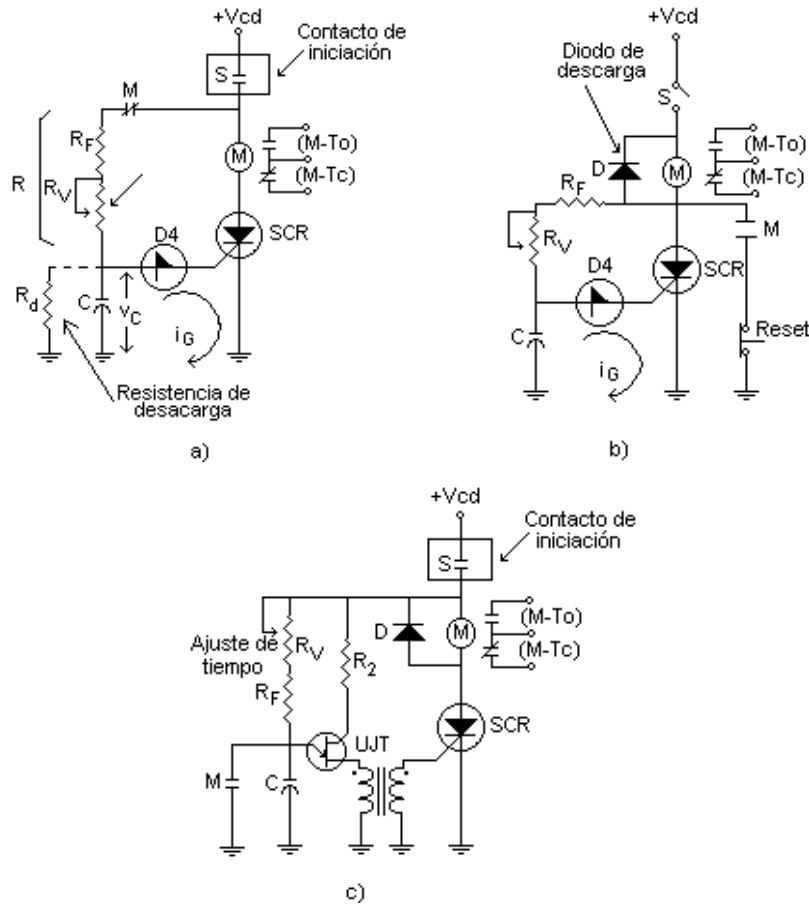


Figura 4.31 Circuitos de retardo al trabajo ("on delay")

Para calcular el retardo (T), de accionamiento de los contactos, se procede de la siguiente manera

$$V_C \approx V_{cd} \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad (4.9)$$

Para:

$$t = T \rightarrow V_C = V_{(BO)}$$

Reemplazando estos valores en (4.9) se tiene que:

$$V_{(BO)} = V_{cd} \left(1 - e^{-T/RC} \right).$$

Resolviendo para T ,

$$T = 2.3RC \log \frac{V_{cd}}{V_{cd} - V_{(BO)}}.$$

Para asegurar la conmutación del D4 se debe cumplir que

$$R = (R_F + R_V) < \frac{V_{cd} - V_{(BO)}}{I_{(BO)}}.$$

318

Y con respecto al SCR,

$$V_{DWM} \geq V_{CD} \quad ; \quad I_{T(AV)} \geq \frac{V_{cd} - V_T}{R_{relé}} = I_{relé}.$$

Finalmente, una característica del circuito consiste en que una vez energizado el relé M, se abre su contacto en serie con R, impidiendo que el circuito de disparo siga enviando pulsos a la compuerta del SCR. Para desenergizar el relé y repetir la acción de retardo, basta con abrir el contacto de iniciación S.

El circuito de la figura 4.31 b presenta una ligera variante con respecto al anterior, la cual consiste en que la resistencia R se conecta al ánodo del SCR en lugar de hacerlo al borne positivo de la fuente. Con esta disposición se puede omitir el contacto M normalmente cerrado que va conectando en serie con R para impedir la recarga del condensador. Además, el empleo del diodo D protege al SCR contra sobretensiones originadas por el efecto inductivo del relé en el momento de presionar el pulsador de "reset". El funcionamiento de este circuito y las ecuaciones del diseño básico son similares a las desarrolladas para el circuito anterior.

En el circuito de la figura 4.31 c se emplea un transistor unijuntura en lugar del diodo de cuatro capas. El contacto M en paralelo con el condensador impide que este reinicie la carga una vez que el relé opera y se ha logrado la temporización.

Un relé con temporización al reposo (*off-delay*) es mostrado en la figura 4.32. Cuando se abre el contacto S, el condensador C_1 se carga aproximadamente hasta el valor de pico de la señal de C.A. y se inicia la circulación de la corriente de compuerta i_G , que hace conmutar al SCR permitiendo

que el relé M (de C.D.) opere. Al cerrarse nuevamente S, el diodo D queda polarizado en sentido inverso, el condensador se descarga lentamente a través de R_1 , R_2 y la compuerta del SCR, permitiendo el relé que siga operando durante varios ciclos de la tensión de alimentación.

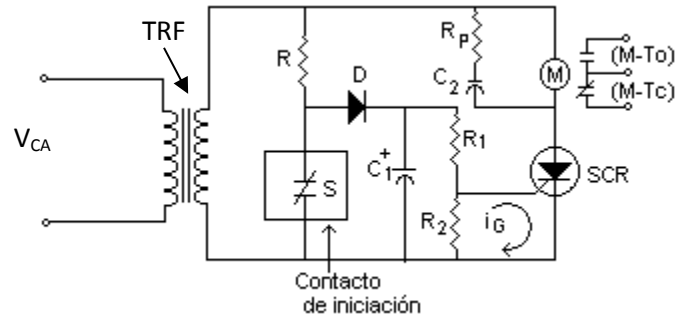


Figura 4.32 Relé temporizado al reposo (OFF – DELAY)

El condensador C_2 actúa como filtro y se utiliza con el propósito de evitar la vibración de los contactos del relé. Además, contribuye a prolongar el retardo debido al efecto de la energía que se almacena en el mismo.

La resistencia R_P limita la corriente por el SCR en el momento del encendido a un valor seguro menor que I_{TSM} . El tiempo de retardo depende básicamente del valor del condensador C_1 y de las resistencias R_1 y R_2 asociados al circuito.

El circuito de la figura 4.33 corresponde a un **temporizador electrónico** conocido también como **Circuito Monostable** o **timer** en inglés. Si se presiona el pulsador “start” se dispara SCR₁ se energiza M, circula la corriente i_C que carga el condensador C a una tensión aproximada a V_{cd} y pone el terminal de ánodo del diodo Zener a potencial de tierra, permitiendo que se active el circuito con UJT. Al cabo de cierto tiempo dependiente del valor de la constante de tiempo $\tau = (R_F + R_V) \cdot C$, se conmuta el UJT y envía un pulso de disparo para el SCR₂ el cual al conducir apaga al SCR₁ por conmutación forzada desenergizándose de esta manera el relé M. el tiempo de retardo puede determinarse en forma simplificada por la expresión

$$T = RC \ln \frac{1}{1 - \eta}$$

de donde:

$$R = (R_F + R_V)$$

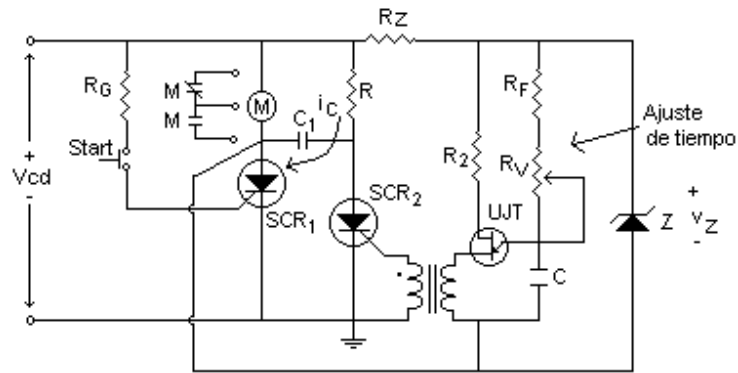


Figura 4.33 Temporizador electrónico con SCR

4.5.2. Con PUT

4.5.2.1. Circuito Temporizador Electrónico ("Timer")

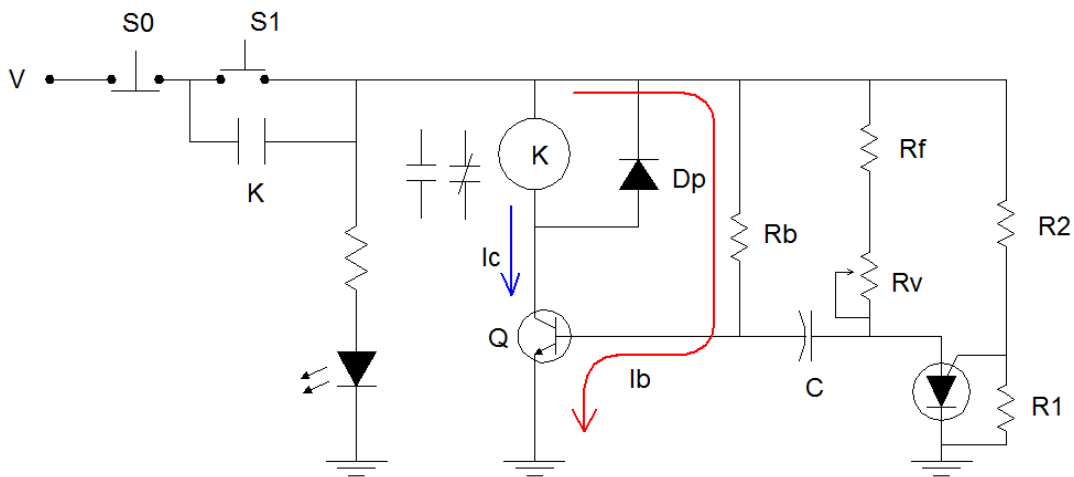


Figura 4.34 Temporizador electrónico con PUT

Para el circuito de la figura 4.34, al presionar el pulsador S_1 , circula la corriente de base I_B por R_b y satura el transistor, permitiendo que la bobina del relé se energice a plena tensión. Del circuito

$$I_b = \frac{(V - 0.6 V)}{R_b}$$

La corriente de colector es

$$i_C = \beta i_B.$$

Si el transistor se satura debe ser igual a

$$i_C = \beta \frac{(V - 0.6 V)}{R_b} = \frac{(V - 0.2 V)}{R_{relé}}.$$

Simplificando:

$$R_b = \beta R_{relé}.$$

Esta expresión permite el cálculo de R_b para el circuito.

Una vez energizado el relé, este se automantiene por medio de su contacto K, en paralelo con el pulsador S_1 ; se ilumina la lámpara de señalización y el circuito de carga puede funcionar a través de los contactos principales del relé (NO+NC).

Después de un tiempo T ; el condensador, que se carga a través de $R = (R_F + R_V)$, alcanza el voltaje de pico y dispara el PUT. En este momento el relé se desenergiza, ya que el condensador polariza inversamente la base del transistor y suspende la corriente de base, haciendo que el dispositivo entre en estado de corte, en el cual $i_C=0$

El voltaje de carga del condensador es

$$v_C = V \left(1 - e^{-t/RC} \right)$$

Para: $t=T \rightarrow v_C=V_P$

Reemplazando estos valores en la expresión anterior, se tiene que

$$V_P = V \left(1 - e^{-T/RC} \right).$$

$$T = RC \ln \left(\frac{V}{V - V_P} \right).$$

La expresión anterior define el tiempo de retardo para que el relé se desenergice y desconecte la carga.

El circuito es entonces un temporizador o “Timer”, para el cual se puede suspender el tiempo de carga del condensador, antes de T , presionando el pulsador de desconexión S_0 .

4.5.2.2. Circuito Temporizado al Trabajo

Al cerrar el contacto de iniciación S del circuito de la figura 4.35, el zener actúa como regulador de voltaje utilizando la resistencia del relé K como resistencia reguladora.

Por diseño, el voltaje del diodo zener debe ser $V_Z \leq V$; para garantizar que el relé no alcanza a energizarse con el voltaje $(V - V_Z)$ que aparece en sus bornes, para permitir que el circuito realice la tarea de retardo, la cual termina cuando el SCR se conmuta.

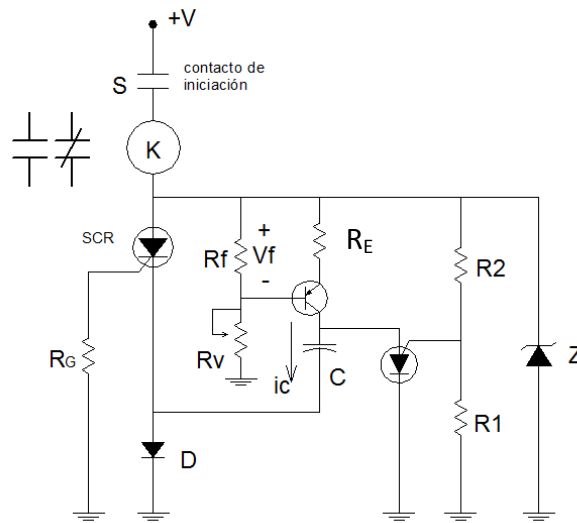


Figura 4.35 Temporizador al trabajo con PUT

Del circuito

$$V_F = \frac{R_F}{R_F + R_V} V_Z \approx (i_E R + 0.6 V),$$

Si β del transistor es elevada, esta expresión puede simplificarse como

$$\frac{R_F}{R_F + R_V} V_Z \approx (i_C R + 0.6 V).$$

Despejando i_C de esta expresión:

$$i_C = \frac{\frac{R_F V_Z}{(R_F + R_V)} - 0.6 V}{R}.$$

El voltaje en el condensador es

$$v_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = \frac{I_C}{C} t.$$

Teniendo en cuenta que la corriente por el transistor es constante y puede decirse que $i_C = I_C$.

Para $t=T$, $v_C = V_P \approx \eta V_Z + V_D$.

Reemplazando estos valores en las expresiones anteriores:

$$(\eta V_Z + V_D) = \frac{\frac{R_F V_Z}{(R_F + R_V)} - 0.6 V}{RC} \times T ,$$

con

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

El tiempo de retardo en función de los parámetros del circuito es

$$T = \frac{RC(\eta V_Z + V_D)}{\left[\left(\frac{R_F V_Z}{(R_F + R_V)} \right) V_Z - 0.6 V \right]}.$$

El relé se desenergiza y reposiciona sus contactos en forma inmediata justamente al momento de abrir el interruptor S.

velocidades a la cual se presenta la conmutación de los tiristores pueden lograrse variando la resistencia $R_Z, 1, 2, 3$ o las tensiones de ruptura del Zener.

En algunas aplicaciones de control es deseable que la corriente de falla (o sobrecorriente) pueda ser removida rápidamente antes de que alcance proporciones destructivas. El circuito de la figura 4.37 ilustra un interruptor estático de C.D. con desconexión automática por sobrecorriente.

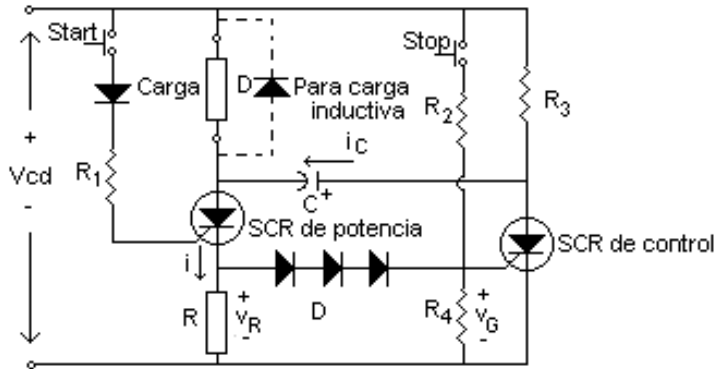


Figura 4.37. Interruptor de C.D. con desconexión automática por sobrecorriente

Al presionar el pulsador “start” se opera el SCR de potencia y la carga se conecta a la línea en serie con la resistencia sensora de corriente (R). El disparo del tiristor también permite que C pueda cargarse a través de R_3 hasta tensión aproximada a V_{cd} . Si se presiona el pulsador “stop”, el SCR de control entra a conducir y hace que apague el SCR de potencia al quedar conectado el condensador (cargado) a sus terminales. Si por el contrario se presenta una sobrecorriente, la caída de tensión en R puede llegar a ser la suficiente para que la cadena de diodos entre en conducción y logre disparar el SCR de control (como lo haría el pulsador de “stop”). En estas circunstancias el SCR de potencia se abre y la carga queda desconectada de la línea. La resistencia R_3 se elige de modo que por ella circule la corriente de mantenimiento del SCR de control, es decir

$$R_3 \leq \frac{V_{cd}}{I_M}$$

La sensibilidad del circuito se puede ajustar variando el número de diodos de la cadena o la resistencia R_4 .

Un circuito interruptor estático de C.A. es el ilustrado en la figura 4.38.

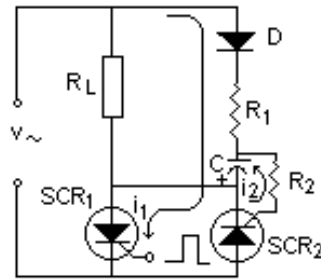


Figura 4.38. Interruptor estático de C.A. con SCR esclavo

Si se le aplica un pulso (sincronizado con la línea) a la compuerta del SCR, en el momento en que la tensión pasa por cero, el dispositivo se dispara y conecta la carga a plena tensión. Inmediatamente, por el condensador C empieza a circular la corriente i , que lo carga rápidamente ($T_c = R_1 C$ y $T_c \leq 4$ ms) a un valor cercano al de pico de la línea (V_M). Cuando se inicia el semiciclo negativo, el SCR₂ podrá conducir justamente si la corriente descargada de C (i_2) a través de R_2 y la compuerta mantiene el nivel de excitación suficiente para lograr el disparo. En el diseño debe asegurarse que

$$\frac{V_M}{I_{GT}} > R_2 > \frac{V_M}{I_{GM}}$$

4.6.2. Con PUT

El PUT puede emplearse como interruptor estático para pequeñas cargas. Generalmente con voltajes bajos y medianos, si la corriente de carga no sobrepasa 1 A.

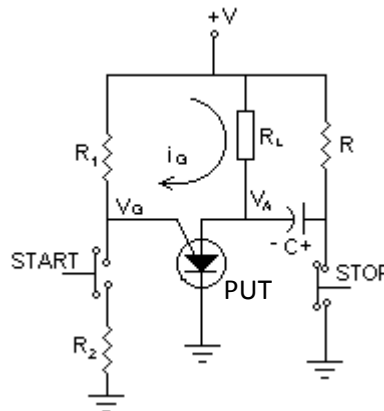


Figura 4.39 Interruptor estático con PUT

El circuito de la Figura 4.39, ilustra el empleo de un PUT como interruptor estático sobre una carga resistiva. Sin presionar el pulsador de “Start”, la compuerta está al mismo potencial del ánodo y no puede circular la corriente I_G que conmuta el PUT. Cuando se presiona el pulsador de “Start”, el voltaje V_G en la compuerta se hace menor que el voltaje de ánodo y la unión de ánodo queda polarizada directamente, permitiendo el paso de la corriente I_G que inicia el mecanismo de realimentación, que hace que el tiristor pase al estado de encendido.

Con el tiristor conmutado, el voltaje V_A se hace aproximadamente cero y todo el voltaje de la fuente queda aplicado en la carga. Una vez disparado el tiristor, el condensador se carga a través de la resistencia R al voltaje de la fuente con la polaridad mostrada en Figura 4.39. Al presionar el pulsador de “paro”, el condensador cargado aplica una tensión inversa al ánodo del tiristor apagándolo. De igual forma como se hace con el SCR convencionalmente.

El PUT puede operar como interruptor sobre lámparas de bajo consumo, pequeñas válvulas solenoides y bobinas de relés.

La resistencia R_I es necesaria para evitar que la compuerta quede flotante (al aire) mientras que el pulsador de “Start” esté abierto. El PUT es un elemento muy sensible por el terminal de compuerta y en virtud de la alta impedancia que presenta la compuerta con respecto al cátodo, es susceptible a captar ruidos, lo cual haría al interruptor inapropiado para el centro efectivo de la carga, ya que esta se puede conectar aleatoriamente.

Así como el SCR, el PUT es un dispositivo que se auto mantiene una vez que pasa al estado de encendido, de ahí que para desconectar la carga, deba aplicarse el método de conmutación forzada que ilustra el circuito de la Figura 4.39.

4.7. CIRCUITO CARGADOR DE BATERÍAS

Un circuito sencillo para la carga de baterías se ilustra en la figura 4.40. Las formas de onda en la figura 4.41.

Este circuito puede suministrar una corriente media de carga de unos 8 A a una batería de automóvil de 12 V. Al conectar dicha batería al circuito, ésta suministra la corriente de carga para el condensador C en el circuito del PUT. Cuando el PUT conmuta se dispara el SCR permitiendo el paso de la corriente de carga por la batería. A medida que la batería toma carga, su tensión se eleva y en consecuencia la de conmutación del PUT*. Esto significa que C se irá cargando cada vez a una tensión mayor hasta que en algún momento se igualará a la tensión de ruptura del Zener, bloqueándose de ésta manera la oscilación ($f_o > 60$ Hz) y en consecuencia suspendiéndose la carga. Al llegar a esta situación se supone que la batería está totalmente cargada.

$$* V_G \text{ Aumenta} \rightarrow V_P > \rightarrow V_Z$$

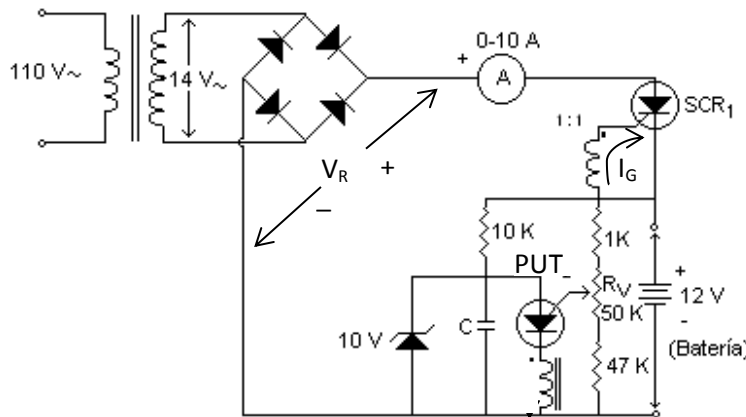


Figura 4.40 Cargador de baterías con desconexión automática

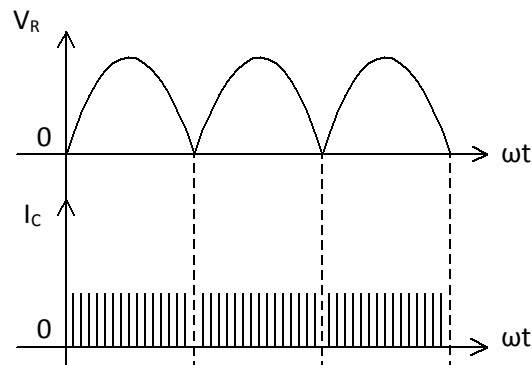


Figura 4.41 Formas de onda de V_R e I_C para el circuito cargador de baterías

C: Para $f > 60$ Hz (en relaciones iguales o superiores de 10:1)

Con el primer pulso, el SCR se conmuta garantizando ángulos de disparo muy pequeños, generalmente inferiores a 5° .

Variaciones en la posición del cursor de la resistencia R_V posibilita que la batería se mantenga bajo carga o que se desconecte automáticamente.

4.8. CIRCUITOS DE REGULACIÓN DE VELOCIDAD Y TORQUE EN MOTORES

4.8.1. Con SCR

Un circuito de Regulación automática de velocidad que emplea el método de fuerza contraelectromotriz se muestra en la figura 4.42 y sus formas de onda en la 4.43

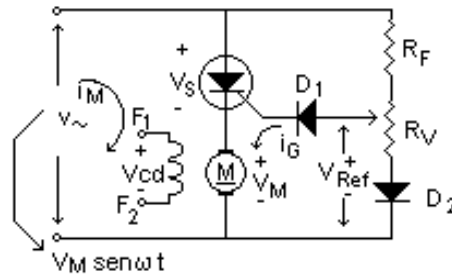


Figura 4.42 Regulador de velocidad con SCR

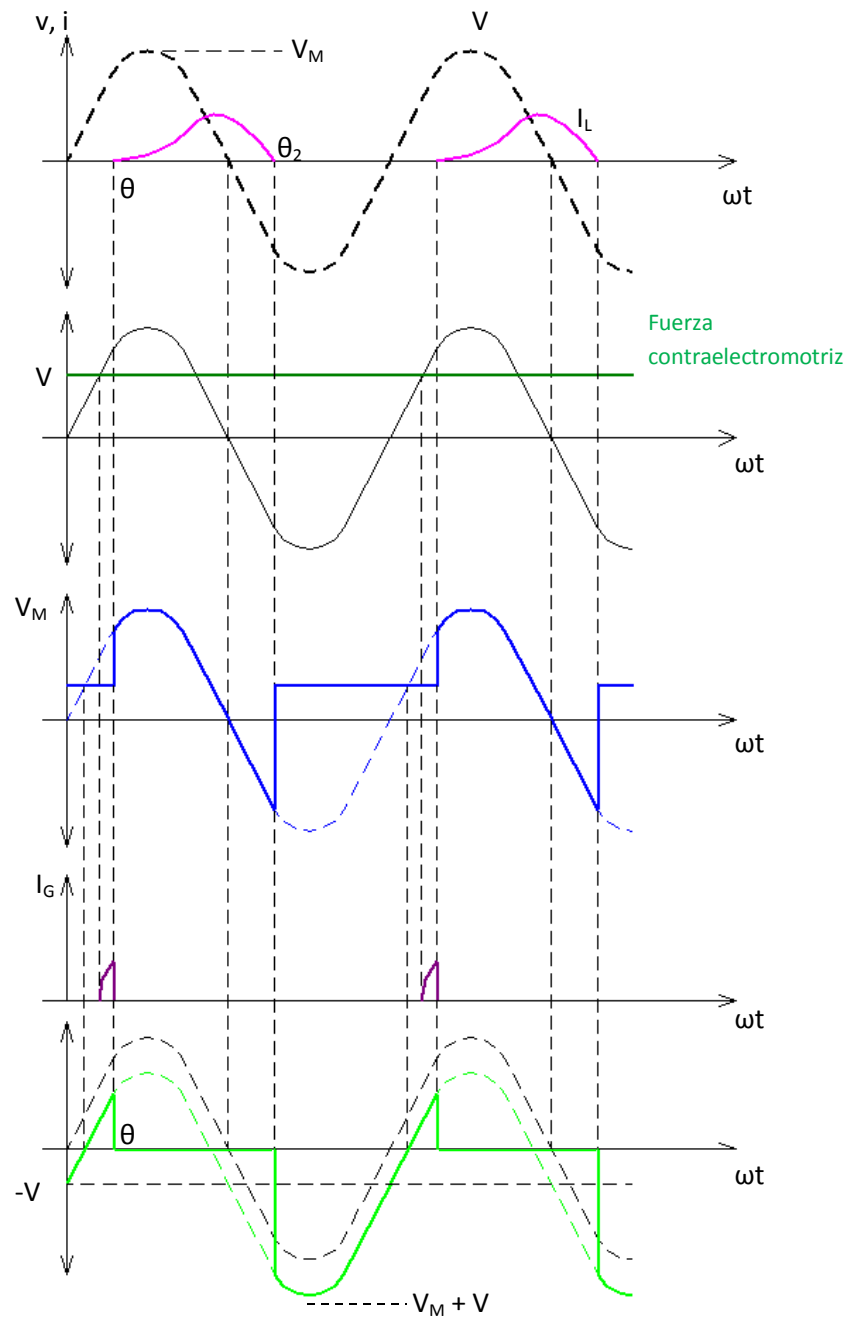


Figura 4.43 Formas de onda regulador de velocidad con SCR

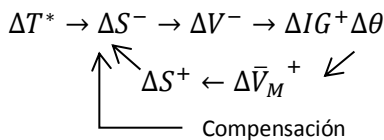
La señal de referencia se obtiene de un divisor de tensión formado por las resistencias R_F y R_V conectadas en serie con el diodo D_2 . Esta señal se contrarresta con la tensión del motor v_m y de

ello resulta una diferencia de potencial (“error”) que es aplicada a la compuerta del SCR a través del diodo de protección D_1 . La corriente i_G podrá circular por el circuito cuando con las polaridades indicadas en la figura $v_{ref} > v_m = v$

Si el SCR está abierto se tiene que $v_m = v$ y $v_{AK} = v - V$.

Si está cerrado, $v_m = v$ y $v_{AK} = 0$. Las ondas de tensión y corriente para este regulador se ilustran en la figura 4.43.

Un análisis incremental pone de manifiesto la propiedad que tiene el circuito de mantener constante la velocidad del motor a pesar de los cambios que puedan originarse en la carga. Si por ejemplo se presenta un aumento de la carga (aumento de torque) se tendrá que:

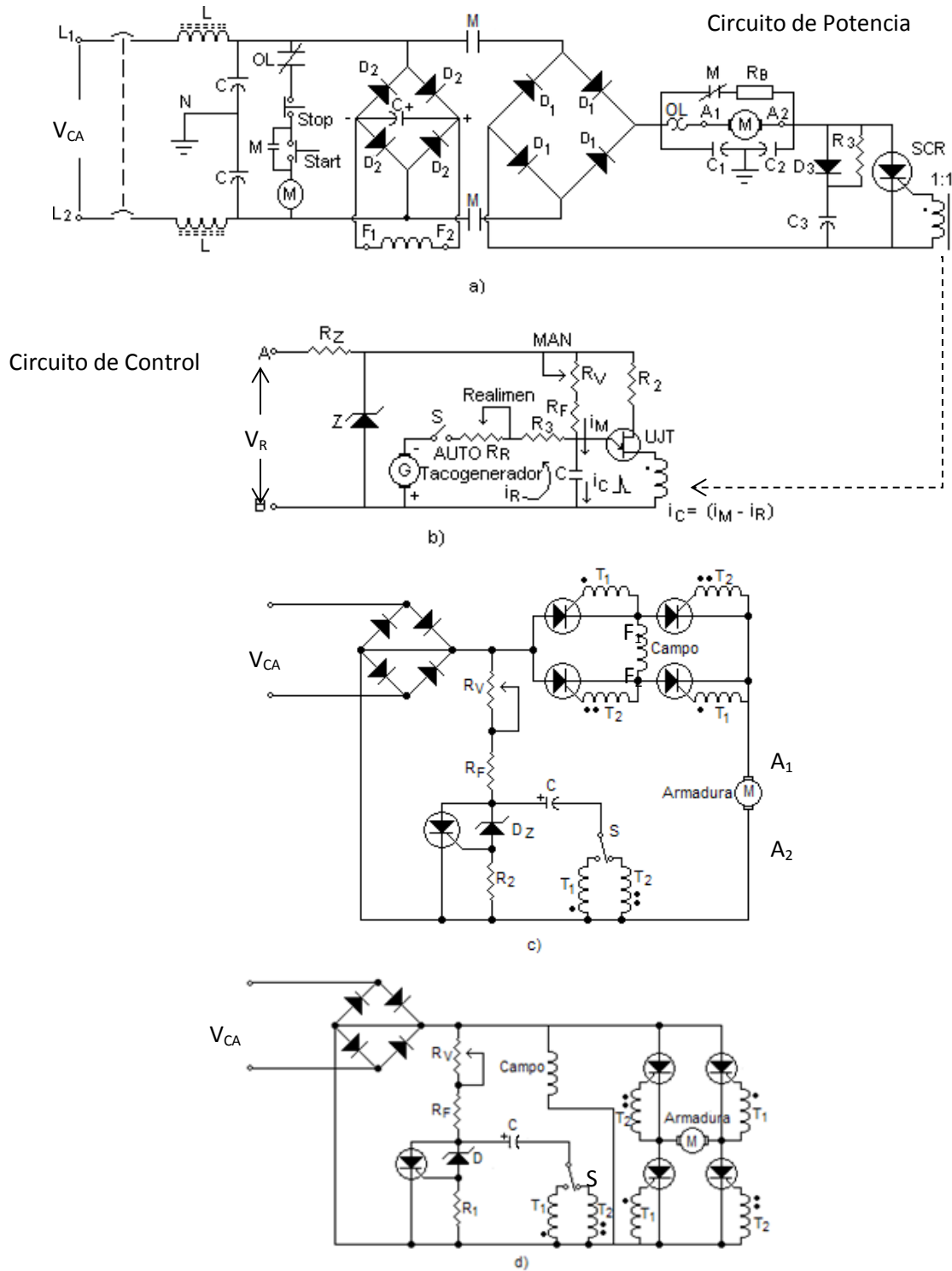


Como puede apreciarse, se logra una compensación de velocidad. Variaciones en R_v permiten ajustar la velocidad entre cero y la nominal en forma continua.

En la figura 4.44 a se muestra otra configuración de un circuito regulador de velocidad para un motor C.D. de excitación independiente.

En este circuito el campo está conectado directamente a un puente rectificador con filtro y la armadura en serie con un SCR que es excitado por un generador sincrónico de pulsos con un UJT. Al presionar el pulsador “start” se energiza el contactor M_o , se automantiene y conecta el motor a la línea. Sin embargo, el motor sólo puede arrancar cuando el SCR inicie la conducción. El valor medio de la tensión de inducido podrá ajustarse convenientemente variando la resistencia R_v localizada en el circuito generador de pulsos. Como ellos se logra modificar también la velocidad.

El circuito presenta regulación automática de velocidad cuando se cierra el interruptor S y el tacogenerador se acopla al eje motor. Así por ejemplo:



Al presionar el pulsador “stop” se desenergiza M y la resistencia R_b queda conectada al motor permitiendo un rápido frenado (frenado dinámico) del mismo.

El circuito mostrado en la figura 4.44 b puede ser usado para controlar velocidad e inversión de marcha de un motor en serie o universal. En el circuito, los SCR están conectados en puente y son disparados por pares diagonales. Cada par se controla con el interruptor S_1 que permite conectar los transformadores de pulso T_1 o T_2 . El sentido de la corriente por el campo puede invertirse seleccionando los pares de tiristores que deben conducir Q_1 y Q_4 o Q_2 y Q_3 . Puesto que la corriente de armadura no se invierte, el motor podrá girar en una u otra dirección según la polaridad de la tensión aplicada al campo.

Los pulsos requeridos para disparar los SCR son obtenidos de la energía almacenada en C_1 . Este condensador carga hasta la tensión de ruptura del diodo Zener a través de las resistencias R_1 y R_2 . La corriente de carga pasa por el primario de T_1 y T_2 pero es muy pequeña.

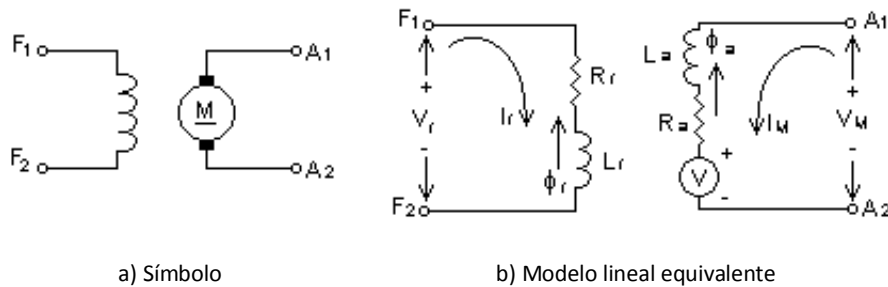
Además, en ningún momento puede disparar los SCR puesto que las compuertas se polarizan inversamente con dicha corriente (ver los puntos indicados en los devanados). Cuando la tensión del condensador excede a la ruptura Zener, éste conduce y hace que Q_5 se dispare descargando rápidamente a C_1 a través del primario del transformador de pulsos T_1 y T_2 según la posición de S_1 . Una vez que Q_5 se dispara, éste permanece encendido durante todo el semiciclo bloqueando la recarga de C_1 . Cuando el voltaje de suministro cae a cero, Q_5 se apaga y C_1 reinicia la carga.

La velocidad del motor puede controlarse con la resistencia variable R_2 . Un valor elevado de R_2 hace que la tensión en C_1 crezca lentamente retardando en el momento de la conducción del diodo Zener o lo mismo, que el ángulo de conducción de los SCR sea grande implicando un bajo valor medio de la tensión en el motor. Si se emplea un motor de derivación o de excitación independiente puede utilizarse el circuito de la figura 4.44 c. La única diferencia de este circuito con el anterior consiste en que el campo se ha conectado directamente a la fuente, y la armadura a través del puente inversor.

4.8.2. Con UJT

Los motores de corriente directa son ampliamente utilizados en la industria por sus condiciones de regulabilidad en velocidad y torque. Mediante la regulación de fase con tiristores es posible fácilmente cambiar y regular la velocidad y el torque de los mismos a un costo más reducido que el requerido para motores de corriente alterna.

El motor de corriente directa puede ser representado por un modelo lineal equivalente como lo indica la Figura 4.45



a) Símbolo

b) Modelo lineal equivalente

Figura 4.45 Símbolo y modelo equivalente de un motor de CD

Para este modelo pueden establecerse las siguientes relaciones de circuito para condiciones de estado estable:

$$V_f = I_f R_f$$

$$\phi_f = K_1 I_f$$

$$\phi_a = K_2 I_a$$

$$T_M = K_3 \phi_f \phi_a = K_4 I_f I_a$$

$$V_M = I_M R + V \quad (4.10)$$

$$V = K_5 \phi_f \omega = K_6 I_f \omega$$

En los motores de corriente directa de excitación independiente, que son los utilizados normalmente para regulación de velocidad y torque, el devanado de campo es muy inductivo en relación con el devanado de armadura. Esto exige que el campo deba estar previamente energizado con el propósito de que se establezca rápidamente la fuerza electromotriz inducida que limita la corriente de arranque y que el torque de arranque sea el suficiente para que el motor pueda iniciar el funcionamiento de la carga satisfactoriamente.

El término $I_M R$ de (4.10), representa un voltaje de bajo valor en comparación con el voltaje de alimentación, debido a que la resistencia R del motor es de bajo valor. Con base en esta consideración, se puede establecer que:

$$\omega \propto \frac{V_M}{I_f}$$

Donde el V_M es el voltaje de alimentación del motor por la armadura e I_f es la corriente de excitación que circula por el campo.

La relación entre la velocidad y el voltaje de alimentación es prácticamente lineal, indicando que con las variaciones que se hagan del voltaje de la fuente (manteniendo I_f constante) entre 0 y su valor nominal, es posible cambiar la velocidad de la máquina desde 0 hasta la nominal.

La relación entre la corriente de excitación y la velocidad es inversa; lo que implica que un aumento de velocidad solo puede conseguirse por una disminución en la corriente de excitación, lo cual es posible reduciendo el voltaje de alimentación de campo. Para disminuir la velocidad se exigiría aumentar la corriente de excitación, sobrecargando el campo y corriendo el riesgo de destruir el motor, debido al aumento de voltaje que se impone sobre el campo.

En la práctica, se pueden utilizar dos métodos convencionales para regular la velocidad de los motores de corriente directa:

1. Por "Regulación de campo": $\omega = f(I_f)|_{V_M \text{ Parámetro}}$
2. Por "Regulación de armadura": $\omega = f(V_M)|_{I_f \text{ Parámetro}}$

La regulación de campo es poco utilizada, ya que no permite variaciones amplias de la velocidad, que es lo que normalmente se pretende. La regulación de armadura es la de uso corriente, ya que las máquinas en su operación normal demandan que su velocidad pueda cambiarse desde 0 hasta su valor nominal y pocas veces por encima de esta.

Para la resistencia de armadura en motores de corriente directa, se requiere conocer las curvas que da el fabricante:

$$\omega = f(T)|_{V_M \text{ Parámetro}; I_f \text{ Constante}}$$

El objetivo de una regulación automática es mantener constante la velocidad de la máquina ante las variaciones del torque de carga, haciendo esta tarea a expensas de la variación del voltaje del motor (V_M).

Para hacer una regulación automática es necesario censar la velocidad del motor y compararla con una velocidad de referencia deseada, de cuya comparación se obtiene una señal de error que es utilizada para actuar sobre un circuito regulador de fase (como los vistos anteriormente) que actúa como controlador para suministrar los pulsos de mando a los tiristores que rectifican y regulan la corriente con que se alimenta el motor para mantener la velocidad constante.

En la Figura 4.46 se ilustra el diagrama de bloques relacionado con un sistema de regulación automática con tiristores para un motor de corriente directa.

El circuito generador de pulsos está representado por un regulador de fase tipo rampa o rampa pedestal de carga exponencial o lineal como se han visto anteriormente.

El ángulo de disparo se hace variar con el voltaje de error proveniente del comparador. De tal forma que disminuya si se presenta un elemento de carga con el propósito de que el voltaje promedio aumente, buscando recuperar la velocidad de la máquina para mantenerla constante.

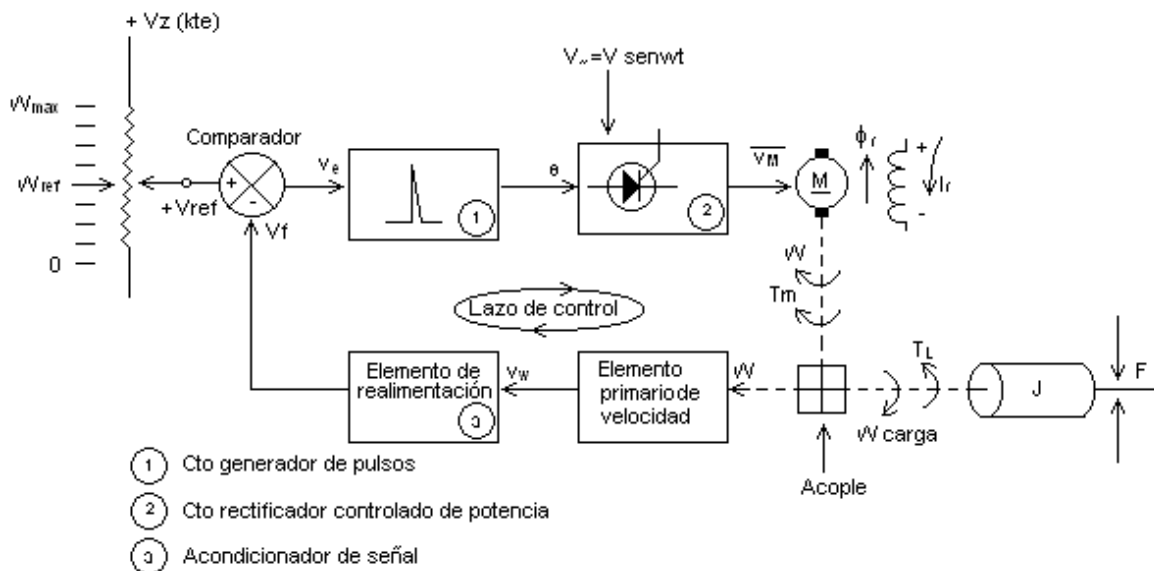


Figura 4.46 Diagrama de bloques de un sistema de regulación automática

Como elemento primario se puede utilizar un dispositivo sensible a la velocidad, que convierta esta en una señal de voltaje que pueda ser acondicionada fácilmente para contrastarla con el voltaje de referencia que defina la ω deseada.

