

41126
78



UNAM



ARAGON

Universidad Nacional Autónoma de México.

Escuela Nacional de Estudios Profesionales
"Aragón"

Tesis:

**"Dispositivos Electrónicos de Potencia: Una Alternativa a la
Industria Moderna."**

Que presenta:

De la Dr. O Albarrán Dulce María.

Para obtener el título de:

Ingeniero Mecánico Eléctrico-Electrónico

Asesor:

Ing. Adrián Paredes Romero

TESIS CON
FOLIOS DE ORIGEN

△



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**TESIS
CON
FALLA DE
ORIGEN**

PAGINACION

DISCONTINUA

DEDICATORIA:

A MIS PADRES:

**Andrés De la O Rovirosa.
Josefina Albarrán Campos.**

A ti papá, que, a pesar de las diferencias que hemos tenido, por los esfuerzos hechos, y que no han sido lo suficientes para llenar las expectativas, te dedico esta tesis así como todos mis estudios, que ellos simbolizan una compensación al haber alcanzado un logro que a usted en su momento le hubiera gustado tener, y que Dios mediante, sus esfuerzos y sacrificios se verán reflejados, ahora mismo conmigo y posteriormente con mis hermanos.

Agradezco, la oportunidad que me brinda para conseguir lo que ahora mismo me hace sentir, que todo lo vivido para llegar a este día ha valido la pena. GR-ACIAS.

A ti madre agradezco el apoyo, los desvelos que compartías conmigo, las preocupaciones que día a día pesaban más en ti por los horarios tan variados, por el esfuerzo en aguantar y buscar la manera para darnos a tus hijos, en este caso yo, los estudios que nos llevarán a crecer como seres humanos y como profesionistas.

Es verdad que el logro conseguido también es tuyo y de mi padre, que en conjunto pudieron brindarme la oportunidad para llegar a este día, que con sus rezos se ha dado el último paso para poder lograr la meta trazada.

*A los dos ¡MUCHAS GRACIAS! Y que Dios los bendiga,
Hoy y Siempre.*

TESIS ...
FALTA DE ... EN

AGRADECIMIENTOS:

A DIOS:

A ti señor, por dejarme llegar a este día que era tan esperado y deseado, por mí y por todos aquellos que me quieren y que confiaron en mí. Gracias por brindarme salud, por motivarme y consolarme cuando más necesite de ti. Gracias por llevarme por este camino y por haberme dado la dicha de haber conocido a mis amigos y valorar todo lo que cuesta concluir satisfactoriamente los estudios. ¡Gracias Señor, por permitirme llegar a este momento tan especial e inolvidable!

A MIS HERMANOS:

Que a pesar de las diferencias y las riñas que tenemos, dentro de cada uno de nosotros sabemos que nos queremos y que nos deseamos lo mejor. A ustedes - Marisol, Juan David y Raúl -, agradezco la confianza y el orgullo que les da sentir un profesionalista en casa, y mucho más que sea su hermana. A ustedes les agradezco y les deseo un mismo término de sus estudios de tal forma, que puedan llegar a sentir todo lo maravilloso que estoy sintiendo en este momento. ¡Gracias por su apoyo!

A MIS FAMILIARES:

No menos importantes y con el orgullo que me da decirlo, que tengo una hermosa familia, con la que cuento en todo momento porque me lo han demostrado y han estado conmigo cuando más los he necesitado. Por sus consejos y su compañía, por su apoyo y comprensión, y por todo aquello que no cabría por mencionar aquí.

A mis tíos y primos, les agradezco la fe y la confianza que han puesto en mí y que ahora puedo levantar la cara en alto, y decirles que he llegado a la meta.

A mis tíos De la O: A mi tía Basi, a mi tío Ángel, a mi primo Lorenzo (al que quiero mucho y le agradezco todo su apoyo), a mi prima Neyelli por ser mi amiga y mi compañera, a Julio Gustavo (por esos buenos juegos), a Gabriel por ser un primo muy chido, a Gabriela por ser mi muy amiga conmigo cuando apenas si nos conocemos.

A mi tía Feli por cuidarme y que con sus regaños me alienta a seguir adelante, Macario y Rosalba, Claudio y Amparo, Raymundo y Teresa, Murio y Gloria, Clemente y Rosa, Eduardo e Hilda, por creer en mí.

A mis primos De la O: Jorge, Sandra, Norma, Diana, Rubén, Teresa, Alfredo, Ernesto, Claudia, Rey, Juan, Basilio, Angélica, Concha, Araceli, Maricela, María Elena, Anahi; por quererme y aceptarme tal como soy.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

A mis tíos Albarrán: Mariano y Ernestina, Refugio y María, Gonzalo y Yadira, Ascensión y Gloria, Jesús y Juliana, Lucila y Andrés, María y Juan; porque aunque están tan lejos, siempre han estado al pendiente de nosotros, y porque me quieren y se enorgullecen al saber que se ha conseguido un triunfo más para la familia.

A mis primos Albarrán: Diana, Jazmin, Azucena, Crystal, Christopher, Angela, Daisy, Violeta, Juan David, Cristina, Mirella, Angelica, Diego, Alexis y Carmén y aquellos que no menciono porque no los conozco en persona y Rebecca y Rachel que son ya de mi familia; agradezco el cariño y la confianza que han depositado en mí.

Y a mis abuelos, los que ya fallecieron: Angela Rovinsky, Marcelino De la O!, Carmén Campost y el que aún me queda en vida Gonzalo Albarrán; que donde quiera que se encuentren, me siguen guiando y orientando con los principios y los consejos que han dejado en mí una huella permanente. ¡GRACIAS!

A LA UNIVERSIDAD.

Particularmente a la ENEP ARAGON, que a mí como a muchos universitarios, nos ha dado la oportunidad de crecer y vivir día con día, el camino a la fama y los momentos más significativos de nuestra existencia. Por brindarnos su alojamiento y la posibilidad de ser alguien mejor para la sociedad y para el país mismo, por creer en nosotros los jóvenes estudiantes universitarios, y porque nos enseña a luchar para llegar a ser alguien tan importante como lo somos ahora, pero proyectado a un nivel mundial, porque crees en nosotros, y lo demuestra en la calidad y la confianza que el joven y profesional universitario, demuestra instante a instante.