En la mayoría de los casos se utiliza como elemento sensible un tacogenerador de naturaleza electromecánica o fotoeléctrica.

Pero existen otros métodos con los cuales es posible simular la acción del tacogenerador para producir el voltaje de control deseado con el cual se pueda reajustar el ángulo de disparo para producir el voltaje promedio del motor que hace la compensación de velocidad (ω) sobre el motor.

De acuerdo al método utilizado para censar la velocidad se tiene establecidos los siguientes tipos de resultados:

1. De tacogenerador (el más común)
2. Método del divisor de tensión
3. De fuerza contraelectromotriz

4.8.3. Control de Velocidad Monofásico con SCR y D4

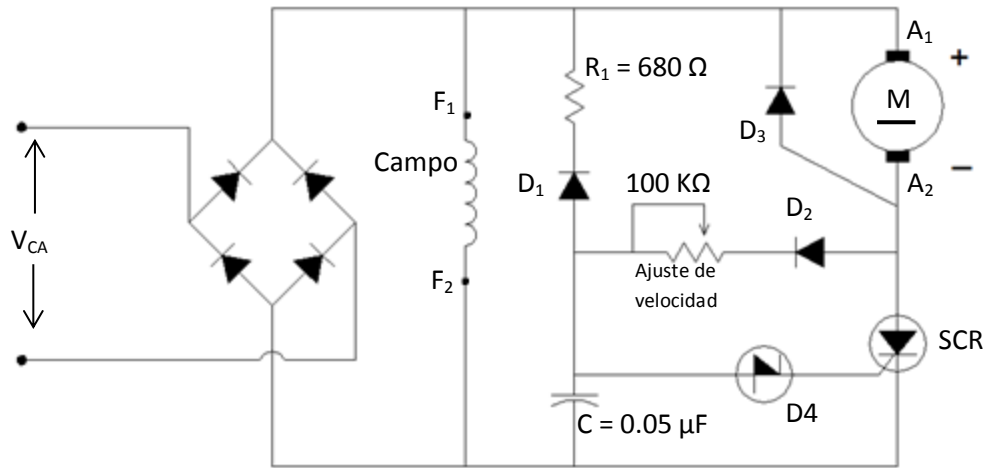


Figura 4.47 Control de velocidad con SCR y D4

La figura 4.47 muestra un circuito de control de velocidad para un motor monofásico mediante un SCR operado mediante un diodo de cuatro capas (D4).

La potencia de C.A. de entrada es rectificad mediante un puente de onda completa, la salida de DC se aplica al circuito de control de armadura, el condensador C se carga por la corriente que fluye a través de la baja resistencia del devanado de la armadura y D₂, regulada mediante el potenciómetro de ajuste de velocidad. El condensador se carga hasta alcanzar el voltaje de disparo del D4, en ese instante, el D4 permite que la carga del condensador circule hacia la compuerta del SCR, conmutándolo.

El ángulo de disparo estará determinado por el potenciómetro, que determina la velocidad de carga de C. El diodo D₃ suprime las reacciones del inducido por el devanado inductivo de la armadura al final de cada semiciclo. Cuando el SCR se bloquea al final de un semiciclo, continúa circulando corriente en el camino formado por la armadura y D₃, por un corto período mientras se disipa la energía almacenada en la armadura.

La combinación R₁ – D₁ sirve el propósito de proporcionar un camino de descarga para C. Como el D4 no pasa a cero voltios cuando se dispara, el condensador no se puede descargar totalmente entre la compuerta y cátodo del SCR.

4.9. CIRCUITOS INVERSORES ESTÁTICOS CON SCR

Un inversor es un dispositivo que convierte corriente directa en corriente alterna, son generalmente usados para operar herramientas o maquinaria que funciona con C.A. en lugares donde ésta no se encuentra disponible, también son usados cuando se transmite potencia por líneas de C.D. para conectarlas con los sistemas eléctricos principales de C.A y para garantizar la calidad de la energía en algunos equipos electrónicos.

Con un banco de baterías lo suficientemente grande, casi cualquier cosa puede ser operada con un inversor, esto asumiendo que dicho inversor tiene la salida de voltaje y corriente requerida para la carga específica, salidas usuales son: 120 VAC a 60 Hz, 230 VAC a 50 Hz y 115 VAC a 400 Hz (para aplicaciones aeronáuticas). Cargas comunes para inversores son:

- Herramientas de construcción.
- Compresores de aire.
- Bombas de agua.
- Calentadores.
- Ventiladores y aires acondicionados.

Se encuentran tres tipos principales de inversores, los de onda cuadrada, los de onda cuadrada modificada y los de onda senoidal pura.

Onda cuadrada: Los inversores de onda cuadrada pueden ser perjudiciales para algunos dispositivos electrónicos, especialmente dispositivos con transformadores o motores (cargas inductivas). La onda cuadrada tiene un alto componente de armónicos que puede hacer que las cargas inductivas se sobrecalienten. Estos inversores fueron los primeros en ser desarrollados y como suele ser el caso, no son muy relevantes al día de hoy.

Onda cuadrada modificada: Los más comunes, son de uso general y generalmente están disponibles a precios mucho menores a los de onda senoidal pura. Están, como su nombre lo indica, diseñados a partir de los de onda cuadrada y para ofrecer mejores prestaciones que éstos mientras el precio no se altera mucho. Aunque están diseñados para emular una onda senoidal, la salida no es perfecta y por lo tanto pueden inducir ruido indeseado a los sistemas eléctricos, esto a veces impide el uso de estos inversores para cierto tipo de cargas. En general los sistemas que

tengan temporizadores electrónicos, “dimmers” de luz, cargadores de baterías y dispositivos de velocidad variable pueden no funcionar de manera correcta o incluso, no funcionar en absoluto.

Onda senoidal pura: Son ideales para dispositivos que requieran una calibración muy fina, ofrecen una forma de onda muy similar a la que está disponible en la red de distribución convencional, sin ruido o interferencias eléctricas apreciables. Las aplicaciones que suelen requerir este tipo de inversores incluyen: centros de cómputo, cargadores de baterías, motores de velocidad variables, equipamiento audiovisual. En general todas las aplicaciones para telecomunicaciones es preferible operarlas con ellos.

El circuito de la figura 4.48 a representa un inversor estático con el cual es posible obtener, a partir de una fuente de suministro C.D., una tensión de C.A.

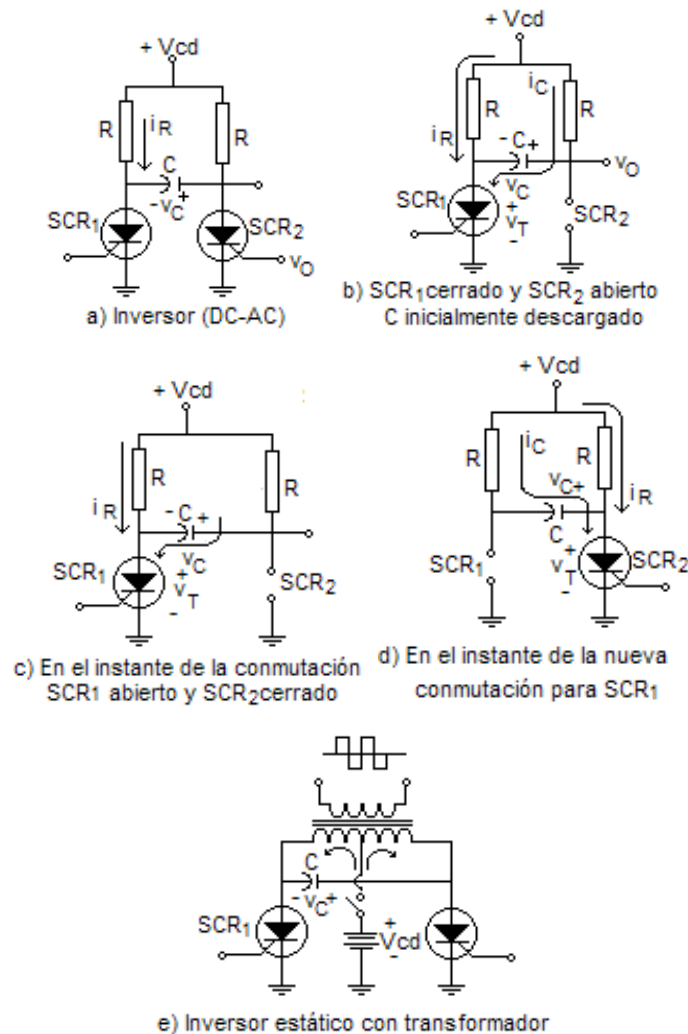


Figura 4.48 Inversores estáticos con SCR

Si se supone que inicialmente SCR₁ está encendido y SCR₂ apagado, se podrán plantear las siguientes ecuaciones: (Ver figura 4.48 b)

$$iR = \frac{V_{cd} - V_T}{R} \text{ e } i_C = C \frac{dv_C}{dt}.$$

$$V_{cd} - V_T - v_C = i_C R = RC \frac{dv_C}{dt}.$$

$$\frac{dt}{RC} = \frac{dv_C}{(V_{cd} - V_T) - v_C}.$$

Integrando:

$$[(V_{cd} - V_T) - v_C] = K e^{-t/RC}. \tag{4.11}$$

Para:

$$t = 0 \rightarrow v_C = 0 \therefore K = (V_{cd} - V_T).$$

Reemplazando este valor en (4.11) se tendrá que

$$v_C = (V_{cd} - V_T) \left(1 - e^{-t/RC}\right) \Big|_{0 \leq t \leq T_2}.$$

De esta: para $t = T_2$ (tiempo suficientemente largo)

$$v_C = (V_{cd} - V_T).$$

Si se supone que en $t = T_2$ se aplica un pulso de disparo, SCR₂ se cierra (está polarizado directamente) y SCR₁ se abre (queda polarizado inversamente por el condensador). Para este caso, el circuito de la figura No. 4.48 c representa esa condición y las ecuaciones serán las siguientes:

$$V_{cd} = i_C R - v_C + V_T \therefore (V_{cd} - V_T) + v_C = i_C R. \tag{4.12}$$

$$i_C = -C \frac{dv_C}{dt}. \tag{4.13}$$

Reemplazando (4.13) en (4.12)

$$(V_{cd} - V_T) + v_C = -RC \frac{dv_C}{dt}.$$

Integrando:

$$(V_{cd} - V_T) + v_C = Ke^{-t/RC}.$$

Suponiendo que $t = 0$ a partir de T_2 y observando que para este tiempo $v_C = (V_{cd} - V_T)$ se tendrá que:

$$K = 2(V_{cd} - V_T).$$

Y por consiguiente,

$$v_C = -(V_{cd} - V_T) \left(1 - 2e^{t/RC}\right) |_{T_2 \leq t \leq T_3}.$$

Obsérvese que la tensión en el condensador cambia de $(V_{cd} - V_T)$ para $t=T_2$ a $-(V_{cd}-V_T)$ para $t=T_3$

Suponiendo que T_3 es un tiempo suficientemente largo para permitir que C cargue al valor final. Teóricamente esto se logra para $t = \infty$

Si en $t = T_3$ se aplica un nuevo pulso de disparo a los tiristores, SCR_1 se cierra (está polarizado directamente) y SCR_2 se abre (queda polarizado inversamente por el condensador). Para este caso, el circuito de la figura No.4.48 d representa esa condición y las ecuaciones serán las siguientes

$$V_{cd} - V_T = v_C + i_C R \quad \text{e} \quad i_C = C \frac{dv_C}{dt}.$$

$$(V_{cd} - V_T) - v_C = RC \frac{dv_C}{dt}.$$

Integrando,

$$(V_{cd} - V_T) - v_C = Ke^{-t/RC}.$$

Suponiendo que $t = 0$ a partir de T_3 y observando que para este tiempo $v_C = -(V_{cd} - V_T)$, se tendrá que:

$$K = 2(V_{cd} - V_T).$$

y por consiguiente:

$$v_C = (V_{cd} - V_T) \left(1 - 2e^{-t/RC}\right) |_{T_3 \leq t \leq T_4}.$$

De esta ecuación, para $t = T_4$ (suponiendo que T_4 es un tiempo suficientemente largo) se tendrá el voltaje final del condensador es:

$$v_C = -(V_{cd} - V_T).$$

Por consiguiente, el ciclo se repite si se le aplica nuevamente (en $t = T_4$) la señal de disparo a las compuertas de los SCR.

En la figura No.4.49 se ilustran las ondas de tensión y corriente relacionadas con el circuito que hemos venido analizando. Obsérvese que la tensión en el condensador tiene una forma de onda de C.A. simétrica. Si la constante de tiempo RC es pequeña, v_C se aproxima a una onda cuadrada.

Para determinar la salida $v_0 = V_{02}$ del circuito inversor se debe realizar el siguiente análisis:

Si el SCR₂ está abierto (figura 4.48 b)

$$V_{01} = -v_C + V_T \quad (4.14)$$

Si SCR₂ está cerrando (figura 4.48 c)

$$V_{01} = V_T.$$

(4.14) indica que V_{02} es la mínima tensión v_C desplazada hacia arriba el valor V_T . La tensión V_{01} es el complemento de V_{02} y podrá expresarse como:

$$V_{01} = V_T \rightarrow (\text{Si SCR}_1 \text{ está cerrando})$$

$$V_{01} = -v_C + V_T \rightarrow (\text{Si SCR}_1 \text{ está abierto})$$

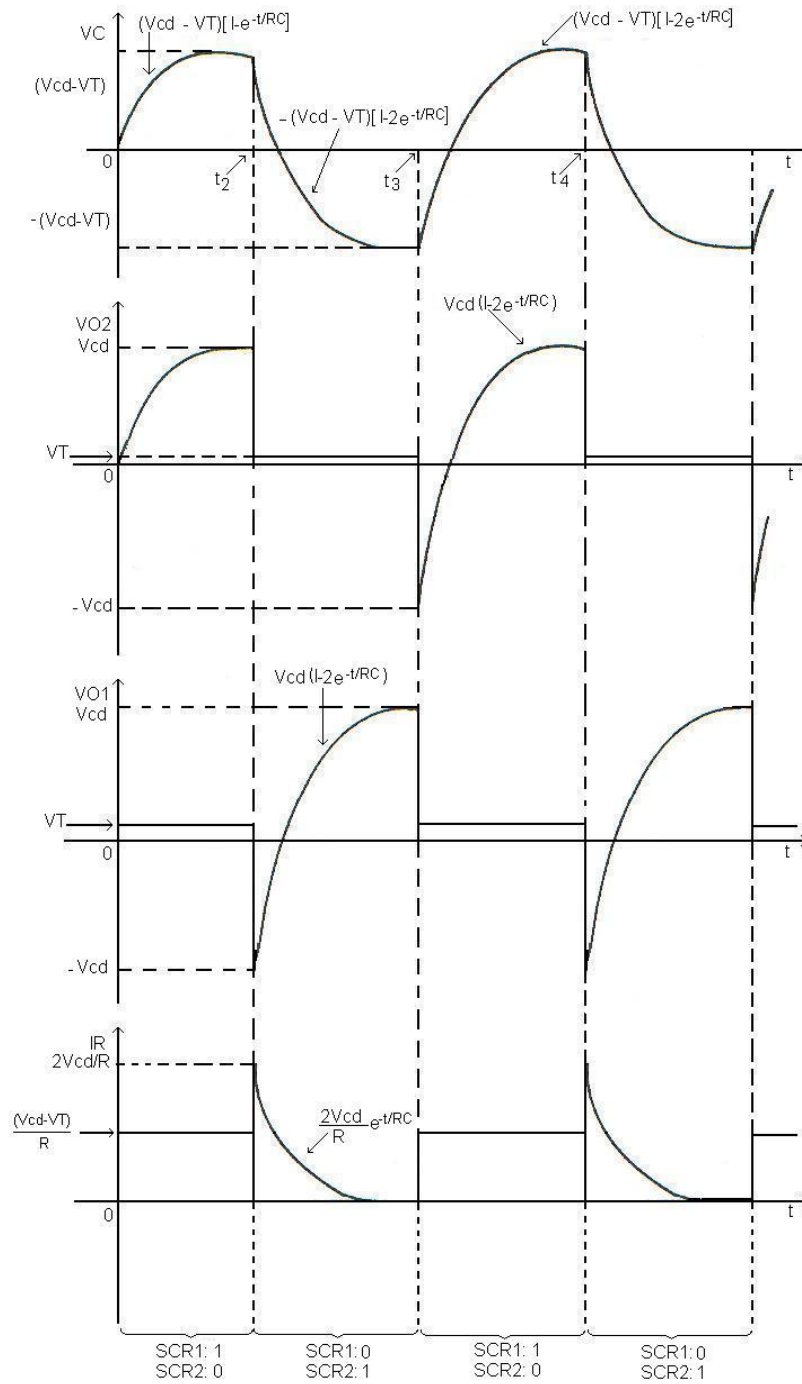


Figura 4.49 Formas de onda de un inversor estático

Si se reemplaza el valor de v_C para esta última condición tendremos que

$$V_{01} = - \left[- (V_{cd} - V_T) \left(1 - 2e^{-t/RC} \right) \right] + V_T$$

$$V_{01} = V_{cd} - 2(V_{cd} - V_T)e^{-t/RC}$$

$$V_{01} \approx V_{cd} (1 - 2e^{-t/RC})$$

En la figura 4.49 se puede apreciar la forma de variación de V_{01} y V_{02}

Las corrientes de carga pueden determinarse de la siguiente manera (por ejemplo, para R_1)

$$i_{R1} = \frac{V_{cd} - V_{01}}{R},$$

si SCR₁ está cerrado

$$i_{R1} = \frac{V_{cd} - V_T}{R}$$

si SCR₁ está abierto

$$i_{R1} = \frac{V_{cd} - V_{cd} (1 - 2e^{-t/RC})}{R}.$$

Simplificando esta última expresión:

$$i_{R1} = \frac{2V_{cd}}{R} e^{-t/RC}$$

En la figura 4.49 se puede apreciar la forma de onda correspondiente.

Una variante del circuito inversor descrito anteriormente es mostrada en la figura 4.48 e. En este circuito se han sustituido las dos resistencias de carga por un transformador con derivación central. Con esta disposición, la tensión de corriente alterna que aparece en el condensador queda aplicada al primario del transformador obteniéndose en el secundario una señal de igual forma de onda y frecuencia, pero con la posibilidad de modificar su nivel de tensión ajustando convenientemente la relación de espiras.

4.10. LUZ DE EMERGENCIA DE OPERACIÓN AUTOMÁTICA

La figura No.4.50 ilustra un circuito que permite mantener una lámpara encendida a pesar de que se presente una suspensión en el suministro de energía. Este circuito resulta bastante útil para iluminar corredores o pasadizos en hospitales, hoteles, etc.

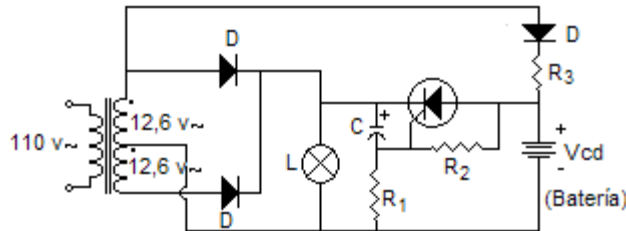


Figura4.50 Luz de emergencia por falla en el sistema eléctrico

En la operación normal, el condensador C está cargado con la polaridad indicada manteniendo la unión de compuerta polarizada en sentido inverso. Además, la batería se encuentra en carga permanente y la lámpara encendida, si se presenta un corte en el suministro, el condensador se descarga a través de la lámpara y la batería trata de cargarlo en sentido contrario. Para cierto valor de la tensión en el condensador, la corriente de compuerta alcanza el nivel suficiente de excitación y el SCR se dispara. Cuando esto ocurre, la batería queda conectada a la lámpara y esta se enciende nuevamente. Si se aplica la tensión de línea, el SCR se polariza inversamente en algún momento de semiciclo y como consecuencia se abre y permanece abierto hasta que se presente un nuevo corte de energía.

4.11. CIRCUITO DESVANECEDOR DE LUZ CON SCR

En la figura 4.51 se ilustra un circuito **Desvanecedor de Luz** en el cual se emplean dos SCR conectados en paralelo inverso. Para estos, la capacidad de corriente está relacionada directamente con el número de lámparas que van a controlarse. En lo referente a los niveles de tensión, se deberá cumplir que:

$$V_{DRM} = V_{RRM} > V_M$$

El funcionamiento y características del circuito indicado es similar al de la figura 4.15 a y puede entenderse fácilmente a partir de las ondas ilustradas en la figura 4.52.

En este circuito la variación de R_V permite modificar el ángulo de disparo entre 0° y 90° . La resistencia R_F se dimensiona para limitar la corriente de compuerta a su valor máximo permitido (I_{GTM}), en condiciones de máxima tensión de la línea (V_M).

Los diodos D actúan como "By Pass" para proteger la compuerta del SCR contra tensión inversa. La corriente de ruptura es pulsante debido a que una vez que se alcanza el nivel de corriente I_{GT} , el SCR se conmuta (alternativamente en cada semiciclo) y la tensión V_S en bornes de los mismos se hace insuficiente para mantener la corriente i_G circulando por los componentes.

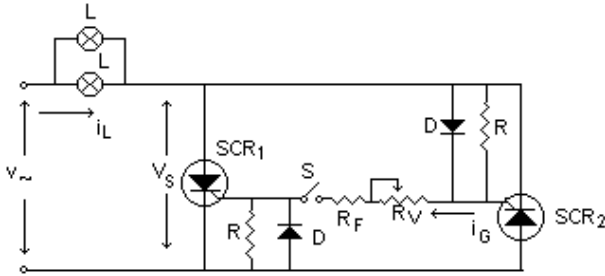


Figura 4.51 Desvanecedor de luz con SCR

La figura 4.53 ilustra otra configuración de un circuito Desvanecedor de Luz ("Dimer", en Inglés). El SCR está conectado a través de un puente rectificador de onda completa y de sus terminales principales se deriva el circuito de control. Según se observa en la figura 4.54, el condensador C va tomando carga exponencialmente a través de R y cuando la tensión en bornes se hace igual a la de disrupción del diodo de cuatro capas (V_R), éste se conmuta y permite que el condensador se descargue y rápidamente envíe un pulso de corriente i_G a través de la compuerta del SCR, el cual se dispara e inicia la conducción de la corriente de carga i_L . En este circuito, el rango de variación de la corriente por la carga es mucho más amplio, pudiéndose ajustar el ángulo de disparo entre 0° y 180° aproximadamente.

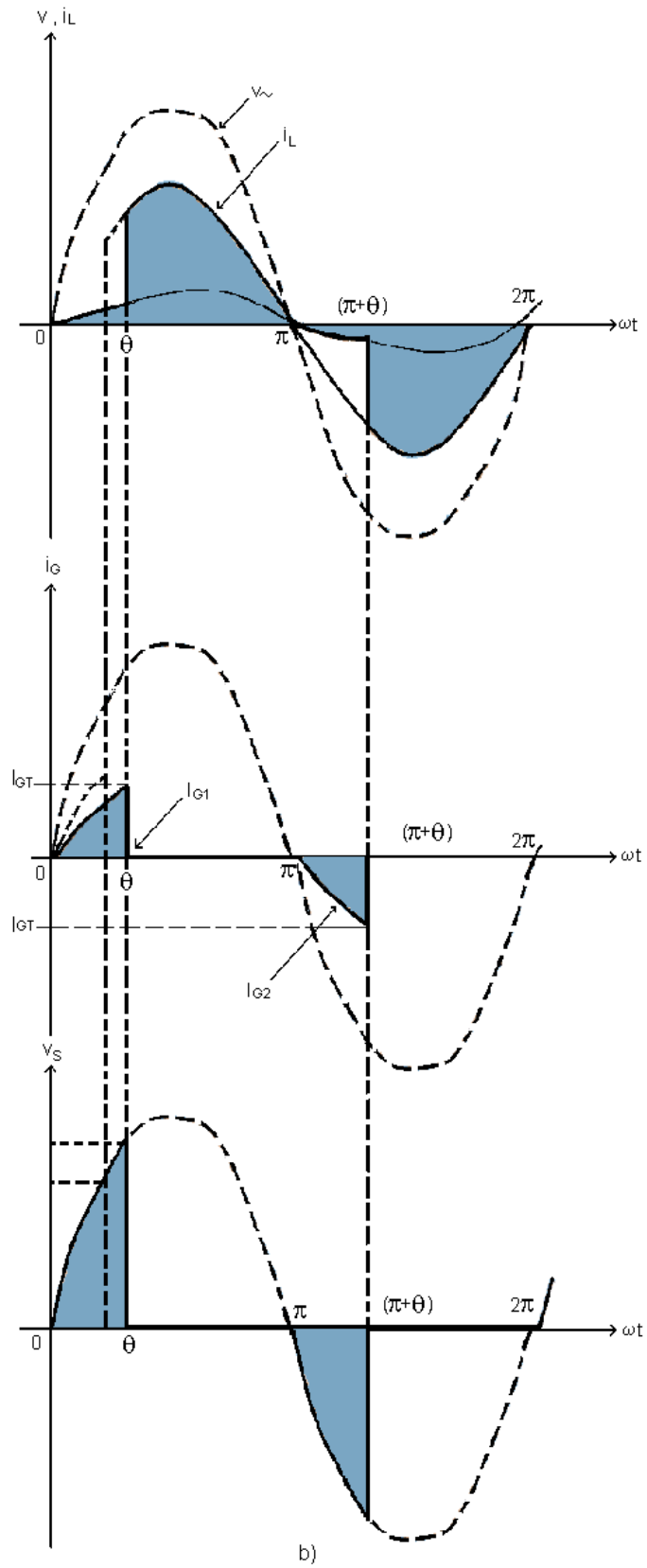


Figura 4.52 Formas de onda desvanecedor de luz con SCR

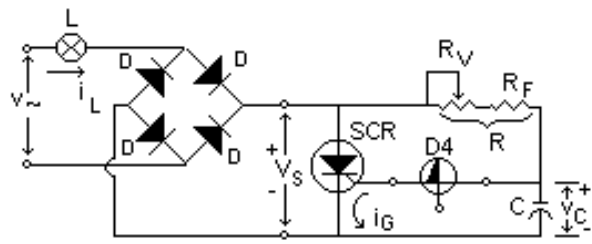


Figura 4.53 Dimmer con SCR

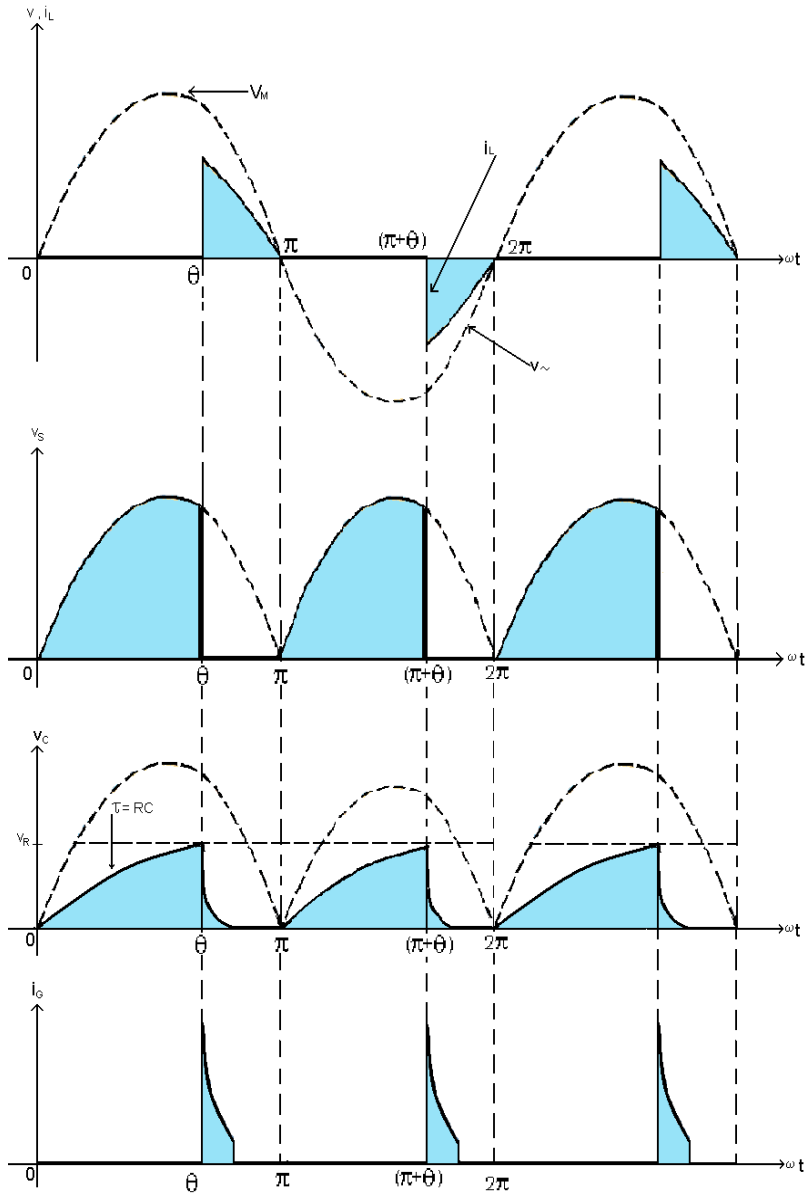


Figura 4.54 Formas de onda del dimmer

4.12. DOSIFICADOR PARA LLENADO DE TANQUES CON PUT

La Figura 4.55 ilustra un circuito con PUT y SCR que permite controlar el nivel de líquido de un tanque, con el propósito de dosificar la cantidad de líquido que debe vaciarse en los recipientes que se encuentran sobre la banda transportadora. El sistema emplea sensores de nivel de tipo electrodo, los cuales exigen que el líquido que se va a envasar tenga algún grado de conductividad eléctrica.

350

Al cerrar el interruptor S, la válvula VS_1 se energiza y permite la entrada de líquido al tanque. Cuando el nivel del tanque alcanza el nivel mínimo, el electrodo de mínimo nivel se pone en contacto con el líquido, pero no ocurre nada, puesto que el relé K no se encuentra energizado. Cuando el líquido alcanza su nivel máximo se pone en contacto con el electrodo de máximo nivel y queda conectado al potencial de tierra. Esto permite el paso de la corriente i_G por el PUT en los semiciclos positivos, conmutando el PUT y estableciendo una corriente de compuerta por el SCR. En estas circunstancias el relé K se energiza en los semiciclos positivos y para evitar la vibración del mismo se emplea el condensador C que actúa como filtro de rizado.

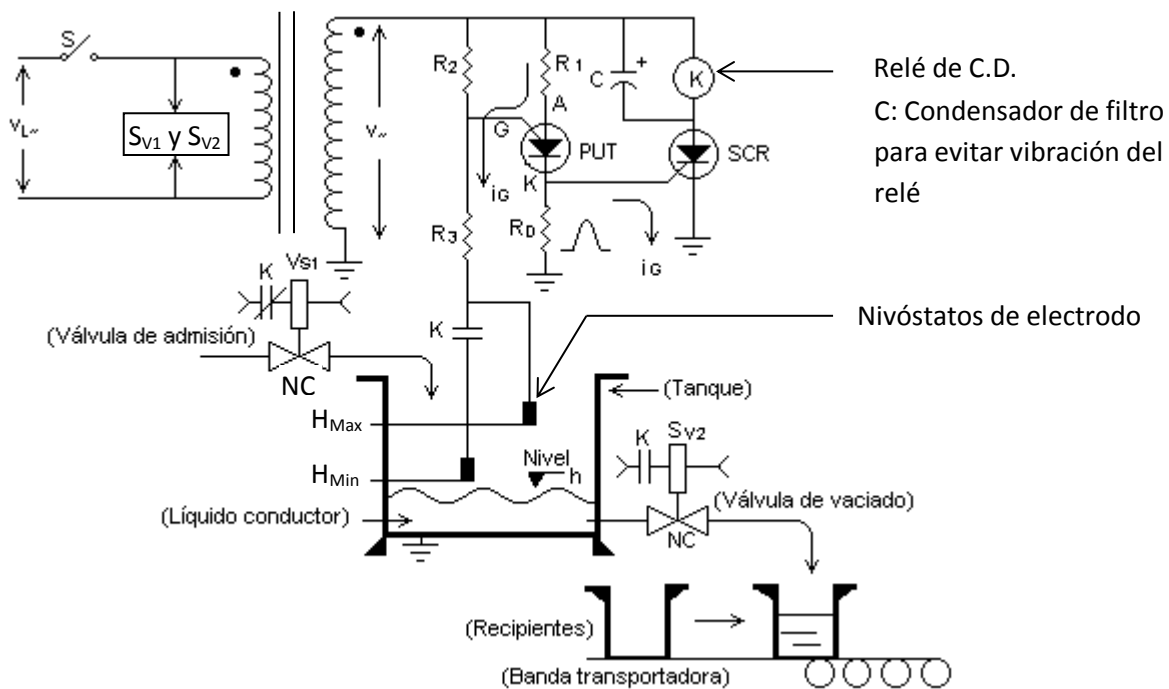


Figura 4.55 Dosificador de llenado de tanques con PUT

Energizado el relé K, se desenergiza la válvula de admisión VS_1 y simultáneamente se energiza la válvula de vaciado VS_2 . Con ello empieza a llenarse el recipiente ubicado en la banda transportadora.

Cuando se descubre el electrodo de máximo nivel por la disminución del líquido, la válvula de vaciado sigue energizada, ya que queda sostenida por el electrodo de mínimo nivel cuyo contacto K está cerrado. Cuando se llega al nivel mínimo, los electrodos quedan flotantes y se interrumpe la corriente de compuerta que requiere el PUT para dispararse, con ello el relé K se desenergiza y conmuta nuevamente las válvulas, permitiendo que se inicie el proceso de admisión y se suspenda el de vaciado, repitiéndose el ciclo en forma indefinida, llenando continuamente los recipientes que se encuentran sobre la banda transportadora.

4.13. VARIADORES DE VELOCIDAD Y ARRANCADORES SUAVES

Desde que se desarrollaron los primeros motores de corriente alterna, cerca del final del siglo XXIX, estos se han estado utilizando ampliamente en la industria para impulsar una gran variedad de cargas como: bombas, elevadores, correas de transporte, trituradoras, ventiladores, etc. Lo cierto es que en aplicaciones reales es común encontrar que para este tipo de cargas la velocidad de operación deseada sea variable, debido a que el motor eléctrico más utilizado en la industria (el asíncrono de jaula de ardilla) no es de velocidad variable, las soluciones clásicas apuntaban normalmente a sistemas de engranaje o al uso de otro tipo de motores.

Con el desarrollo de los variadores de velocidad para motores de jaula (variadores de frecuencia) se ha simplificado en gran medida el montaje y operación de sistemas industriales con necesidades de velocidad variable, ya que de manera simple por medio de un circuito electrónico se pueden determinar las condiciones de velocidad y torque de operación en tiempo real y con respuestas mucho más veloces que en los sistemas clásicos. Además los costos se ven generalmente reducidos ya que, por ejemplo, un motor con variador acoplado a una bomba de caudal constante suele ser más económico que un motor sin variador acoplado a una bomba de caudal variable.

En cuanto a los arrancadores suaves, tienen la función de conectar el motor a la línea regulando la corriente en los primeros instantes mientras el motor toma velocidad, mejorando notablemente la vida útil del motor si son utilizados correctamente.

4.13.1. Estructura Básica de un Variador

El diagrama de bloques de la figura 4.56 muestra a grandes rasgos la estructura que generalmente tienen los variadores de frecuencia, toman la corriente de la línea trifásica, la rectifican y posteriormente la vuelven a convertir a corriente alterna mediante un circuito llamado ondulator, dicho circuito puede ser controlado de manera que la frecuencia de su tensión de salida sea variable, esta variación en la frecuencia es la que permite variar la velocidad en los motores asíncronos de jaula de ardilla.

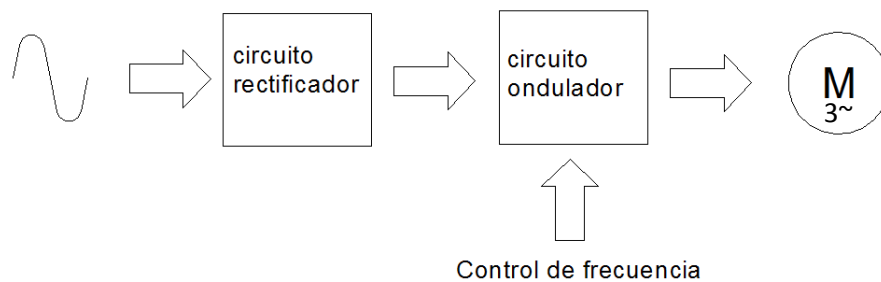


Figura 4.56 Estructura básica de un variador de velocidad para motor trifásico

4.13.2. Consideraciones, ventajas y desventajas

Como todos los dispositivos y sistemas que se utilizan en sustitución o alternativa a otras soluciones, los variadores tienen también algunas consideraciones que tomar antes de implementarlos, ventajas que los han popularizado y algunos inconveniente que restringen su utilización para ciertos casos.

4.13.2.1. Factores a tener en cuenta

- Límites o rango de regulación.
- Rentabilidad económica.
- Estabilidad de funcionamiento.
- Sentido de la regulación.

- Efectos de la velocidad en la carga.
- Tipo de carga.
- Condiciones de arranque y frenado.
- Condiciones ambientales.
- Tipo de motor.
- Consideraciones de la red.

4.13.2.2. Ventajas

- El dispositivo no tiene elementos móviles que se desgasten
- El cableado es sencillo.
- Permite aceleraciones progresivas.
- Limita la corriente de arranque.
- Permite ahorrar energía.
- Protege al motor de fallos en la red.
- Se puede controlar a través de autómatas, redes de datos y ordenadores.
- Mejora el rendimiento del motor y los tiempos muertos.
- Permite medir variables en tiempo real.

4.13.2.3. Inconvenientes

- Costo inicial elevado en algunas aplicaciones.
- Requiere un cuidadoso estudio de las especificaciones de los equipos y las necesidades del proceso.
- Se necesitan conocimientos específicos para realizar la programación.

4.13.3. Tipos Básicos de Variadores

Hasta el momento se ha tratado mayormente el tema de los variadores de frecuencia como variadores de velocidad para los motores trifásicos de jaula de ardilla, esto debido a que son realmente los más usados en la industria, pero vale la pena mirar también otros variadores básicos de velocidad para otro tipo de motores.

4.13.3.1. Rectificador Controlado con SCR para controlar un Motor de Corriente Continua

Para los motores de corriente continua existen dos formas de variar velocidad, pero dado que solo la variación de tensión inducida es la única utilizada ampliamente, miraremos este método. Se trata en principio de un rectificador controlado o semicontrolado de cualquier número de fases que suministra voltaje a la armadura del motor de DC, como se ve en la figura 4.57. Dado que la acción de control se realiza sobre los SCR, la variación del ángulo de disparo de los mismos genera la regulación necesaria.

Es un variador de velocidad versátil con un buen campo de aplicación, las limitaciones generalmente las da el mismo motor en la velocidad que puede alcanzar, la potencia que tenga o la necesidad de mantenimiento continua que necesita.

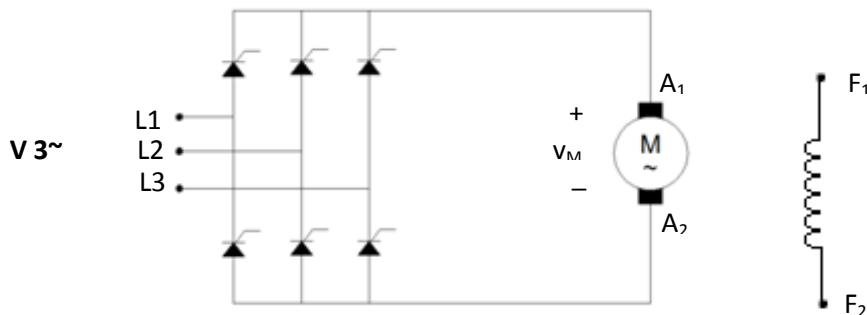


Figura 4.57 Rectificador controlado como variador para motor monofásico

4.13.3.2. Regulador de Tensión Para Arranque de Motores Asíncronos

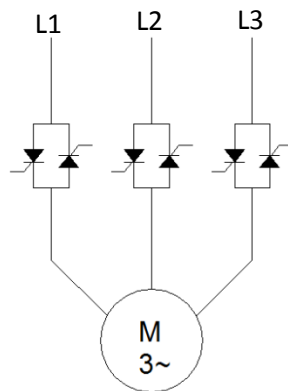


Figura 4.58 Regulador de tensión para motor asíncrono

Suministra a partir de la red una tensión con la misma frecuencia pero menor valor eficaz, valiéndose de la variación del ángulo de disparo de los SCR. Es también una de las formas más sencillas de arrancadores suaves.

4.13.4. Arrancadores Suaves

Son dispositivos electrónicos que se utilizan con el propósito de limitar la corriente de arranque y permitir una aceleración gradual. Incorporan dentro de su estructura diferentes componentes para cumplir dicha labor, los más comunes son:

- Contactores e interruptores de potencia para la maniobra de conexión y desconexión a la red.
- Dispositivos electrónicos (SCR) para la regulación o limitación de la corriente de arranque.
- Protección contra sobrecarga.
- Protección por elevación de temperatura.
- Protección por pérdida de fase.