A MIS AMIGOS:

Porque no podían faltar ellos, no quiera excluir a ninguno puesto que todos han sido muy importantes para mí y para la trascendencia que he vivido en los últimos años, mencionare algunos de los que han estado más cerca de mí pero no más ni menos importantes que los que aquí no aparezcan:

Héctor Adrián Leyva Méndez: Por haber sido más que mi novio, un apoyo y un amigo incondicional, al cual jamás tendré vida suficiente para pagarle todo lo bueno que me ofreció, sin ningún interés que no fuera mi bienestar, y porque sin él jamás habría llegado a este día, porque en los momentos de flaqueo jamás me dejó caer, me sostuvo y camino conmigo con el lema de "Siempre Adelante". ¡A ti, te otorgo mi triunfo!

José Eduardo Reyes Salinas: Por estar conmigo en los momentos más difíciles de mi vida, por darme el apoyo y la comprensión que necesito y necesite cuando parecía que todo iba mal, porque me sacaste adelante y no dejaste que desistiera en conseguir mi objetivo. Gracias por ser esa persona tan especial y cariñosa, gracias por confiar en mí y por hacerme sentir que vale la pena luchar por lo que se quiere, porque cuando tú lo dices yo lo creo!. Gracias por acompañarme hasta este momento.

Enrique Herrera Hidalgo: El amigo que cualquier persona desearía tener, porque a pesar de mis deficiencias, me ha sacado adelante y me ha elevado por encima de todas las contras, haciéndome sentir

¡MIS
FALLA DE ORIGEN

diferente y con deseos de superación y de mejora en todos los sentidos. Porque con su amistad he encontrado verdaderos sentidos de lucha, de confianza en uno mismo y en los demás. Porque cuando "Se quiere, se Puede"; ¡verdad Kikini!

A ti mi amiga Clara Galindo Galindo, por preocuparte por mí y por ser como mi hermanita, por estar tan cerca siempre y en todo lugar, Gracias por compartir conmigo todo y todos mis logros, por apoyarme y animarme siempre que lo he necesitado. Te quiero mucho amiga.

A Adrián Paredes, Alberto Ledesma, Juan Gastaldi, José Luis Guerra y Ramón Patiño (Chaffi): Porque más que mis profesores, han sido mis amigos y mis compañeros de trabajo, por apoyarme en todo sentido y por ser personas incomparables y hoy en día casi imposibles de encontrar. Porque en las buenas y en las malas, más que darme la respuesta, me han enseñado a encontrarla porque la enseñanza dura más que lo mismo maternal. Gracias por más amistad y su buena voluntad.

A mis compañeros y cuates de carrera, como olvidar a quien me impulso y se esmero para verme ahora en este lugar, ¡verdad? Víctor Laguno, José María Castillo, Francisco Amezcguita, Alberto (Mame) Silvia Gabriela Franco, Uriel Cigarra, Corina Gudiño, Jessica Irette, Nancy Bernal, Román Islas,, Rogelio Maya, Miguel Ángel Flores, Erick Pacheco, Arturo Anaya (Choto), Jorge Navarro, Israel Paredes, Israel Lomán, Francisco (camarero), Gabriel, José Cya, Adrián Rivera, Octavio Mancilla, Joel Cuevara, Diego Bastián, José Vidal, Francisco (Pancho), José Luis Gregorio (abeja), José Luis (fantasma), Anselmo Huerta e Ines León y a Abundhar Israel por ayudarme en todo y sobre todo a que esta tesis quedara como debe, Darío Vázquez (que te extrañara encontrarte aquí, pero también recibí un apoyo muy grande cuando menos lo esperaba y eso no lo olvido). Mis amigos y compañeros del alma que jamás podré olvidarlos y a quienes les debo lo que ahora soy y la impulsación tan grande que me han dado. A todos ustedes GR-ACL-AS.

Creían que los había olvidado, pues no, a ti Edgar Salinas por tus consejos y por todo lo que representas, Jorge Salazar por estar siempre al pendiente de todos y de mí, Octavio Juárez por sacarme de los momentos más difíciles que viví en la escuela, Miguelón por tu amistad incondicional y por todo el cariño que jamás me faltó de ti, Gerardo (Speedy) por ser tan introvertido y porque siempre existió mucha ayuda de tu parte, Ricardo (Bunano) por ser cuate. A ustedes que son con los que conviví más y que son mucho más que mis amigos y sin el afán de excluir a nadie, les agradezco todo lo brindado.

A mis amigos, Guadalupe Berdeja por ser tan linda y tan animosa conmigo, Enrique Sosu por ayudarme y escucharme, Gualberto Ortiz por ser siempre el más cercano a mí, Rodolfo Bénitez por ser mi cuate y mi amigo desde siempre, y a todos aquellos que no menciono pero que los llevo en la mente y en el corazón, que aunque rejosos y rejunjunos, manchados y cabulos (¡verdad Ismael y Roy!) que con todo lo que dicen, siempre han estado conmigo, y me han ayudado en medida de sus posibilidades. A ustedes mencionados y no mencionados les agradezco todo lo que en mí soy ahora y lo que Dios quiera sea más adelante. A todos y cada uno de ustedes, ¡MILLONES DE GR-ACL-AS!

Dirigido a: Personal técnico encargado de la operación y mantenimiento de sistemas eléctricos y electrónicos industriales, del laboratorio de ingeniería mecánica y eléctrica.

Pre-requisito: Conocimientos de electricidad y electrónica básica.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I.- DIODO Y TRANSISTOR DE POTENCIA.	11
1.1 Introducción	11
1.2 Diodos Semiconductores de Potencia.	13
1.3 Tipos de diodos.	14
1.3.1 Diodos de uso general	14
1.3.2 Diodos de recuperación rápida	14
1.3.3 Diodos Schottky	14
1.4 Semiconductores de conmutación.	15
1.4.1 Diodos de frecuencia de línea	15
1.4.2 Diodos de recuperación rápida	16
1.4.3 Diodos Schottky :	16
1.5 Diodo. Construcción y Encapsulado	16
1.5.1 Características Estáticas	21
1.6 Diodo en Estado de Bloqueo	21
1.7 Diodo en Estado de Conducción.	23
1.8 Rectificadores Controlados de Media onda y onda Completa.	24
1.8.1 Rectificador.	25
1.8.1.1 Rectificador de Media onda (imagen)	25
1.8.1.2 Rectificador Trifásico Controlado de media onda	25
1.8.1.3 Rectificador de Onda completa	25
1.9 El Diodo de Potencia.	25
1.9.1 Características Estáticas.	26
1.9.2 Parámetros en Bloqueo.	27
1.9.3 Parámetros en Conducción.	27
1.9.4 Modelos Estáticos del Diodo.	27
1.10 Características Dinámicas.	28
1.10.1 Tiempo de Recuperación Inverso.	28
1.10.2 Influencia del t_r en la Conmutación.	29
1.10.3 Tiempo de Recuperación Directa.	30
1.11 Disipación de Potencia.	30
1.11.1 Potencia Máxima Disipable ($P_{MÁX}$).	30
1.11.2 Potencia Media Disipada (P_{AV}).	30
1.11.3 Potencia Inversa de Pico Repetitiva (P_{RRM}).	31
1.11.4 Potencia Inversa de Pico no Repetitiva (P_{RSM}).	31
1.12 Características Térmicas.	31
1.12.1 Temperatura de Unión ($T_{JMÁX}$).	31
1.12.2 Temperatura de Almacenamiento (T_{STG}).	32