En la figura 4.59 se puede apreciar la principal ventaja de los arrancadores suaves: reducir la corriente de arranque para limitar la caída de tensión en la red, particularmente cuando se trata de motores grandes y para minimizar el efecto del calentamiento en el motor cuando se tiene un ciclo de trabajo muy elevado. En la figura 4.60 se puede ver la forma constructiva típica de un arrancador suave para montaje en gabinete o tablero.

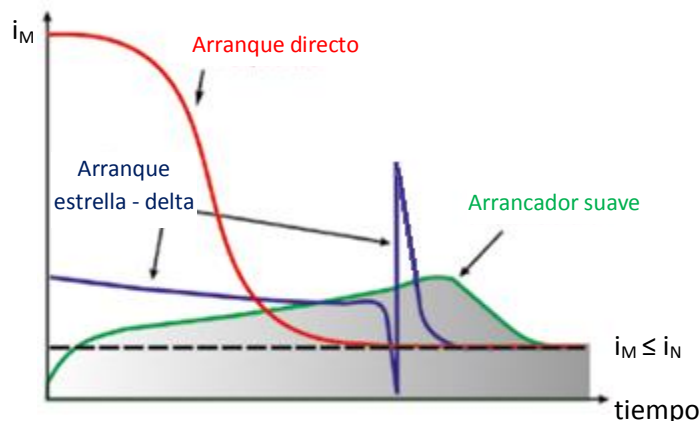


Figura 4.59 Comparación entre diferentes métodos de arranque en cuanto a la corriente de conexión del motor¹¹

¹¹ WEG Equipamientos Eléctricos S.A., Automatización - Arrancadores Suave, www.weg.net, p. 2

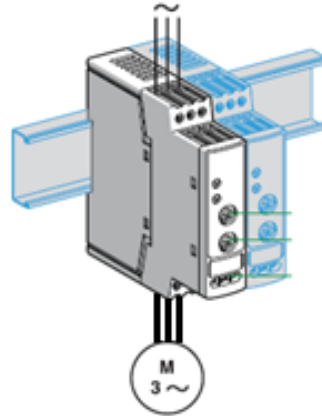


Figura 4.60 Arrancador suave: forma física típica¹²

4.14. INVERSORES CON IGBT

4.14.1. Inversor Monofásico

La figura 4.61 muestra la topología básica de un inversor en puente completa con una sola fase de salida. Esta configuración suele ser llamada una puente en H debido al arreglo de los interruptores configurados por IGBTs y la carga. El inversor puede entregar y aceptar tanto potencia activa como reactiva. Tiene dos ramificaciones cada una de las cuales consiste en dos IGBT conectados en serie. La carga es conectada entre los puntos medios donde se conectan los IGBT de cada pierna. Cada dispositivo tienen un diodo conectado en antiparalelo, estos proveen una vía alterna para la corriente de la carga si los interruptores se abren. Por ejemplo, si el IGBT ubicado en la parte inferior de la ramificación izquierda está conduciendo corriente hacia el nodo de voltaje negativo, esta corriente llegaría al diodo a través del IGBT superior de la ramificación izquierda, si el inferior es apagado.

El control del circuito se logra variando el tiempo de encendido de los IGBT superior e inferior de cada ramificación con la condición de nunca encender ambos al mismo tiempo para evitar un corto circuito. De hecho los dispositivos de control moderno no permiten que esto pase, aun si el controlador erróneamente envía un comando a los dos dispositivos para encenderlos. El controlador alternará entonces los comandos de encendido para los interruptores superior e

¹² Schneider Electric, Arrancadores Suaves Telemecanique Para Motores Asíncronos, p. 1

inferior. El circuito de control agrega típicamente un tiempo muerto (entre 500 y 1000 ns) durante las transiciones de los interruptores para evitar que se traslapen los intervalos de conducción.

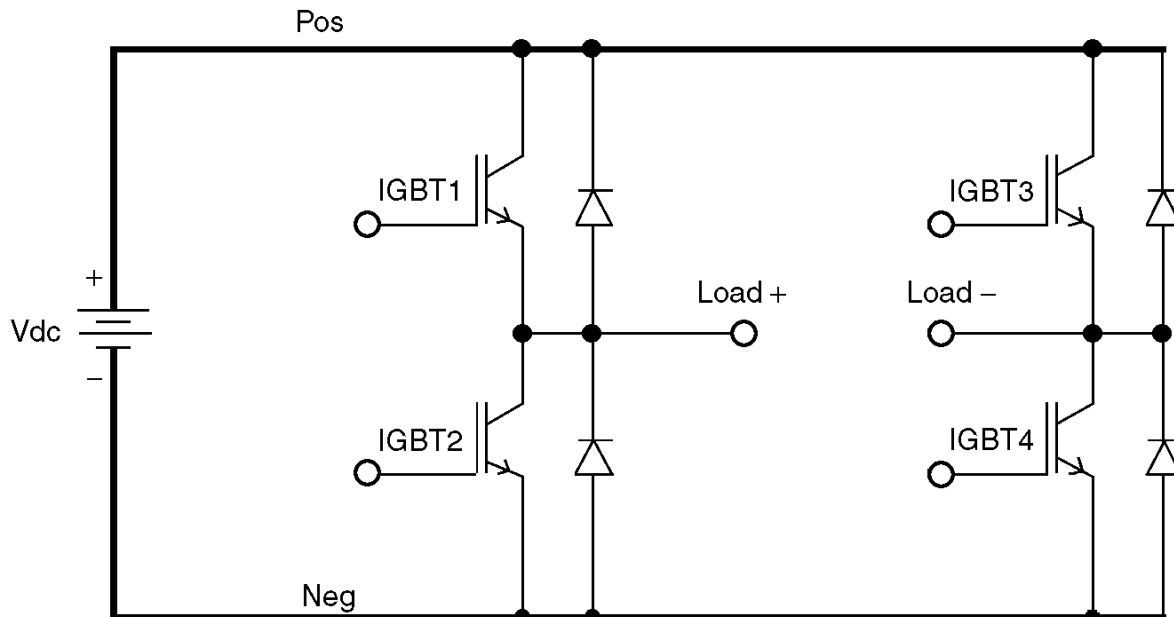


Figura 4.61 Topología de un inversor monofásico con IGBT

El controlador manejará entonces el ciclo de trabajo de la fase de conducción de los interruptores. El potencial promedio del punto central de cada ramificación estará dado por el voltaje del nodo de CD multiplicado por el ciclo de trabajo del IGBT superior, si se usa el nodo negativo de CD como referencia. Si dicho ciclo de trabajo es modulado con una señal senoidal de una frecuencia mucho menor a la de la frecuencia de conmutación, el promedio a corto plazo del voltaje punto central seguirá la señal de modulación. “Corto plazo” en este contexto significa una pequeña fracción del período de la frecuencia de salida fundamental que produce el inversor. Para el inversor monofásico, la modulación de las dos ramificaciones es inversa entre ellas, de manera que si la ramificación izquierda tiene un ciclo de trabajo prolongado para el IGBT superior, la derecha tendrá uno corto, etc.

4.14.2. Inversor trifásico

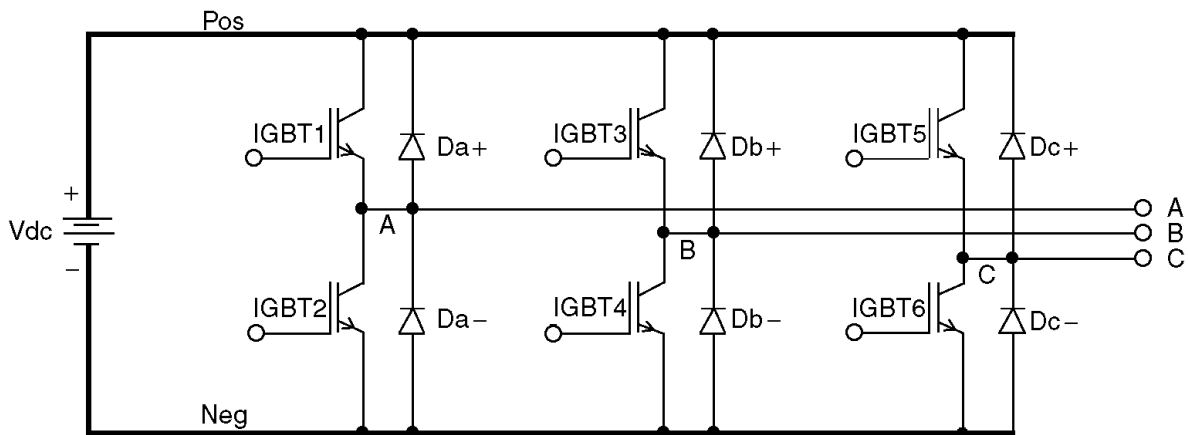


Figura 4.62 Inversor trifásico con IGBT

La figura 4.62 muestra un inversor trifásico, que es la topología más comúnmente usada en controladores para motores actualmente. El circuito es básicamente una extensión del puente en H visto anteriormente para el inversor monofásico, exceptuando que las señales de referencia para las diferentes ramificaciones tienen un desfase de 120° grados entre ellas en vez de 180° . Debido a este desfase los armónicos impares triples (3° , 9° , 15° , etc) de la onda de referencia para cada ramificación son eliminados del voltaje de salida línea-línea. Los armónicos pares son cancelados también si las formas de onda son Corriente Alterna pura, que el caso normalmente. Para modulación lineal la amplitud del voltaje de salida es reducida respecto al de entrada de un rectificador trifásico por el factor

$$\frac{3}{(2\pi)}\sqrt{3} = 82.7\% .$$

Para compensar por esta reducción de voltaje, el hecho de que se cancelen algunos armónicos es a veces usado para magnificar las amplitudes de los voltajes de salida inyectando intencionalmente una tercera componente de armónico en la onda de referencia de cada fase.

En la figura 4.63 se puede ver un típico controlador para el encendido de los IGBT en este tipo de inversor y las señales de mando. Una de las aplicaciones más comunes para este inversor es el manejo de motores en vehículos de tracción eléctrica.

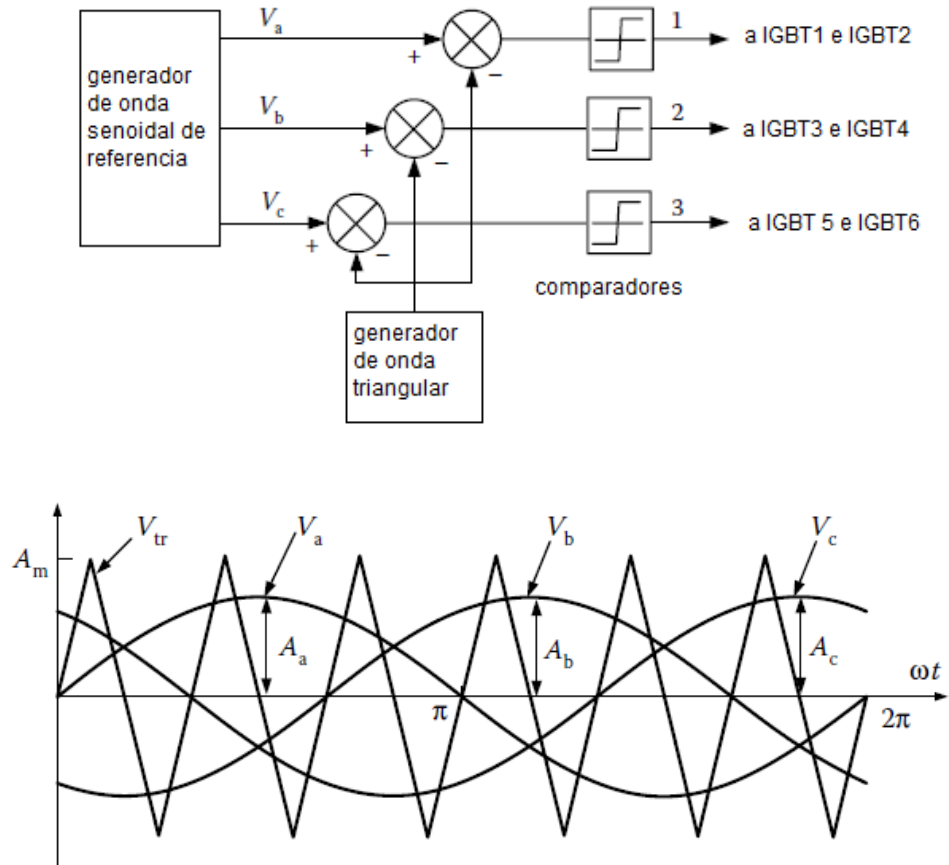


Figura 4.63 Topología y ondas de un controlador para inversor trifásico

4.14.3. Inversores Multinivel

Los inversores multinivel son una clase de inversores en que una fuente de CD con varias posiciones entre la terminal positiva y negativa. Las dos principales ventajas de este tipo de inversores son la mayor capacidad de voltaje y la reducción de armónicos presentados en la onda de salida, debido a los múltiples niveles de CD. La mayor capacidad de voltaje es debido al hecho de que se usan diodos para limitar el voltaje sobre los IGBTs al voltaje diferencia entre dos posiciones en el nodo de CD. La figura 4.64 muestra la topología de un inversor de tres niveles. La salida de cada fase se puede conectar al nodo positivo de CD, la conexión central la conexión central de la fuente de CD o el nodo negativo de CD. Esto significa tres niveles de voltaje diferentes

para la tensión de cada fase, que explica el nombre del circuito. El voltaje línea-línea resultante tiene cinco diferentes niveles en un inversor trifásico.

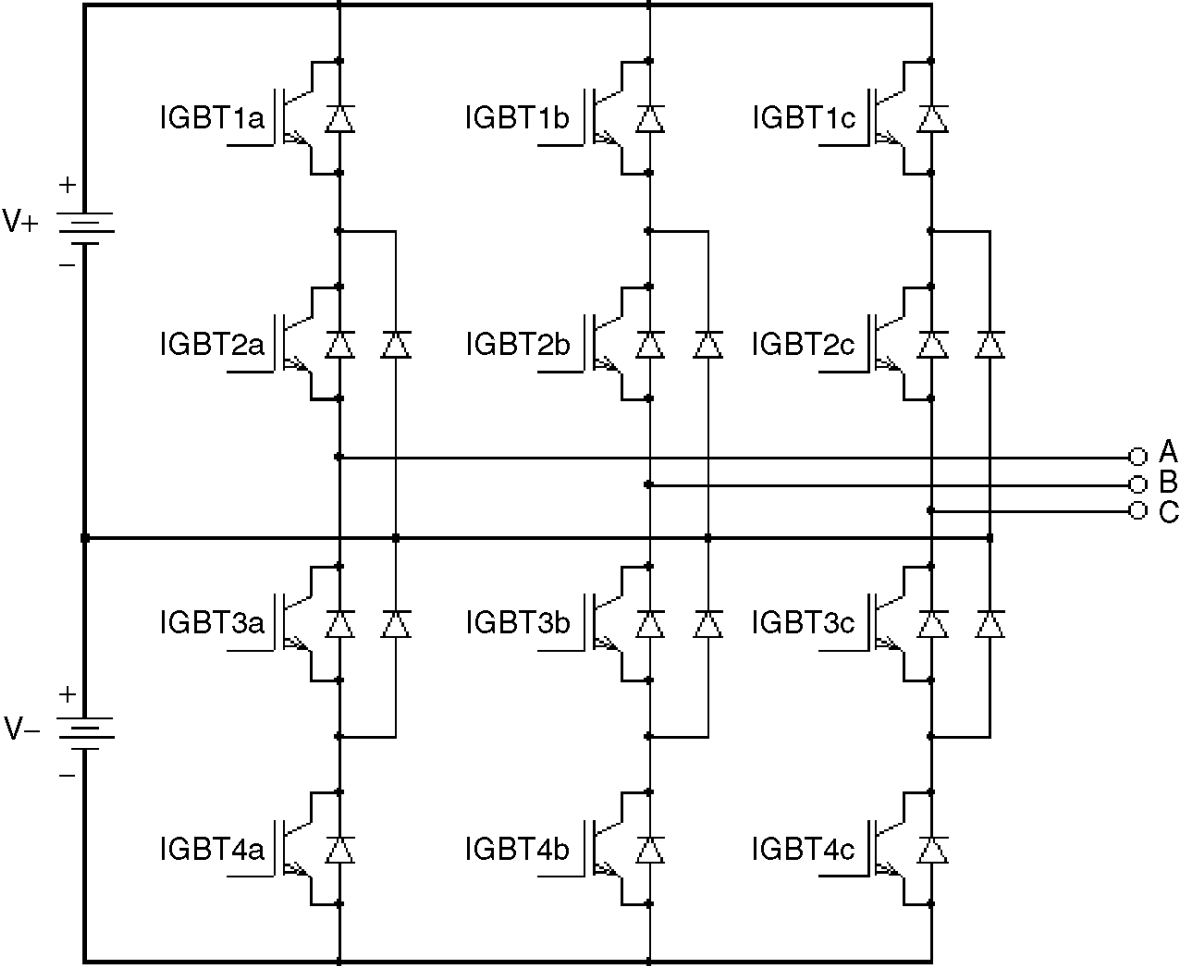


Figura 4.64 Inversor multinivel

TRIAC, QUADRAC Y SCS

5.1. INTRODUCCIÓN

Los TRIAC, en conjunto con los SCR, son el verdadero aporte de la electrónica a la potencia eléctrica. Los TRIAC se comportan como los SCR, con la diferencia de que estos pueden manejar corrientes en ambas direcciones.

En este capítulo se estudiarán además del TRIAC, otros tiristores como el QUADRAC y el interruptor controlado de silicio (SCS). Estos dos últimos dispositivos tienen múltiples aplicaciones en regulación y conmutación de corriente de bajo nivel, particularmente en los denominados circuitos desvanecedores de luz, relés de estado sólido, circuitos generadores de pulsos y retardo, etc.

Los tiristores vistos en este capítulo tienen múltiples aplicaciones, especialmente el SCS, que con la adecuada configuración, se comporta como cualquiera de los tiristores vistos anteriormente. Entre las aplicaciones más relevantes de los TRIAC y QUADRAC están: como elemento interruptor, regulador de corriente y en general lo referente al manejo de energía en motores.

5.2. EL TRIAC

Es un tiristor bidireccional de tres terminales que puede funcionar como elemento interruptor o regulador de corriente eléctrica en circuitos de corriente alterna. El símbolo normalizado y su estructura básica se ilustran en la figura 5.1. Como puede apreciarse, se trata de dos estructuras

PNPN conectadas en paralelo inverso, lo cual insinúa que el modelo equivalente con dos SCR puede ser representado convenientemente.

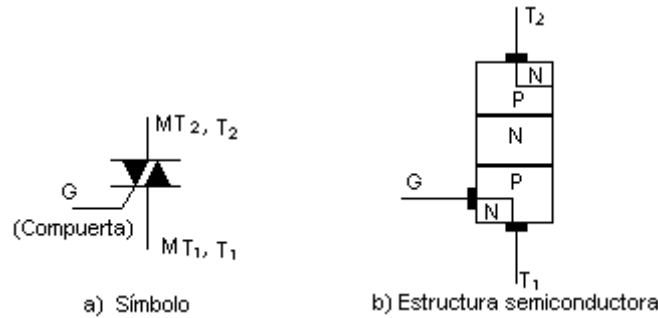


Figura 5.1 Símbolo y estructura semiconductor del TRIAC

Al polarizarlo, el terminal 1 se toma como terminal de referencia. La compuerta y el terminal 2 se polarizan positiva o negativamente con respecto al terminal 1. Los terminales principales MT_1 o T_1 y MT_2 o T_2 , son los que llevan la corriente de carga. El terminal de compuerta controla la operación del dispositivo.

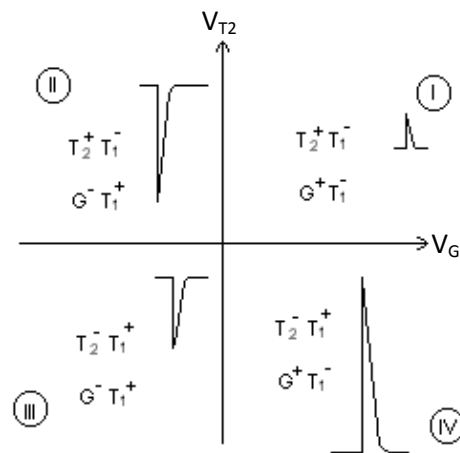


Figura 5.2 Polarización del TRIAC

En la figura 5.2, se muestra la posible polarización que pueden tener los terminales del TRIAC. Cuando los terminales del dispositivo se polarizan de acuerdo a lo indicado en el cuadrante I, la compuerta presenta la mayor sensibilidad, requiriendo una señal de muy bajo nivel para pasarlo del estado de bloqueo al de conducción.

La polaridad que define el cuadrante III, tiene características similares a las del cuadrante I, pero la sensibilidad de la compuerta es un poco menor.

Las peores condiciones para el disparo del TRIAC se dan para las polaridades que definen los cuadrantes II y IV, exigiéndose señales de compuerta de gran amplitud y muy superiores a los exigidos para los cuadrantes I y III.

Como se ha insinuado, El TRIAC, permite la circulación de corriente de compuerta en ambas direcciones: de G a T₁ y de T₁ a G. Lo mismo se da para los terminales T₁ y T₂ con respecto a la corriente principal. Preferiblemente deben ser utilizado los cuadrantes I y III alternadamente para polarizar los terminales del TRIAC, con el propósito de evitar la sobre excitación de la compuerta.

Los parámetros asociados a los TRIAC son similares a los de los SCR, excluyendo los correspondientes para polarización inversa cuando el ánodo y la compuerta son negativos con respecto al cátodo.

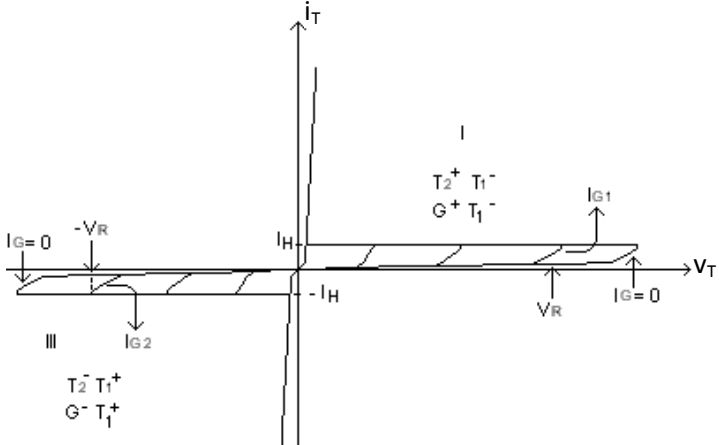


Figura 5.3 Curva característica del TRIAC

Como se observa en la figura 5.3, el comportamiento del TRIAC en el cuadrante I y III es similar, en cuanto que presenta un estado de bloqueo y uno de conducción. Sin embargo, la magnitud de las corrientes de compuerta para obtener idénticos voltajes de ruptura (V_R) son diferentes. Lo anterior indica que el dispositivo es bidireccional, pero no simétrico; este es uno de los problemas inherentes al TRIAC y una de las razones por las que el dispositivo no se utiliza para manejar cargas industriales importantes. En la práctica, los TRIAC, se utilizan para regular luminosidad en lámparas incandescentes, temperatura en hornos de resistencia de mediana potencia; velocidad de pequeños motores universales y como interruptor estático en relés y contactores de estado sólido de baja y mediana corriente, con los cuales se pueden operar pequeños motores, válvulas solenoide, lámparas y diversos electrodomésticos.

5.3. EL QUADRAC

El QUADRAC es un circuito integrado que incorpora en su estructura interna un TRIAC y un diodo de disparo bilateral denominado DIAC. Este último dispositivo es básicamente una estructura semiconductora PNP ó NPN simétrica, con alguna similitud de con un transistor bipolar sin terminal de base.

364

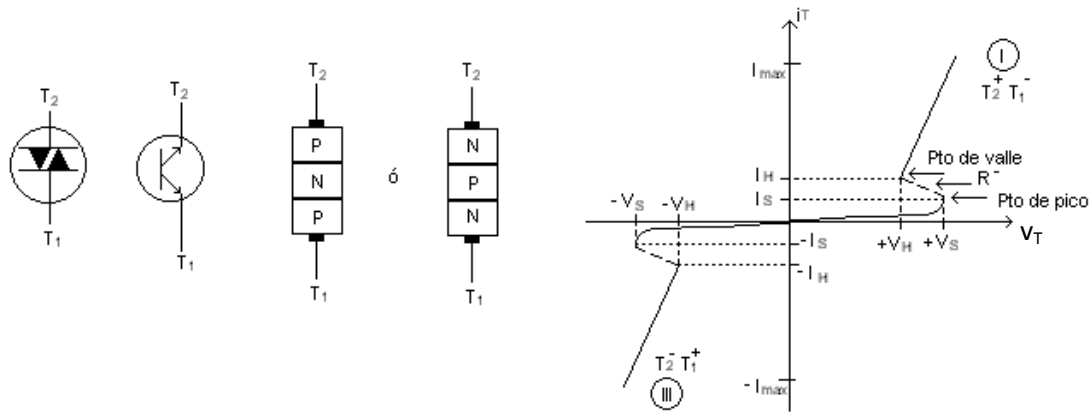


Figura 5.4 Símbolo, estructura Semiconductora y curva característica del DIAC

En la figura 5.4 se ilustra el símbolo utilizado para su representación, lo mismo que la curva característica voltiamperíca de un DIAC.

Puede apreciarse que el dispositivo es bidireccional y simétrico, presenta dos estados definidos: uno de conducción y otro de boqueo, separados por una región de transición de resistencia negativa. El fabricante especifica los parámetros para los puntos de pico, de valle y la corriente máxima. Los valores típicos de V_S y V_H son: $V_S = 38$ V y $V_H = 35$ V. La corriente máxima generalmente no sobrepasa los 50 mA.

La forma de la curva voltiamperíca para el DIAC es similar a la que presenta en ruptura un transistor bipolar para la corriente de base igual a cero. El QUADRAC, como ya se mencionó está constituido por la integración de un DIAC con un TRIAC conectados como se indica en la figura 5.5:

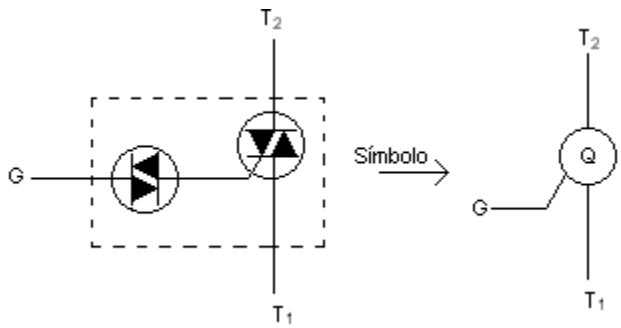


Figura 5.5 Estructura interna y símbolo del QUADRAC

El terminal 1 se toma como terminal de referencia para las señales que se aplican a la compuerta y al terminal 2. Dichas tensiones se conocen como V_T y V_G . El QUADRAC se utiliza fundamentalmente como un dispositivo regulador de corriente para controlar la luminosidad de lámparas incandescentes y la velocidad de pequeños motores eléctricos asociados a algunos electrodomésticos y máquinas herramientas de mano.

5.4. INTERRUPTOR CONTROLADO DE SILICIO – SCS

Es un tiristor de baja corriente que tiene comportamiento de interruptor controlado con cuatro terminales. La estructura básica es la que se muestra en la figura 5.6 a.

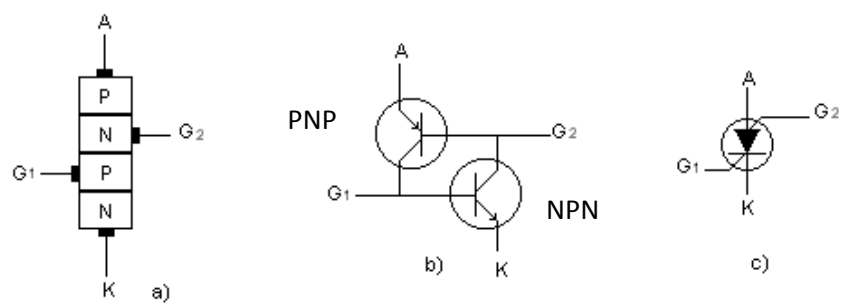


Figura 5.6 Estructura, circuito equivalente y símbolo del SCS

En la figura 5.6 b se muestra el circuito básico equivalente con dos transistores NPN y PNP, similar a lo visto con el SCR. El símbolo para su representación se muestra en la figura 5.6 c.

Este dispositivo es el tiristor más versátil de todos los que se han desarrollado, ya que puede conmutarse con señales de mando que se apliquen tanto en la compuerta 1 como en la compuerta 2.

Las aplicaciones básicas para este dispositivo son como interruptor estático o como generador de señales o pulsos para el disparo de tiristores de potencia.

Aprovechando su comportamiento como resistencia negativa, las cargas típicas como interruptor que puede manejar son pequeñas lámparas de señalización, bobinas de relés y electroválvulas.

El circuito básico como interruptor estático con SCS sobre una carga R_L se muestra en la figura 5.7.

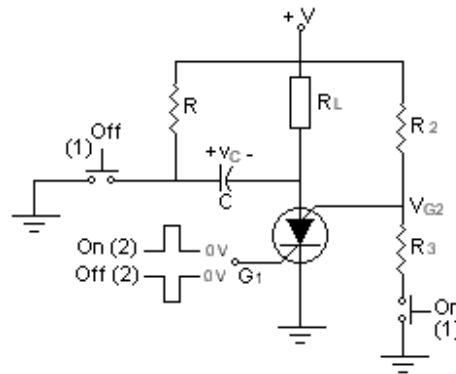


Figura 5.7 Interruptor estático con SCS

De acuerdo con el circuito mostrado en la figura 5.7, un pulso positivo (2) en la compuerta G_1 , produce el disparo del SCS, conectando la carga a la fuente. En este caso el SCS actúa como un SCR convencional, el cual se puede apagar por conmutación forzada mediante el pulsador de apagado off (1). De igual forma, podría apagarse, aplicando un pulso negativo (2) en la compuerta G_1 , de manera que dicha compuerta se polarice inversamente durante un tiempo mayor que el tiempo de apagado del tiristor.

Si se presiona el pulsador de encendido (1) en el divisor de tensión resistivo de la compuerta 2 G_2 , esta compuerta se hace más negativa que el ánodo, en cuyo caso podrá circular la corriente de disparo I_{G2} , que permite que el SCS se conmute conectando la carga a la fuente, en estas circunstancias, el SCS actúa como un PUT. De igual forma podrá apagarse con un pulso negativo (2) en la compuerta 1 G_1 o por conmutación forzada (1).

El SCS también se puede utilizar como oscilador de relajación y como generador de pulsos para el disparo de tiristores de potencia como SCR y TRIAC.

Para esta aplicación es conveniente configurar un circuito electrónico en el cual el dispositivo puede sustituir a los otros tiristores de control con característica de resistencia negativa que realizan esta función. Como son por ejemplo el D4, BDS, SUS, SBS, SAS, Gto, PUT, SCR, etc.

5.5. APLICACIONES DE LOS TRIACS Y DE LOS QUADRACS

5.5.1. Circuito de Regulación de Fase de Corriente Alternada con TRIAC

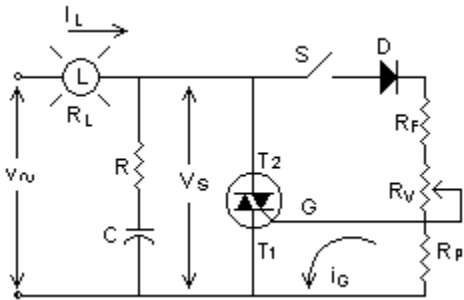


Figura 5.8 Regulación de fase con TRIAC

En el circuito de la figura 5.8, la red RC se utiliza para limitar el dv/dt . Al cerrar el interruptor S, circula la corriente por la compuerta tanto en el semiciclo positivo como en el negativo. El TRIAC se dispara cuando dicha corriente sobrepasa el nivel de I_{GT} , permitiendo la circulación de la corriente por la lámpara.

Variando la resistencia R_V . Es posible retardar el instante de la conducción hasta el momento en que se alcanza el nivel de compuerta apropiado. Cuando R_V se hace cero, el ángulo de disparo toma su valor mínimo y el circuito se comportaría como si fuera un interruptor estático. Con el

potenciómetro R_V al máximo y correctamente dimensionado, el ángulo máximo para la regulación de la corriente es de 90° , el cual corresponde justamente cuando la tensión de la línea está pasando por su valor máximo V_M .

La peor condición para el TRIAC se presenta cuando el interruptor S se cierra en el momento en que la tensión de línea tiene su valor máximo V_M , y R_V vale cero. Para esta situación, R_F es la única resistencia que puede limitar verdaderamente la corriente de compuerta a un valor de seguridad por debajo de I_{GTM} .

El valor apropiado para R_F puede calcularse a partir de la expresión

$$R_F = \frac{v_M - V_{GT}}{I_{GTM}} \approx \frac{V_M}{I_{GTM}}$$

Una vez que se dispara el TRIAC, el voltaje V_S presente en los terminales del TRIAC se anula reduciéndose a un valor muy pequeño, lo que origina que I_G se haga cero.

Las formas de onda del circuito son las que se indican en la figura 5.9.

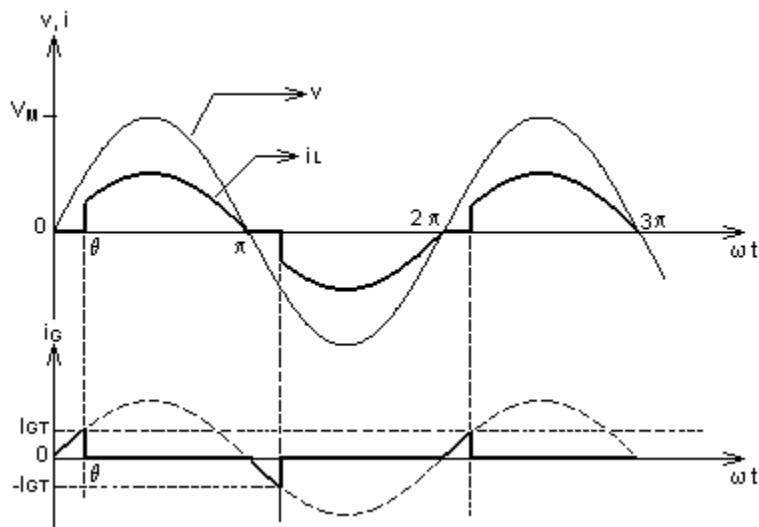


Figura 5.9 Formas de onda del Interruptor estático

La corriente de carga comienza a circular cuando se dispara el TRIAC en el ángulo θ , el cual se consigue inyectando a la compuerta un valor de corriente igual a I_{GT} o superior, dicha corriente se anula cuando el voltaje del TRIAC se hace aproximadamente cero al momento de este conmutarse.

Cuando se aumenta la resistencia R_V a su valor máximo, la corriente I_G crece más lentamente, demorándose la conmutación del TRIAC. El valor de la corriente I_G es

$$i_G = \frac{V_M \text{sen} \omega t - V_{GT}}{R_F + R_V}$$

Para $i_G = I_{GT}$ $\omega t = 90^\circ$, el valor de R_V será

$$R_V = \frac{V_M - V_{GT}}{I_{GT}} - R_F .$$

Un ángulo superior a 90° no alcanza a producir la corriente de compuerta necesaria y el TRIAC permanece abierto durante todo el semiciclo.

El TRIAC deberá seleccionarse de acuerdo con la carga y con los siguientes criterios

$$I_{TSM} > \frac{V_M}{R_{L(frío)}}$$

$R_{L(frío)}$: Resistencia de la lámpara desconectada

$$I_{T(RMS)} > \frac{V_M}{\sqrt{2}RL}$$

$$V_{DROM} > V_M \rightarrow G_{OPEN} (i_G = 0)$$

$$(T_2^+ T_1^- \text{ ó } T_2^- T_1^+) \leftrightarrow \text{equivalente al } V_{DRM} = V_{RRM} \text{ asociado a los SCR}$$

Para reducir la sensibilidad de la compuerta a señales RFI y EMI, puede utilizarse una resistencia externa R_p conectada entre la compuerta y el terminal 1 (G y T_1). Con el objeto de referenciar la compuerta a tierra, evitando que actúe como una “antena”, captando los ruidos indicados.

El valor de R_p deriva parte de la corriente de compuerta que se inyecta al terminal de referencia, por lo cual se debe seleccionar con un valor superior a R_F , con el propósito de no debilitar dicha corriente.

La inclusión de un diodo D en el circuito de compuerta hace que el TRIAC opere como un SCR, ya que solo puede conmutarse en uno de los semiciclos. De esta forma, el ajuste de la potencia que toma la carga puede limitarse a un valor intermedio.

5.5.2. Inversor de Marcha Para un Motor de CD Serie con TRIAC

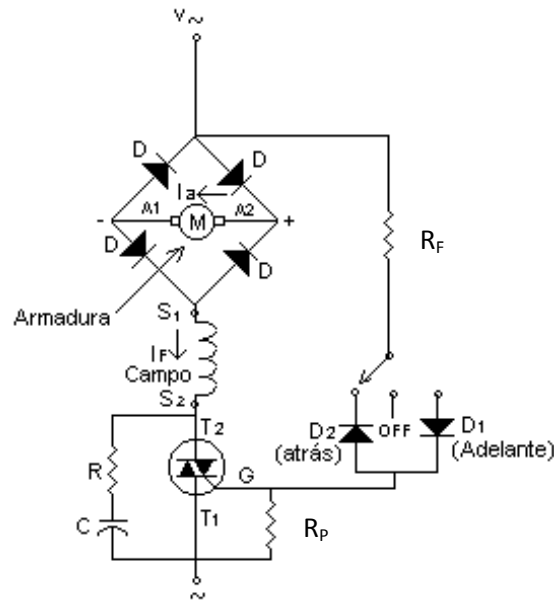


Figura 5.10 Inversor de marcha con TRIAC

En la figura 5.10 se ilustra un circuito arrancador e inversor de marcha para un motor de CD serie, en el cual la armadura está conectada a través de un puente rectificador con cuatro diodos, este le impone siempre el sentido de circulación de la corriente de armadura (I_a) en una misma dirección. El campo o serie del motor se conecta a través de un TRIAC, el cual actúa como si fuera un SCR operando ya sea en semiciclo positivo o en el negativo, según el diodo que se seleccione con el interruptor S en el circuito de mando de la compuerta. Si el interruptor selecciona el diodo D_1 , la corriente de compuerta circula únicamente en los semiciclos positivos, estableciendo por el campo una corriente I_F en una dirección determinada al momento de conmutarse el TRIAC. Si en cambio se selecciona el diodo D_2 , la corriente de compuerta solo circula en los semiciclos negativos, haciendo que el TRIAC solo pueda conmutarse en dichos semiciclos y en consecuencia, invirtiendo el sentido de la corriente que circula por el campo. De esta forma, el torque desarrollado por el campo cambia de sentido dependiendo del diodo que se seleccione en el circuito de control, lo que define el sentido de marcha: hacia delante o hacia atrás.

La resistencia R_F se calcula para su valor mínimo posible, garantizando un ángulo de disparo muy pequeño y esto hace que el TRIAC deba funcionar como interruptor estático. Su valor es

$$R_F = \frac{V_M - V_D - V_{GT}}{I_{GTM}}$$

Los modos de polarización para el TRIAC son los que corresponden con los cuadrantes I y III, donde el dispositivo tiene la mayor sensibilidad. Puede conectarse la resistencia en paralelo entre la compuerta y el terminal 1 del TRIAC para bajar la sensibilidad del circuito a los ruidos electromagnéticos.

La red RC reduce sensibilidad en el circuito al problema del dv/dt .

5.5.3. Arrancador Trifásico Para un Motor de Inducción de Jaula de Ardilla con TRIAC

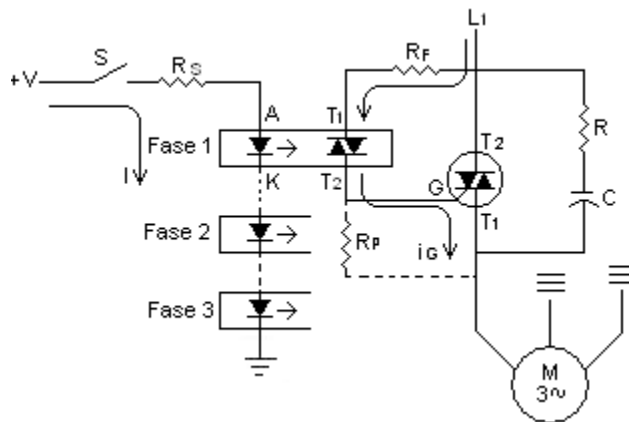


Figura 5.11 Arrancador trifásico con TRIAC

En el arrancador mostrado en la figura 5.11, los TRIAC de cada fase trabajan como interruptores estáticos y deben actuarse simultáneamente. La estructura del circuito es la de un contactor de estado sólido, con el cual se hace un arranque directo o a plena tensión del motor.

Para el mando de los TRIAC se emplean opto-acopladores, los cuales derivan la corriente de compuerta directamente de la línea a través de la resistencia R_F y del optoTRIAC, según muestra la figura 5.11. Al recibir luz del LED, el optoTRIAC se cierra y la corriente I_G queda limitada

únicamente por la resistencia R_F , cuyo valor mínimo para que el dispositivo trabaje como interruptor estático es:

$$R_{Fmin} = \frac{V_M - V_T - V_{GT}}{I_{GTM}} \approx \frac{V_M}{I_{GTM}}$$

Donde V_M es el voltaje de pico de la fase, V_T es la caída de tensión en el opto-TRIAC entre los terminales T_2 y T_1 y V_{GT} es la tensión de compuerta que garantiza el paso de la corriente I_G por la compuerta.

372

Los LED de los optoacopladores se deben conectar todos en serie para garantizar un cierre simultáneo de los tres TRIAC, permitiendo que el motor se conecte a la línea correctamente.

Para que los LED iluminen convenientemente, los opto-TRIAC, es necesario que la corriente que circula por ellos esté comprendida entre 5 y 20 mA. En consecuencia, la resistencia R_S , limitadora de corriente es:

$$R_S = \frac{V - 3V_D}{I} = \frac{V - 4.5 \text{ volt}}{I}$$

La caída de tensión en los LED cuando se iluminan es del orden de 1.5V.