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1.12.3 Resistencia Térmica Unión-Contenedor (r_{jc}).	32
1.12.4 Resistencia Térmica Contenedor-Disipador (r_{cd}).	32
1.13 Protección Contra Sobre Corrientes.	32
1.13.1 Principales Causas de Sobre Corrientes.	32
1.13.2 Órganos de Protección.	32
1.13.3 Parámetro i^2t .	32
1.13.5 Curva i_{fms} / Duración de pulso.	33
1.13.6 Curvas de Potencia / Temperatura.	34
1.13.7 Curva de Impedancia Térmica Transitoria / Tiempo de Pulso.	35
1.13.8 Curva i_f / Temperatura Ambiente.	36
1.13.9 Otras Curvas.	36
1.14 Diodos de Recuperación Rápida.	37
1.14.1 Diodos Schottky.	37
1.14.2 Curvas i_f / v_f	38
1.14.3 Curvas p_f / $i_{f(av)}$ / t_{mb}	38
1.14.4 Otras Curvas.	39
1.14.5 Curva q_s / $-di_f/dt$.	39
1.14.6 Curva t_{rr} / $-di_f/dt$.	40
1.14.7 Curvas Potencia / Temperatura.	40
1.15 El Transistor de Potencia.	41
1.15.1 Tipos de Transistores de Potencia.	41
1.15.2 Principios básicos de funcionamiento.	43
1.15.3 Tiempos de conmutación.	44
1.15.4 Otros parámetros importantes.	45
1.15.5 Modos de Trabajo.	46
1.15.6 Avalancha Secundaria. Curvas SOA.	47
1.16 Transistores TBJ y MD de potencia.	48
1.16.1 Transistor TBJ (Transistor Bipolar de Juntura).	48
1.16.2 Curvas SOA.	49
1.16.3 Curva de Impedancia Térmica.	50
1.16.4 Curva de Degradación de Potencia.	50
1.16.5 Curvas de Ganancia - Corriente de Colector.	51
1.16.6 Curvas Características de Entrada.	51
1.16.7 Curvas Características de Salida.	52
1.16.8 Curvas Características de Transferencia	52
1.16.9 Curvas V_{cesat} / i_c .	53
1.16.10 Curva corriente de fugas - temperatura ambiente.	53
1.17 Transistor FET de Potencia.	54
1.17.1 El transistor FET al Corte y en Saturación.	55
1.18 Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT).	58
1.18.1 Encapsulado.	59
1.18.2 Efecto Producido por Carga Inductiva. Protecciones.	65
1.18.3 Cálculo de Potencias Disipadas en Conmutación con Carga Resistiva.	67
1.18.4 Cálculo de Potencias Disipadas en Conmutación con Carga Inductiva.	69

1.18.5 Ataque y Protección del Transistor de Potencia.	70
1.19 Tiristores de Desactivación por Compuerta (GTO).	73
1.20 Transistor de Unijuntura (UJT).	74
1.21 Transistor de Unijuntura Programable (PUT).	75
1.21.1 Oscilador de Relajación con UJT.	76
1.22 Configuración Darlington.	77
1.22.1 Transistor Darlington.	77
1.23 Transistores Unipolares (MOSFET).	79
1.23.1 MOSFET de Potencia.	79
1.23.2 MOSFET de Agotamiento.	79
1.23.3 MOSFET de Enriquecimiento.	80
1.23.4 Curvas SOA.	81
1.23.5 Curva Resistencia Drenador-Fuente / Corriente De Drenador.	82
1.23.6 Curva Característica De Transferencia.	83
1.23.7 Curva Transconductancia – Corriente De Drenador.	84
1.23.8 Curva de la Resistencia Drenador-Fuente Normalizada en estado de Conducción.	84
1.23.9 Curva Voltaje Umbral Puerta-Fuente / Temperatura De Unión.	85
1.23.10 Curva Capacitancias Internas / Voltaje Drenador-Fuente	85
1.24 Transistores De Inducción Estática (SIT).	86
1.25 Tiristores.	87
1.25.1 Características De Los Tiristores:	87
1.25.2 Modelo De Tiristor De Dos Transistores.	88
1.25.3 Activación Del Tiristor.	89
1.25.4 Tipos De Tiristores.	90
1.25.5 Tiristores Controlados Por FET (FET-CTH).	92
1.26 Dispositivos Específicos De Disparo (SCR).	93
1.27 Tri-Ac.	96
1.27.1 Circuito Equivalente De Un Tri-Ac:	97
1.27.2 Modos De Funcionamiento De Un Tri-Ac:	98
1.28 El Diac.	100
1.29 Tiristoreada Conducción Inversa (RCT).	100
1.30 Tiristor De Inducción Estática (SITH).	101
1.31 El SCS (Silicon Controlled Switch)	101

CAPITULO II.- RELEVADORES DE POTENCIA. 103

2.1 Introducción.	103
2.2 Tipos de Relés	103
2.3 Estructura de Un Relé.	104
2.3.1 Características Generales.	104
2.4 Relés Electromecánicos.	104
2.5 Relés de Tipo Armadura.	105
2.6 Relés de Núcleo Móvil.	105
2.7 Relé Tipo REED o de Lengüeta.	106
2.8 Relés Polarizados	106
2.9 Relés de Estado Sólido.	106

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO III.- TECNOLOGÍA DE PODER INTELIGENTE (SMART POWER). 109

3.1	Introducción.	109
3.2	Tecnología Smart Power.	110
3.2.1	Power Station .	111
3.2.2	El Hardware .	112
3.2.3	Top Charger.	113
3.2.4	Smart Battery.	113
3.2.5	Battery Doctor.	114
3.2.6	Telemetría.	114
3.2.7	Iones De Litio.	114
3.3	Tecnología Smart Power (Nueva Tecnología).	114
3.3.1	El Transformador Basado En El Filtro (TBF) - Nueva Tecnología.	114
3.3.2	Estupenda Energía: Una Nueva Dimensión En La Integración De Sistema.	118
3.3.3	Memoria - La Cuarta Dimensión	120
3.4	Características.	121
3.4.1	Tecnología Sofisticada Del MOSFET	121
3.4.2	Onda Cuadrada Modificada	121
3.4.3	Gerencia Inteligente De La Carga .	121
3.4.4	Salida Estable.	122
3.4.5	Parada Automática y de Comienzo	122
3.4.6	Cuidados Para El Cargador.	122
3.4.7	Costo De Corriente Insignificante .	122
3.4.8	Respiración Fresca .	122
3.4.9	Ejecutante Versátil	122
3.5	La Conclusión.	122

CAPITULO IV.- OPTOACOPLADORES. 123

4.1	Introducción.	123
4.2	Optoacopladores.	123
4.3	Dispositivos Optoelectrónicos.	126
4.4	Funcionamiento Del Optoacoplador.	126
4.5	Diferentes Tipos De Optoacopladores.	127
4.6	Estructura De Una Hoja De Características.	127

CAPITULO V.- LOS DISIPADORES DE CALOR. 131

5.1	Introducción.	131
5.2	Propagación Del Calor.	131
5.2.1	Conducción.	132
5.2.2	Convección.	132
5.2.3	Radiación.	132

5.2.4	Parámetros Que Intervienen En El Cálculo.	132
5.2.5	Resistencias Térmicas.	133
5.3	Resistencia Unión - Contenedor (R_{jc}).	134
5.4	Resistencia Del Disipador (R_d).	136
5.5	Resistencia Unión - Ambiente (R_{ja}).	136
5.6	Temperatura De La Unión (T_j).	137
5.7	Temperatura De La Cápsula (T_c).	138
5.8	Temperatura Del Disipador (T_d).	138
5.9	Temperatura Ambiente (T_a).	139
5.10	Diseño De Disipadores De Calor.	140
5.10.1	Extrusión.	140
5.10.2	Intercambiadores De Calor De Aletas.	140
5.11	Eficacia De Una Aleta.	141
5.11.1	Calculo De Disipadores De Calor Conveccion Natural.	141
5.11.2	Cálculo De Disipadores De Calor Convección Forzada.	141

CAPITULO VI.- APLICACIONES DE LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA. 143

6.1	Introducción	143
6.1.1	¿Qué se estudia en este capítulo?	146
6.1.2	¿De qué será capaz al finalizar el capítulo?	147
6.1.3	Aplicaciones de los Sistemas Electrónicos de Potencia.	148
6.1.4	Semiconductores de Alta Potencia .	148
6.1.4.1	Aplicaciones	148
6.1.5	Módulos de Potencia.	148
6.1.5.1	Aplicaciones	149
6.1.6	Semiconductores de Baja Potencia .	149
6.1.6.1	Aplicaciones :	149
6.2	Aplicaciones más usuales de la Electrónica de Potencia.	150
6.2.1	Un regulador para las lavadoras:	150
6.2.2	Tiristores GTO para las placas de cocción.	150
6.2.3	Un convertidor de frecuencia para la compensación de los tubos fluorescentes.	150
6.2.4	Alimentaciones estáticas sin cortes.	151
6.2.5	Alimentaciones en modo conmutado.	151
6.2.6	Variadores de velocidad con convertidor trifásico.	152
6.2.7	Control de motores de las máquinas y herramientas.	152
6.2.8	La soldadura eléctrica.	153
6.2.9	La tracción eléctrica: tren de alta velocidad, trolebús.	153
6.2.10	Buenas razones técnicas y económicas.	154
6.2.11	Máquinas Eléctricas.	155
6.2.12	Convertidores de Potencia.	155
6.2.13	Control de Máquinas Eléctricas.	156
6.2.14	Microcomputadoras de Control.	157

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

6.2.15 Fuentes de EMI.	151
6.3 Aplicaciones no tan usuales de la Electrónica de Potencia.	160
6.3.1 Quimiocorriente - " Diodo Schottky" como Sensor Químico	160
6.3.2 Transmisión de CD alto-voltaje.	162
6.3.2.1 Un Caballo de Batalla En Electrónica de Potencia.	162
6.3.2.2 En perspectiva.	165
6.3.2.3 El enlace de 50-60 hz.	167
6.3.2.4 El ligamiento de sistemas de CA.	168
6.3.2.5 Cruzando los mares.	171
6.3.2.6 La distancia en equilibrio.	172
6.3.2.7 Cinco configuraciones.	172
6.3.2.8 Las configuraciones aplicables.	174
6.3.2.9 Dentro del vestibulo de la válvula.	175
6.3.2.10 Tiristores, el corazón.	177
6.3.2.11 La finalidad de la fibra óptica.	179
6.3.2.12 El negocio internacional.	179
6.3.2.13 Los conceptos avanzados .	181
CONCLUSIONES	184
GLOSARIO	186
Estudio de las hojas de características: Diodos de potencia.	186
FUENTES DE DATOS	244

TESIS EN
FALLA EN

INTRODUCCIÓN.

OBJETIVOS GENERALES:

Al finalizar el lector estará en capacidad de reconocer, diagnosticar y comprobar el estado de funcionamiento de los diferentes dispositivos electrónicos de potencia y su aplicación en circuitos de control industrial, utilizando para esto instrumentos de laboratorio.

Al finalizar el estudiante será capaz de:

Analizar y realizar cálculos en circuitos de conmutación con semiconductores de potencia utilizados en aplicaciones industriales.

Seleccionar, diseñar y dimensionar los componentes de los controladores de voltajes alternos y sistemas de rectificación controladas con cargas generales y de amplio uso en la industria.

Modificar configuraciones y/o redimensionar componentes en controladores de voltajes alternos y rectificadores controlados para adaptarlos a cargas con diferentes especificaciones.

PROGRAMA RESUMIDO:

Capitulo	Tema
	<i>Introducción</i>
1	<i>Diodo y transistor de potencia</i>
2	<i>Relevadores de potencia</i>
3	<i>Tecnología de poder inteligente (Smart Power)</i>
4	<i>Optoacopladores</i>
5	<i>Disipadores de calor</i>
6	<i>Aplicaciones</i>
	<i>Conclusiones</i>
	<i>Glosario: Estructuras de hojas características</i>

Diodos y Tiristores de potencia, mencionados.	UJT: Operación y prueba, osciladores de relajación.
	SCR: Operación y prueba, Características y circuitos básicos.
	Rectificadores controlados de Media onda y Onda completa.
	TRIACS: Operación y prueba, Características, formas de disparo.
	Circuitos de disparo y control de potencia CA con triacs.
	Otros Tiristores: SCS, GTO, DIAC, SBS, SUS.
	Teoría de funcionamiento de ciclo convertidores e inversores .