El circuito tiene incorporada en cada una de las fases la red RC para disminuirle sensibilidad al problema del dv/dt y la resistencia R_P para el problema de los ruidos EMI.

La corriente de compuerta por los TRIAC es una corriente alterna pulsante, la cual tiene la siguiente forma:

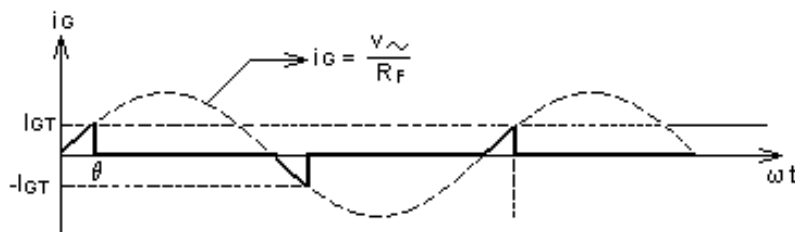


Figura 5.12 Corriente de compuerta del arrancador trifásico

Al momento de disparar el TRIAC, la corriente de compuerta se anula puesto que el voltaje entre los terminales del TRIAC T_2 y T_1 , (V_T) se reduce considerablemente, impidiendo que la corriente I_G se derive por la compuerta, circulando únicamente la corriente de carga I_L por los terminales T_1 y T_2 del dispositivo y por la carga, como se ilustra en la figura 5.12.

Suponiendo un ángulo θ aproximadamente cero, obsérvese que la corriente de mando para los LED, (I), aunque circule permanentemente, no demanda una potencia de excitación elevada y tampoco afecta la forma de onda de la corriente de compuerta por los TRIAC.

El mando de TRIAC por opto-acopladores es tal vez la forma más utilizada en la práctica, porque permite polarizar el TRIAC en los cuadrantes I y III, que es donde el dispositivo presenta la mayor sensibilidad de compuerta y la señal de mando por la misma es pulsante.

5.5.4. Inversión de Marcha Para un Motor Monofásico Reversible con TRIAC

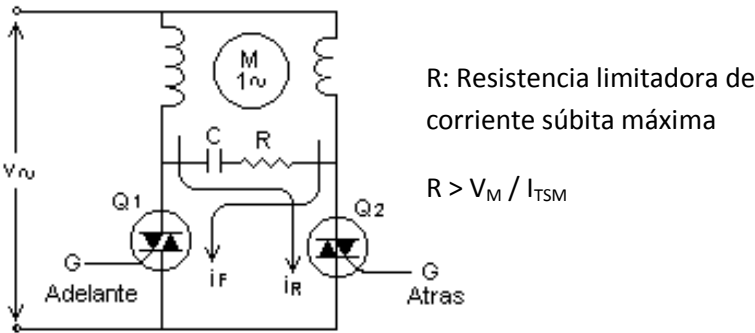


Figura 5.13 Inversos de marcha con TRIAC

En la figura 5.13 se ilustra un motor monofásico de fase partida con dos devanados iguales que puede conectarse selectivamente a un condensador C, con el propósito de generar un flujo de excitación desfasado 90° con respecto a un flujo principal que se origina en el devanado que no está conectado al condensador.

Si el TRIAC Q_1 se conmuta y Q_2 permanece desconectado, el devanado de la izquierda actúa como devanado principal y el devanado de la derecha como devanado auxiliar o de arranque, conectado en serie con el condensador. Esto genera un flujo desfasado $+90^\circ$ con respecto al principal,

produciendo un flujo giratorio en el sentido de las manecillas del reloj, ϕ_P , en cuyo caso el motor gira hacia delante.

Si el TRIAC Q_2 se conmuta y Q_1 permanece apagado, el devanado de la izquierda actúa como devanado principal y el de la derecha como devanado auxiliar o de arranque, conectado en serie con el condensador. Esto genera un flujo desfasado -90° y produce un flujo giratorio en sentido antihorario, en cuyo caso el motor gira hacia atrás.

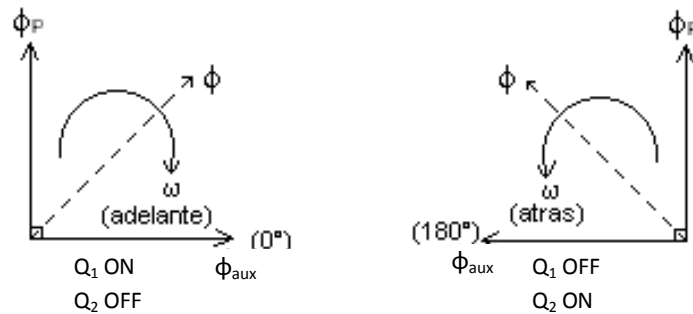


Figura 5.14 Sentido del flujo en el inversor de marcha

De la figura 5.14 puede observarse que la corriente por el condensador circula en una u otra dirección (0° ó 180°), lo cual invierte el flujo auxiliar, que se encuentra a $\pm 90^\circ$ con respecto al principal.

5.5.5. Arranque de un Motor Monofásico con Desconexión Automática del Devanado Auxiliar con TRIAC

En el circuito de la figura 5.15 se muestra un TRIAC operando como interruptor estático para desconectar el devanado de arranque de un motor monofásico. Dicho devanado incorpora en serie un condensador para aumentar el torque de arranque, permitiendo que el motor pueda arrancar a plena carga.

La función del interruptor con TRIAC, es conectar el devanado de arranque con su condensador durante el tiempo que se demore el motor en estabilizar su velocidad justo después de que se conecta la red.

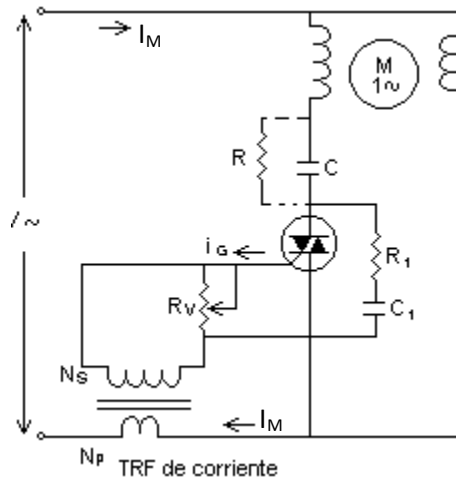


Figura 5.15 Arranque de un motor monofásico con desconexión automática

La red R_1C_1 , actúa como limitador de crecimiento de tensión para el TRIAC y la resistencia R_V de valor reducido, cierra el circuito para el transformador que sensa la corriente del motor.

El ajuste de R_V modifica la corriente de compuerta para acomodar la respuesta adecuada a la sensibilidad de compuerta que se utiliza.

Al conectar el motor a la línea, la corriente de arranque del mismo es elevada, permitiendo que en la resistencia R_V se establezca la división de potencial necesaria para estimular el TRIAC y llevarlo al estado de conducción. De esta manera el motor queda con sus devanados conectados a al línea, arranca y su velocidad empieza incrementar rápidamente hasta el valor que le impone la carga.

A medida que la velocidad aumenta, la corriente del motor I_M , disminuye hasta llegar a un valor tal que la tensión inducida en le transformador es suficiente para mantener el TRIAC conduciendo; en estas circunstancias, se va a desconectar el devanado de arranque y el motor queda funcionando únicamente con el devanado principal conectado a la línea.

5.5.6. "Apagachispas" Electrónico con TRIAC

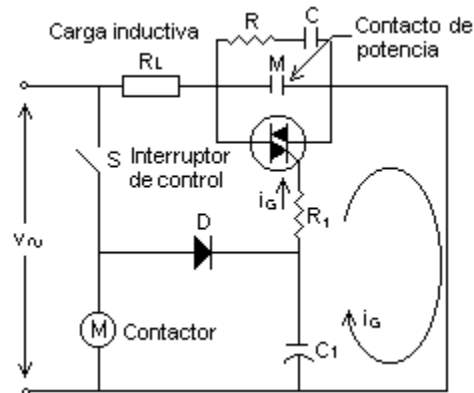


Figura 5.16 "Apagachispas" electrónico con TRIAC

En la figura 5.16 se utiliza el contactor electromagnético para manejar una carga inductiva. El contacto de potencia del contactor maneja la carga con el inconveniente de los efectos del arco y de los súbitos de corriente que se generan al momento de conectar o desconectar la carga.

El objetivo del TRIAC es derivar la corriente de carga durante los intervalos de tiempo, en los cuales el contacto M se está abriendo o cerrando. Con ello, el contacto M del contactor, se libera de manejar los picos de corriente que impone la carga al momento de la conexión y los efectos nocivos del arco que se presenta al momento de abrir dicho contacto.

La red RC limita la velocidad de crecimiento de tensión entre los terminales principales del TRIAC; mediante el interruptor S se puede energizar el contactor M y se habilita el contacto de mando para la compuerta del TRIAC.

Al cerrar el interruptor S, el contactor M energiza y su contacto de potencia reacciona, demorándose alrededor de 30 ms para conectar la carga. Sin embargo, al mismo tiempo el condensador C se carga en forma inmediata a través del diodo D hasta un valor cercano al de pico de línea, estableciendo simultáneamente una corriente de compuerta a través de la resistencia R_1 , que permite al TRIAC cerrar mucho antes de que lo haga el contacto M.

De esta forma el TRIAC maneja la corriente de conexión, la cual se desvía ya reducida por el contacto M, una vez que este se cierra. En estas circunstancias, la tensión en bornes del TRIAC se hace prácticamente cero y el TRIAC se abre dejando que sea el contacto M a partir de ese momento el que conduzca la corriente de carga.

Al abrir el interruptor de control S, el diodo D queda polarizado inversamente y se abre, dejando que el condensador siga produciendo la corriente de compuerta durante un tiempo suficiente para que el TRIAC entre nuevamente en conducción. Justo al momento en que el contacto M empiece a abrirse y pueda saltar el arco a través de él.

Cuando la corriente I_G , se reduce por debajo de un valor de un valor mínimo, el TRIAC termina abriéndose e interrumpiendo la corriente de carga sin el efecto del arco y liberando del contacto M de este problema.

La constante de tiempo del circuito de la compuerta ($\tau = R_T C$) debe ser reducida para no producir una demora significativa en la desconexión de la carga.

5.5.7. Control Automático de Temperatura con TRIAC

En la figura 5.17 se muestra un circuito para regular y controlar la temperatura automáticamente en un horno.

Se emplea como elemento sensible un termistor de coeficiente negativo de temperatura (R_T). La temperatura de referencia de control se ajusta con el potenciómetro R_V , el cual modifica el ángulo de disparo que define el instante en que el TRIAC se conmuta.

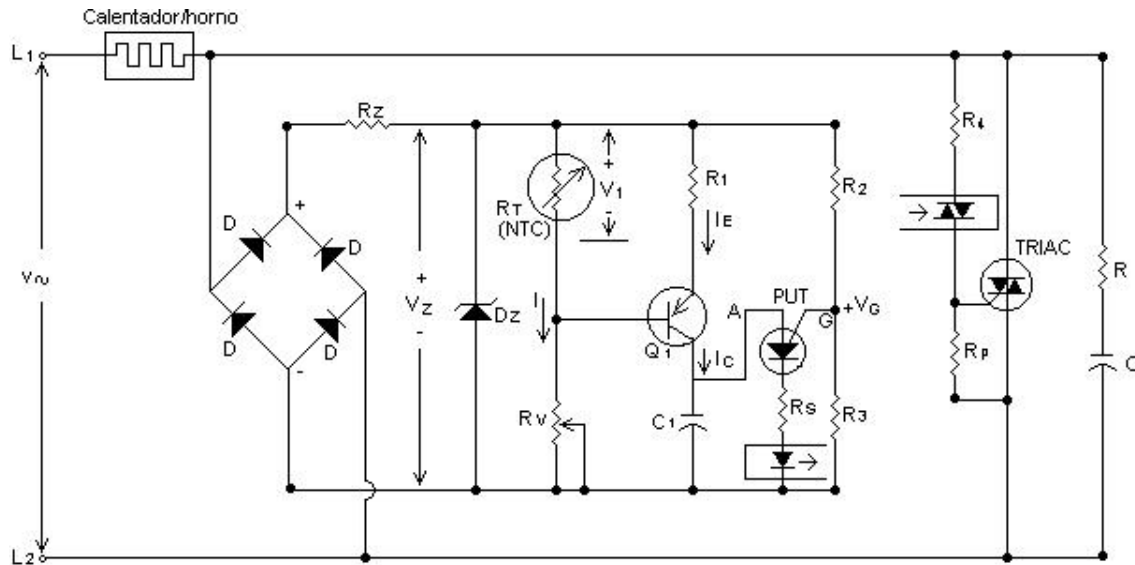


Figura 5.17 Control automático de temperatura con TRIAC

El circuito básico de control es el de un regulador de corriente constante tipo rampa con PUT y acople de señal de mando por optoTRIAC, puede observarse que el circuito de control es conmutado de la línea cada vez que el TRIAC entra en conducción, lo que ocurre una vez por cada semiciclo.

El diseño del circuito es idéntico a los ya establecidos en el tema tratado sobre regulación de corriente tipo rampa y rampa pedestal.

Un incremento de temperatura es detectado por el sensor R_T , el cual reduce su valor óhmico, disminuyendo la tensión en bornes, V_1 . Esto origina que la corriente del colector del transistor Q_1 se reduzca y el condensador C se cargue más lentamente. Con ello el ángulo de disparo aumenta y el TRIAC reduce la corriente por la carga iniciando una acción correctora que finalmente recupera la temperatura original establecida para el horno.

El empleo de un opto-acoplador para interfazar la señal de mando desde el PUT hasta la compuerta del TRIAC, garantiza que este va a trabajar e los cuadrantes I y III donde es mayor la sensibilidad de compuerta del TRIAC.

La resistencia R_S limita la corriente por el LED a un valor de seguridad al momento en que el PUT entra en conducción.

5.5.8. Desvanecedor de Luz con QUADRAC

En la figura 5.18 se ilustra un regulador de luz, denominado en inglés *Dimer*, con el cual se puede ajustar la corriente por la lámpara dentro de rangos suficientemente amplios para “prenderla” y “apagarla” completamente.

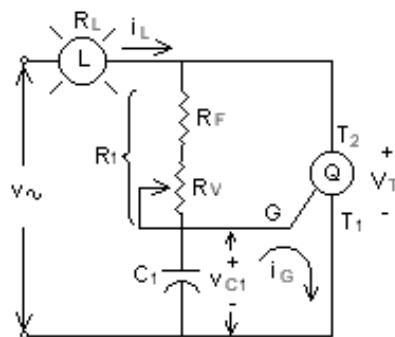


Figura 5.18 Desvanecedor de luz con QUADRAC

La resistencia fija R_F limita la corriente por el potenciómetro a un valor de seguridad para evitar que se destruya cuando el cursor se encuentre cerca al extremo de mínima resistencia, lo cual se da para máxima luminosidad. El circuito R_1C_1 es un circuito de fase variable para el voltaje que se obtiene a través del condensador C_1 . El desfase máximo teórico es de 90° con $R = \infty$; algo que no es posible de conseguir en la práctica con un potenciómetro real. Prácticamente el desfase de v_{C1} con respecto a la línea se puede obtener desde un ángulo muy pequeño cercano a cero hasta un ángulo máximo cercano a 90° . Esto nos permitirá aplicar la señal de mando i_G al QUADRAC en un instante diferente según la posición del cursor de R_V y en consecuencia, hacer que el QUADRAC conduzca la corriente de la lámpara I_L muy temprano o muy tardíamente, pero no tanto como para conseguir el desfase máximo deseado que debería ser cercano a 180° y con el cual la lámpara puede controlarse completamente para regular su luminosidad desde cero hasta un máximo de plena luz.

La figura 5.19 muestra la forma de onda del voltaje en el condensador v_{C1} y los instantes en que se genera la señal de mando de compuerta para conmutar el QUADRAC.

El voltaje v_{C1} está desfasado un ángulo α respecto al voltaje de la línea, para un valor determinado de R_L . En estas circunstancias, el ángulo de disparo θ se presenta cuando la magnitud del voltaje en el condensador es igual al voltaje de conmutación del DIAC que está incorporado en el QUADRAC:

$$|v_{C1}| = +V_S \rightarrow \text{semiciclo positivo}$$

$$|v_{C1}| = -V_S \rightarrow \text{semiciclo negativo}$$

El pulso de corriente inyectado en la compuerta hace que el QUADRAC se dispare y transfiere la tensión de la línea a la carga, anulando la inyección de corriente a través de R_L hacia el condensador C_1 y dejando que este libere lentamente su energía hasta que el QUADRAC se apague y comience el semiciclo negativo, cargando nuevamente el condensador para conmutar a continuación en un ángulo $\pi + \theta$ a partir del cual el proceso se repite indefinidamente

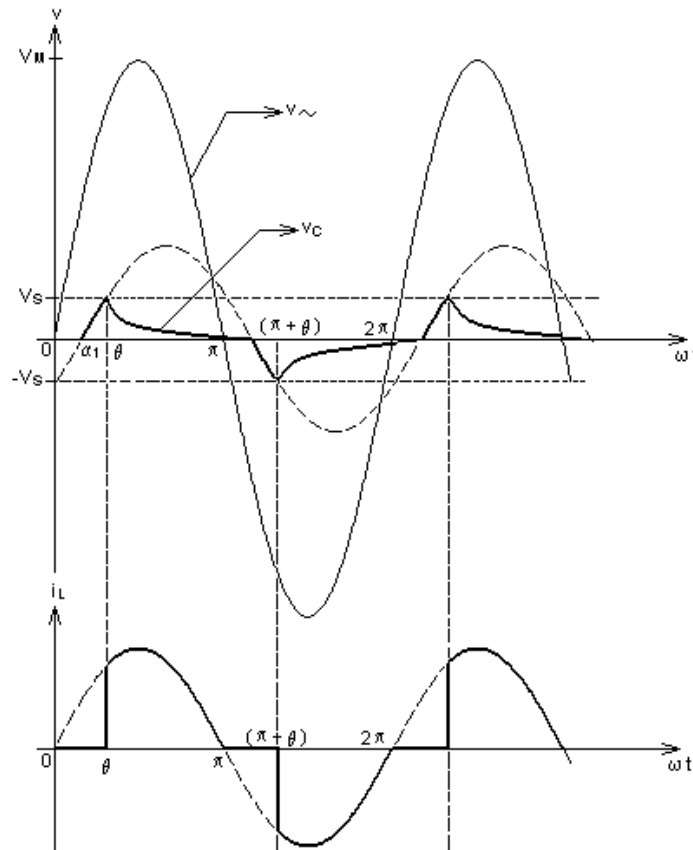


Figura 5.19 Forma de onda del voltaje en el condensador

La variación de R_L modifica también la amplitud de la señal de voltaje en el condensador, pero esta debe mantenerse de forma que se supere el voltaje de ruptura para que la lámpara varíe su luminosidad hasta un mínimo o se apague.

Una modificación en el circuito permite mejorar la respuesta del regulador para que la variación del ángulo θ sobrepasa los 90° y se acerque hacia los 180° , lo cual garantiza un apagado pleno de la lámpara en un extremo de la resistencia variable.

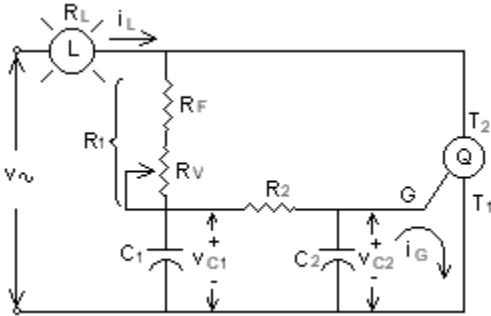


Figura 5.20 Regulador de luz con QUADRAC

En la figura 5.20 se ilustra el circuito regulador mejorado, en el cual se incorpora una constante de tiempo adicional formada por la resistencia R_2 y el condensador C_2 .

El voltaje v_{c1} , como ya se mencionó puede desfasarse entre ángulos cercanos a 0° y 90° . Con este voltaje se alimenta la segunda red R_2C_2 , obteniéndose un voltaje v_{c2} desfasado un ángulo α_2 , con respecto a v_{c1} . De esta forma el ángulo de disparo final será: $\theta + \alpha_2$, lo cual colabora para que el voltaje en la lámpara se reduzca a un valor muy pequeño, haciendo que la lámpara se apague.

Se deja al estudiante que analice completamente el funcionamiento del circuito y las formas de onda de los voltajes en ambos condensadores.

En la práctica el condensador $C_1 \geq C_2$; valores típicos para estos están comprendidos entre 0.1 y 0.22 μF

DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS

6.1. INTRODUCCIÓN

La adaptación del efecto fotoeléctrico a usos comerciales e industriales fue lenta. Inicialmente, este efecto fue considerado como una curiosidad de laboratorio y sus aplicaciones prácticas tuvieron que esperar muchos años hasta la aparición de los triodos y válvulas de vacío. Después de descubrir la acción de la luz sobre la conductividad del silicio, lo que llevó a cabo Willoughby Smith en 1873, no se hizo ningún tipo de avance en este campo hasta la segunda guerra mundial. Desde entonces y hasta ahora, gracias a las propiedades que ofrecen los semiconductores, se han creado diferentes dispositivos cuyas características ante la presencia de luz son de gran aplicación en la electrónica.

La liberación de electrones desde un material bajo la influencia de la luz es conocido como el “**Efecto Fotoeléctrico**”, este fue planteado por Einstein y observado por primera vez por Hertz en 1887.

El efecto fotoeléctrico se manifiesta cuando la energía de los fotones que llegan o inciden sobre ciertos materiales es superior al trabajo de extracción, es decir, a la energía que hace falta para desprender y hacer pasar los electrones periféricos de los átomos del material de un nivel a otro superior

El fenómeno fotoeléctrico, conocido como **Efecto Fotoemisivo** se presenta en los fototubos de vacío y de gas. Los efectos fotoeléctricos sobre semiconductores pueden dividirse en tres: **Efecto Fotoconductorivo**, donde la conductividad eléctrica de la barra semiconductor depende de la intensidad de luz. **Efecto de Fotounión**, donde la conductividad de una unión PN polarizada inversamente es determinada por la intensidad de la iluminación. Si la unión PN está en circuito abierto y una fuerza electromotriz es generada a este efecto **Efecto Fotovoltaico**, donde la incidencia de una radiación luminosa sobre una de los materiales que conforman una unión PN establece una diferencia de potencial entre los terminales de dicha unión.

6.2. DEFINICIÓN

Son dispositivos en los cuales se alteran las propiedades eléctricas en respuesta a un cambio en la intensidad luminosa. Son elementos sensibles a cierto tipo de radiación electromagnética, comprendida entre 50.000 y 200 m μ (Infrarrojo – Luz visible - ultravioleta) Los dispositivos fotoeléctricos pueden dividirse en dos tipos generales:

- Pasivos:
- Activos:

6.3. CLASIFICACIÓN

Los dispositivos **pasivos** requieren para su funcionamiento de una **polarización externa** suministrada por una batería o una fuente de alimentación. Se clasifican en:

6.3.1. Fotoemisivos

Operan bajo el principio de la emisión de electrones que se desprenden de una superficie fotosensible. La energía del fotón se transfiere al electrón superficial y lo desprende del material. Un campo eléctrico formado entre dos electrodos polarizado dirige los electrones desprendidos y establece la circulación de una corriente. Los dispositivos fotoemisivos que se han desarrollado convencionalmente son:

- Fototubo de vacío
- Fototubo de gas
- Fototubo multiplicador

6.3.2. Fotoconductivos

El fotón incide debido a su energía (hf), rompe enlaces covalentes de la banda de valencia del semiconductor, haciendo que los electrones pasen a la banda de conducción, donde pueden servir como portadores de corriente debido al incremento de la conductividad del material. El dispositivo que representa a los dispositivos fotoconductivos es la **fotorresistencia**, más conocida como LDR (*Light Dependant Resistor*).

La energía del fotón es proporcional a la constante de Planck (h) y la frecuencia de la radiación (f)

6.3.3. De Fotounión

El fotón debido a su energía (hf), rompe enlaces covalentes de la región de transición de una unión PN polarizada inversamente, estableciendo una corriente de electrones originada por los que son transferidos a la banda de conducción. Los dispositivos del tipo fotounión son muy utilizados y entre los cuales se encuentran:

- Fotodiodo.
- Fototransistor.
- FotoSCR.
- Optoacopladores.
- FotoTRIAC.

Los dispositivos fotoeléctricos **activos** son dispositivos que producen energía eléctrica por conversión directa de la energía luminosa y trabajan como **fuentes primarias de energía**. Los elementos fotovoltaicos son los representantes del grupo de los dispositivos activos y su elemento principal es la **celda fotovoltaica**. Las más comunes son construidas de silicio, selenio y GaAs (Arseniuro de galio).

6.3.4. Fotovoltaicos

El fotón cede su energía a los electrones superficiales de un sustrato semiconductor tipo N. Los electrones se desprenden del sustrato y se proyectan al semiconductor P que se ha formado por difusión y es transparente a la luz. De esta forma el sustrato P queda con exceso de cargas negativas y el N con un exceso de cargas positivas; estableciéndose una diferencia de potencial entre los dos electrodos de los semiconductores P y N que forman la unión. Lo que hace la luz es

entonces “cargar” el “condensador” asociado a una unión PN, permitiendo que se establezca entre sus terminales una diferencia de potencial.

6.4. CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS

6.4.1. Fototubo de Vacío

El fototubo de vacío está conformado por un cátodo recubierto superficialmente por un metal alcalino y un ánodo ubicado dentro de una cápsula en vacío. Los electrones emitidos por el cátodo por influencia de la luz son recogidos por el ánodo en virtud de la diferencia de potencial que existe entre los electrodos. En principio, el cátodo se recubre con metales alcalinos. Los más usados son: **el cesio (Cs) y el óxido de plata activado con cesio (AgO - Cs)**. Por su bajo trabajo de extracción y elevado rendimiento cuántico, algunas aleaciones poseen mejores condiciones que los metales alcalinos puros (Potasio, Sodio, Rubidio, Cesio), los cuales fueron usados en los primeros fototubos de vacío y de gas.

En el fototubo de vacío, ante una iluminación dada, la cantidad de electrones emitidos por el cátodo dependen únicamente de la intensidad de la iluminación y del tipo de radiación incidente. La figura 6.1 muestra la variación de la corriente que circula por el ánodo en función del voltaje ánodo - cátodo: al principio es una función prácticamente lineal, al alcanzar el punto de saturación, la corriente de ánodo se vuelve independiente de la tensión de alimentación. Una vez sobrepasada la tensión de saturación, la corriente anódica varía linealmente con la iluminación.

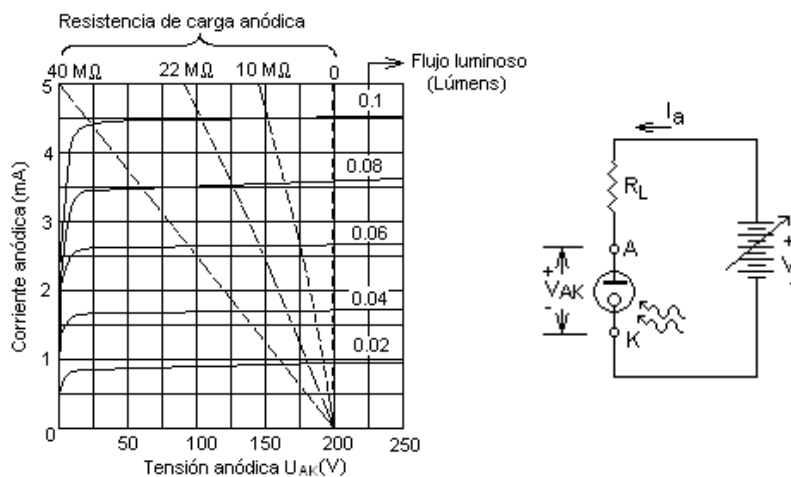


Figura 6.1 Curvas y esquemático del fototubo de vacío

La fotoceldas de vacío (fototubos) tiene una alta velocidad de respuesta, ya que solo está limitada por el tiempo de tránsito de los electrones, por lo que se suelen emplear con sistemas de alta frecuencia. Se comportan como fuentes de corriente controladas por la luz.

6.4.2. Fototubo de Gas

En este caso la cápsula que comprende al cátodo y al ánodo tiene en su interior un gas inerte a baja presión. Los electrones arrancados por los fotones que inciden sobre el cátodo chocan con los átomos del gas y desprenden de ellos otros electrones, los cuales a su vez provocan la ionización de otros átomos. Como consecuencia, los fototubos de gas son más sensibles que los de vacío, dado que un electrón puede generar muchos otros, en un efecto multiplicador, lo cual incrementa favorablemente la corriente anódica, pero afecta la respuesta lineal del dispositivo. La figura 6.2 muestra la relación entre la corriente y el voltaje de ánodo. Los fototubos de gas son muy propensos a generar ruido y tienen una respuesta mucho más lenta que los fototubos vistos anteriormente.

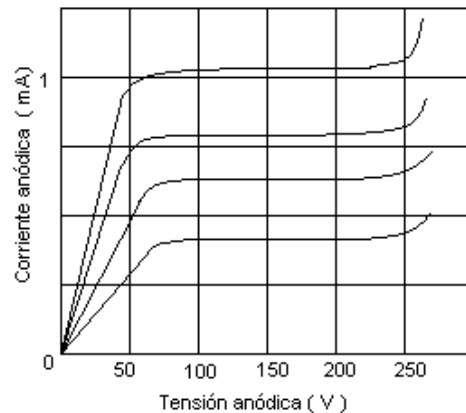


Figura 6.2 Curvas del fototubo de gas

6.4.3. Fototubo Multiplicador

Los fotoelectrones emitidos por un cátodo se aceleran mediante una diferencia de potencial tal que alcanza un ánodo intermedio con una energía suficiente para desprender de él varios electrones secundarios, los cuales arrancan nuevos electrones, hasta que el ánodo final recoja la totalidad del flujo electrónico creado. La figura 6.3 el esquema de un fototubo multiplicador.

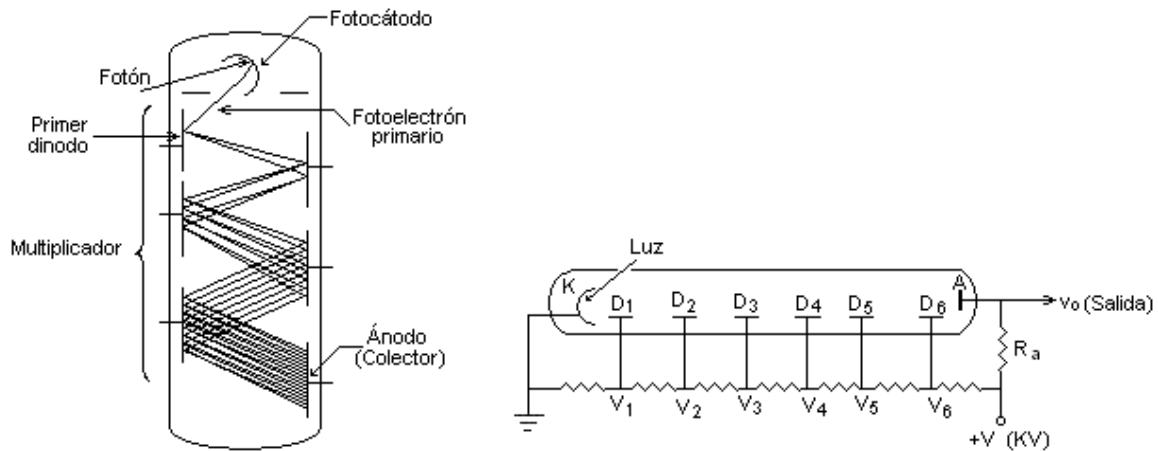


Figura 6.3 Esquema de un fototubo multiplicador

Si δ es la cantidad media de electrones secundarios arrancados a cada ánodo intermedio (llamado *Dinodo*) y n el número de estos dinodos, el coeficiente de multiplicación M será: $M = \delta^n$. El factor de multiplicación M depende de la tensión entre dinodos, por lo que el fototubo debe estar alimentado con una elevada tensión estable.

6.4.4. Fotoresistencia – LDR

La figura 6.4 muestra el símbolo de la fotoresistencia, la construcción general de una celda fotoconductor y la apariencia típica de las más comunes del mercado. Se compone de un sustrato aislante (vidrio, cerámica o baquelita) que se recubre por evaporación en vacío de una capa de material fotosensible, usualmente sulfuro de cadmio (CdS) dentro del cual están los electrodos. Para protegerlo de los agentes exteriores, se recubre de resina sintética transparente, por una cápsula o vidrio, que toma diversas formas. En la figura 6.5 se puede ver la gráfica característica del comportamiento de una fotoresistencia.

Las principales características de las fotorresistencias son:

- La resistencia oscura: es la resistencia que presenta el dispositivo después de estar 20 segundos en la oscuridad. Se designa como R_0 y es del orden de 10^4 a $10^9 \Omega$.
- La resistencia con una iluminación de 100 Lux. Su valor está comprendido entre 10Ω y $5 \cdot 10^3 \Omega$.

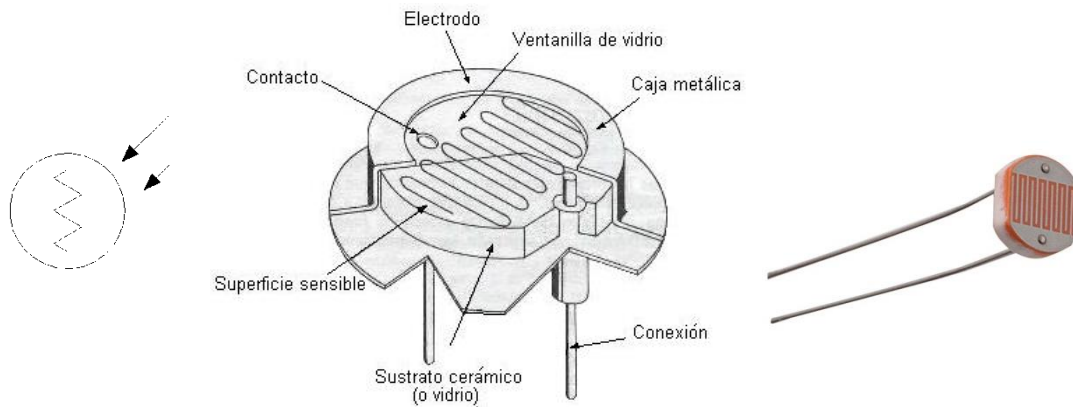


Figura 6.4 Construcción de una fotorresistencia¹³

- La disipación máxima. Su valor depende de la superficie de la cápsula y está entre 50 mW y 1W.
- La tensión máxima admisible en bornes de la cápsula sin iluminar. El valor máximo de los dispositivos comerciales es de 600 V.
- La respuesta espectral. Depende del material que constituye la fotorresistencia y se modifica adicionando impurezas.
- La acción de la luz sobre la resistividad. Es prácticamente lineal en una gama de iluminación importante.
- El tiempo de respuesta. Es el mayor inconveniente de las fotorresistencias e impiden su uso en sistemas de alta frecuencia. Por lo que son usadas en sistemas de tipo “todo o nada”, donde la frecuencia máxima de trabajo sea inferior a 1 KHz.
- La acción de la temperatura. A una iluminación de 50 Lux la temperatura no es un factor perturbador.
- La curva de sensibilidad relativa de la fotorresistencia de CdS es muy similar a la del ojo humano.
- Resistencia de saturación.

¹³ Tomada de: http://www.mabisat.com/1224-thickbox_default/fotorresistencia-ldr-gl5537-1.jpg en diciembre de 2012

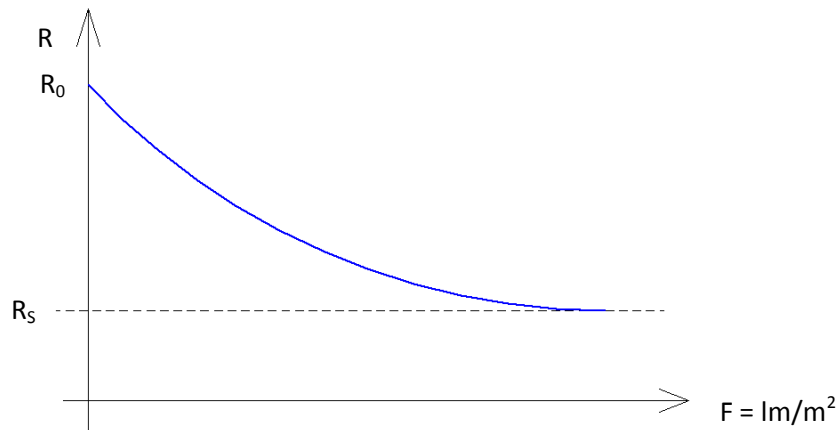


Figura 6.5 Gráfica característica de la fotoresistencia

6.4.5. Fotodiodo

Los fotodiodos son uniones PN diseñadas específicamente para propiciar el efecto fotoeléctrico. Esto significa que el dispositivo expone la región de la unión PN a fotones entrantes que resulta en la conducción y transferencia de electrones a través de la unión. Como se puede especular, hay muchas aplicaciones de este fenómeno, su estructura semiconductor se ve en al figura 6.6.

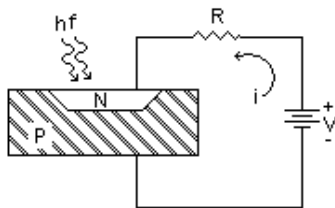


Figura 6.6 Estructura interna del fotodiodo

Uno de estos diodos polarizado inversamente, transforma la energía lumínica en corriente proporcional a la intensidad luminosa incidente y sobre la superficie de la región de transición, la cual se expone a la luz. La corriente de fuga (corriente oscura) del diodo es despreciable, por lo que la curva de la corriente en función del voltaje inverso es prácticamente paralela al eje horizontal, como muestra la figura 6.7 De allí se puede decir que un fotodiodo a iluminación constante se comporta como una fuente de corriente constante.

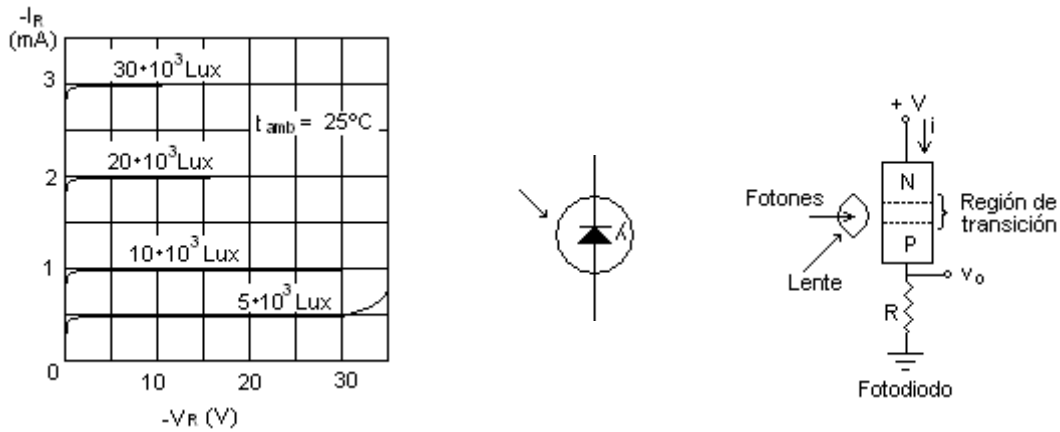


Figura 6.7 Curvas del fotodiodo

6.4.6. Fototransistor

Los fototransistores pueden considerarse como una asociación de un fotodiodo plano y transistor amplificador. La sensibilidad del diodo queda multiplicada por la ganancia del transistor (amplificada). Con la conexión de base se ajusta la polarización y se reduce el efecto de las corrientes de oscuridad. Las curvas características se ilustran en la figura 6.8, se puede notar la similitud con las de un transistor que no responden al efecto fotoeléctrico, sustituyendo la corriente de base I_B por la iluminación.

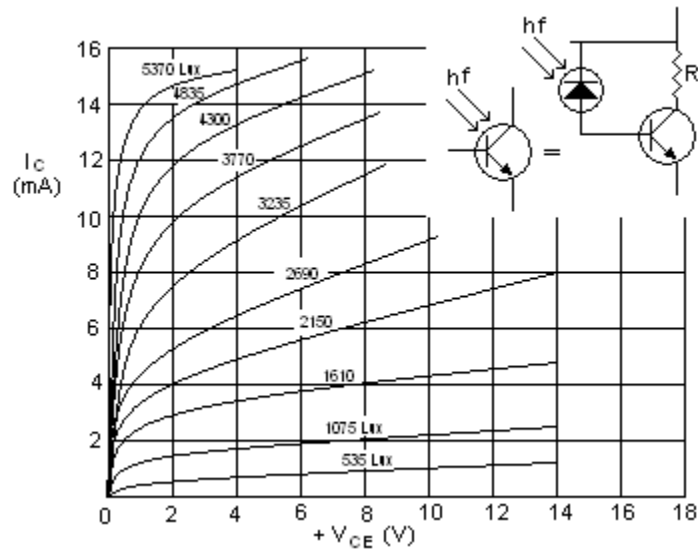


Figura 6.8 Curvas del fototransistor

6.4.7. FotoSCR

Este dispositivo es también conocido como SCR activado por luz (LASCR). Cuando la luz incidente sobre el fotoSCR es suficientemente fuerte, los electrones de valencia se convierten en electrones libres. Estos últimos circulan del colector de un transistor a la base de otro, se inicia la retroalimentación positiva y el SCR se cierra. Después de que se ha cerrado el fotoSCR, permanece así aunque desaparezca la luz.

Su estructura básica es mostrada en la figura 6.9. Para una alta sensibilidad a la luz, se deja la compuerta conectada a tierra a través de una resistencia, como se ve en la figura 6.9 a. Para un punto de disparo ajustable se usa la configuración de la figura 6.9 b.

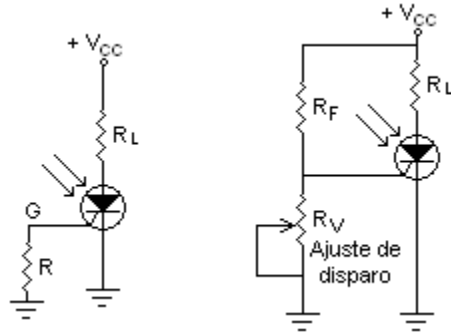


Figura 6.9 estructura básica de un FotoSCR

6.4.8. Optoacopladores

Un optoacoplador es llamado así debido a que es capaz de acoplar una señal de entrada con un circuito de salida. El optoacoplador es un dispositivo que combina un LED y un dispositivo fotoeléctrico en un solo encapsulado. La estructura típica del optoacoplador se compone de un LED en la entrada y un fotodiodo o fotoTRIAC en la salida, como se muestra en la figura 6.10. La corriente en el LED se establece gracias al voltaje V_1 de la fuente y a la resistencia R_1 en serie del circuito. Debido a la corriente circulante, el LED se ilumina y dicha radiación se hace incidir sobre el fotodiodo, generando una corriente inversa en el circuito de salida v_o .