INTRODUCCIÓN.

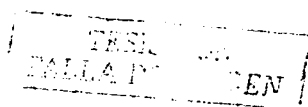
Aun cuando algunos de los temas hoy en día de electrónica de potencia eran ya conocidos en la década de 1920 a 1930, es indudable que algunos componentes que se utilizaban, eran diferentes a los actuales y es obvio que el auge experimentado en los laboratorios de investigación han dado lugar a la aparición de nuevos dispositivos: aquellos que se fabrican con materiales semiconductores.

Bajo el título de electrónica de potencia se incluyen temas no siempre relacionados con aquel, ya que tomando en cuenta los avances recientes en esta rama de la electrónica, su contenido no está perfectamente establecido.

Por otra parte, no es fácil encontrar textos que cubran en un solo libro todos los temas de análisis de los diferentes tipos de semiconductores de potencia, ya que existen contextos monográficos sobre temas concretos con tratamientos incluso exhaustivos y orientados, en muchos de los casos, hacia el diseño de equipos.

Con este trabajo se pretende realizar una conjunción de las diferentes fuentes de información que forma parte indudable de lo que hoy se entiende por electrónica de potencia y que es utilizada en el medio industrial para la etapa de control y aplicada a baja tensión para con ella poder manipular la alta tensión.

Así, los objetivos particulares de la tesis son: tener los conceptos básicos de los principales componentes semiconductores de potencia, sus diferentes aplicaciones en el campo de la industria actual, aplicaciones y conceptos de cada uno de los elementos de potencia, en un mismo texto. La metodología que se seguirá para lograr los objetivos es la siguiente:



En el primer capítulo se da un bosquejo histórico de la electrónica de potencia, así como la explicación de cada elemento de potencia a tratar y un campo de aplicación. Como es el caso de: Rectificadores con diodos;

Rectificadores con tiristores, Convertidores de corriente, etc.

En el segundo capítulo se menciona un marco general teórico, donde se nombran las características principales de los elementos de potencia. Tipos de diodos, Transistores y Tiristores. También se mencionan características de voltajes y corrientes, así como también sus curvas características de funcionamiento.

El tercer capítulo se hace un análisis de cada uno de los dispositivos a través de circuitos básicos, aplicando ya sea corriente continua (C.C) o corriente alterna (C.A.), para ver el comportamiento de las componentes en base a los datos del fabricante así como también el análisis de las diferentes regiones de operación. Para este capítulo se tornan en cuenta circuitos sencillos como son el caso de los circuitos rectificadores monofásicos de onda completa, el TBJ en amplificadores de potencia, amplificadores clase "B", Propulsores C.D., etc.

El cuarto capítulo, trata de las aplicaciones que se pueden tener en la industria, de la combinación de los diferentes elementos de potencia para el control de maquinaria y que puedan llevar a cabo un proceso determinado.

En el apartado de la nomenclatura, se mencionan los términos más comúnmente usados en este trabajo de tesis para diodos, transistores y tiristores.

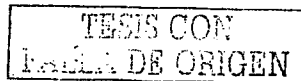
El glosario es una especie de diccionario, donde se muestran los conceptos de los términos usados en este trabajo de tesis, con el fin de que el lector tenga un significado más preciso de lo que se habla al mencionar las partes de un transistor, los voltajes, las corrientes, los tiempos de disparo de un tiristor, etc.

En el apéndice se hace referencia a las hojas de datos de diferentes fabricantes de dispositivos semiconductores de potencia más usados en la industria y más comerciales. Características de voltajes y corrientes.

GENERALIDADES.

La electrónica de potencia o electrónica de las altas corrientes es una técnica que se ha desarrollado a partir de la electrónica y la electricidad, gracias al avance de la fabricación de los semiconductores de potencia, y puede definirse como la técnica para modificar la presentación de la energía eléctrica.

La electrónica de potencia se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos de control deseado- Otra definición de la electrónica de potencia es como la



aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica.

La electrónica de potencia se basa, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, de las capacidades de manejo de energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado tremendamente. Entonces podemos decir que la característica más importante en la electrónica de potencia es el rendimiento, en la que los elementos activos han de trabajar en conmutación.

La electrónica de potencia ha alcanzado ya un lugar importante en la tecnología moderna y se utiliza ahora en una gran variedad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, de iluminación, de motores, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa de alto voltaje (HVDC).

Un equipo de electrónica de potencia consta fundamentalmente de:

- a) Un circuito de potencia compuesto de semiconductores de potencia y elementos pasivos.
- b) Un circuito de mando, que elabora la información proporcionada por el circuito de potencia y genera unas señales de excitación. Determina la conducción de los semiconductores controlados (tiristores, transistores) en el circuito de potencia. Dada la gran amplificación de éstos semiconductores controlados, la potencia consumida por el circuito de mando es despreciable frente al del circuito de potencia.
- c) Señal de entrada. Es la señal de excitación en el circuito de mando.
- d) Fuente de alimentación. Es la que se encarga de alimentar al circuito con el voltaje necesario para su funcionamiento.
- e) Señal de salida. Es la señal que es enviada a la carga para que realice un trabajo determinado.
- f) Carga.

Todos los elementos se muestran en la figura:



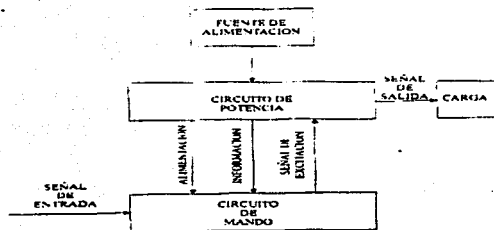


Diagrama a bloques de un equipo electrónico de potencia.

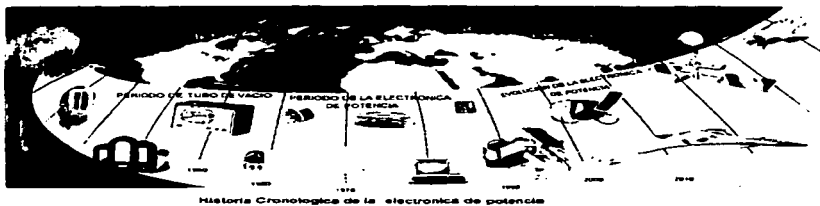
El objeto de la electrónica de potencia es precisamente el estudio del circuito de potencia y la apropiada elección de las sépsales de excitación que ha de proporcionar el circuito de mando.

HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

La historia de la electrónica de potencia comienza en el año de 1900, con la fabricación del rectificador de arco de mercurio. Luego apareció gradualmente el rectificador de tanque metálico, el rectificador de tubo de alto vacío de rejilla controlada, etc. Estos dispositivos se aplicaron al control de energía hasta la década de 1950.

- La primera evolución electrónica, inicia en 1948 con la construcción del diodo de silicio. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas actuales tienen su origen en esta construcción. A través de los años, la microelectrónica moderna a evolucionado a partir de los semiconductores de silicio. La siguiente etapa fue en 1956 con la construcción del transistor de disparo PNP, que se definió como un tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR).
- La segunda evolución electrónica empezó en 1958 con el desarrollo del tiristor convencional, que es el SCR. Ese fue el principal y la nueva era en la electrónica de potencia. Desde entonces, se han introducido muy diversos tipos de semiconductores de potencia y técnicas de conversión. La evolución de la microelectrónica nos avisa de la capacidad de procesar una gran cantidad de información a una velocidad increíble y la evolución de la electrónica de potencia nos esta dando la capacidad de dar forma controlar grandes cantidades de energía con una eficacia cada vez mayor. Debido a la gran fusión de la electrónica de potencia que es el músculo, con la microelectrónica que es el cerebro, se han descubierto múltiples

aplicaciones y se seguirán descubriendo mas. La evolución de la electrónica de potencia ha ganado terreno, desde el fin de los años 80's y principio de los 90's. En la figura se muestra la historia cronológica de la electrónica de potencia.

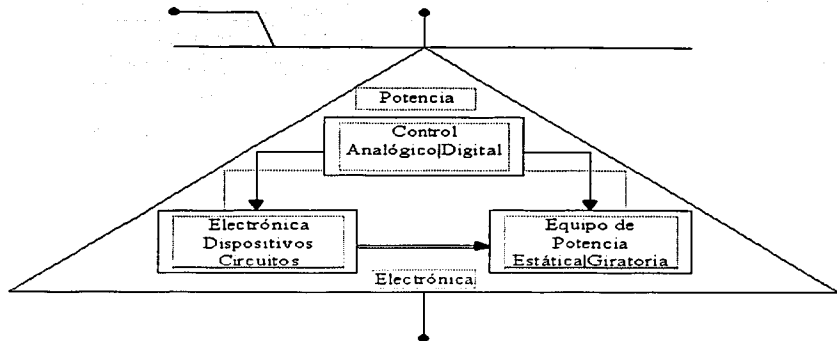


DEFINICIÓN DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

Durante mucho tiempo ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica de los sistemas de tracción y de los controles industriales impulsados por motores eléctricos, así pues la electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de los motores eléctricos.

Lo electrónica de potencia combina la energía, la electrónica y el control, el control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con equipo de potencia estática y rotativa o giratoria, para la generación, la generación, transmisión y distribución de la energía eléctrica. La electrónica se encarga de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos el procesamiento de la señales para cumplir con los objetivos de control deseados.

La electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica. En la figura 1 se muestra la interrelación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.



SISTEMAS Y TÉCNICAS DE CONTROL DE POTENCIA.

La electrónica de potencia se basa, en primer término, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, las capacidades del manejo de la energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado tremendamente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores-microcomputadoras tiene un gran impulso sobre el control y la síntesis de la estrategia de control para los dispositivos semiconductores de potencia. El equipo de electrónica de potencia moderno utiliza (1) semiconductores de potencia, que pueden compararse con el músculo, y (2) microelectrónica, que tiene el poder y la inteligencia del cerebro.

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden operar como interruptores mediante la aplicación de señales de control a la terminal de compuerta de los tiristores (y a la base de los transistores bipolares). La salida requerida se obtiene mediante la variación del tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación. En la figura 2 se muestran los voltajes de salida y las características de control de los dispositivos de interrupción de potencia de uso común. Una vez que un tiristor está en modo de conducción, la señal de la compuerta ya sea negativa o positiva no tiene efecto, esto aparece en la figura 2a. Cuando un dispositivo semiconductor de potencia está en modo de conducción normal, existe una pequeña caída de voltaje a través del mismo. En las formas de onda de voltaje de salida de la figura 2, estas caídas de voltaje se consideran despreciables.

DISPOSITIVOS	SÍMBOLOS	CARACTERÍSTICAS
DIODO		
TIROTOR		
SITH		
GTO		
MCT		
TRIAC		
LASC		
NPN BJT		
IGBT		
MOSFET DE CANAL N		
SIT		

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden clasificar a partir de:

- 1) Activación y desactivación sin control (por ejemplo diodo)
- 2) Activación controlada y desactivación sin control (por ejemplo SCR)
- 3) Características de activación y desactivación controladas (por ejemplo BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT)
- 4) Requisito de señal continua en la compuerta (BJT, MOSFET, IGBT, MCT)
- 5) Requisito de pulso en la compuerta (por ejemplo SCR, GTO, MCT)
- 6) Capacidad de soportar voltajes bipolares (SCR, GTO)
- 7) Capacidad de soportar voltajes unipolares (BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT)
- 8) Capacidad de corriente bidireccional (TRIAC, RCT)
- 9) Capacidad de corriente unidireccional (SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, diodo).

SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

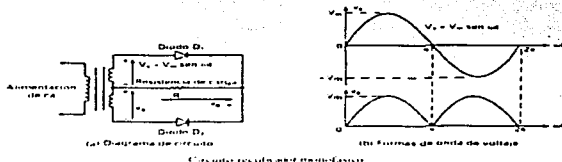
Para el control de la potencia eléctrica o del acondicionamiento de la misma, es necesario convertir la potencia de una forma a otra, las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten dicha conversión. Los convertidores de potencia estáticos llevan a cabo estas funciones de conversión de potencia. Un convertidor se puede considerar como una matriz de

conmutación. Los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar en seis tipos:

- 1) Rectificadores de diodos
- 2) Convertidores CA-CD (rectificadores controlados)
- 3) Convertidores CA-CD (controladores de voltaje de CA)
- 4) Convertidores CA-CD (pulsadores de CD)
- 5) Convertidores CD-CA (inversores)
- 6) Interruptores estáticos

Los dispositivos de los convertidores siguientes se utilizan únicamente para ilustrar los principios básicos. La acción de interrupción de un convertidor puede ser llevada a cabo por más de un dispositivo. La selección de un dispositivo en particular dependerá del voltaje, la corriente y los requisitos de velocidad del convertidor.

Rectificadores. Un circuito rectificador por diodos convierte el voltaje de CA en un voltaje fijo de CD como se muestra en la figura. el voltaje de entrada al rectificador puede ser monofásico o trifásico.



DENTRO DE LOS DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA, PODEMOS CITAR:

Los diodos y transistores de potencia, el tiristor, así como otros derivados de éstos, tales como los triac, diac, conmutador unilateral o SUS, transistor uniunión o UJT, el transistor uniunión programable o PUT y el diodo Shockley.

Existen tiristores de características especiales como los fototiristores, los tiristores de doble puerta y el tiristor bloqueable por puerta (GTO).

Lo más importante a considerar de estos dispositivos, es la curva característica que nos relaciona la intensidad que los atraviesa con la caída de tensión entre los electrodos principales.

El componente básico del circuito de potencia debe cumplir los siguientes requisitos :

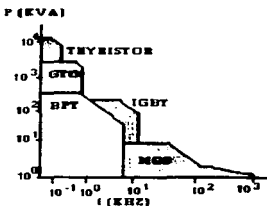
Tener dos estados claramente definidos, uno de alta impedancia (bloqueo) y otro de baja impedancia (conducción).

Poder controlar el paso de un estado a otro con facilidad y pequeña potencia.

Ser capaces de soportar grandes intensidades y altas tensiones cuando está en estado de bloqueo, con pequeñas caídas de tensión entre sus electrodos, cuando está en estado de conducción. Ambas condiciones lo capacitan para controlar grandes potencias.

Rapidez de funcionamiento para pasar de un estado a otro.

El último requisito se traduce en que a mayor frecuencia de funcionamiento habrá una mayor disipación de potencia. Por tanto, la potencia disipada depende de la frecuencia.



SIMBOLOGÍA.

En lo sucesivo se empleará la siguiente simbología en los subíndices:

Primer subíndice:

D: estado de reposo (o no conducción)

R: inverso (sentido de bloqueo)

F: directo

T: estado de funcionamiento (conducción)

Segundo subíndice:

R: valor repetitivo

S: valor no repetitivo

W: estado de trabajo (normal de funcionamiento)

Tercer subíndice:

M: valor de pico o máximo

AV: valor medio de continua

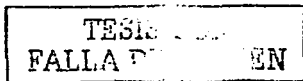
RMS: valor eficaz

Ejemplos:

V_{RSM}: tensión inversa de pico no repetitivo

I_{F(AV)}: corriente media nominal

P_{RRM}: potencia inversa de pico repetitiva



CAPITULO I .- DIODO Y TRANSISTOR DE POTENCIA.

1.1 INTRODUCCIÓN.

Desde que se desarrolló el primer tiristor de rectificador controlado de silicio (SCR), a fines de 1957, ha habido grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. Hasta 1970, los tiristores convencionales se habían utilizado en forma exclusiva para el control de la energía en aplicaciones industriales. A partir de 1970, se desarrollaron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia que quedaron disponibles en forma comercial. Éstos se pueden dividir en cinco tipos principales:

- (1) Diodos de potencia,
- (2) tiristores,
- (3) transistores bipolares de juntura de potencia (TBJ),
- (4) MOSFET de potencia, y
- (5) transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y transistores de inducción estáticos (SIT).

Los tiristores se pueden subdividir en ocho tipos:

- (a) tiristor de conmutación forzada,
- (b) tiristor conmutado por línea,
- (c) tiristor desactivado por compuerta (GTO),
- (d) tiristor de conducción inversa (RCT),
- (e) tiristor de inducción estático (SITH),
- (f) tiristor desactivado con asistencia de compuerta (GATT),
- (g) rectificador controlado de silicio fotoactivo (LASCR), y
- (h) tiristores controlados por MOS (MCT). Los transistores de inducción estáticos también están disponibles en forma comercial.

Los diodos de potencia son de tres tipos: de uso general, de alta velocidad (o de recuperación rápida) y Schottky. Los diodos de uso general están disponibles hasta 3000 V, 3500 A, y la especificación de los diodos de recuperación rápida puede llegar hasta 3000 V, 1000 A. El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1 y 5 ms. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para la interrupción de los convertidores de potencia a altas frecuencias. Un diodo tiene dos terminales: un cátodo y un ánodo. Los diodos Schottky tienen un voltaje bajo de estado activo y un tiempo de recuperación muy pequeño, típicamente en nanosegundos. La corriente de fuga aumenta con el voltaje y sus especificaciones se limitan a 100 V, 300 A. Un diodo conduce cuando el voltaje de su ánodo es más alto que el de su cátodo; siendo la caída de voltaje directa de un diodo de potencia muy baja, típicamente 0.5 y 1.2 V. Si el voltaje de cátodo es más alto que el voltaje de ánodo, se dice que el diodo está en modo de bloqueo. En la figura aparecen varias configuraciones de diodos de uso general, mismos que se agrupan básicamente en dos tipos. Uno se conoce como de perno o montado en perno y el

otro como de disco empacado a presión o de disco de hockey. En el de perno, tanto el ánodo como el cátodo podrían ser el perno.

Un tiristor tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo, y una compuerta. Cuando una pequeña corriente pasa a través de la terminal de la compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce, siempre y cuando la terminal del ánodo esté a un potencial más alto que el cátodo. Una vez que el tiristor está en un modo de conducción, el circuito de la compuerta no tiene ningún control y el tiristor continúa conduciendo. Cuando un tiristor está en un modo de conducción, la caída de potencial en directa es muy pequeña, típicamente 0.5 a 2 V. Un tiristor que conduce se puede desactivar haciendo que el potencial del ánodo sea igual o menor que el potencial del cátodo. Los tiristores conmutados en línea se desactivan en razón de la naturaleza senoidal del voltaje de entrada, y los tiristores conmutados en forma forzada se desactivan, mediante un circuito adicional conocido como circuitería de conmutación. En la figura se muestran varias configuraciones de tiristores de control de fase (o de conmutación de línea): tipo perno, tipo disco de hockey, tipo plano, y tipo de aguja.