La ventaja fundamental de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y salida, el único contacto entre ellos es un haz de luz. Estos dispositivos son útiles en aplicaciones donde se quiere aislar eléctricamente el circuito de control del circuito de potencia.

El optoacoplador con fototransistor tiene una mayor sensibilidad que el de fotodiodo, debido al efecto amplificador del transistor.

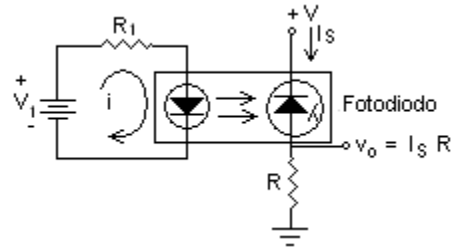


Figura 6.10 Estructura interna de un optoacoplador

6.4.9. Celdas Fotovoltaicas

Los fotodiodos de unión se pueden usar como generadores cuando la fuerza electromotriz sube ante el aumento de iluminación para llegar a la saturación, en este caso son llamados Celdas Fotovoltaicas. Estas se diferencian de los fotodiodos por la configuración de la superficie activa de su unión. Los hay que presentan una superficie activa de varios centímetros cuadrados. La representación de este tipo de celdas se muestra en la figura 6.11.

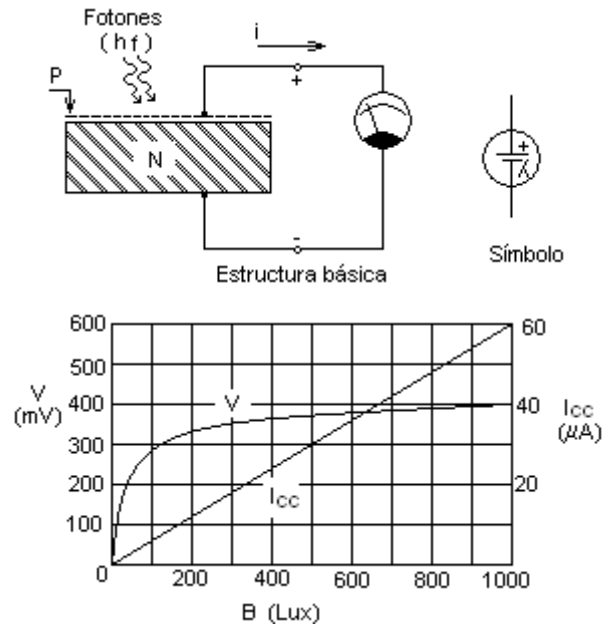


Figura 6.11 estructura interna y curva de las fotoceldas

El semiconductor más utilizado para la fabricación de fotoceldas es el silicio.

Hay otros tipos de celdas fotovoltaicas, llamadas de barrera superficial, que se obtienen partiendo de un depósito de semiconductor policristalino en una placa metálica, que forma el electrodo posterior, constituido por un depósito de oro. La figura 6.12 representa el esquemático de este tipo de celdas.

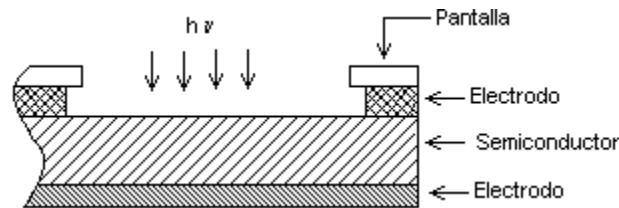


Figura 6.12 Estructura interna de una celda fotovoltaica

Los semiconductores más usados en la fabricación de estas celdas son el selenio y el telurio de cadmio.

La palabra “fotovoltaica” es en sí misma una combinación de la palabra griega *fotos* que significa luz y el apellido del físico Allessandro Volta. Las celdas fotovoltaicas crean una corriente eléctrica a partir de la luz y son consideradas uno de los mayores éxitos en la historia de la ciencia de materiales, han pasado de ser un área de estudio que muchos miraban con escepticismo a una industria de billones de dólares que se espera crezca mucho más en años venideros.

6.4.9.1. Principio de Funcionamiento

La conductividad de un material es proporcional a la concentración de portadores de carga presentes. La energía radiante suministrada al semiconductor hace que los enlaces covalentes se rompan, y se creen pares extras de electrones – huecos. Este incremento en portadores de carga reduce la resistencia del material.

En una unión p-n en circuito abierto, el ancho de la barrera de potencial se ajusta a sí mismo de manera que la corriente resultante sea cero, con el campo eléctrico en la unión en una dirección en que repela los portadores mayoritarios. Si llega luz a la superficie, se inyectan portadores minoritarios, y como estos llegan a la barrera, la corriente minoritaria se incrementa. Como en las condiciones de circuito abierto la corriente total debe ser siempre cero, la corriente mayoritaria (por ejemplo la corriente de huecos en el lado p) debe incrementarse la misma cantidad que la corriente minoritaria. Este aumento de la corriente mayoritaria es sólo posible si se reduce el

6.4.9.2. Curvas Voltiampéricas

La curva voltampérica (I-V) de una celda o un arreglo de celdas fotovoltaicas describe la capacidad de conversión de energía a unas condiciones determinadas de irradiación (nivel de luz) y temperatura. Conceptualmente la curva representa las combinaciones de corriente y voltaje a las que la celda puede operar con carga, si se mantienen constantes las condiciones ya dichas. La figura 6.13 muestra una curva I-V típica de una celda fotovoltaica, con los siguientes parámetros:

- I_{SC} (corriente de corto circuito): La corriente máxima que puede proveer una celda, ocurre cuando las celdas están cortocircuitadas, diferente a otros dispositivos generadores, las celdas fotovoltaicas no sufren daños al ponerse en cortocircuito.
- V_{OC} (Voltaje de circuito abierto): Es el máximo voltaje que existe entre las terminales y se obtiene cuando la celda está en vacío, sin carga.
- P_{MAX} (Punto de máxima potencia): El punto en la curva I-V en que se encuentra la potencia máxima producida por la celda.

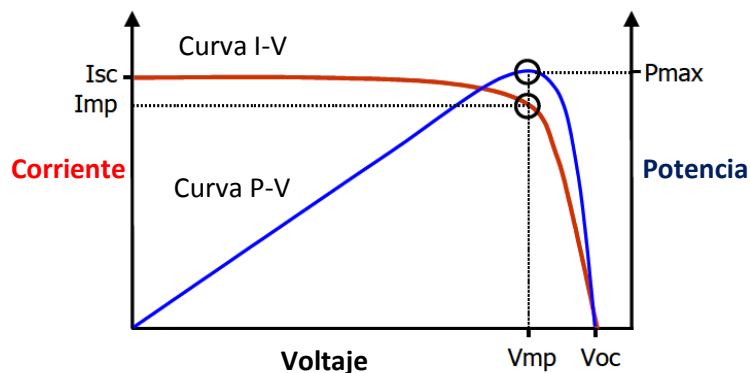


Figura 6.13. Curva V-I típica de una celda fotovoltaica

Los cambios en la temperatura e irradiación significan cambios en las curvas I-V de las celdas, en la figura 6.14 a se muestra como I_{SC} se incrementa levemente con la temperatura, este cambio es tan

pequeño que es normalmente ignorado, sin embargo un efecto más significativo es el decremento del voltaje con el aumento de la temperatura, típicamente el voltaje decrecerá alrededor de 2.3 mV por °C por celda. En la figura 6.14 b se muestran los efectos de los cambios en la irradiación o iluminación, I_{SC} es directamente proporcional a esta, de manera que si la energía irradiada se disminuye a la mitad, igual lo hará I_{SC} , la variación en el voltaje es mucho menor y generalmente ignorada.

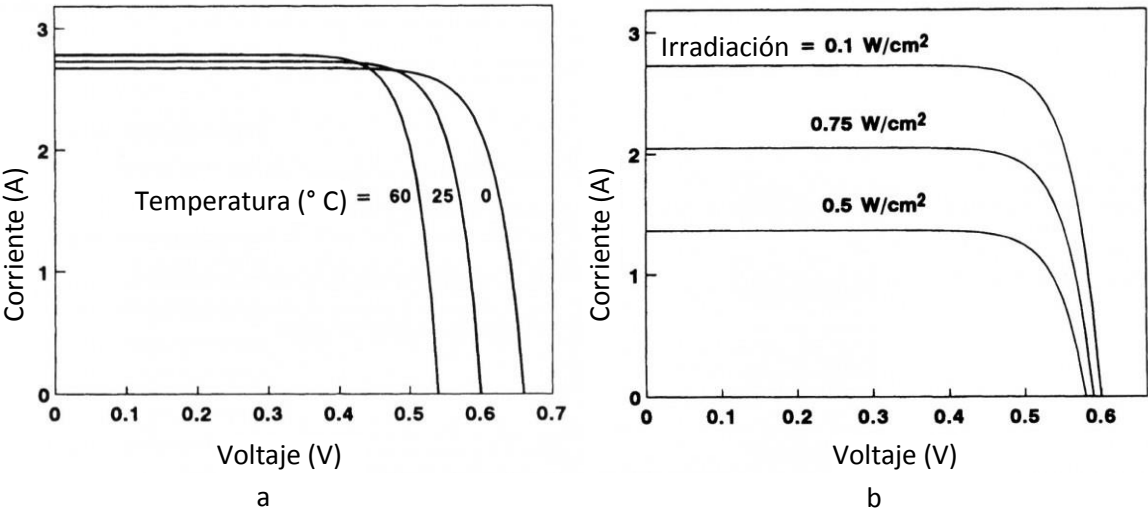


Figura 6.14 Efectos de la temperatura y la irradiación en la forma de la curva V-I

6.4.9.3. Valores típicos

Las celdas fotovoltaicas se conectan en serie para producir paneles, estos usualmente contienen 36 ó 72 celdas para ser compatibles con sistemas de 12 V y 24 V respectivamente. 36 celdas en serie producen un panel de aproximadamente 75 W y 72 uno de alrededor de 160 W. Los paneles deben ser capaces de producir un voltaje mayor que el de un banco de baterías, de otra forma las baterías no se cargarán, los paneles para un sistema de 12 V generalmente tienen un V_{OC} cercano a los 17 V. Los valores de I_{SC} en los paneles varían dependiendo del fabricante pero será aproximadamente el mismo valor para una celda, 36 ó 72.

El punto de operación ideal es P_{MAX} , sin embargo si la temperatura es muy alta, puede no ser posible mantenerse en ese punto. Si un voltaje menor que el del punto P_{MAX} en la sección lineal de la curva es aceptable, se puede eliminar el efecto de la temperatura y la corriente entregada dependerá únicamente de la irradiación. Algunos controladores de carga modernos tienen un

rastreador del punto P_{MAX} que altera el voltaje en el panel para encontrar la máxima entrega de potencia en cualquier condición.

6.5. FUENTES DE LUZ

Todo dispositivo fotoeléctrico debe estar acoplado a una fuente de luz. Siendo esta fuente el emisor y el dispositivo el receptor. Las fuentes de luz pueden ser:

- No puntuales: Rayos paralelos sobre la superficie conductora (Lumen).
- Puntuales: Rayos desde un punto hacia diferentes direcciones (Bujías).

Algunas de las fuentes más comunes son: el sol, la llama producto de una combustión, las lámparas incandescentes, lámparas fluorescentes y de gas (Hg, Na, Xe, Argón), LEDs y también superficies calientes.

6.6. ESPECTRO DE ENERGÍA RADIANTE

Se entiende como energía radiante la que poseen las ondas que se pueden propagar en el vacío, sin ningún medio físico que las transporte. Se clasifica según su longitud de onda dentro de varias categorías como luz UV, rayos X, luz infrarroja (IR), etc.

La figura 6.15 representa el espectro de energía radiante, donde el rango de luz visible está entre 400 y 760 nm.

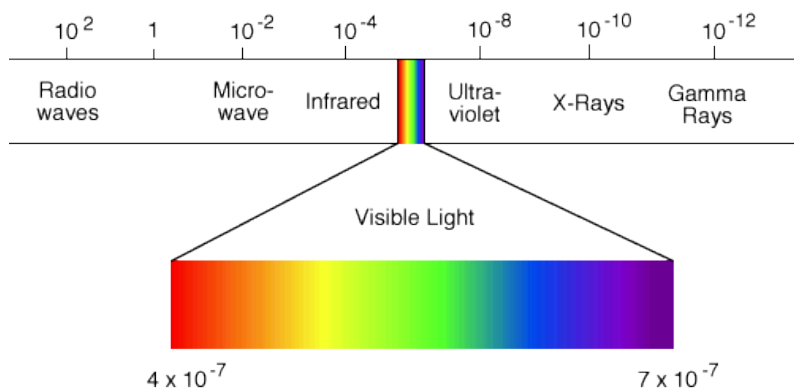


Figura 6.15 Espectro de energía radiante

6.7. ÁREA FOTOSENSIBLE

Es el área efectiva donde impacta la radiación sobre el dispositivo. Esta varía de acuerdo al tipo de elemento sobre el cual se está trabajando.

Para los dispositivos de tipo fotounión el área de radiación es de aproximadamente de 0,01 Cm². Para los dispositivos fotoemisivos el área de ésta comprende entre 4 y 19 Cm². El área de radiación para los elementos fotovoltaicos está en el rango de 1 a 100 Cm². Y para los fotoconductivos el área de radiación es desde 0,5 hasta 5 Cm².

397

6.8. UNIDADES UTILIZADAS CON LOS DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS

6.8.1. Flujo Luminoso – ϕ

Se conoce como la potencia lumínica asociada a una fuente de energía luminosa, se mide en Lumens (lm). Es una variable asociada a la potencia o caudal de energía de la radiación luminosa. Se define como la cantidad total de luz radiada o emitida por una fuente durante un segundo.

$$\phi = \frac{Q}{t}$$

ϕ = Flujo luminoso en Lúmenes.

Q = Cantidad de energía luminosa emitida por la fuente por segundo.

t = Tiempo en segundos.

El Lumen como unidad de potencia corresponde a 0.0016 Vatios de energía lumínica emitidos a una longitud de onda de 550 μm .

El Lumen se utiliza con fuentes no puntuales. La Bujía es la unidad de medida para las fuentes puntuales.

Si la fuente puntual está a una gran distancia del área que se ilumina, se considera que la radiación es paralela y puede establecerse que:

1 Lumen = 1 Bujía (Candle) = 0.0016 vatios de potencia luminosa a $\lambda = 550 \text{ m}\mu$ (verde - amarillo).

6.8.2. Intensidad Luminosa – I

La intensidad luminosa de una fuente de luz en una dirección dada, es la relación que existe entre el flujo luminoso contenido en un ángulo sólido cualquiera, cuyo eje coincida con la dirección considerada, y el valor de dicho ángulo sólido expresado en radianes.

$$I = \frac{\phi}{\omega}$$

I = Intensidad luminosa en candelas.

ϕ = Flujo luminoso en lúmenes.

ω = Ángulo sólido en radianes.

La candela se define también como 1/60 de la intensidad luminosa por cm^2 del "cuerpo negro" a la temperatura de solidificación del platino (2.042 °K).

6.8.3. Densidad de Flujo o Iluminación – E

Flujo luminoso que incide sobre una superficie o área perpendicular a la radiación. La iluminación se mide por medio de un **fotómetro**. Se mide en **Lumen/m²** o **Lux** y en **foot candle (pie-candela)**.

$$E = \frac{\phi}{A} [=]$$

- Foot-candle = 1 Lumen/ft²
- Lux = 1Lumen/m²

Si el flujo no incide perpendicularmente, la iluminación sobre una superficie de área A a una distancia d de la fuente, como la mostrada en la figura 6.16, se determina así:

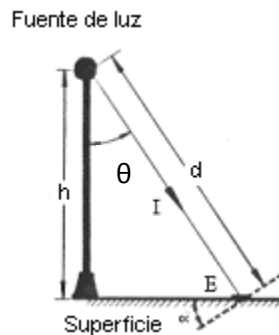


Figura 6.16 Representación cuando el flujo no incide perpendicularmente

$$I = \frac{Ed^2}{\cos\theta},$$

por lo que la densidad de flujo será

$$E = \frac{I}{d^2} \cos\theta.$$

Al diseñar sistemas de alumbrado, lo que interesa es la cantidad de Luz (E) que se requiere sobre una superficie ubicada a cierta distancia d de la fuente lumínica de intensidad I. Algunos ejemplos de referencia son:

- Sala de espectáculos: 300 - 750 Lux
- Sala de lectura: 300 - 750 Lux
- Sala de dibujo: 500 - 1500 Lux
- Sala de inspección de piezas pequeñas o poco constantes: 750 - 2000 Lux
- Corredor: 50 - 150 Lux

6.8.4. Rendimiento

Es la relación entre la potencia lumínica producida por una fuente y la potencia de entrada que requiere esa fuente para producir la radiación, se mide en **Lumen / vatio**.

$$R = \frac{I}{P}$$

I = Potencia lumínica. [=] Lumens

P = Potencia de la fuente. [=] Vatios

Por ejemplo las lámparas incandescentes (de filamento), tienen un rendimiento entre 14 y 22 Lumen / Vatio, y las lámparas fluorescentes de 24 a 81 Lumen / Vatio.

6.8.5. Emitividad Relativa

Relaciona la intensidad de la fuente de luz con respecto a la frecuencia de emisión. Las siguientes son algunas de las respuestas, en términos de emitividad para determinadas fuentes de luz.

De la curva de la lámpara incandescente (figura 6.16 a), se deduce que la energía radiada por estas lámparas tiene un carácter continuo y que gran parte de la energía se encuentra en la zona de los

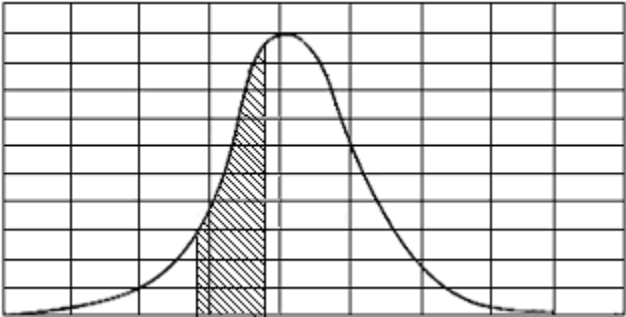
colores rojos, mientras que solamente una pequeña parte lo hace en la zona del color violeta. De esto se deduce que la luz radiada por este tipo de lámparas se asemeja a la luz solar. La eficacia luminosa o rendimiento de una lámpara se expresa como el cociente entre el flujo luminoso producido y la potencia eléctrica consumida,

$$R = \frac{\varphi}{W} \text{ Lm/W}$$

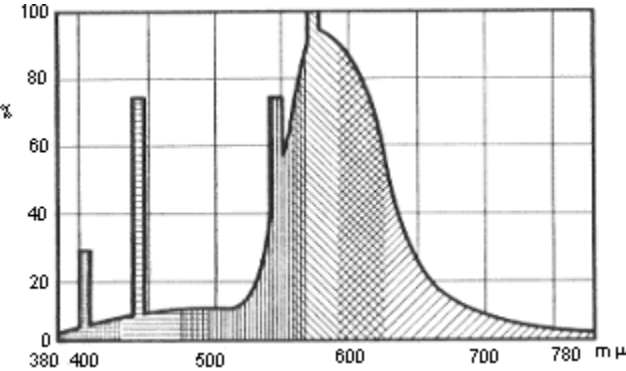
400

La eficacia de las lámparas de incandescencia es la más baja de todas las lámparas y es del orden de 8 Lm/W para lámparas de pequeña potencia y del orden de 20 Lm/W para las de gran potencia. Casi la totalidad de la energía eléctrica aplicada a las lámparas se transforma en calor, y solamente una pequeñísima parte se transforma en luz

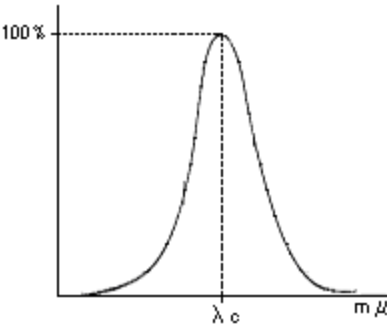
En la figura 6.17 se representa la emitividad relativa para diferentes fuentes de luz como la lámpara incandescente, la lámpara fluorescente y el LED.



Lámpara incandescente



Lámpara fluorescente



LED

Figura 6.17 Emitividad relativa para diferentes fuentes de luz ¹⁴

¹⁴ DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Luminotecnia. España, 2003. Universidad de Zaragoza <http://bdd.unizar.es/pag2/tomo2/TEMA8/TEMA8.HTM> [Consulta: 07 Septiembre, 2003]

6.9. SENSIBILIDAD RELATIVA DEL OJO HUMANO

El ojo no es uniformemente sensible a todo el espectro visible. La Figura 6.18 muestra la respuesta relativa del "ojo medio" a la luz de luminancia constante proyectada en las varias longitudes de onda comprendidas en el espectro. El pico (máximo) de la curva está en la región verde-amarillo y es interesante observar que una curva que represente la distribución de energía de luz solar o natural tiene su máximo en esta área.

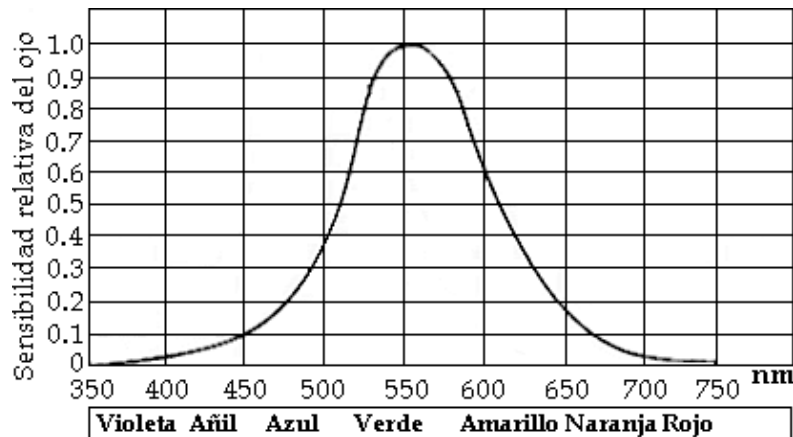


Figura 6.18 Sensibilidad relativa del ojo humano¹⁵

6.10. SUSTANCIAS FOTOSENSIBLES

Las sustancias fotosensibles se componen de dos grupos dentro de la tabla periódica: el grupo I, el de los metales alcalinos (Litio, sodio, potasio, rubidio, cesio y francio) y el grupo IV (silicio, germanio, estaño y plomo). Según las características de cada grupo, estos elementos son utilizados en la elaboración de los dispositivos fotoeléctricos, particularmente los de fotoemisión.

La figura 6.19 ilustra la sensibilidad relativa de los metales alcalinos respecto a la longitud de onda de cada metal.

¹⁵ DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Luminotecnia. España, 2003. Universidad de Zaragoza <http://bdd.unizar.es/pag2/tomo2/TEMA8/TEMA8.HTM> [Consulta: 07 Septiembre, 2003]

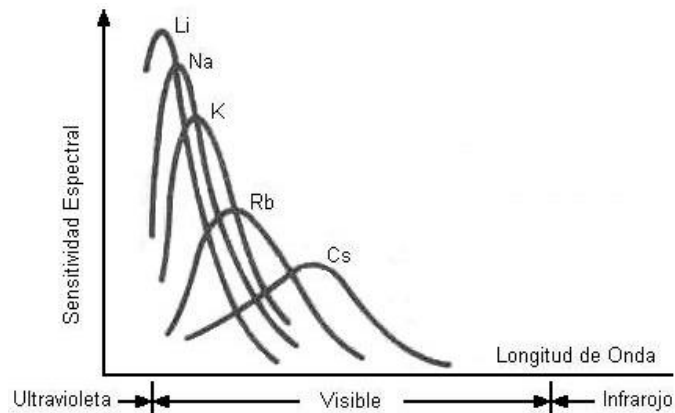


Figura 6.19 Sensibilidad relativa de los metales alcalinos

La figura 6.20 representa la respuesta espectral del silicio en comparación con el germanio; materiales utilizados en la fabricación de los dispositivos de fotounión y fotovoltaicos.

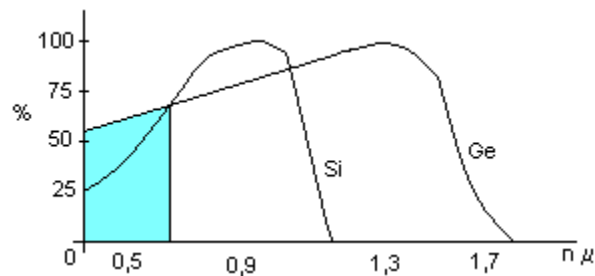


Figura 6.20 Comparación entre el Germanio y el Silicio

Los semiconductores más usados por sus propiedades fotoconductoras son:

- En el dominio de las radiaciones visibles y el infrarrojo cercano: el sulfuro, el seleniuro y el sulfoseleniuro de cadmio.
- En el dominio del infrarrojo: el silicio – Si ($\lambda_{\text{max}} = 0.9 \mu\text{m}$), el sulfuro de plomo – Pb S ($\lambda_{\text{max}} = 2.5 \mu\text{m}$), el seleniuro de plomo Pb Se ($\lambda_{\text{max}} = 3.4 \mu\text{m}$), el antimonio de indio – In Sb ($\lambda_{\text{max}} = 6.8 \mu\text{m}$), el germanio impurificado con distintos elementos: con oro Ge – Au ($\lambda_{\text{max}} = 5 \mu\text{m}$), con mercurio Ge – Hg ($\lambda_{\text{max}} = 10.5 \mu\text{m}$), con cadmio Ge – Cd ($\lambda_{\text{max}} = 16 \mu\text{m}$), con antimonio Ge - Sb ($\lambda_{\text{max}} = 20 \mu\text{m}$), con cobre Ge – Cu ($\lambda_{\text{max}} = 23 \mu\text{m}$), con zinc Ge – Zn ($\lambda_{\text{max}} = 35 \mu\text{m}$)

Los semiconductores más usados en la elaboración de detectores fotosensibles en el infrarrojo son: el silicio, el germanio, el arseniuro de galio – As Ga ($\lambda_{\text{max}} = 0.85 \mu\text{m}$), pero unas diez veces

menos sensible que el silicio, el arseniuro de indio – As In ($\lambda_{\max} = 3.2 \mu\text{m}$), el seleniuro de plomo – Pb Se ($\lambda_{\max} = 4.1 \mu\text{m}$), el antimonio de indio – Sb In ($\lambda_{\max} = 6 \mu\text{m}$) y el telururo de cadmio impurificado con mercurio – Te Cd-Hg ($\lambda_{\max} = 10.6 \mu\text{m}$)

6.11. APLICACIONES DE LOS DISPOSITIVOS FOTOELÉCTRICOS

Los dispositivos fotoeléctricos son ampliamente usados en la industria, algunas de sus aplicaciones más comunes son:

- Detección de piezas defectuosas.
- Control de nivel.
- Sistemas de sensores para alarmas.
- Mando por control remoto.
- Conteo de objetos.
- Detector de llama.
- Detector de incendio.
- Detector de intrusos.
- Control de posición.
- Relés fotosensibles para alumbrado público.

BIBLIOGRAFÍA.

BERGTOLD, F. Triacs y Tiristores. Barcelona: Ceac, 1987.

CHUTE, G y CHUTE, R. Electronics in Industry. Tokyo: Mc Graw-Hill, 1971.

DAVIS, W y WEED, H. Industrial Electronic Engineering. New York: Prentice-Hall, 1954.

ENCICLOPEDIA LA ELECTRÓNICA EN LA INDUSTRIA. Barcelona: Marcombo, 1986.

FRIEDRICH, F y ORTTENBURGER, F. Introducción al Control Electrónico. Barcelona: Marcombo, 1986.

GENERAL ELECTRIC. SCR Applications Handbook. Estados Unidos: General Electric, 1977.

GENERAL ELECTRIC. SCR Manual, Quinta edición. Estados Unidos: General Electric, 1972.

GENERAL ELECTRIC. Semiconductor Data Handbook, tercera edición. Estados Unidos: General Electric, 1977.

GOETSCH, H. Técnica de Telecomunicación. Barcelona: Reverté, 1960.

GOTTFRIED, M. Convertidores Estáticos. Barcelona: Marcombo, 1986.

GUALDAS, S. MARTINZ, S y MARTINEZ, P. Electrónica Industrial: técnicas de potencia. Barcelona: Alfaomega, Marcombo, 2003.

GWYTHER, H. Potencia eléctrica y electrónica de potencia: problemas resueltos. México: Alfaomega, 1993.

KAGANOV, I. Electrónica Industrial. Moscú: Mir, 1971.

MALONEY, T. Electrónica Industrial Moderna. México: Prentice – may, 1997.

MILLMAN, J y HALKIAS, C. Electronic Devices and Circuits. New York: Mc Graw-Hill, 1967.

MILLMAN, J y HALKIAS, C. Electronic Fundamentals and applications: for Engineers and Scientists. New York: Mc Graw-Hill, 1976.

RCA. Silicon Controller Rectifier: Experimenter's Manual. Estados Unidos: RCA, 1969

RCA. Silicon Power Circuits Manual. Estados Unidos: RCA, 1969

RCA. Thyristor / Rectifier. Estados Unidos: RCA, 1975

RYDER, J. Electrónica: Fundamentos y Aplicaciones. Madrid: Aguilar, 1967.

RYDOM. Solid State Relay Handbook. Estados Unidos: Rydom, 1994

SIEMENS. Curvas Características del Tiristor No 26 y 28. Barcelona: Marcombo, 1989.

VALENCIA, H. Grupos Electrónicos Diesel. Medellín: UPB Serie Nabla Delta., 1994.

VALENCIA, H. Controladores Programables. Medellín: UPB Serie Nabla Delta., 1994.

ZEINES, B. Principles of Industrial Electronics. Estados Unidos: Mc Graw-Hill, 1966.

HARPRER, E. Electrónica de Potencia Básica, México. Limusa Noriega Editores, 2006

MOHAN N, UNDELAND T, ROBBINS W. Electrónica de Potencia Convertidores, Aplicaciones y Diseño, México. Mc Graw-Hill. 2009

BBC Brown Boveri. Power Semiconductor Assemblies, Alemania. 1980

SCHNIEDER. Arrancadores Suaves Para Motores Asíncronos

TECCOR ELECTRONICS. Thyristor Product Catalog, Estados Unidos. 2002

MIYARA, F. Disipación de Potencia, Argentina. Universidad de Rosario. 2006

SKVARENINA, T. The Power Electronics Handbook, Estados Unidos. Purdue University. 2002

HART, D. Electrónica de Potencias, España. Prentice Hall. 2001

RASHID, M. Power Electronics Handbook, Estados Unidos. Academic Press. 2001

EHSANI, M. Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles, Estados Unidos. CRC Press. 2010

TEXTOS ELECTRÓNICOS:

ALARCON, R. Síntesis de circuitos digitales asíncronos aplicados a comunicaciones. Bellaterra, Julio de 2003. Escuela técnica superior de Ingeniería

http://www.tdx.cesca.es/TESIS_UAB/AVAILABLE/TDX-0220104-142934/rvam1de1.pdf [Consulta: 12 Octubre, 2003]

CHAGAS, E. Laboratorio de Electrónica. Brasil, 1996. Universidad Unicamp

<http://www.demic.fee.unicamp.br/~elnatan/ee623/lab2/lab2.htm> [Consulta: 24 Junio, 2003]

CUELLO, F y RUEDA, J. Compresión de Video Digital. Fundación FUAC. Colombia, 2003

<http://www.fuac.edu.co/autonoma/pregrado/ingenieria/ingelec/proyectosgrado/compresvideo/visio.htm> [Consulta: 04 Agosto, 2003]

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. Luminotecnia. España, 2003. Universidad de Zaragoza

<http://bdd.unizar.es/pag2/tomo2/TEMA8/TEMA8.HTM> [Consulta: 07 Septiembre, 2003]

DÍAZ, C. Circuitos Electrónicos. España, Mayo, 2004

<http://perso.wanadoo.es/chyryes/circuitos.htm> [Consulta: 16 Julio, 2004]

GRUPO UNICAN. Electrónica Básica. España, 2004. Universidad de Cantabria.

<http://grupos.unican.es/dyvc/ruizrg/postscript/LibroEcaBasica/Tema12.pdf> [Consulta: 13 Mayo, 2004]

LESURF, J. Curves Characteristic. Scotland, 2005. University of St. Andrews

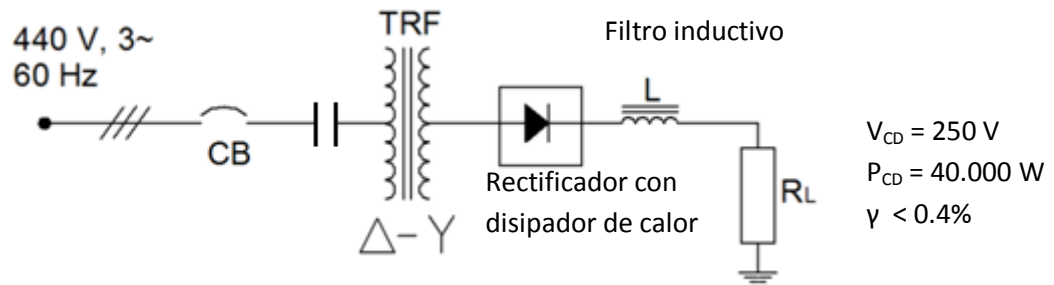
http://www.st-andrews.ac.uk/~www_pa/Scots_Guide/info/comp/active/BiPolar/bpcur.html

[Consulta: 27 Noviembre, 2003]

ANEXO A : EJERCICIOS RESUELTOS

CAPÍTULO 2.

1. Circuito rectificador trifásico de onda completa en puente.



Circuito para el ejercicio resuelto del capítulo 2

Para la carga indicada y con la alimentación de CA disponible, verifique matemáticamente si el circuito de la figura está bien diseñado con los elementos que se muestran y se especifican a continuación.

Filtros disponibles:

$L = 10 \text{ mH @ } 180 \text{ A, } 1 \text{ KV, } R \text{ interna} = 10 \text{ m}\Omega$

$L = 20 \text{ mH @ } 180 \text{ A, } 1 \text{ KV, } R \text{ interna} = 22 \text{ m}\Omega$

Rectificadores:

$120 \text{ A @ } 600 \text{ V, } P_{Dmax} = 300 \text{ W, } \theta_{JC} 0.04 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Disipador usado (individual):

$\theta_{SA} = 0.07 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Resistencia térmica de contacto:

$\theta_{CS} = 0.01 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Temperatura ambiente:

$T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Transformador:

Conexión: $\Delta - Y$.

Voltaje primario: 440 VCA, 3 ϕ , 60 Hz.

$X_d = 12 \text{ m}\Omega$ (reactancia de dispersión).

Resistencias internas de los devanados y de contactos: despreciables.

Calcular:

- a. Factor de rizado real del circuito ($\sigma\%$).
- b. Temperatura de unión de los diodos rectificadores (T_J).
- c. Temperatura a la cual se mantienen las cubiertas de los diodos (T_C).
- d. Corriente eficaz por los diodos rectificadores.
- e. Corriente eficaz por el devanado secundario del TRF.
- f. Voltaje eficaz de la fase secundaria del TRF (verdadero).
- g. Voltaje eficaz de línea secundaria del TRF.
- h. Corriente eficaz por el devanado primario del TRF.
- i. Corriente eficaz por la línea primaria.
- j. Regulación del voltaje del circuito.

Solución:

$$I_{CD} = \frac{P_{CD}}{V_{CD}} = \frac{40.000 \text{ W}}{250 \text{ V}} = 160 \text{ A}$$

$$R_L = \frac{250 \text{ V}}{160 \text{ A}} = 1.562 \Omega$$

- a. Factor de rizado.

$$\gamma = 0.4 \% = 1.78 \times 10^{-3} \frac{R_L}{L} \% \therefore L > \frac{1.78 \times 1.562}{0.4} \text{ mH}$$

$$L > 6.55 \text{ mH}$$

Como la L disponible es de 10 mH @ 180 A, 1 KV, cumple con σ y puede utilizarse.

Si

$$X_d = 1 \text{ m}\Omega = \omega L = 12 \times 10^{-3} \Omega = 377 \frac{\text{rad}}{\text{s}} L_{\text{disp}}$$

$L_{\text{disp}} = 0.07 \text{ mH}$ es despreciable en comparación con la L disponible, en consecuencia el rizado real es:

$$\gamma = \frac{1.78 \times 10^{-3} \times 1.562 \Omega}{10 \times 10^{-3} \text{ H}} \% \therefore \sigma = \mathbf{0.27\% \textit{ real}}$$

- b. Calculo de T_J de los diodos rectificadores.

La potencia disipada por cada diodo es:

$$P_D = V_D \times I_{d(RMS)} = 2.09 \text{ V} \times 92.6 \text{ A} = 193.54 \text{ W}$$

La temperatura de la unión en los diodos es:

$$T_J = T_A + \theta_{JA} \times P_D = 25 \text{ }^\circ\text{C} + (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})P_D$$

$$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C} + (0.04 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W} + 0.01 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W} + 0.07 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}) \times 193.54 \text{ W}$$

$$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C} (0.12 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}) \times 193.54 \text{ W} = \mathbf{48.22 \text{ }^\circ\text{C}}$$

$$T_J \ll 200 \text{ }^\circ\text{C} = T_{Jmax}$$

Cumple y es óptimo el diseño.

c. Cálculo de la temperatura de la cubierta.

$$T_C = T_A + \theta_{CA} \times P_D = T_A + (\theta_{CS} + \theta_{SA})P_D$$

$$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C} + (0.01 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W} + 0.07 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}) \times 193.54 \text{ W}$$

$$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C} + (0.08 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}) \times 193.54 \text{ W}$$

$$T_C = 40.48 \text{ }^\circ\text{C}$$

Cumple y es un valor óptimo.

Los diodos seleccionados o sugeridos funcionarán perfectamente con el circuito rectificador.

d. Corriente eficaz por los diodos.

$$\frac{I_{d(RMS)}}{\text{diodo}} \approx \frac{I_{CD}}{\sqrt{3}} = \frac{160 \text{ A}}{\sqrt{3}} = \mathbf{92.38 \text{ A}}$$

También:

$$\frac{I_{d(RMS)}}{\text{diodo}} = \frac{I_{L(RMS)}}{\sqrt{3}} = \frac{1.655 V_M / R_L}{\sqrt{3}}$$

$$V_{CD} = 1.654 V_M \therefore V_M = \frac{250 \text{ V}}{1.654} = 151.15 \text{ V}$$

$$\therefore \frac{I_{d(RMS)}}{\text{diodo}} = \frac{1.655 \times 151.15}{1.732 \times 1.652} = \mathbf{92.46 \text{ A}}$$

Los valores encontrados son similares.

Este valor será rectificado posteriormente cuando se tengan en cuenta los ΔV_{CD} = de los elementos del circuito. El valor calculado cumple para el diodo sugerido que es de 120 A, según el enunciado.

e. Corriente eficaz por el devanado secundario del TRF.

$$P'_{CD} = V_{CD} \times I_{CD} = 258 \text{ V} \times 160 \text{ A}$$

$$P'_{CD} = 41.280 \text{ W}$$

$$(V - A)_{sec} = 3 \times V_{efsec} \times I_{devsec} = 1.05 \times P'_{CD}$$

$$\therefore I_{devsec} = \frac{1.05 \times 41.280}{3 \times 110.3 \text{ V}} = 130.98 \text{ A}$$

$$I_{dev(RMS)} / \text{fase secundaria} = 131 \text{ A}$$

Corriente eficaz verdadera por diodo:

$$I_{dev(RMS)} / \text{fase secundaria} / \sqrt{2}$$

$$\frac{I_{d(RMS)}}{\text{diodo}} = \frac{131 \text{ A}}{\sqrt{2}} = \mathbf{92.6 \text{ A}}$$

Este valor difiere muy poco del calculado en el numeral d. Para la calificación se toma cualquiera de los valores que se calcularon (no es necesario hacer correcciones con el valor verdadero).

f. Voltaje eficaz verdadero de la fase secundaria.

$$V'_{CD} = 1.654 V'_M = 258 \text{ V}$$

$$\therefore V'_M = \frac{258 \text{ V}}{1.654} = 155.98 \text{ V} \rightarrow V'_M = 156 \text{ V}$$

$$V_{ef} / \text{fase secundario} = \frac{V'_M}{\sqrt{2}} = \frac{156 \text{ V}}{1.4142} = 110.29 \text{ V} \approx \mathbf{110.3 \text{ V}}$$

Verificación del TIP de los diodos usados:

$$TIP = \sqrt{3} V'_M = 1.732 \times 156 \text{ V} = 270.19 \text{ V}$$

Como el TIP de los diodos usados es de 600 V, se cumple con esta condición y pueden ser usados por este concepto.

g. Voltaje eficaz de línea secundaria del TRF.

Como el TRF tiene conexión $\Delta - Y$, entonces:

$$V_{línea\ sec(RMS)} = \sqrt{3}V_{ef} = \sqrt{3} \times 110.3\ V$$

$$V_{línea\ sec(RMS)} = 191.04\ V$$

h. Corriente eficaz por el devanado primario del TRF.

$$(V - A)_{prim} = 3 \times V_{prim(RMS)} \times I_{P(RMS)} = 1.05 \times P'_{CD}$$

$$\therefore I_{P(RMS)} = \frac{1.05 P'_{CD}}{3 \times V_{prim(RMS)}} = \frac{1.05 \times 41.280\ W}{3 \times 440\ V}$$

$$I_{P(RMS)} = \mathbf{32.84\ A}$$

i. Corriente eficaz por la línea primaria.

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{3} \times I_{P(RMS)} = \sqrt{3} \times 32.84\ A = \mathbf{56.87\ A}$$

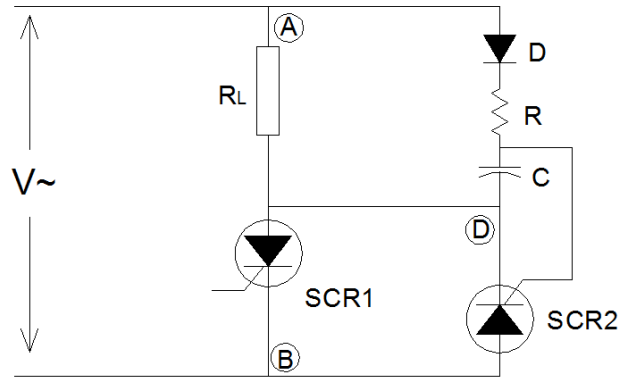
j. Regulación de voltaje del circuito.

$$R_V \% = \frac{V'_{CD} - V_{CD}}{V_{CD}} \times 100\% = \frac{258 - 250}{250} \times 100\%$$

$$R_V \% = \frac{8}{250} \times 100\% = \mathbf{3.2\ \%}$$

CAPÍTULO 3.

1. Circuito interruptor estático de AC. Para el circuito de la figura.



Circuito del ejercicio resuelto 1

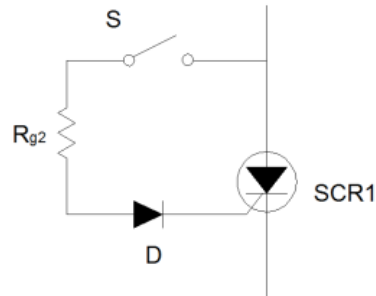
- a. Explique claramente el funcionamiento del circuito.
- b. Diseñe un circuito simple para comandar la compuerta del SCR1 de manera que se cumpla satisfactoriamente la función del circuito.

Solución:

- a. En principio, cuando el SCR1 se encuentra en estado de bloqueo, el circuito es un interruptor abierto y no circula corriente a través de la carga. En el momento en que se aplica una señal en la compuerta del SCR1 y esta coincide con el semiciclo positivo del voltaje de alimentación (positivo en A y negativo en B) el SCR1 se conmuta y permite que la corriente fluya a través de la carga por la trayectoria A – B. Por su parte, el SCR2 se encuentra en polarización inversa y por lo tanto bloqueado.

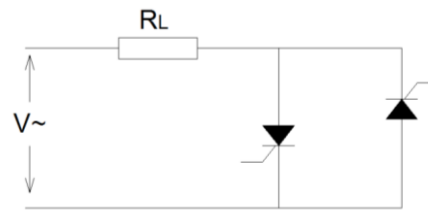
Cuando el voltaje de alimentación cambia al semiciclo negativo, el SCR1 se polariza inversamente y entra en estado de bloqueo. El SCR2 entretanto se encuentra en polarización directa (positivo en B, negativo en A) y la señal de compuerta requerida para su disparo es suministrada por el condensador C, el cual ha sido previamente cargado en el semiciclo positivo a través del diodo D, R y el SCR1. La corriente encuentra la trayectoria B-D-A mediante el SCR2, pasando por la carga para energizarla durante el semiciclo negativo. Este proceso es cíclico y de esta manera se suministra energía constantemente (durante al menos una porción de cada ciclo) a la carga.

- b. Cuando S se cierra fluye corriente a través de la resistencia R_{g2} , pero sólo durante el semiciclo positivo gracias a la polarización del diodo. Esta corriente dispara el SCR1 durante el semiciclo positivo del voltaje de alimentación.



Solución ejercicio

2. Redibujar el circuito de la figura indicando todas las protecciones de los SCR.



Circuito para el ejercicio resuelto 2

Solución:

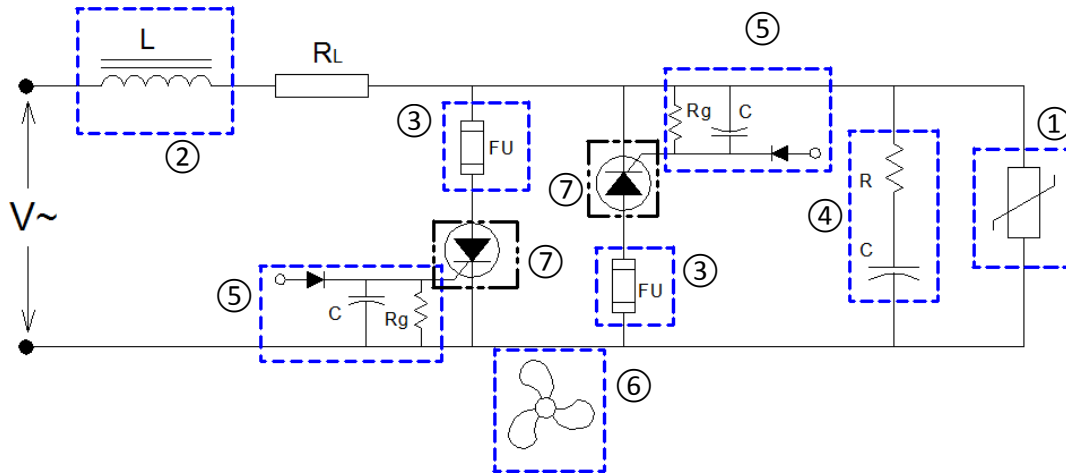


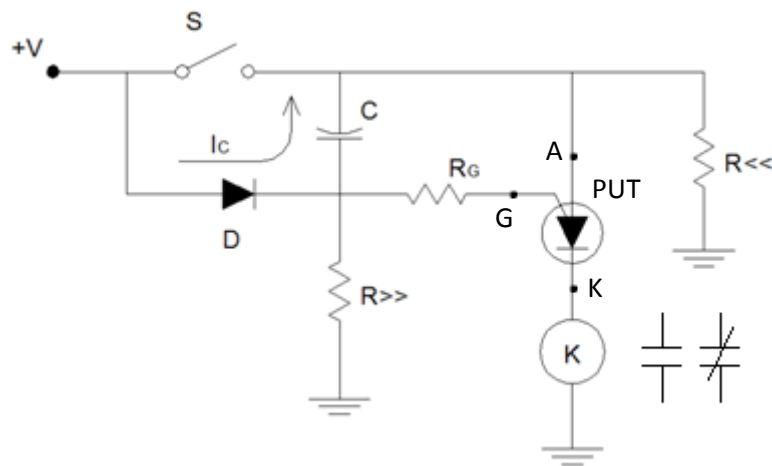
Fig. 3.116 Protecciones del SCR

1. Protección contra sobretensión: Varistor.
2. Limitación de la velocidad de crecimiento de la corriente (di/dt): Inductancia en serie.
3. Protección contra cortocircuito: Fusible.
4. Limita el incremento súbito de voltaje (dv/dt): Red RC.
5. Limita ruidos RF, EMI y contracorriente en la compuerta: Red RC con diodo.
6. Limita el calentamiento en los tiristores: Ventilación.
7. Protege contra sobrecarga térmica: Disipador de calor con termostato.

CAPÍTULO 4.

1. Diseño de relé temporizado al trabajo, utilizando uno o dos PUT, el relé debe ser comandado por uno de los PUT. Explicar el funcionamiento del circuito de la figura, deducir una expresión que relacione el tiempo de retardo en función de los valores del circuito. El tiempo debe ser ajustable y debe empezar a contar a partir del accionamiento de un contacto.

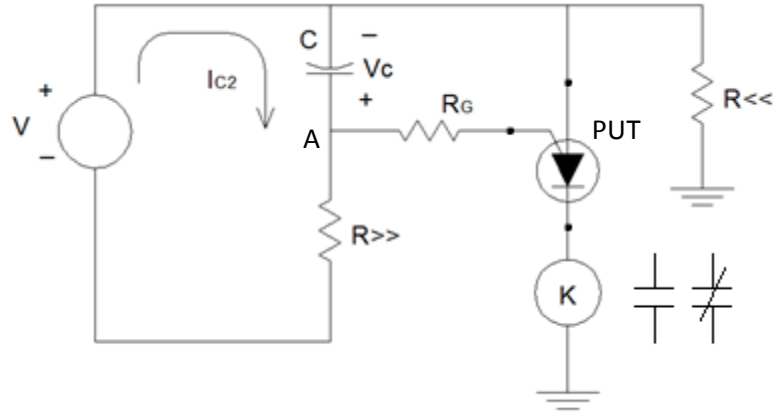
Solución



Ejercicio temporizador con PUT

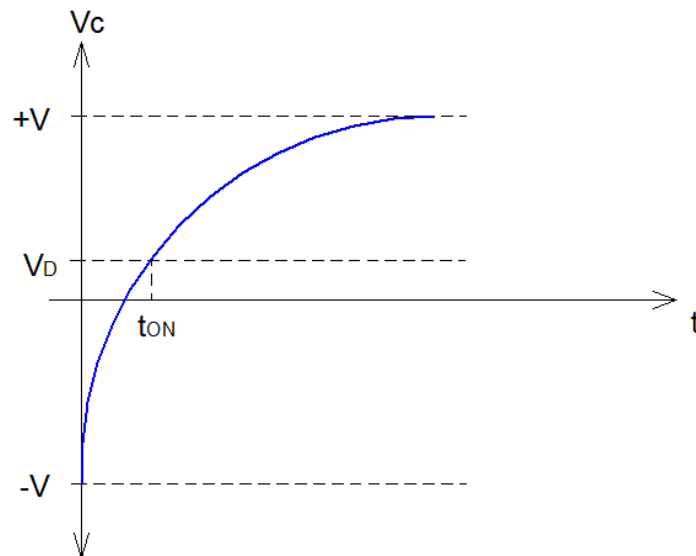
Antes de conectar el voltaje V , el condensador se encuentra descargado. Al conectar V la corriente I_c circula a través del diodo D , cargando el condensador. C queda cargado con un voltaje V a través de $R_{<<}$, que es de menos de $1\text{ k}\Omega$.

Cuando el interruptor se cierra, el circuito equivalente es el de la figura.



Ejercicio Temporizador con PUT

El voltaje en el punto A será la suma del voltaje de la fuente V más el voltaje acumulado en el condensador V_c , es decir $2V$. Como se puede ver en la figura, el voltaje entre ánodo y compuerta del PUT está dado por el voltaje en el condensador y para que éste se conmute se requiere la correcta polaridad de voltaje (A^+ , G^-); para esto analizamos la curva de carga del condensador en la figura.



Carga condensador para ejercicio temporizador con PUT

Cuando se cierra el interruptor S en el tiempo $t = 0$, el voltaje en el condensador es $-V$ y la compuerta del PUT se encuentra a un mayor potencial que el ánodo y por lo tanto no se conmuta. Esta condición se mantiene mientras el condensador alcanza el voltaje V_D . En

ese momento circula la corriente ánodo-compuerta en el PUT y este se conmuta, permitiendo el paso de corriente a través de la bobina K del relé.

El tiempo necesario para que el condensador alcance el voltaje V_D corresponde al tiempo de temporización del relé. Dicho tiempo se calcula de la siguiente manera.

$$V_C = V \left(1 - 2e^{-t/RC} \right) \text{ con } R = R \gg$$

$$V_C|_{t=0} = -V$$

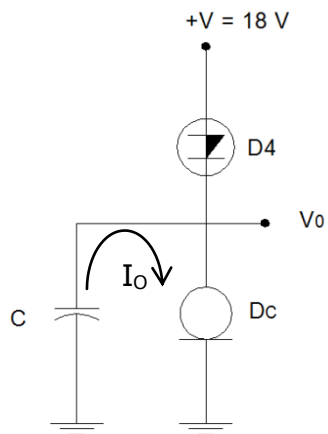
$$V_D = V \left(1 - 2e^{-t_{on}/RC} \right) \rightarrow \text{el PUT empieza a conducir}$$

Despejando t_{on} :

$$t_{on} = CR \left(\ln \left(\frac{V}{V - V_D} \right) + \ln 2 \right) \text{ con } \frac{V}{V - V_D} > 0$$

Para desconectar el relé, basta con abrir el interruptor S y el circuito vuelve a su condición inicial.

2. Para el circuito de la figura.



Ejercicio D4

D4: Diodo de 4 capas

$$V_S = 12 \text{ V}$$

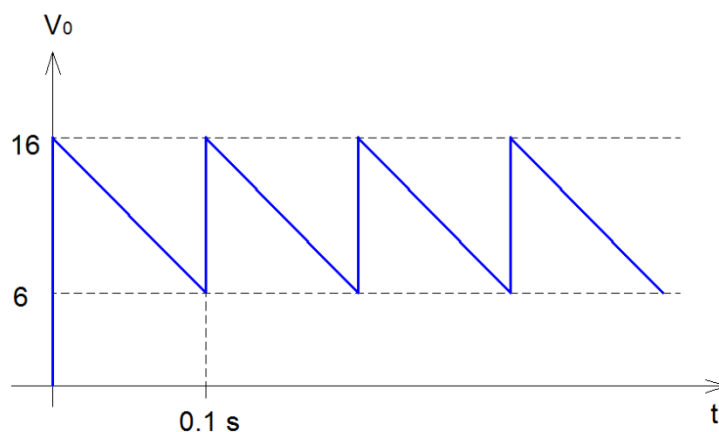
$$V_H = 2 \text{ V}$$

D_C : Diodo de corriente constante

$$I_0 = 10 \text{ mA}$$

$$C = 100 \text{ } \mu\text{F}$$

- Grafique la forma de onda de V_0 (no explique el funcionamiento) con detalle de amplitudes y tiempos.
- Determine la expresión matemática para el período T de la onda de V_0 y calcule su valor.



Gráfica ejercicio D4

$$i = 10 \text{ mA}$$

$$C = 100 \text{ } \mu\text{F}$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int i \, dt, \quad \text{donde } i = I_0 \rightarrow -\frac{1}{C} \int_0^t I_0 dt = -\frac{I_0}{C} \cdot t$$

$$V_C = \frac{1}{C} I_0 t + K$$

$$\text{en } t = 0, V_C = 16 \text{ V} \rightarrow 16 \text{ V} = 0 + K \rightarrow K = 16 \text{ V}$$

$$V_0 = \frac{I_0}{C} t + 16$$

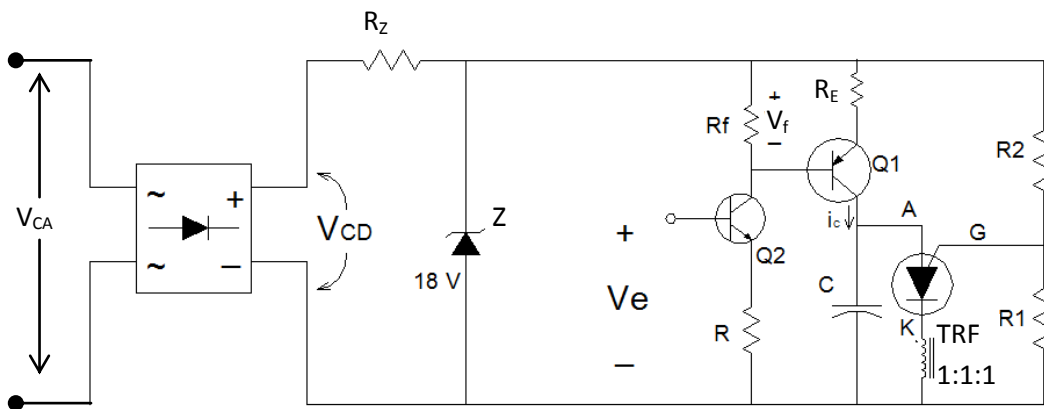
Para el período:

$$V_0 - 16 \text{ V} = \frac{I_0}{C} t \rightarrow t = \frac{-(V_0 - 16 \text{ V})C}{I_0}$$

$$T = \frac{-(6 \text{ V} - 16 \text{ V})100 \times 10^{-6} \text{ } \mu\text{F}}{10 \times 10^{-3} \text{ A}} = 0.1 \text{ s}$$

3. Para el circuito de la figura 4.66, ¿Cómo varía V_e en función de θ ? Realizar una gráfica de $V_e=f(\theta)$ con los valores prácticos variando θ entre 5° y 175° .

$R_f = 5 \text{ K}\Omega$
 $R = 2 \text{ K}\Omega$
 $V_z = 18 \text{ V}$
 $R_e = 1.3 \text{ K}\Omega$
 $C = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$
 $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 4.2 \text{ K}\Omega$



Ejercicio PUT

$$V_C = \frac{I_C t}{C} \quad (1) \quad \frac{\theta}{t} = \frac{180^\circ}{8.33 \text{ ms}} \rightarrow t = \frac{\theta \times 8.33 \text{ ms}}{180^\circ} \quad (2)$$

$$(2) \text{ en } (1): V_C = \frac{8.33 \text{ ms} \times \theta \times I_C}{180^\circ \times C} \quad (3)$$

Para $V_C = V_P$:

$$V_P = \frac{8.33 \text{ ms} \times \theta \times I_C}{180^\circ \times C} \rightarrow I_C = \frac{180^\circ \times C \times V_P}{8.33 \text{ ms} \times \theta} = \frac{180^\circ \times C \times (\eta_{PUT} V_Z + V_D)}{8.33 \text{ ms} \times \theta} \quad (4)$$

$$V_F = I_C R_E + 0.6 \quad (5) \quad V_E = \frac{V_F}{R_F} R + 0.6 \quad (6)$$

$$\textcircled{4} \text{ en } \textcircled{5}: V_F = \left[\frac{180^\circ \times C \times (\eta_{PUT} V_Z + V_D)}{8.33 \text{ ms} \times \theta} \right] R_E + 0.6 \quad \textcircled{7}$$

$$\textcircled{7} \text{ en } \textcircled{6}: V_E = \left(\left[\frac{180^\circ \times C \times (\eta_{PUT} V_Z + V_D)}{8.33 \text{ ms} \times \theta} \right] R_E + 0.6 \right) \frac{R}{R_F} + 0.6$$

Reemplazando por valores prácticos:

$$V_E = \left(\left[\frac{180^\circ \times 0.22 \mu F \left[\left(\frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega + 4.3 \text{ K}\Omega} \right) 18 \text{ V} + 0.5 \text{ V} \right]}{8.33 \text{ ms} \times \theta} \right] 2.5 \text{ K}\Omega + 0.6 \right) \frac{2 \text{ K}\Omega}{5 \text{ K}\Omega} + 0.6$$

$$V_E = \left(\frac{156.59}{\theta} + 0.6 \right) 0.4 + 0.6$$

$$V_E = \frac{62.63}{\theta} + 0.84$$

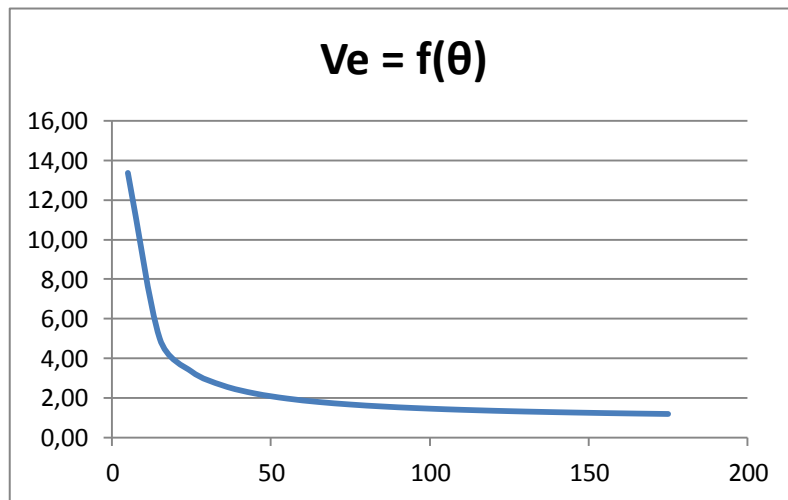
$$\theta_{\min} = 5^\circ$$

$$\theta_{\max} = 175^\circ$$

$$V_{e_{\min}} = 1.1978 \text{ V}$$

$$V_{e_{\max}} = 13.366 \text{ V}$$

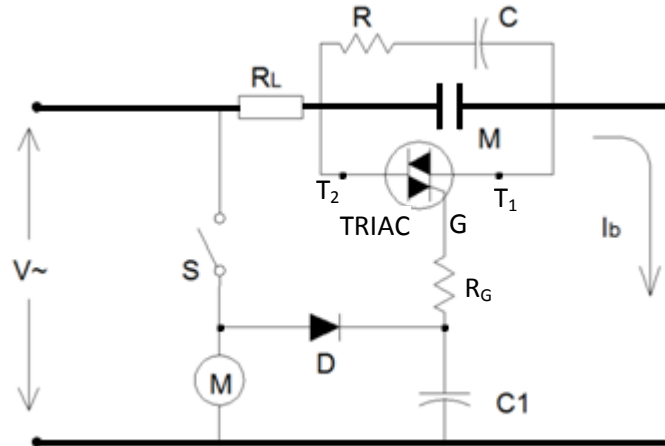
θ	V_e
5	13,37
15	5,02
25	3,35
35	2,63
45	2,23
55	1,98
65	1,80
75	1,68
85	1,58
95	1,50
105	1,44
115	1,38
125	1,34
135	1,30
145	1,27
155	1,24
165	1,22
175	1,20



Solución ejercicio PUT

CAPÍTULO 5.

1. Apagachispas electrónico. ¿Qué tarea hacen los componentes del circuito?, ¿Cómo es su funcionamiento?



Este circuito se encarga del manejo de cargas muy inductivas. El contactor electromecánico tiene la desventaja de sufrir efectos negativos de desgaste con el arco que se forma al momento de la conexión y desconexión.

El TRIAC se encarga de derivar la corriente de carga durante los intervalos de tiempo en los cuales el contacto M se está abriendo o cerrando. De este modo se protege el contacto de maniobrar con los picos de corriente que impone la carga al momento de la conexión o desconexión.

La red R-C limita la velocidad de crecimiento de la tensión entre los terminales del TRIAC. Al cerrar el interruptor S, el contactor M se energiza y comienza a mover el contacto, tardándose alrededor de 30 ms para cerrar; sin embargo, S también habilita la compuerta del TRIAC y el condensador C1 se carga a través del diodo D, se establece una corriente en la compuerta del TRIAC y este se conmuta más rápidamente de lo que lo hace el contacto mecánico de M. Así el TRIAC maneja la corriente en los instantes críticos.

Una vez se cierra el contacto M, el voltaje en las terminales del TRIAC se disminuye a valores por debajo de los mínimos necesarios para mantenerse conmutado, haciendo que el TRIAC se “abra”.

Al abrir el interruptor S, el condensador sigue haciendo circular una corriente de compuerta, permitiendo que el TRIAC entre en conducción al tiempo que los contactos de M comienzan a abrirse. Luego esta corriente de compuerta se disminuye y el TRIAC deja de conducir nuevamente después de haber librado al contacto M del arco de desconexión.

ANEXO B : PREGUNTAS DE AUTOEVALUACIÓN Y EJERCICIOS PROPUESTOS

CAPÍTULO 1.

1. ¿Con qué dispositivo se inició la llamada era de la electrónica?
2. Enumere 5 de los primeros dispositivos electrónicos de arco, desarrollados en la década de 1920.
3. ¿En qué año se desarrolló el SCR?
4. Enumere las tres clases de dispositivos electrónicos
5. ¿Cuáles son los nombres que se le dan a los dos circuitos que generalmente están asociados con sistemas de potencia?
6. Enumere las ventajas y desventajas que ofrece la electrónica de potencia sobre el control electromecánico y electromagnético.
7. Describa las diferencias entre los procesos continuos y los discontinuos
8. ¿Cuáles son las ventajas de utilizar PLC en un sistema de control?
9. Dibuje el diagrama de bloques de un sistema automático de control de lazo cerrado

CAPÍTULO 2.

1. ¿Qué tipo de procesos requieren CD en potencias altas?
2. ¿Cuáles son las ventajas de la rectificación polifásica?
3. ¿Qué conexión se recomienda en el transformador cuando la carga impone altas tensiones de salida?
4. ¿Cuál es el efecto sobre un transformador cuando este no conduce la onda senoidal pura, sino ondas “deformadas” unidireccionales?
5. Establezca la diferencia entre el producto Voltios-Amperios (V-A) y la potencia aparente (VA).
6. ¿Qué factores deben tenerse en cuenta para la selección de un circuito rectificador?
7. ¿Para qué se utiliza el filtro inductivo en los rectificadores?
8. ¿Para qué rango de potencias es válido utilizar un filtro LC?
9. Determine la expresión matemática para el cálculo del factor de rizado para un filtro L y LC en un circuito rectificador trifásico de media onda.
10. Determine la pérdida de tensión de CD asociada a la reactancia de dispersión del TRF cuando se usa un rectificador trifásico de onda completa.
11. ¿Cuáles son las formas de transmisión de calor? ¿Cuáles de estas utiliza un disipador?
12. Una estación de radio de 20 KW y 2.5 KVCD exige un rizado $\sigma \leq 0.1\%$. Diseñe la fuente de alimentación de CD a partir de un sistema trifásico de 440 V, 60 Hz.

Emplee filtro LC y rectificador trifásico en puente. Suponga una caída interna de voltaje en los diodos de 1.2 V y una L de dispersión del transformador de 0.8 mH.

Se dispone de una L de filtro de 0.8 mH @ 10 A que tienen una resistencia interna de 2.5Ω .

- a. Calcule el TRF (V_p , V_s , I_p , I_s , conexión).
- b. Calcule los diodos ($I_{D(RMS)}$, TIP).
- c. Calcule el filtro: valores de L y C con especificaciones de corriente y voltaje.

Nota: si el filtro disponible se puede usar, incorpórelo en el diseño, tenga en cuenta las caídas internas de los elementos y explique claramente haciendo todas las fases de cálculo.

Si los diodos a utilizar tienen:

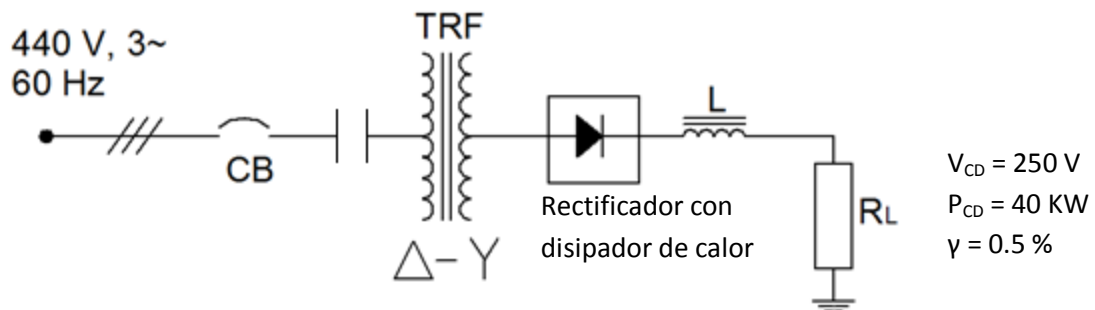
$$\theta_{JA} = 1.2 \text{ }^\circ\text{C/W}, \theta_{JC} = 0.5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Y si se usara un disipador de calor con

$$\theta_{CS} = 0.3 \text{ }^\circ\text{C/W}, \theta_{SA} = 0.1 \text{ }^\circ\text{C/W}, T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C} \text{ y } T_{J\max} = 200 \text{ }^\circ\text{C}$$

Explique claramente el comportamiento térmico de los diodos e indique si realmente se requiere o no el disipador de calor.

13. Circuito rectificador trifásico de onda completa en puente, ver figura.



Rectificador trifásico de onda completa en puente con filtro inductivo

Para la carga indicada y con la alimentación de CA disponible, verifique matemáticamente si el circuito de la figura está bien diseñado con los elementos que se muestran y se especifican a continuación:

Filtro L

$$L = 6 \text{ mH @ } 170 \text{ A, } 1 \text{ kV, } R \text{ interna} = 8 \text{ m}\Omega$$

Rectificadores

$$120 \text{ A @ } 600 \text{ V, } P_{D\max} = 300 \text{ W, } \theta_{JC} = 0.04 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Disipador usado (individual)

$$\theta_{SA} = 0.07 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Resistencia térmica de contacto

$$\theta_{CS} = 0.01 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Temperatura ambiente

$$T_A = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$$

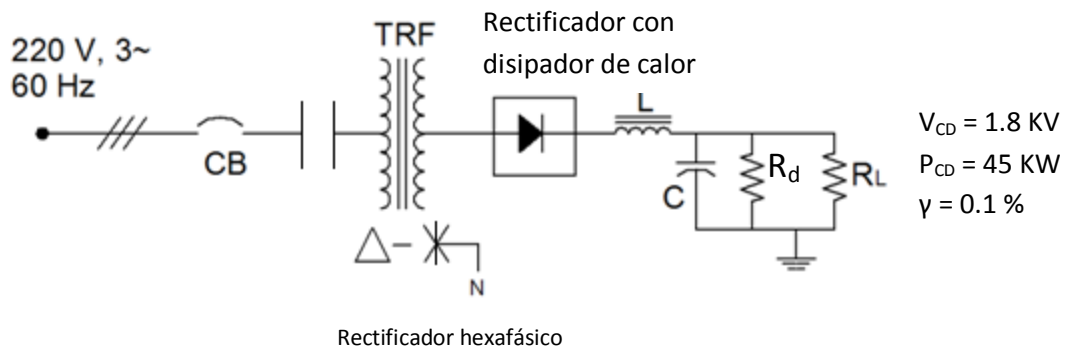
Transformador

Conexión $\Delta - Y$, voltaje primario 440 V, 3 ϕ , 60 Hz. $X_d = 6.6 \text{ mH}$ (reactancia de dispersión), resistencias internas de los devanados y los contactos: despreciables.

Calcule:

- Factor de rizado del circuito ($\sigma\%$)
- Temperatura de la unión de los diodos rectificadores (T_j).
- Temperatura a la cual se mantienen las cubiertas de los diodos (T_c).
- Corriente eficaz por los diodos rectificadores.
- Corriente eficaz por el devanado secundario del TRF.
- Voltaje eficaz de la fase secundaria del TRF.
- Voltaje eficaz de cada devanado secundario del TRF.
- Corriente eficaz por el devanado primario del TRF.
- Corriente eficaz por la línea primaria.
- Regulación de voltaje del circuito (con respecto a la salida de CD).
- Puede calcular la I_{RMS} / diodo considerando que el filtro L mantienen la corriente por los diodos $\approx I_{CD}$ durante el intervalo de conducción.

14. Rectificador hexafásico, figura.



$X_d = 1.6 \Omega$ (del transformador)

R interna filtro inductivo = 0.8Ω

$L = 1 \text{ H @ } 30 \text{ A, } 2.5 \text{ KV}$

$L = 0.5 \text{ H @ } 30 \text{ A, } 2.5 \text{ KV}$

C disponibles:

$1 \mu\text{F}, 5 \mu\text{F}, 10 \mu\text{F}, 20 \mu\text{F. @ } 2.5 \text{ KV}$

Rectificadores:

$10 \text{ A, } 1.5 \text{ KV @ } 50 \text{ W}$

$\theta_{JC} = 0.3 \text{ }^\circ\text{C/W}$

$\theta_{CA} = 6.4 \text{ }^\circ\text{C/W}$ (sin disipador)

Disipador:

$\theta_{CS} = 0.09 \text{ }^\circ\text{C/W}$

$\theta_{SA} = 0.32 \text{ }^\circ\text{C/W}$

$T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Calcule:

- Definición del filtro (valores L, C) y el rizado garantizado.
- Definición de los diodos: cálculo de $I_{D(RMS)}$, TIP, número de diodos, consideraciones técnicas: T_J/T_C con y sin disipador. Comentarios sobre red ecualizadora y efectos térmicos.
- Especificación del transformador: V_p, V_s, I_p, I_s .
- Cálculo de la resistencia de drenaje: R_D, P_{RD} (número de resistencias que la componen).
- Cálculo de las caídas de tensión en los diferentes elementos del circuito.
- Cálculo de la corriente de línea primaria.

Dibuje un circuito del rectificador donde muestre con claridad todos los valores calculados y definitivos con los cuales se especifican los dispositivos.

15. Diseño de una fuente de CD para una estación de radiofrecuencia figura.

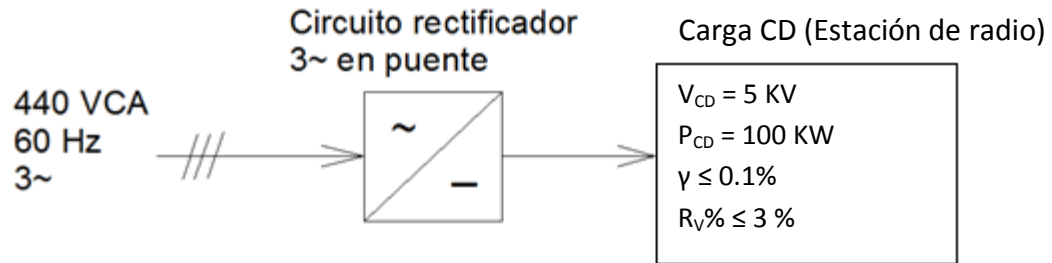


Figura para el ejercicio 13 capítulo 1

Elementos disponibles:

Condensadores: 5 μ F, 10 μ F, 20 μ F, 40 μ F @ 5 KV y 7.5 KV

Inductancias:

2.2 H @ 20 A, 10 KV, $R_i = 2.9 \Omega \rightarrow \$<$

3.8 H @ 25 A, 7.5 KV, $R_i = 3.3 \Omega \rightarrow \$>$

Rectificadores:

16 A @ 2.5 KV, 30 W, $\theta_{JC} = 0.4 \text{ }^\circ\text{C/W}$, $\theta_{CA} = 3.0 \text{ }^\circ\text{C/W} \rightarrow \$<$, al aire.

20 A @ 3.0 KV, 40 W, $\theta_{JC} = 0.33 \text{ }^\circ\text{C/W}$, $\theta_{CA} = 2.5 \text{ }^\circ\text{C/W} \rightarrow \$>$, al aire.

Disipadores:

$\theta_{SA} = 0.4 \text{ }^\circ\text{C/W}$ (el más grande) $\rightarrow \$>$

$\theta_{SA} = 1.1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ (el más pequeño) $\rightarrow \$<$

Resistencia térmica de contacto (contacto directo sin aislante).

Sin grasa silicona: $\theta_{CS} = 0.16 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Con grasa silicona: $\theta_{CS} = 0.08 \text{ }^\circ\text{C/W}$

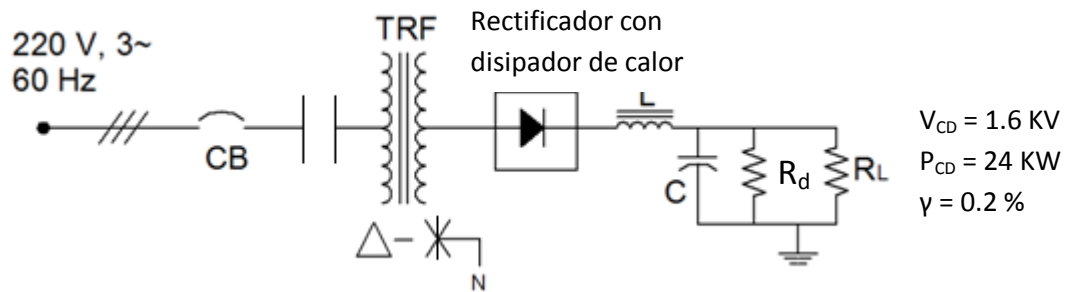
Temperatura ambiente: 28 $^\circ\text{C}$

Reactancia de dispersión estimada para el TRF: $X_d = 2.8 \Omega$.

Resistencias de drenaje disponibles: 10 K Ω , 15 K Ω y 20 K Ω @ 10 W y 20 W.

- a. Diodos, número de disipadores (si se usan) y comportamiento térmico.
- b. Filtro (completo) y rizado verdadero, incluye R_d .
- c. Transformador (compensado para V_{cd}) y conexión.
- d. Contactor de línea.
- e. Breaker de línea.
- f. Acometida principal (calibres de conductores).
- g. Cálculo de la regulación de tensión del circuito teniendo en cuenta la compensación por caídas de tensión.
- h. Diagrama unifilar del circuito rectificador donde se ilustren los elementos del circuito calculados y sus especificaciones finales (definitivas).

16. Circuito rectificador hexafásico de media onda, figura.



Rectificador hexafásico de media onda

Para la carga indicada y con la alimentación de CA disponible, verifique matemáticamente si el circuito de la figura está bien diseñado con los elementos que se muestran y se especifican a continuación:

Filtro LC:

$L = 0.7 \text{ H @ } 15 \text{ A, } 3 \text{ KV, } R \text{ interna} = 0.4 \Omega$

$C = 15 \mu\text{F @ } 3 \text{ KV}$

Rectificadores:

$8 \text{ A @ } 1.2 \text{ KV, } P_{Dmax} = 18 \text{ W, } \theta_{JC} = 1.2 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Disipador usado (individual):

$$\theta_{SA} = 0.8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Resistencia térmica de contacto:

$$\theta_{CS} = 0.1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Temperatura ambiente:

$$T_A = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Transformador:

Conexión: delta - estrella

Voltaje primario = 220 VCA, 3 ϕ , 60 Hz

$$X_d = 1.3 \text{ } \Omega$$

Resistencias internas de los devanados y contactos: despreciables

Calcule:

- a. Resistencia de drenaje R_d , P_d y rizado σ (valor real).
- b. Temperatura de unión de los diodos rectificadores (T_J).
- c. Temperatura a la cual se mantienen las cubiertas de los diodos (T_C).
- d. Corriente eficaz por los diodos rectificadores.
- e. Corriente eficaz por el devanado secundario del TRF.
- f. Voltaje eficaz de la fase secundaria del TRF.
- g. Voltaje eficaz de cada devanado secundario del TRF.
- h. Corriente eficaz por el devanado primario del TRF.
- i. Corriente eficaz por la línea primaria.

17. Diseñe una fuente de alimentación de CD para un proceso de galvanoplastia con la siguiente información y utilizando una conexión rectificadora hexafásica de media onda.

Suministro:

208 VAC, 3 ϕ , 60 Hz

Especificaciones de la carga:

$$V_{CD} = 48 \text{ V}, I_{CD} = 100 \text{ A}, \sigma \leq 1\%$$

Datos complementarios:

- Valor estimado por el fabricante de la reactancia de dispersión del TRF: 0.126Ω
- Se dispone de una inductancia de filtro de 0.01 H , 120 A , R interna = $8 \text{ m}\Omega$.
- La caída de voltaje en los diodos se estima en $V_F = 1.2 \text{ V}$ a corriente de carga nominal.
- Para los diodos: $\theta_{JA} = (\theta_{JC} + \theta_{JA}) = (0.85 \text{ }^\circ\text{C/W} + 0.65 \text{ }^\circ\text{C/W})$.

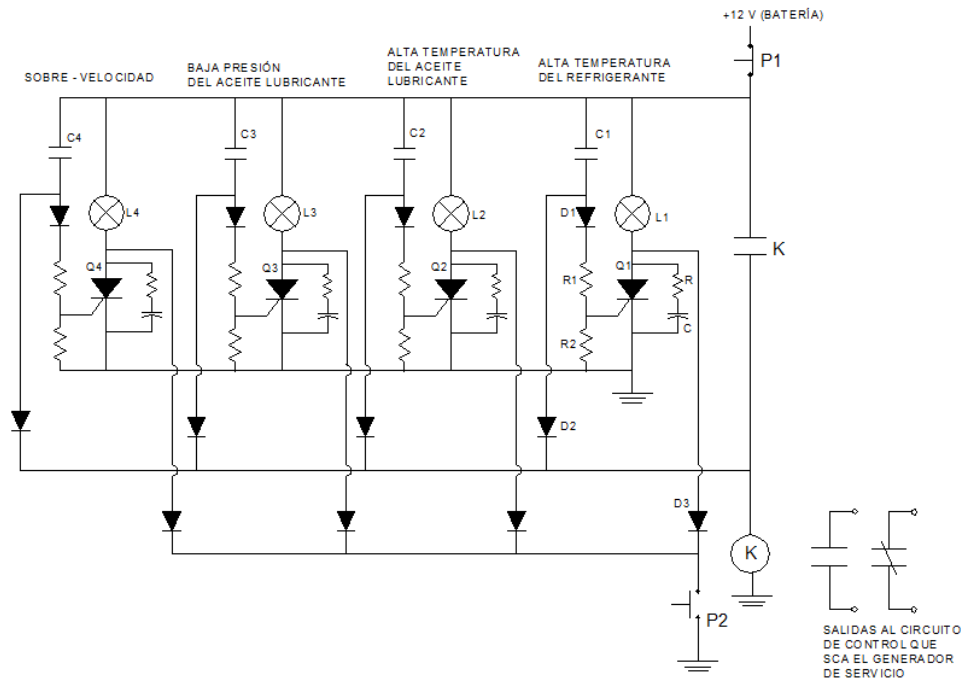
El diseño debe incluir:

- a. Cálculo completo del TRF (I_p, I_s, V_p, V_s) para los devanados, incluyendo la conexión.
- b. Cálculo completo para los diodos (TIP, $I_{d(AV)}$).
- c. Cálculo del filtro si se necesita ($L, I_{(AV)}$).
- d. Cálculo del interruptor principal de la línea con protección termomagnética incluida (I_n).
- e. Diagrama unifilar donde se resuman y muestren las especificaciones técnicas más relevantes de cada componente debajo de los símbolos respectivos.

CAPÍTULO 3.

1. Defina el término “tiristor”
2. ¿A qué dispositivos puede reemplazar un tiristor?
3. ¿Qué rango de corrientes manejan los SCR?
4. Dibuje el equivalente de un SCR en transistores BJT
5. ¿Cómo se realiza el chequeo de un SCR?
6. ¿De qué maneras se puede apagar un SCR una vez está conmutado?
7. Mencione las 4 aplicaciones básicas del SCR
8. ¿Cuáles son las dos etapas del tiempo de encendido del SCR y como se interpretan?
9. Mencione los métodos de control de disparo del SCR
10. ¿Cuáles son los dispositivos de resistencia negativa más usados? ¿qué significa el término resistencia negativa?
11. ¿Cuál es la principal diferencia entre el UJT y el PUT?
12. Dibuje el circuito con PUT que es equivalente a un UJT
13. ¿Cómo se llama a las resistencias que se utilizan para modificar el η del PUT?
14. Mencione 3 dispositivos unidireccionales y 3 bidireccionales
15. ¿Qué ventajas presenta el SCR como interruptor estático frente a interruptores mecánicos y electromecánicos, qué desventajas?
16. Mencione los dos tipos de máquinas excitatrices
17. ¿Qué es un generador sin escobillas? ¿Para qué se usa?
18. ¿Cuáles son los elementos de un regulador automático de voltaje o AVR?
19. ¿Cuáles son los ajustes que se le pueden hacer a un regulador de voltaje?
20. Mencione las protecciones que debe llevar un SCR y para qué sirven

21. Relé de alarmas y monitoreo.



Relé de alarmas y monitoreo

C1 → SS (Speed Switch)

C2 → LOPS (Low Oil Pressure Switch)

C3 → HOTS (High Oil Temperature Switch)

C4 → HRTS (High Refrigerant Temperature Switch)

L1, L2, L3, L4: Lámparas de señalización de alarma. 12 V @ 6 W

Q1, Q2, Q3, Q4: SCR $I_{T(AV)} = 2 \text{ A}$

$I_{TSM} = 10 \text{ A}$

$V_{DRM} = V_{RRM} = 250 \text{ V}$

$dv/dt = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$

$I_{GT} = 1 \text{ mA}$

$V_{GT} = 2 \text{ V}$

Preguntas:

- a. ¿Qué función cumple la red RC?
 - b. ¿Qué función desempeña la resistencia R2?
 - c. ¿Qué función desempeña el diodo D1?
 - d. En general ¿Qué criterio se tiene para definir el valor de R2? Elija la respuesta:
 $R1 = R2$ $R1 \gg R2$ $R1 \ll R2$
 - e. ¿Cuáles son los elementos de carga del circuito?
 - f. ¿Qué pasa al cerrarse cualquiera (sólo uno) de los contactos de alarma (C1...) del circuito?
 - g. ¿Qué pasa si se cierran simultáneamente varios de los contactos de alarma del circuito?
 - h. ¿Qué pasa si alguno de los contactos de alarma del circuito se vuelve a abrir?
 - i. ¿Qué nombre podría dársele a la función que hace el pulsador P2?
 - j. ¿Qué función desempeña el diodo D2?
 - k. ¿Qué función desempeña el diodo D3?
 - l. ¿Qué función desempeña el contacto K del relé?
 - m. ¿Sobre qué posibles dispositivos (2 mínimo) del circuito del generador podrían actuar los contactos de control del relé K?
 - n. ¿Cuál es el valor mínimo para el condensador C de la red RC?
 - o. ¿Cuál es el valor mínimo de la resistencia R de la red RC?
 - p. ¿Cuál es el valor máximo para la resistencia R1?
 - q. Resuma en forma clara y concisa el funcionamiento del circuito, analizando todas las posibilidades.
 - r. Defina para un SCR: $I_{T(RMS)}$, I_{TSM} , I_{GT} , V_{GRM} , V_{RRM} .
 - s. Identifique cuatro ventajas inherentes que ofrecen los transformadores para el acople de la señal de mando a la compuerta de los SCR.
22. Dibuje los circuitos básicos y explique con claridad todos los métodos (mínimo 4) de acople empleados para aplicar la señal de mando a la compuerta de un SCR. Anote los montajes y características más significativas de cada uno.
23. Dibuje un circuito básico que incorpore todas las protecciones de un SCR contra: dv/dt , di/dt , OV (Sobrevoltaje), ruidos EMI y RFI, SC (Sobrecarga térmica) y voltaje inverso en la compuerta (V_{GRM}).

24. Diseñe un arrancador estático con SCR para conectar un motor de CD que tiene las siguientes especificaciones de placa:

$$V_n = 230 \text{ VCD}$$

$$P = 10 \text{ KW}$$

$$R_{\text{inducido}} = 1.75 \Omega$$

Excitación independiente

$$\text{Asuma } T_{\text{off}} \text{ del SCR} = 20 \mu\text{s}, I_{\text{GT}} = 10 \text{ mA}, dv/dt = 200 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Especifique de acuerdo con la carga: $I_{\text{TSM}}, I_{\text{T(AV)}}, V_{\text{DRM}}, = V_{\text{RRM}}$ para el SCR.

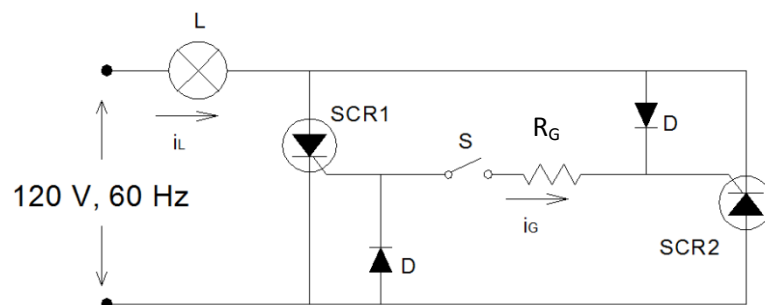
Haga el circuito, calcule los elementos y brevemente explique el funcionamiento.

25. Diseñe un circuito temporizador al trabajo para un relé electromagnética de 24 VCD con $R_{\text{relé}} = 500 \Omega$. Usando un UJT y un SCR (asuma valores típicos). Calcule todos los elementos del circuito y explique brevemente el funcionamiento del mismo.

26. ¿Bajo qué condiciones se puede apagar o conmutar a la posición de off un SCR?

27. ¿Cómo se definen los siguientes valores: $V_{\text{RRM}} / V_{\text{DRM}}, I_{\text{TSM}}, I_{\text{GT}}, V_{\text{DSM}} / V_{\text{RSM}}?$

28. Para el circuito mostrado en la figura.



Circuito para ejercicio 28 capítulo 3

En donde:

L: Lámpara de 120 V, 100 W, R en frío = 8Ω

SCR1 = SCR2

$I_{GT} = 1 \text{ mA}$

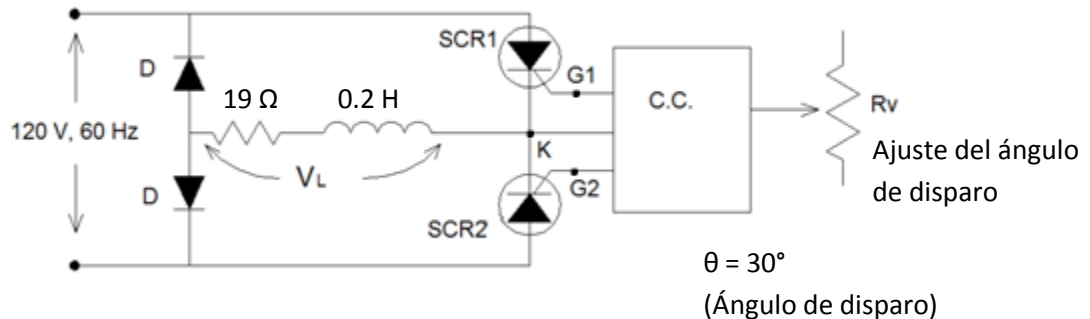
$I_{GTM} = 10 \text{ mA}$

$V_{GT} = 1 \text{ V}$

$V_{GTM} = 1.1 \text{ V}$

- Determine el valor de R para que el ángulo de disparo sea 45° .
- Grafique con detalle (con amplitudes, ángulos y tiempos) las ondas de: V, V_s , i_L e i_G en forma proyectada.}
- Determine para los SCR los valores prácticos de: $I_{T(RMS)}$, I_{TSM} y $V_{DRM} = V_{RRM}$.
- Dibuje y señale claramente todas las protecciones que debe llevar el SCR.

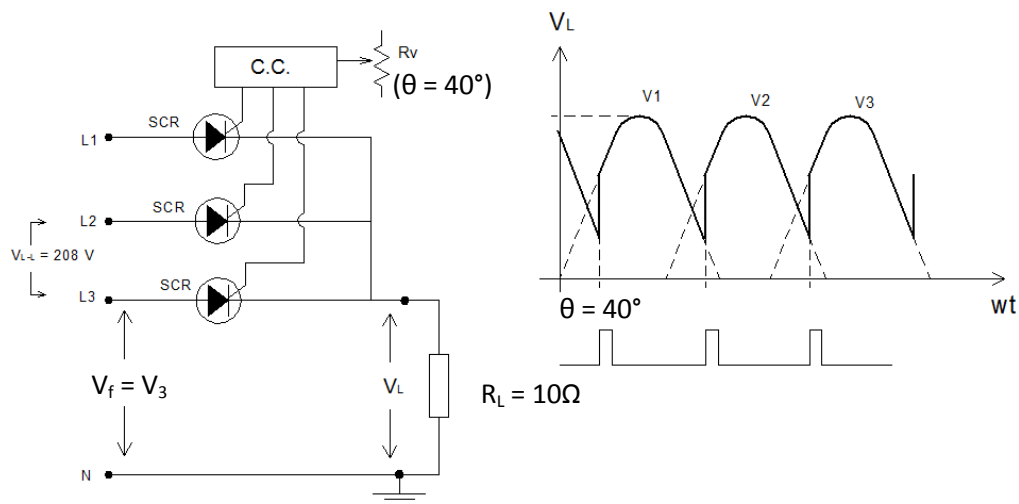
29. Para el circuito mostrado, cuya carga es el campo de excitación de un alternador.



Circuito para ejercicio 29 capítulo 3

- ¿Qué tensión se leería en un voltímetro de CD conectado sobre la carga?
 - Grafique detalladamente la forma de onda de la tensión y la corriente por la carga (V_L , i_L) para los valores indicados.
30. ¿Los SCR pueden ser utilizados en reemplazo de qué otros dispositivos? (indique 6).
31. Para que un SCR se conmute (de off a on) en su forma normal ¿Cómo deben polarizarse sus terminales y qué requisitos se deben cumplir?

32. ¿Qué mecanismos pueden originar que un SCR se conmute de off a on?
33. Dibuje el circuito básico de regulación de corriente con SCR, de corriente alterna para media onda con carga resistiva. Determine el valor eficaz máximo y mínimo de la corriente para ese circuito suponiendo que el ángulo de disparo se puede variar entre 0° y 180° . Grafique la forma de onda de la corriente por la carga, para un ángulo $\theta = 45^\circ$. ¿Qué especificaciones de voltaje y corriente debe tener un SCR que se utilice en un circuito de este tipo? Suponiendo conocidos el voltaje de la línea y la carga.
34. Explique en detalle y señale claramente las ventajas más relevantes del circuito de acople de señal mediante transformador para SCR. Dibuje el circuito.
35. Haga el circuito básico y explique cómo funciona un SCR de “compuerta amplificada” o “Darlistor”.
36. Para el circuito presentado en la figura (rectificador controlado de $\frac{1}{2}$ onda) determine el valor de la tensión media de CD que se obtiene sobre la carga si el ángulo de disparo se ajusta a $\theta = 40^\circ$.

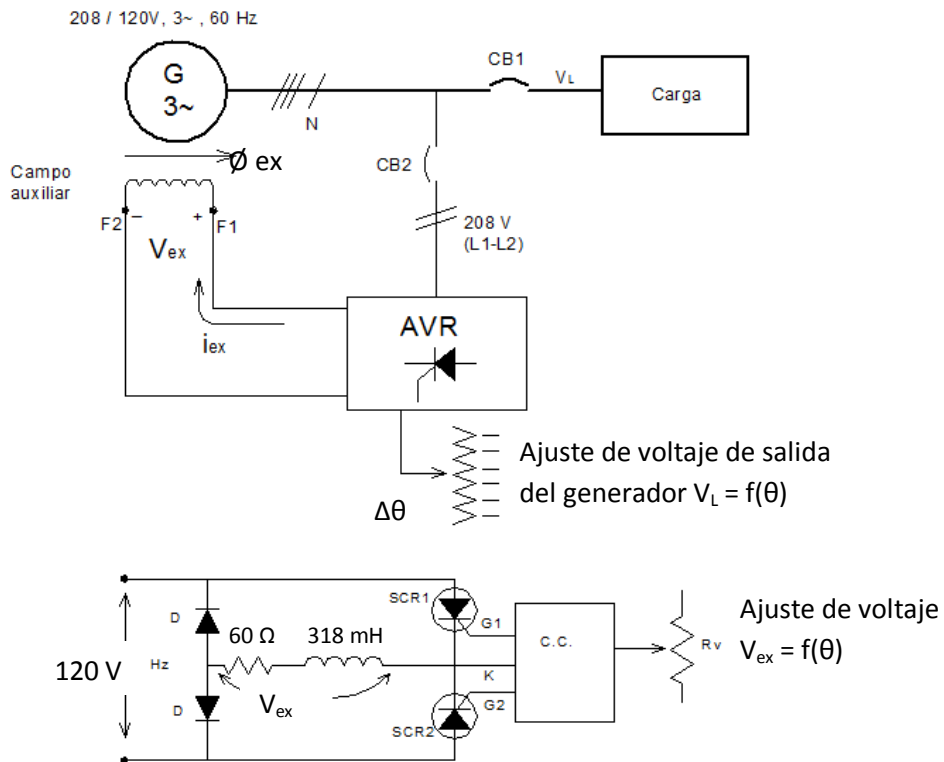


Rectificador trifásico controlado de media onda

C.C. : Circuito de control para disparo de los SCR (un pulso cada 120°)

V línea – línea = 208 V, 60 Hz

37. El campo auxiliar de un generador sin escobillas (brushless) se ha diseñado para alimentarse con un circuito rectificador de 1λ (2 diodos y 2 SCR) como muestra la figura. El sistema opera sobre la salida del generador y se conecta a dos líneas de la salida, cuya tensión es de 208 V (V_{L-L}) a 60 Hz.



Datos generador:

V excitación nominal = 125 VCD

V excitación forzing = 180 VCD

Generador autoexcitado

38. La figura muestra un circuito de excitación estática con SCR (AVR) en conexión rectificadora de $\frac{1}{2} \lambda$, alimentado con la tensión de salida del generador: 208 V.

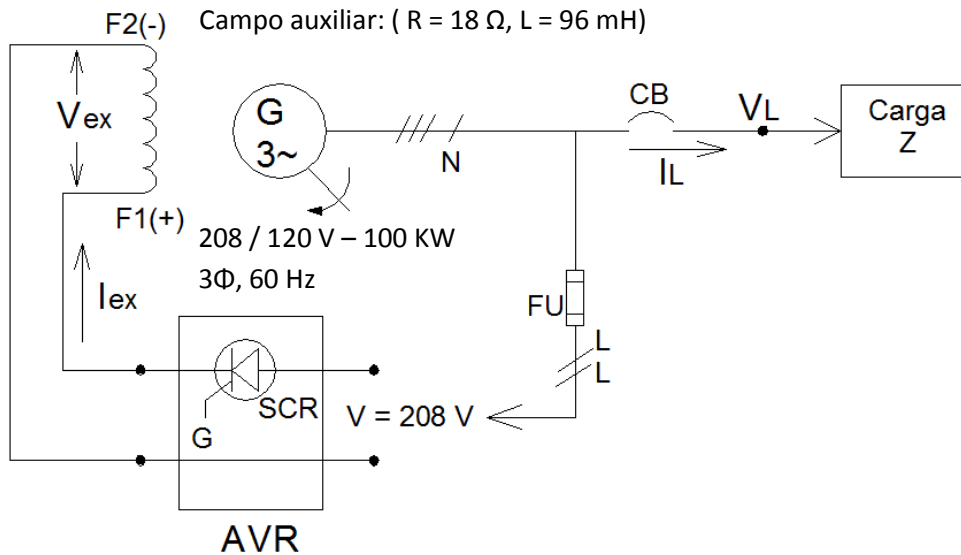
En vacío el campo del generador exige una tensión $V_{exo} = 18$ V de CD. Para mantener la tensión de salida sobre la carga constante a igual a $208 V_{L-L} / 120 V_{L-N}$.

A plena carga la tensión del campo (V_{exn}) debe ser 36 V de CD.

En condición de forzado, para aportar corriente de sobrecarga transitoria, se exige una tensión $V_{\text{exf}} = 54 \text{ V}$ de CD.

- ¿A qué ángulos θ_0 y θ_{20} se está conmutando el tiristor para atender las condiciones de vacío y mantener constante la tensión en la carga ($208 \text{ V}_{\text{L-L}}$)
- ¿A qué ángulos θ_F y θ_{2F} se está conmutando el SCR del AVR para atender las condiciones de forzado y garantizar que la tensión en la carga se mantenga constante? ¿Qué especificaciones de tensión y corriente debe tener el SCR?
- Grafique en detalle (Amplitudes y ángulos) para dos ciclos, las ondas de tensión y corriente (V_{ex} e I_{ex}) para la condición de funcionamiento del generador a plena carga.
- Si se desconecta el regulador del generador de 100 KW y se reconecta a otro generador cuyas especificaciones son: $208 \text{ V}/120 \text{ V} - 180 \text{ KW}$, $3\Phi - 60 \text{ Hz}$.
 Campo auxiliar: $\omega L/R = 3.0$
 Requisitos de excitación: $V_{\text{exo}} = 36 \text{ V}$, $V_{\text{exn}} = 63 \text{ V}$, $V_{\text{exf}} = 90 \text{ V}$

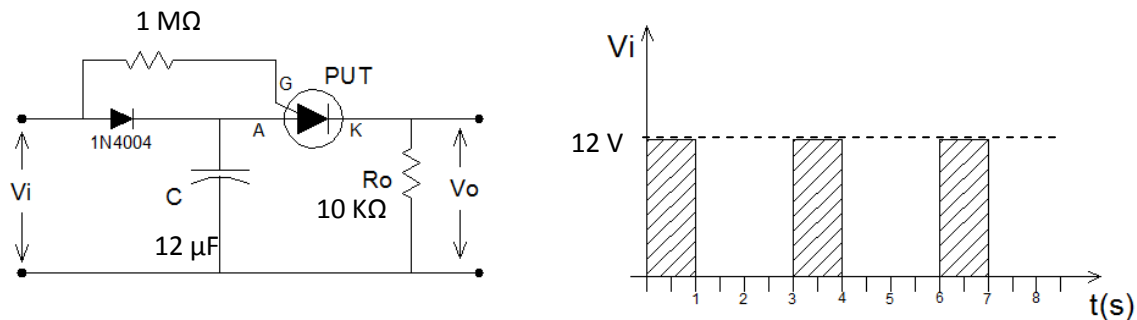
¿Podrá el AVR regular exitosamente al nuevo generador para las tres condiciones de funcionamiento? Justifique matemáticamente y diga sí o no para cada una de ellas, el por qué, qué ocurre y cómo se puede solucionar un problema si existe.



Circuito de excitación estática con SCR

CAPÍTULO 4.

1. ¿Qué tipo de cargas suelen manejar los SSR?
2. ¿Cuáles son las características principales de los SSR?
3. ¿Cuáles son las limitaciones de los SSR?
4. ¿Cómo se especifica un SSR?
5. ¿en qué se diferencia un SSC de un SSR?
6. ¿Qué es un variador de velocidad?
7. ¿Para qué tipo de motor se utilizan los variadores de frecuencia como variadores de velocidad?
8. ¿Cuál es la composición básica de un variador de frecuencia?
9. ¿Cuál es la función de un arrancador suave?
10. Para el circuito mostrado en la figura, dibuje la forma de onda del voltaje de salida V_o .

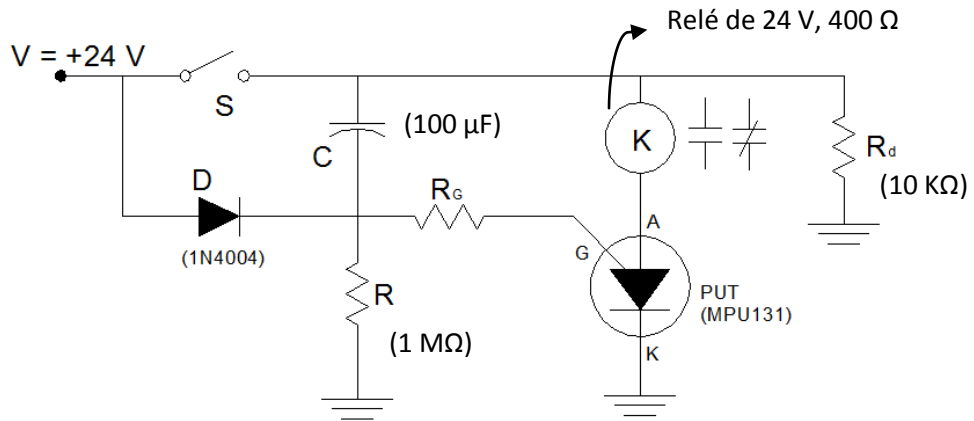


Circuito para ejercicio 10 capítulo 4

Nota: El dibujo de V_o debe ser en detalle, mostrando amplitud, tiempo y período con valores numéricos. No es necesario explicar el funcionamiento del circuito.

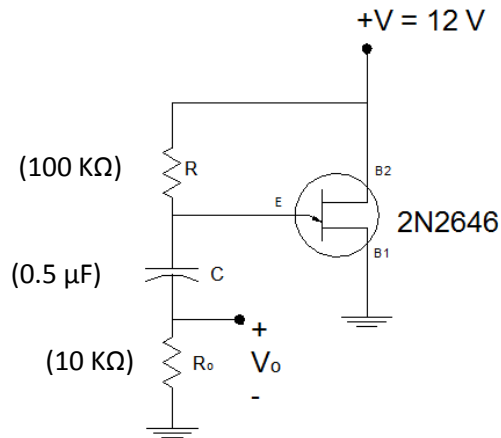
11. Para el circuito mostrado en la figura, explique brevemente su funcionamiento (al cerrar el interruptor S y mientras S esté abierto). Indique qué tipo de funcionamiento hace el circuito sobre el relé y si tiene algún efecto de retardo asociado, determine el tiempo de actuación y el tiempo de retardo. Calcule el valor de T con base en los valores de los parámetros del circuito.

Sugerencia: grafique la forma de onda de V_C



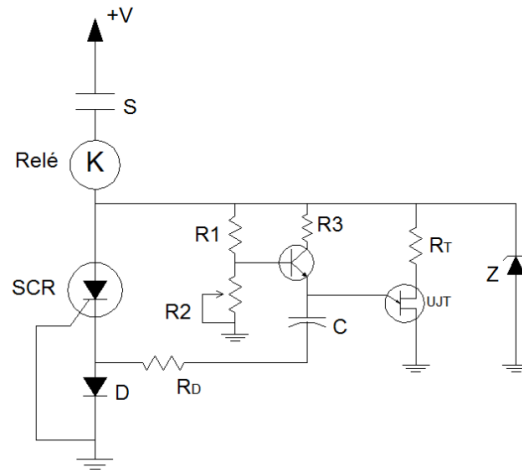
circuito para el ejercicio 11 capítulo 4

12. Para el circuito mostrado en la figura, grafique en detalle, con valores reales de amplitud y tiempo, la forma de onda de la tensión V_o . Indique también las constantes de tiempo de carga y descarga.



Circuito para el ejercicio 12 capítulo 4

13. De acuerdo con el siguiente circuito de la figura:



Circuito para el ejercicio 13 capítulo 4

- Defina claramente la tarea que hace el circuito y su funcionamiento.
- Determine la expresión que relaciona el tiempo de actuación del SCR en función de los parámetros del circuito.

14. Explicar claramente el funcionamiento del circuito de la figura 7.13 para condiciones de marcha normal, paro y corto circuito.

P1: Start / Reset (NO)

Po: Stop (NC)

R_s: Resistencia sensora de corriente de bajo valor.

SSC: Contactor de estado sólido.

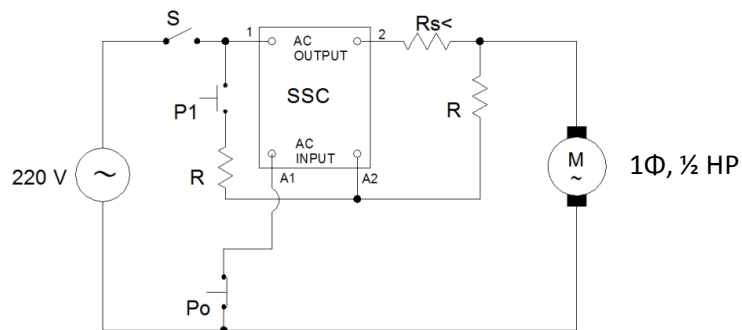
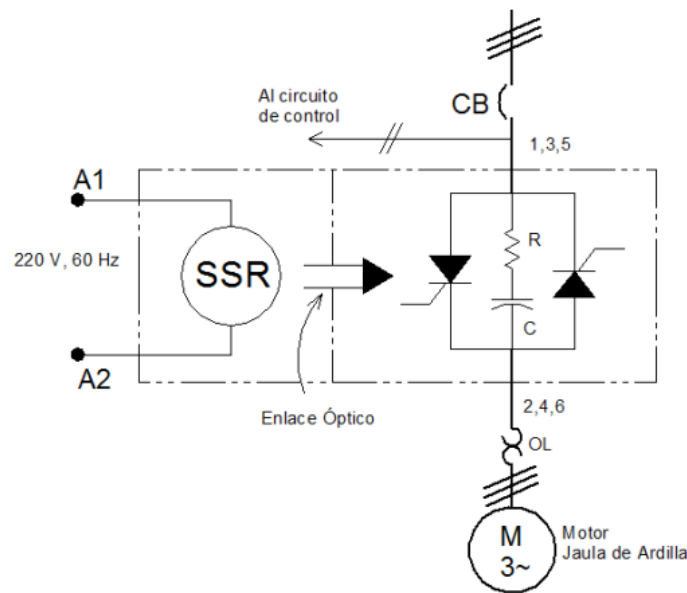


Fig. 7.13 Circuito para el ejercicio 14 capítulo 4

15. Diseñe el circuito de control (con el mínimo de componentes) para el mando por pulsadores (start – stop) de un motor de jaula de ardilla conectado a la red por medio de un contactor de estado sólido tripolar con SCR, con desconexión automática por sobrecarga. No use ningún tipo de relé electromagnético (todo electrónico). Ver figura.



Circuito para ejercicio 15 capítulo 4

16. Diseñe un circuito regulador de CA con SCRs (en paralelo inverso) tipo rampa – pedestal lineal, sincronizado con la línea utilizando un PUT acoplado a las compuertas de los SCRs por medio de un opto-acoplador.

La tensión de alimentación es de 220 V, 1 Φ a 60 Hz.

La carga es la resistencia de un horno industrial

La I_{GTM} de los SCRs es de 50 mA.

Asuma valores típicos para algunos de los componentes.

Potenciómetro de ajuste de temperatura: 0 – 10 K Ω lineal.

Condensador: 0.22 μ F @ 30 V.

$\theta_{min} \leq 5^\circ$, $\theta_{max} \geq 175^\circ$.

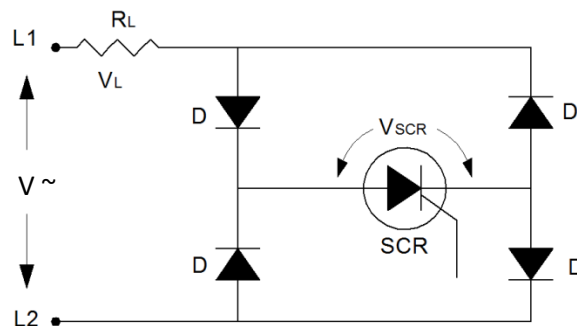
Potencia de la carga (Horno) = 2 KW @ 220 V, 1 Φ a 60 Hz.

Resistencia en frío: $R_o = 0.45 \cdot R$ en caliente.

- Seleccione y especifique los SCR del circuito ($I_{T(RMS)} \geq ?$. $V_{DRM} = V_{RRM} \geq ?$. $I_{TSM} \geq ?$).
- Todas las resistencias del circuito (Ω y W).
- El diodo zener (V_z , P_z).
- Los diodos a utilizar (TIP).
- Indique los aspectos característicos para seleccionar el PUT, el TSR.

Nota: Todos los elementos deben calcularse técnicamente (mediante fórmulas) y aproximarse a valores prácticos, se excluyen los asumidos el circuito debe dibujarse con los valores calculados.

17. De acuerdo con el circuito de potencia de la figura:



Circuito para ejercicio 17 capítulo 4

Carga (R_L):

$$P = 10 \text{ KW}$$

$$V_n = 220 \text{ V, } 1\Phi \text{ a } 60 \text{ Hz}$$

$$R_L = 0,5 \Omega \text{ (En frío)}$$

$$V_{\text{línea}} = 220 \text{ VAC}$$

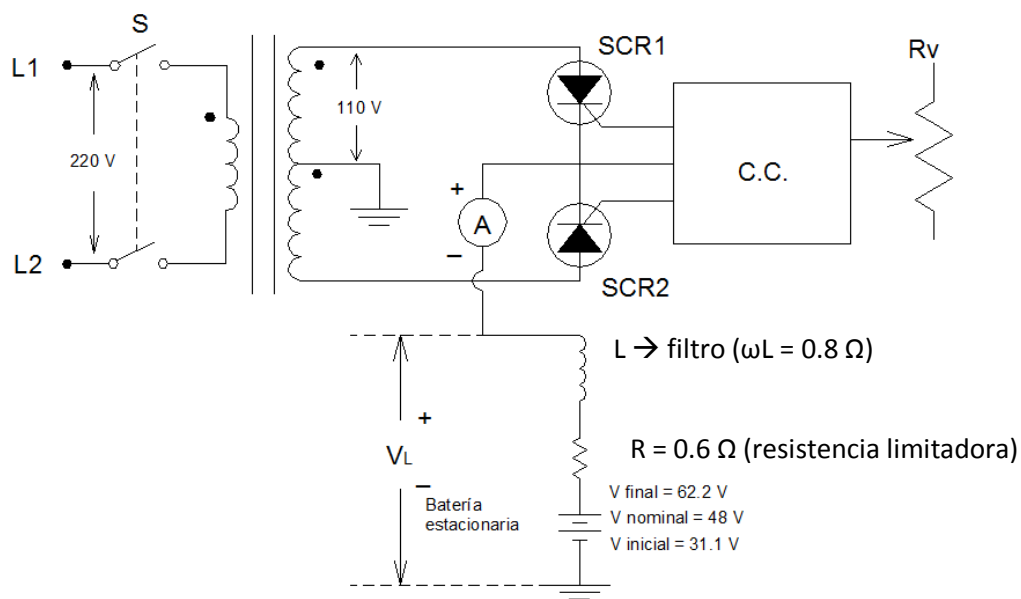
Circuito regulador tipo rampa lineal para $5^\circ \leq \theta \leq 175^\circ$ (conmutado)

- Seleccione técnicamente el SCR y los diodos (D) del circuito de potencia de acuerdo a la carga que se va a manejar.
- Implemente el circuito de acople para la compuerta del SCR mediante el empleo de un opto-acoplador e ilustre la trayectoria de circulación de la corriente de compuerta I_G , teniendo en cuenta el semiciclo positivo y el negativo de la tensión de la red.

- c. Determine el valor de los componentes utilizados para el acople de la compuerta, suponiendo datos con valores típicos para el SCR seleccionado.
 - d. Diseñe e implemente un circuito de control conmutado tipo rampa lineal con transistor bipolar y UJT para el mando de la compuerta del circuito de la figura mostrada.
 - e. Aplique criterios de diseño y asuma valores prácticos para los componentes que así lo requieran (justifique).
 - f. Calcule y determine el valor práctico de todos los componentes que lleve el circuito, que deben ser calculados mediante fórmulas y que están asociados al funcionamiento del mismo.
- Nota: el circuito de control debe dibujarse conectado o acoplado al de potencia de la figura.

18. Dibuje las formas de onda del voltaje de armadura y corriente por la armadura de un motor de CD que se conecta en serie con un SCR operando como interruptor estático, alimentado con CD.

19. En la figura se ilustra un circuito para la carga rápida de baterías estacionarias.



Circuito para ejercicio 19 capítulo 4

El circuito de control genera un tren de pulsos de alta frecuencia que garantiza el disparo del SCR cuando este se polariza directamente. El SCR trabaja como interruptor estático y no como regulador. La batería se encuentra inicialmente “descargada” con una tensión inicial V_i . La desconexión se debe realizar cuando se alcanza una tensión final V_f que indica que está plenamente cargada.

- a. ¿Qué tensión de CD se mediría en V_L inicialmente cuando la batería está descargada?
- b. ¿Qué tensión de CD se mediría en V_L cuando la batería está totalmente cargada?

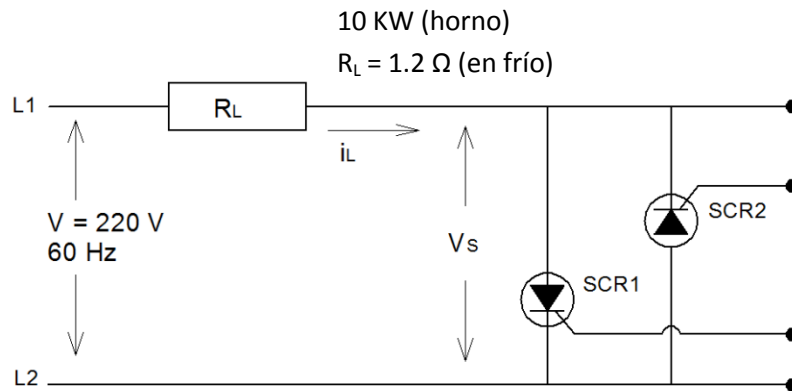
Nota: la carga es el conjunto de elementos R-L-V asociados al circuito, en el cual L es una inductancia de filtro, R una resistencia limitadora de corriente y V es el voltaje de la batería, cuyo valor nominal es de 48 V.

- c. ¿En cuánto se reduce la corriente de carga (leída en el amperímetro) desde que la batería se conecta hasta el momento de la desconexión?

20. Diseñe un circuito de retardo al reposo usando un relé electromecánico de CD y un SCR. El circuito debe comprender:

- a. Diseño básico definiendo las especificaciones de los componentes.
- b. Explicación clara del funcionamiento.
- c. Ecuaciones que relacionan los parámetros del circuito con el tiempo de retardo.

21. Para el circuito de potencia mostrado en la figura



Circuito para ejercicio 21 capítulo 4

Dibuje y diseñe el circuito de control para la regulación de la corriente por la carga, con el propósito de variar la temperatura del horno.

Especificaciones:

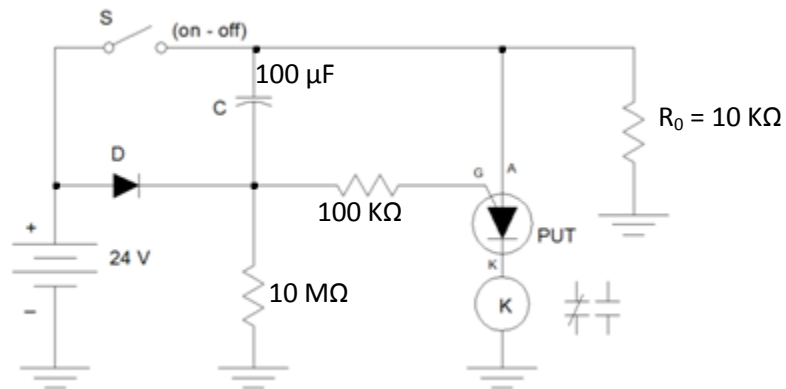
- Conmutado, para garantizar la sincronización de los pulsos con la red.
- Tipo: Rampa-pedestal lineal con PUT.
- $0.22 \mu\text{F} \leq C \leq 0.47 \mu\text{F}$
- $0.65 \leq \eta_{\text{PUT}} \leq 0.75$
- $16 \text{ V} \leq V_Z \leq 24 \text{ V}$
- P_Z disponibles: 1 W, 2 W, 5 W.
- $\theta_{\text{min}} \leq 5^\circ$
- θ_{max} ajustable con potenciómetro entre 150° y 175°
- Potenciómetros disponibles: 2.5 K Ω , 5 K Ω y 10 K Ω .
- SCR disponible: $I_{\text{GTM}} = 20 \text{ mA}$, $V_{\text{GTM}} = 1.2 \text{ V}$, $I_{\text{GT}} = 5 \text{ mA}$, $V_{\text{GT}} = 1 \text{ V}$
- El diseño implica el dibujo completo del circuito, incluyendo potencia y control conectados.
- Se deben calcular teóricamente o aplicar criterios de diseño para determinar todos los componentes del circuito de control, incluido el transistor y los diodos rectificadores que se utilicen.
- Los valores teóricos deben ser ajustados a valores prácticos con criterios lógicos y aceptables.

- Redibuje el circuito de potencia con las protecciones para cortocircuito, sobrecarga térmica, dv/dt y sobretensiones transitorias, emplee los elementos que sean necesarios para una protección adecuada y enciérrelos en un círculo indicando la protección que ofrece cada uno.

22. El circuito de la figura ilustra un relé temporizado que emplea un PUT como interruptor estático.

- Explique con detalle cómo funciona el circuito y qué tipo de retardo ofrece.
- Determine el tiempo de retardo T para la actuación de los contactos del relé K (Relé de 24 V)

Nota: desprecie las caídas internas de diodo.



Circuito ejercicio 22 capítulo 4

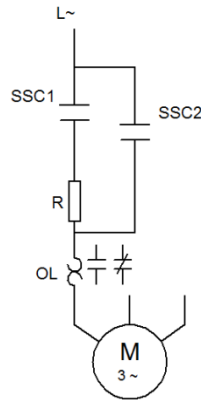
23. El circuito de la figura muestra un arrancador de motor trifásico con limitación de corriente de arranque mediante resistencias estáticas. Se emplean dos contactores de estado sólido para la maniobra.

1PB: Marcha

2 PB: Parada

1PB \rightarrow SSC1 \uparrow : $\Delta t = T$: SSC2 \uparrow \rightarrow SSC1 \downarrow

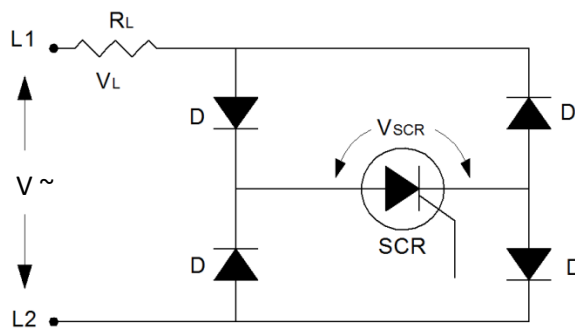
2PB }
 OL } SSC2↓ ó SSC1↓



Circuito ejercicio 23 capítulo 4

Diseñe completamente el circuito de control y su conexión al circuito de potencia del motor trifásico. Use únicamente dispositivos electrónicos vistos en clase para retardar y ejecutar la maniobra sobre el motor. Los pulsadores pueden ser de varios contactos NO/NC, el relé térmico dispone de dos contactos, 1 NO y 1 NC.

24. Diseñe e implemente un circuito de control conmutado de tipo rampa-exponencial con PUT para el mando de la compuerta del circuito de la.



Circuito ejercicio 24 capítulo 4

Carga (R_L):

$P = 10 \text{ KW}$

$V_n = 220 \text{ V, } 1\Phi \text{ a } 60 \text{ Hz}$

$R_L = 0,5 \Omega$ (En frío)

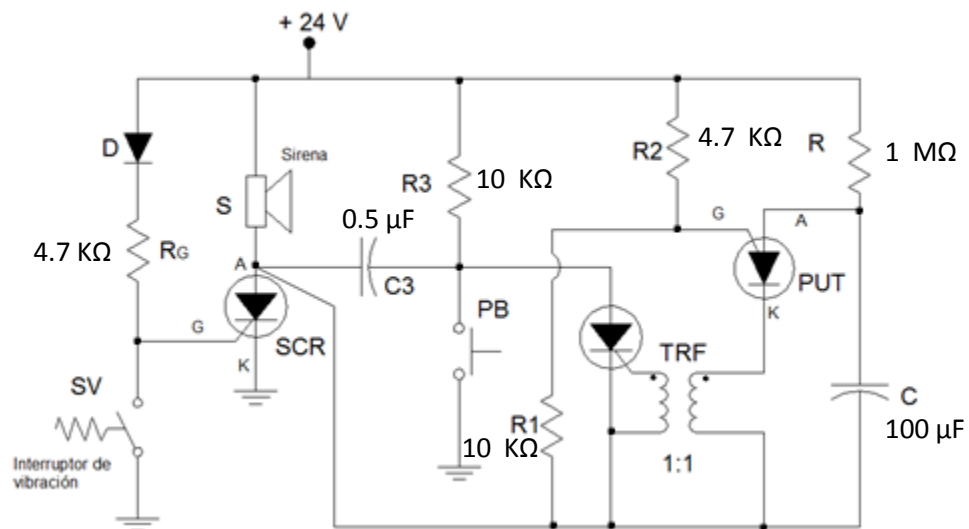
$V_{\text{línea}} = 220 \text{ VAC}$

Aplique criterios de diseño y asuma valores prácticos para los componentes que así lo requieran, justifique.

Calcule y determine el valor práctico de todos los componentes que lleve el circuito, que deben ser calculados mediante fórmulas y que están asociados al funcionamiento del mismo.

Nota: El circuito de control debe dibujarse conectado o acoplado al de potencia mostrado en la figura.

25. Explique claramente el funcionamiento del circuito mostrado en la figura e indique la tarea de control que realiza.



Circuito ejercicio 25 capítulo 4

Deduzca la expresión matemática y determine el tiempo de actuación del circuito.

26. Diseñe los circuitos de potencia y control para un regulador de CA de media onda con carga resistiva y regulación con SCR. Mando a través de transformador de pulsos.

Carga: Horno de 50 KW @ 440 V, monofásico. Resistencia en frío = 0.65Ω

Regulación: 5° a 175° mediante rampa-pedestal lineal, circuito de control sincronizado con la red.

a. Implemente el circuito de potencia y el de control, con un dibujo claro marcando los elementos, voltajes y corrientes relevantes.

b. Grafique, tomando como referencia la onda de voltaje de la red y proyectando:

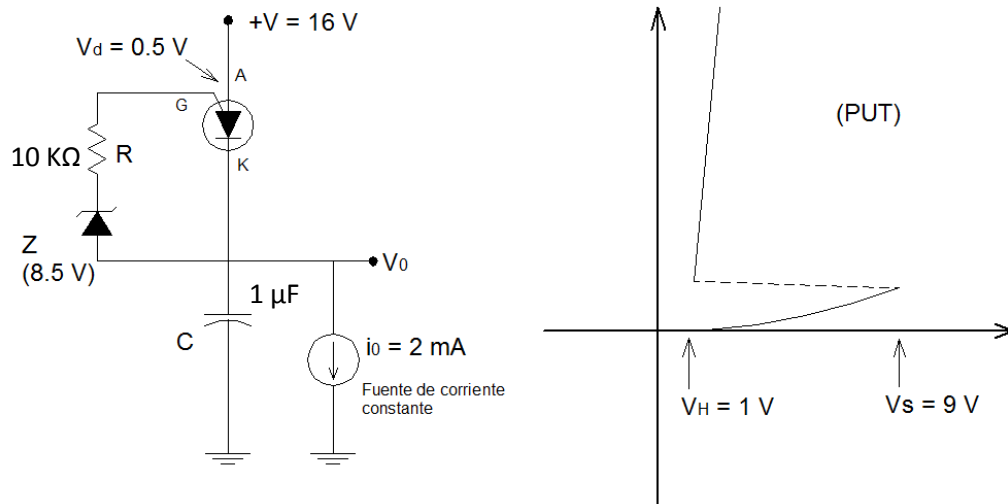
- V_s (SCR)
- V_z (zener)
- V_c (condensador)
- i_L (corriente por la carga)
- i_G (señal de mando)

c. Calcule las especificaciones mínimas del SCR para la carga que debe manejar (i, V).

d. Diseñe y calcule todos los elementos del circuito de control usando fórmulas y criterios de diseño.

27. Dibuje e implemente un relé de estado sólido de CA con SCR de un contacto. Circuito de potencia y circuito de control, explíquelo claramente.

28. Dibuje en detalle la forma de onda de V_C con amplitudes y tiempos y determine la expresión matemática para el período T de la onda de V_C . no es necesario explicar el funcionamiento del circuito de la figura.



Circuito ejercicio 28 capítulo 4

29. Explique claramente el funcionamiento del circuito mostrado en la figura 7.23.

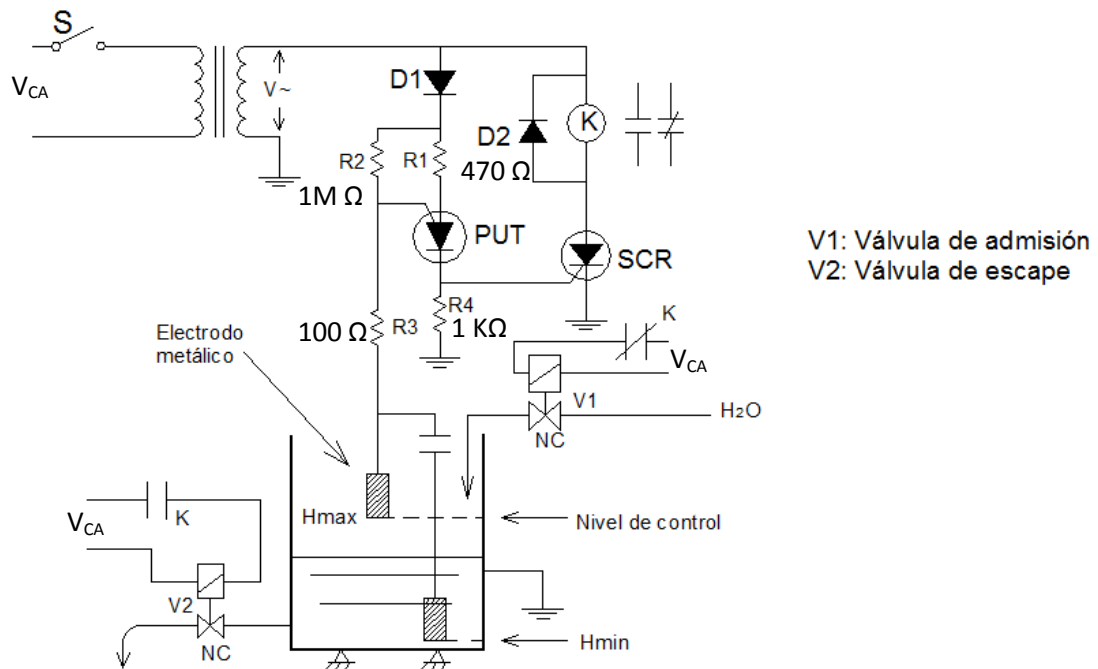
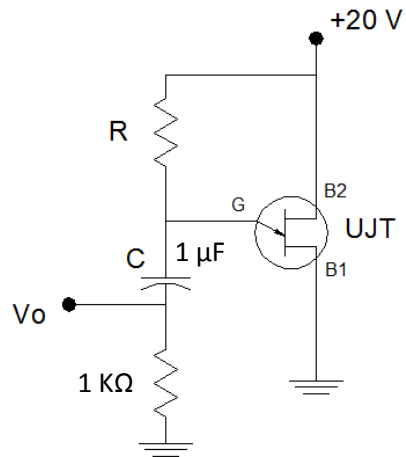


Fig. 7.23 Circuito ejercicio 29 capítulo 4

30. Para el circuito de la figura



Circuito ejercicio 30 capítulo 4

- Dibuje la forma de onda de V_o .
- Calcule el valor de R para una frecuencia de salida de V_o de 100 Hz

Datos UJT:

$$\eta = 0.6$$

$$R_{BB} = 5 \text{ K}\Omega$$

$$I_V = 2 \text{ mA}$$

$$I_P = 10 \text{ mA}$$

$$V_V = 1 \text{ V}$$

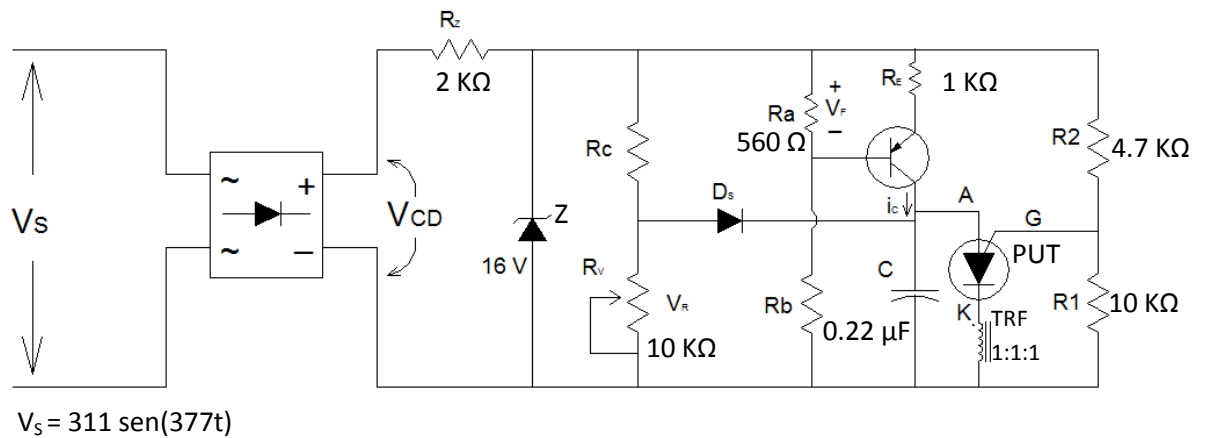
$$V_D = 0.5 \text{ V}$$

31. Haga el diseño completo de un regulador de CA monofásico con SCR, tipo rampa-pedestal lineal utilizando un UJT.

- Suponga el UJT: $\eta = 0.65$, $R_{GB} = 7 \text{ K}\Omega$, $V_D = 0.5 \text{ V}$ (2N2646).
- Suponga para el circuito de control: transistor $\beta \gg 1$, silicio, PNP. $C = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$, potenciómetro lineal de $10 \text{ K}\Omega$.
- Alimentación del circuito de carga: 120 V, 60 Hz.
- Carga: 2 KW, $R_{FRÍO} = 0.45 * R_{CALIENTE}$.

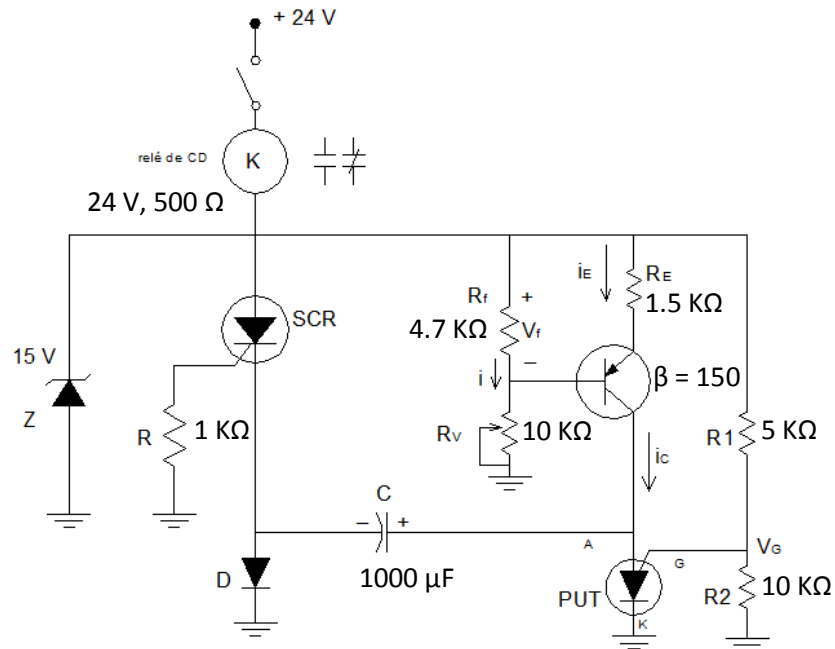
- Circuito de control conmutado y acople de la señal de mando por un transformador de relación 1:1:1.
 - Regulación: $5^\circ \leq \theta \leq 175^\circ$.
- Dibuje el circuito de potencia y especifique los SCR para la carga indicada.
 - Dibuje el circuito de control y calcule los valores teóricos y prácticos para diferentes componentes de dicho circuito (Resistencias, Diodos, Zeners...). Especifique los elementos en forma completa (por lo menos para el zener y su resistencia reguladora).
 - Sobre el circuito de potencia dibuje y señale las protecciones para dv/dt , di/dt , sobrecarga térmica, cortocircuito y sobretensiones transitorias.

32. Para el circuito mostrado en la figura determine los valores de R_b y R_c para que al variar el potenciómetro R_v el ángulo de disparo se encuentre entre 4° y 150° .



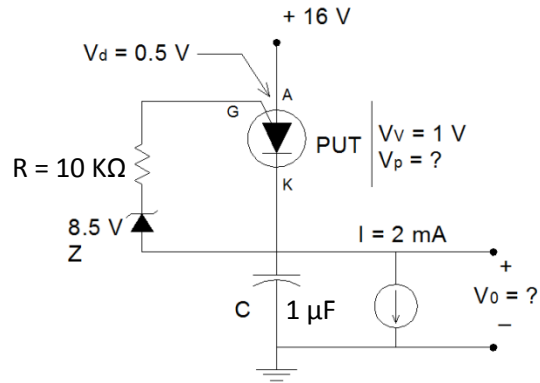
Circuito ejercicio 32 capítulo 4

33. Para el circuito de la figura.



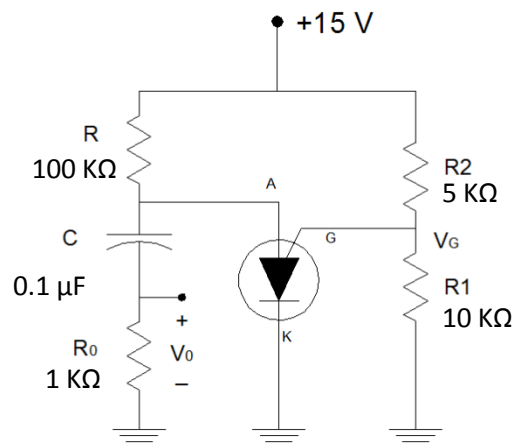
Circuito ejercicio 33 capítulo 4

- Explique claramente el funcionamiento del circuito que y defina la tarea de control. Desprecie las caídas de voltaje en el SCR, PUT y diodo.
 - Determine el tiempo (T) de actuación del relé en función de los parámetros del circuito, suponga a $R_v = 10 \text{ K}\Omega$ (max).
34. El circuito mostrado en la figura utiliza un diodo zener, un PUT y una fuente de corriente constante de 2 mA.
- Dibuje claramente la forma de onda de V_o , indicando sobre la gráfica los puntos más significativos en amplitud y tiempo.
 - Determine matemáticamente la expresión para el período (T) de V_o y calcule su valor.
 - Explique claramente el funcionamiento del circuito.



Circuito ejercicio 34 capítulo 4

35. Para el circuito mostrado en la figura, dibuje en detalle (amplitudes y tiempos) y en dos ciclos, la forma de onda del voltaje V_0 . No es necesario explicar el funcionamiento del circuito.



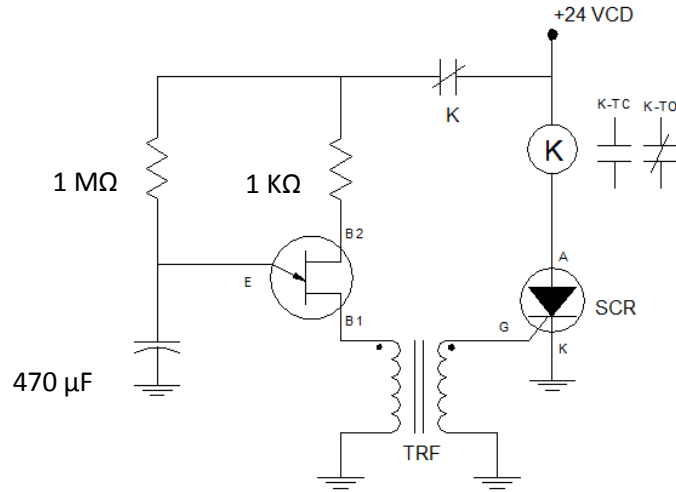
Circuito ejercicio 35 capítulo 4

Para el PUT:

$$I_V = 5 \text{ mA} = I_H$$

$$V = V_H = 1 \text{ V}$$

36. Para el circuito mostrado en la figura, determine con precisión el tiempo de actuación del relé K y sus contactos, a partir del instante en que se conecta el circuito a la fuente de alimentación.



Circuito ejercicio 36 capítulo 4

Suponga: UJT: 2N2646

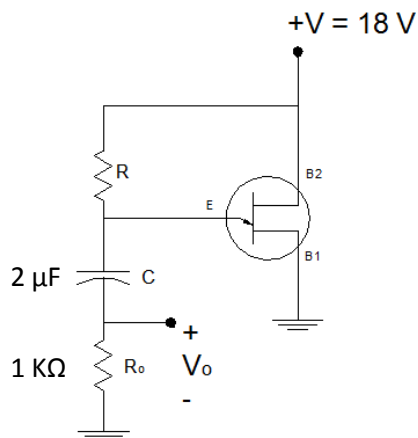
$$\eta = 0.65$$

$$R_{BB} = 7 \text{ K}\Omega$$

$$V_D = 0.5 \text{ V}$$

Desprecie el efecto resistivo de las bobinas del TRF de pulsos.

37. Para el circuito mostrado en la figura, calcule el valor de R para una frecuencia del voltaje de salida V_o de 1000 Hz. También dibuje en detalle (amplitud y tiempo) la forma de onda del voltaje V_o . No es necesario explicar el funcionamiento.



Circuito ejercicio 37 capítulo 4

UJT: $\eta = 0.6$

$$R_{BB} = 6 \text{ K}\Omega$$

$$I_V = 2 \text{ mA}$$

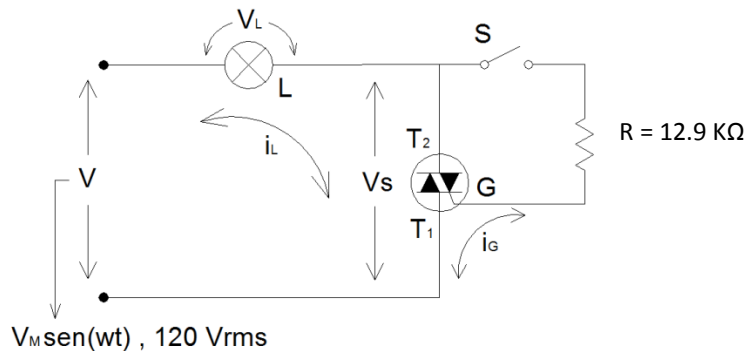
$$I_P = 10 \text{ } \mu\text{A}$$

$$V_V = 1 \text{ V}$$

$$V_D = 0.5 \text{ V}$$

CAPÍTULO 5.

1. Defina TRIAC
2. ¿Cuáles son las posibles polarizaciones que puede tener un TRIAC?
3. Haga el circuito equivalente de un QUADRAC mediante un TRIAC y un DIAC
4. ¿Qué es un SCS? ¿Para qué se usa?
5. ¿A qué dispositivos puede sustituir el SCS?
6. Para el circuito mostrado en la figura:



Circuito ejercicio 6 capítulo 5

- a. Calcule en ángulo de disparo θ del TRIAC
- b. Grafique en detalle y claramente las ondas de: V , V_L , V_s , i_G . Haga proyecciones tomando a V como referencia para los dibujos. Indique sobre las gráficas los puntos más sobresalientes con valores reales calculados.
- c. Indique el modo de polarización que se utiliza en el TRIAC para sus terminales y diga si es el más indicado o no y por qué.
- d. Especifique el TRIAC para los valores:
 - V_{DROM} (Tensión directa e inversa máxima repetitiva admisible).
 - I_{TSM} (Corriente máxima no repetitiva o súbita admisible).
 - $I_{T(RMS)}$ (Corriente eficaz máxima admisible en estado estable).

Datos: $I_{GT} = 4 \text{ mA}$

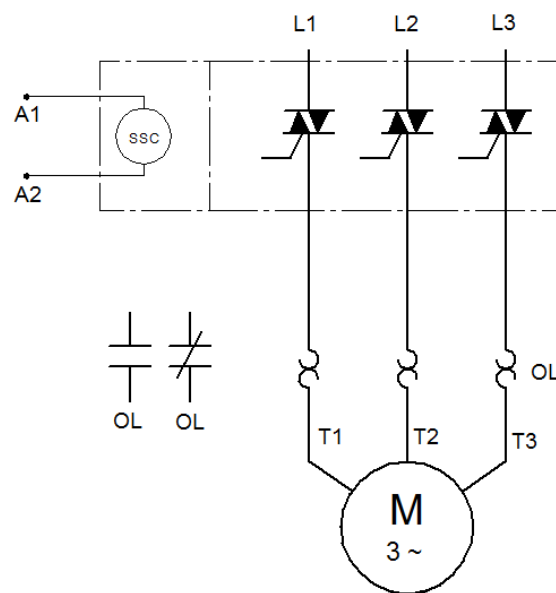
$V_{GT} = 1.2 \text{ V}$

Lámpara (L) = 120 V @ 250 W. $R_L = 8 \Omega$ (en frío)

Alimentación: 120 V_{RMS}

7. La figura ilustra el empleo de un contactor de estado sólido con TRIAC usados como interruptores estáticos. Mediante el empleo de dos pulsadores (marcha y paro) para el mando o maniobra del motor, conecte la “bobina” del SSC y los contactos (o el contacto) necesarios del OL para conectar o desconectar directamente el motor de la línea.

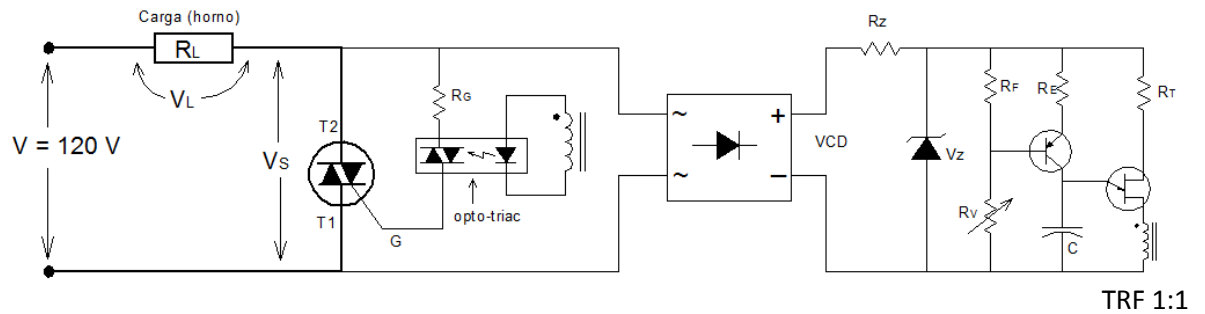
El contactor usado es de CA y debe operar directamente sobre la línea de alimentación del motor. Para el circuito de control pedido emplee resistencias o los elementos que considere necesarios para. No emplee relés electromagnéticos.



Circuito ejercicio 7 capítulo 5

8. Dibuje el circuito electrónico que representa “la bobina” del contactor de estado sólido (SSC) del problema anterior, suponiendo que se alimenta con la tensión de CA de la red. Explique su funcionamiento y la forma de actuar sobre los “contactos” (TRIAC’s) que manejan el motor.

9. De acuerdo con el circuito de la figura:



Circuito ejercicio 9 capítulo 5

Para el cual:

$$R_F = 4.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_E = 2.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_T = 1 \text{ K}\Omega$$

$$\eta = 0.65$$

$$R_{BB} = 7 \text{ K}\Omega$$

$$I_V = 4 \text{ mA}$$

$$I_p = 2 \mu\text{A}$$

$$V_V = 1 \text{ V}$$

$$V_D = 0.5 \text{ V}$$

$$V_Z = 18 \text{ V}$$

Carga:

$$R_{L(\text{FRÍO})} = 0.4 \Omega$$

$$P_L = 12 \text{ KW}$$

$$V_L = 120 \text{ V}$$

TRIAC de potencia:

$$I_{GTM} = 20 \text{ mA}$$

$$V_{\text{GTM}} = 1.2 \text{ V}$$

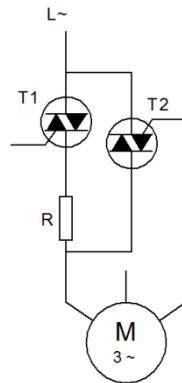
Opto-TRIAC:

$$V_T = 1.5 \text{ V}, 50 \text{ mA (max)}$$

- a. Determine los valores extremos de R_V (mínimo y máximo) para que el TRIAC del circuito regule la corriente por la carga R_L entre 20° y 160° .
- b. Determine el valor de R_Z y P_Z (zener).
- c. Determine el valor de R_G (del circuito de mando para el TRIAC).
- d. Redibuje el circuito de potencia del ejemplo, incorporando las siguientes protecciones: dv/dt , di/dt , sobretensión transitoria, sobrecarga térmica y corto circuito (identifíquelas claramente).
- e. Dibuje en forma proyectada y en detalle (con amplitudes y ángulos para las partes críticas) las ondas de: V_s , V_{cd} , V_z , V_c y V_L . Utilice la tensión de entrada V como referencia al hacer las proyecciones.
- f. Determine para el TRIAC sus especificaciones técnicas mínimas que garanticen su operación sobre la carga: V_{RRM} , V_{DRM} , $I_{\text{T(RMS)}}$ e I_{TSM} .

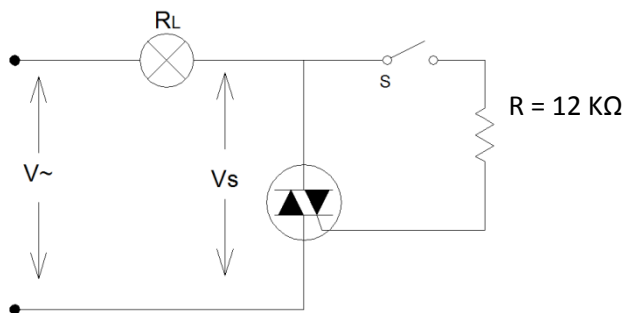
10. Diseñe un arrancador estático para un motor trifásico de jaula de ardilla que opera a 220 V. El motor es de 3 HP, 1750 RPM, $\Phi_n = 0.85$, $\eta = 0.92$. según la figura 7.36

- Asuma valores típicos para los TRIAC utilizados, basándose en las especificaciones del motor. El T1 debe conectar el motor a través de la resistencia R durante 10 s y luego debe ser cortocircuitado por T2.
- Dibuje el circuito de control y el de potencia con todas sus protecciones. Solo utilice dispositivos de estado sólido en el diseño. El mando del motor es mediante dos pulsadores, uno de marcha y otro de paro.



Circuito ejercicio 10 capítulo 5

11. Para el circuito mostrado en la figura:



Circuito ejercicio 11 capítulo 5

- Calcule el ángulo de disparo θ .
- Grafique claramente, con valores reales y haciendo proyecciones, las ondas de V_{\sim} , V_s , V_L e i_G .
- Especifique el TRIAC utilizado para: V_{DROM} , $I_{T(RMS)}$ e I_{TSM} .

Datos:

$$V_{\sim} = 110V$$

$$I_{GT} = 5 \text{ mA}$$

$$V_{GT} = 1.5 \text{ V}$$

Lámpara: 110 V @ 100W, R_L en frío = 8Ω

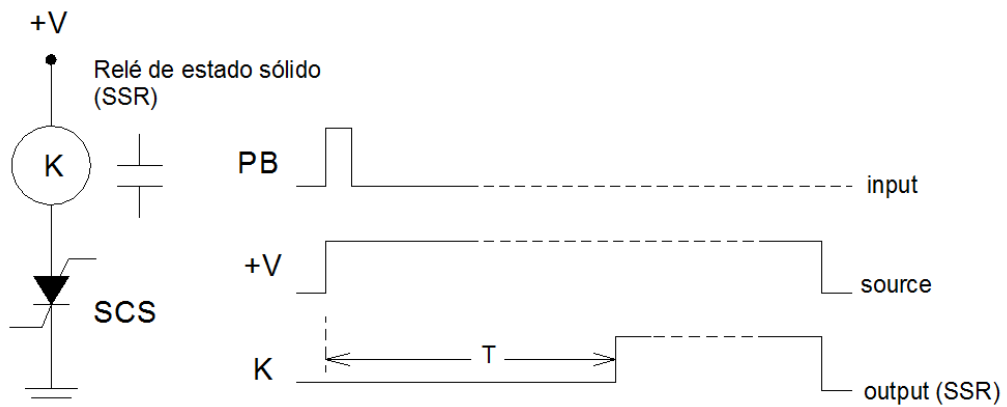
12. Explique con claridad los diferentes grados de sensibilidad que presenta la compuerta de un TRIAC de acuerdo a la polaridad de sus terminales. Ilustre con figuras e indique las conexiones más convenientes.

13. Construya gráficamente, a partir de SCS, los siguientes dispositivos:

- DR
- SCR
- PUT
- SUS

Emplee los elementos eléctricos que sean necesarios e indique correctamente las conexiones a los terminales. Dibuje los símbolos de los dispositivos mencionados.

14. Mediante el empleo de un SCS y un SSR, según muestra la figura, dibuje un circuito que permita que el relé K se energice después de un tiempo T a partir del momento en que se presiona un pulsador PB, según la figura.



Circuito ejercicio 14 capítulo 4

15. Explique cómo, mediante pruebas de continuidad con un multímetro se puede verificar el estado de funcionamiento de un TRIAC

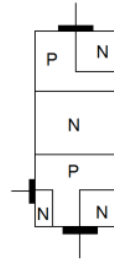


Figura ejercicio 15 capítulo 5

Llene una tabla de este tipo:

Polarización terminales	Valor medido	Escala
-	-	-

E indique bajo qué condiciones se puede concluir que el TRIAC funciona correctamente.

16. La figura ilustra un circuito de potencia con TRIAC, el cual se utiliza para regular la temperatura de un horno industrial de $P = 10 \text{ KW @ } 220 \text{ V}$, con una resistencia en frío $R_{L0} = 0.5 \Omega$.

El TRIAC utilizado tiene los siguientes parámetros de compuerta:

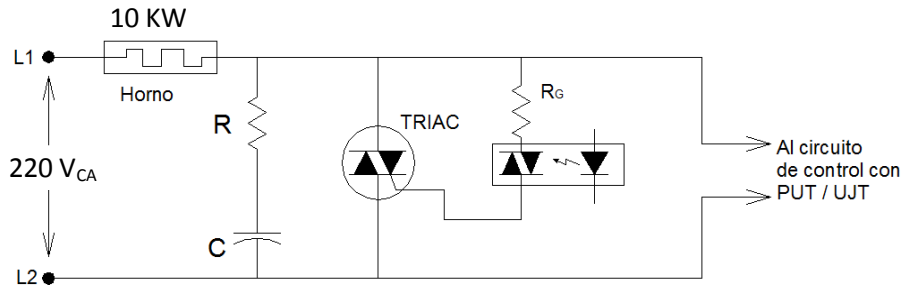
$$I_{GT} = 6 \text{ mA}$$

$$V_{GT} = 1.0 \text{ V}$$

$$I_{GTM} = 50 \text{ mA}$$

$$V_{GTM} = 1.2 \text{ V}$$

El opto-triac usado en el circuito de mando de la compuerta tiene $V_T = 1.5 \text{ V}$ cuando conduce, al actuar el rayo de luz que emite el LED del optoacoplador.



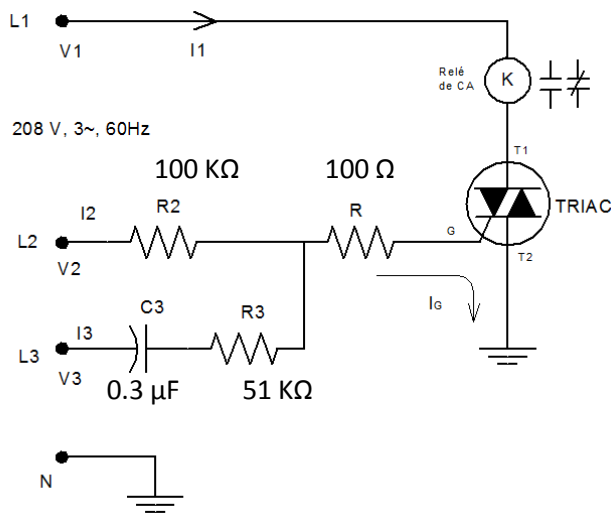
Circuito ejercicio 16 capítulo 5

a. Especifique el TRIAC a usar para:

- $I_{T(RMS)}$
- I_{TSM}
- V_{DROM}

b. Determine el valor teórico y práctico que debe tener la resistencia R_G . Justifique todos los resultados con criterios de diseño y ecuaciones.

17. El circuito mostrado en la figura es un relé de protección ANSI/NEMA 47N.

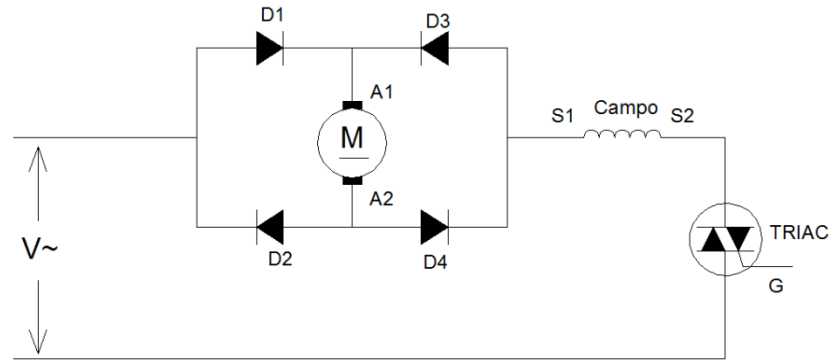


Circuito ejercicio 17 capítulo 5

¿Qué función realiza el relé y por qué? Explique y justifique matemáticamente y gráficamente (diagrama fasorial para las tensiones y las corrientes de fase)

Nota: Por medio de los contactos del relé K se puede señalar la función o generar alarmas para desconexión o inhibición del funcionamiento de la carga que se maneja en el sistema.

18. La figura representa un circuito básico para el arranque de un motor universal (motor serie de CD) con inversión de marcha.



Circuito ejercicio 18 capítulo 5

- Explique el funcionamiento del circuito e indique cómo debe comportarse el TRIAC para que permita la inversión de marcha.
 - ¿Cómo es el circuito de mando para la compuerta del TRIAC?
19. Diseñe un circuito regulador de CA con TRIAC, tipo rampa – lineal, sincronizado con la línea, utilizando un PUT. El circuito debe tener acople de la señal de mando mediante un opto-acoplador. La corriente máxima I_{GTM} del TRIAC es de 50 mA. Asuma otros valores típicos que sean necesarios para el diseño.

Suponga: $R_v = 10\text{ K}\Omega$ (lineal), $\eta_{PUT} = 0.65$, $C = 0.22\ \mu\text{F}$, V de alimentación = 120 VCA, 60 Hz, carga = 2 KW, R carga en frío = $0.45 * R$ en caliente, $\theta_{min} \leq 5^\circ$, $\theta_{max} \leq 175^\circ$.

- Circuito completo con valores prácticos.
- Cálculo de todos los componentes del circuito (TRIAC, TSR, PUT, Resistencias, Diodos, Zener...).

20. Diseñe un circuito regulador de CA con SCR o TRIAC tipo rampa-pedestal lineal utilizando un PUT. Suponga $\eta_{PUT} = 0.65$; $C = 0.22 \mu\text{F}$; V alimentación = 120 VCA @ 60 Hz; carga = 2 KW; Resistencia en frío = $0.45 * R$ en caliente; $R1 = 100 \text{ K}\Omega$.

El diseño debe incluir:

- a. Circuito completo con valores prácticos para $\Delta\theta$ entre 5° y 175° .
- b. Cálculo de todos los componentes del circuito; SCR (o TRIAC), TSR, PUT, Resistencias, Diodos, etc.

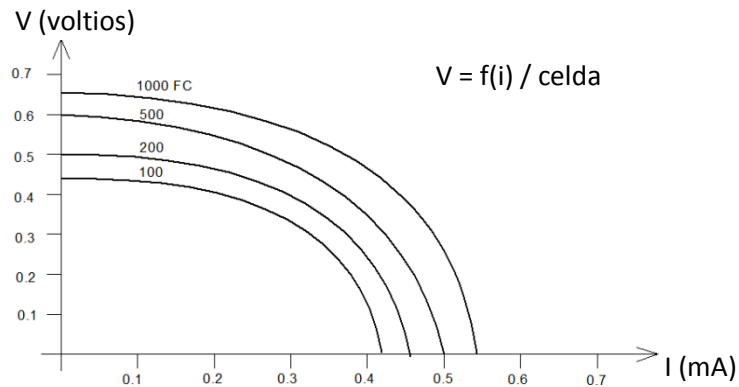
El acople de la señal de mando al TRIAC (si lo utiliza) debe ser mediante opto-acoplador. El circuito de control debe ser conmutado.

CAPÍTULO 6.

1. Mediante un cuadro sinóptico clasifique los tipos de dispositivos fotoeléctricos según su principio de funcionamiento y señale para cada uno los dispositivos que se construyen comercialmente.
2. Implemente un circuito básico para cargar una batería de 12 V, utilizando celdas fotovoltaicas de 0.5 V a 0.6 mA, con una iluminación promedio de 500 FC.

La batería debe ser cargada con la mayor eficiencia partiendo de la base de que el cargador debe entregar la máxima potencia a la batería. Utilizando la gráfica mostrada por celda:

- a. Determine cuál es el mínimo de celdas primarias que se deben poner en serie para construir el panel.
- b. ¿Qué valor aproximado debe tener la resistencia limitadora R_s ? Utilice diodo de bloqueo asumiendo una caída interna de 0.7 V
- c. Dibuje el circuito cargador de batería

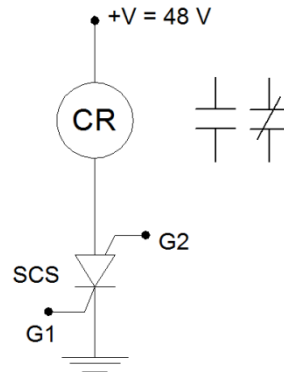


Gráfica ejercicio 2 capítulo 6

Tensión de batería para inicio de carga: 10.8 V

Tensión de batería para fin de carga: 13.3 V

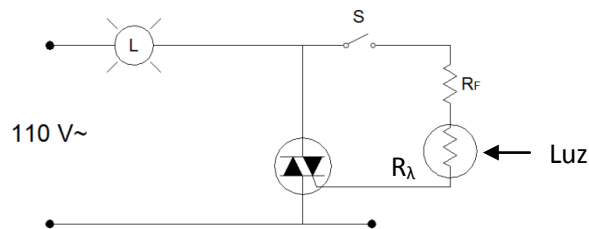
3. Diseñe un circuito de control para un relé fotoeléctrico con un SCS a partir de la figura.



Circuito ejercicio 3 capítulo 6

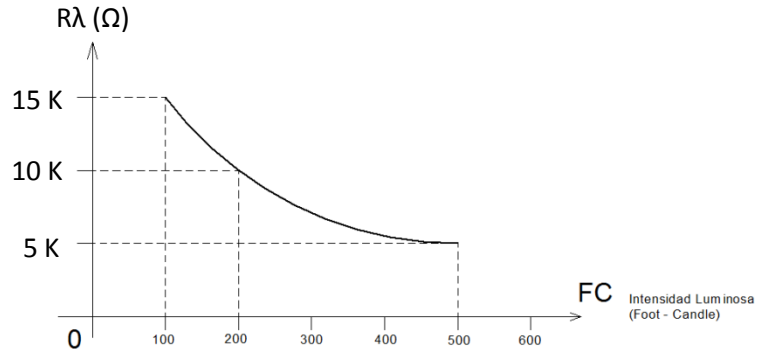
Un pulso luminoso sobre una fotoresistencia A debe energizar el relé CR y automantenerlo. Un pulso luminoso sobre una fotoresistencia B debe desconectar el relé. CR debe desconectarse también automáticamente después de 1 minuto si no se presenta la señal en B. El diseño debe incluir el cálculo de todos los elementos del circuito. Utilice las dos compuertas del SCS; se suponen conocidas las especificaciones técnicas del SCS y del relé.

4. Con base en el circuito de la figura:



Circuito ejercicio 4 capítulo 6

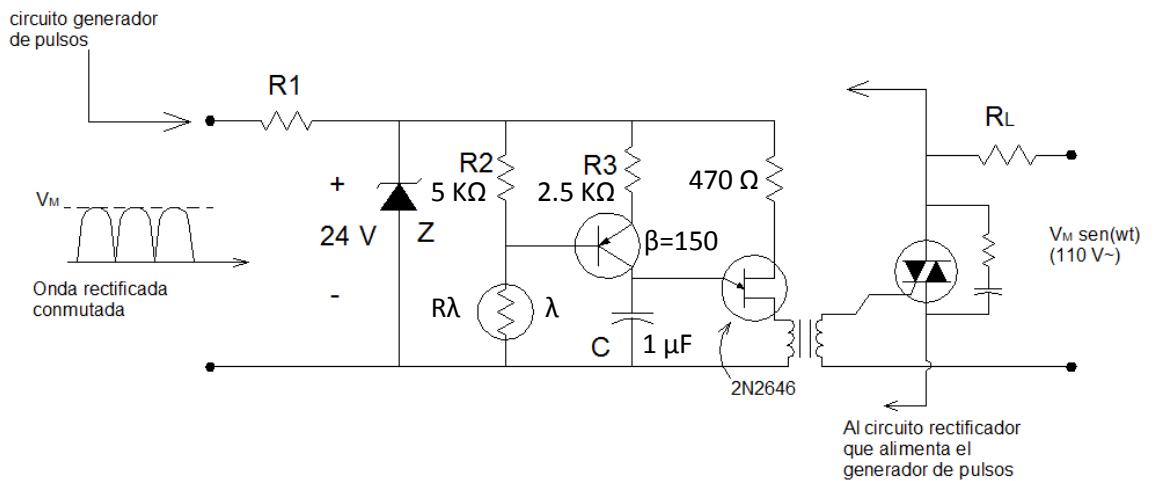
Aproxime sobre la gráfica



Gráfica ejercicio 4 capítulo 6

- El valor de la intensidad luminosa para disparar un TRIAC cuyo I_{GT} es de 5 mA, operando a 110 V, 60 Hz con $\theta = 30^\circ$.
- El valor de R_F , si $I_{GTM} = 100$ mA.
- El valor de $V_{RRM} = V_{DSM}$ e $I_{TSM}, I_{T(RMS)}$ del TRIAC.

5. Con base en el circuito de la figura:



Circuito ejercicio 5 capítulo 6

2N2646: $R_{BB} = 7 \text{ K}\Omega$
 $\eta = 0.65$
 $I_V = 4 \text{ mA}$
 $I_p = 2 \mu\text{A}$
 $V_V = 1 \text{ V}$
 $V_d = 0.5 \text{ V}$

Determine los valores extremos de $R\lambda$ (mínimo y máximo) para que el disparo del TRIAC se haga entre $\theta = 20^\circ$ y $\theta = 160^\circ$.

6. Explique claramente y en detalle cómo se calcula en número de celdas óptimo que debe llevar un panel solar para cargar una batería de ácido-plomo de 12 V, bajo consideraciones de máxima eficiencia. Suponga conocidas las curvas de $v = f(i)$ de cada celda, así como las especificaciones de i_{sc} y V_{DC} . Dibuje el circuito básico cargador con sus detalles.
7. ¿Dentro de qué rango del espectro de energía radiante operan los dispositivos fotoeléctricos?
8. Indique con claridad seis aplicaciones prácticas que se les puede dar a los dispositivos fotoeléctricos.
9. Implemente un circuito de control de luz para alumbrado público y explique su funcionamiento. El sensor fotoeléctrico detecta la ausencia de luz solar y actúa sobre la bobina de un relé de control, el cual a su vez conecta la luminaria.

La alimentación del sistema es a 220 VAC y se debe garantizar que la luminaria encienda a pesar de que falle el circuito de control fotoeléctrico. Se debe disponer de un pequeño potenciómetro para ajuste de la sensibilidad, además el circuito debe ser el más óptimo posible utilizando el mínimo de componentes.

10. Diseñe (explique y determine el valor de los componentes) un relé fotoeléctrico de estado sólido, de acción directa, con LDR y TRIAC como elementos básicos. Haga el circuito básico. El relé debe activar una lámpara durante un minuto y luego desconectarla cuando una persona u objeto en movimiento interrumpe el rayo de luz que incide sobre la LDR.

No use relés electromagnéticos, el circuito debe incorporar un pulsador de reposición manual para desconectar la lámpara antes del tiempo del relé fotoeléctrico. Asuma valores prácticos para los componentes básicos y calcule los elementos del circuito.