Los tiristores naturales conmutados en línea están disponibles con especificaciones de hasta 6000 V, 350 A. El tiempo de desactivación de los tiristores de bloqueo inverso de alta velocidad ha mejorado en forma sustancial y es posible obtener de 10 a 20 ps con un tiristor de 1200-V, 2000-A. El tiempo de desactivación se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente principal se reduce a cero después de la interrupción externa del circuito de voltaje principal, y el instante en que el tiristor es capaz de aceptar un voltaje principal especificado, sin activarse. Los RCT y los GATT se utilizan en gran medida para la interrupción de alta velocidad, en especial en aplicaciones de tracción. Un RCT se puede considerar como un tiristor que incluye un diodo inverso en paralelo. Los RCT están disponibles hasta 2500 V, 1000, (y 400 A de conducción inversa) con un tiempo de interrupción de 40 ps. Los GATT están disponibles hasta 1200 V, 400 A con una velocidad de interrupción de 8 ps. Los LASCR, que se fabrican hasta 6000 V, 1500 A, con una velocidad de interrupción de 200 a 400 ns, son adecuados para sistemas de energía de alto voltaje, especialmente en HVDC. Para aplicaciones de corriente alterna de baja potencia los TRIAC, se utilizan ampliamente en todo tipo de controles sencillos de calor, de iluminación, de motor, así como interruptores de corriente alterna. Las características de los TRIAC son similares a dos tiristores conectados en inverso paralelo con una sola terminal de compuerta. El flujo de corriente a través de un TRIAC se puede controlar en cualquier dirección.



TIPO		Especificación de		Alta Frecuencia (HZ)	Tiempo de conmutación (μ s)	Resistencia en estado activo
		Voltaje/Corriente				
Diodos	Uso General	5000 V/5000 A	1 K	100	0.16 m	
	Alta Velocidad Schottky	3000 V/1000 A +40 V/60 A	10 K 20 K	2-5 0.23	1.00 m 10.00 m	
Tiristores desactivados en forma forzada	De bloqueo	5000 V/5000 A	1 K	200	0.25 m	
	inverso	1200 V/1500 A	10 K	20	0.47 m	
	Alta velocidad	2500 V/400 A	5 K	40	2.16 m	
	Bloqueo inverso	2500 V/1000 A	5 K	40	2.10 m	
	GT	1200 V/400 A	20 K	8	2.24 m	
TRIAC	Disparo lumínico	6000 V/1500 A	400	200-400	0.53 m	
	-	1200 V/300 A	400	200-400	3.57 m	
Tiristores desactivados automáticamente	GTO	4500 V/3000 A	10 K	15	2.50 m	
	SITH	4000 V/2200 A	20 K	6.5	5.75 m	
Transistores de Potencia	Individual	400 V/250 A	20 K	15	2.50 m	
		400 V/40 A	20 K	6.5	5.75 m	
		630 V/50 A	25 K	9	4.00 m	
	Darlington	1200 V/400 A	10 K	30	10.00 m	
SIT		1200 V/300 A	100 K	0.55	1.20	
MOSFET de Potencia	Individual	500 V/8.6 A	100 K	0.70	0.60	
		1000 V/4.7 A	100 K	0.90	2.00	
		500 V/50 A	100 K	0.60	0.40 m	
IGBT	Individual	1200 V/400 A	20 K	2.30	50.00m	
MCT	Individual	600 V/60 A	20 K	2.30	18.00 m	

1.2 DIODOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

Los diodos semiconductores de potencia juegan un papel muy importante en los circuitos electrónicos de potencia. Un diodo funciona como un interruptor, a fin de llevar a cabo varias funciones, como: interruptores en los rectificadores, de marcha libre en los reguladores conmutados, inversión de carga de los capacitores y transferencia de energía entre-componentes, aislamiento de voltaje, retroalimentación de la energía de la carga a la fuente de energía y recuperación de la energía atrapada.

Para la mayor parte de las aplicaciones, se puede suponer que los diodos de potencia son interruptores ideales, pero los diodos práctico o reales difieren de las características ideales y tienen ciertas limitaciones. Los diodos de potencia son similares a los diodos de señal de unión pn. Sin embargo, los diodos de potencia

tienen mayores capacidades en el manejo de la energía, el voltaje y la comente, que los diodos de señal ordinarios. La respuesta a la frecuencia (o velocidad de conmutación) es baja en comparación con los diodos de señal.

1.3 TIPOS DE DIODOS.

Idealmente, un diodo no debería tener tiempo de recuperación inversa. Sin embargo, el costo de fabricación de un diodo ideal aumentaría. En muchas aplicaciones, no tiene mucha importancia los efectos del tiempo en recuperación inversa, y se pueden utilizar diodos menos costosos. Dependiendo de las características de recuperación y de las técnicas de fabricación, los diodos de potencia se pueden clasificar en tres categorías.

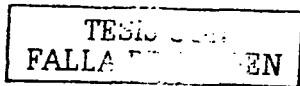
- a) Diodos de uso general.
- b) diodos de recuperación rápida.
- c) Diodos Schottky.

1.3.1 DIODOS DE USO GENERAL: Los diodos de uso general tienen un tiempo de recuperación inversa relativamente alto, típicamente de 25 microsegundos, y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, en las que el tiempo de recuperación no es crítico. Estos diodos cubren especificaciones de corriente desde menos de 1 hasta varios miles de amperios, con especificaciones de voltajes desde 50 V hasta alrededor de 5 kV. Estos diodos generalmente se construyeron por difusión. Sin embargo, los rectificadores de tipo de aleación usados en las fuentes de alimentación para máquinas de soldadura son muy económicos y duraderos, cuyas especificaciones pueden llegar hasta 300 A y 1000 V.

1.3.2 DIODOS DE RECUPERACIÓN RÁPIDA: Estos diodos tienen un tiempo de recuperación bajo, por lo general menor de 5 microsegundos. Se utilizan en circuitos convertidores cd-cd y cd-ca, en los que la velocidad de recuperación es a menudo de importancia crítica. Estos diodos cubren especificaciones de comente, desde menos de 1 hasta cientos de amperios, con especificaciones de voltaje desde 50 V hasta aproximadamente 3 kV. En la figura 2.1 se muestran diodos de recuperación rápida de varios tamaños.

1.3.3 DIODOS SCHOTTKY: En este tipo de diodos se puede eliminar el problema de almacenamiento de carga de una unión pn. Esto se lleva a cabo estableciendo una "barra de potencial" con un contacto entre un metal y un semiconductor.

La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión pn. Dado que se debe sólo a la capacitancia de la unión. Un diodo Schottky tiene una salida de voltaje directa relativamente baja. La corriente de fuga de un diodo Schottky es mayor que la de un diodo de unión pn. Un diodo



de este tipo con un voltaje de conducción bajo tiene una corriente de fuga alta, y viceversa.

DATOS DEL FABRICANTE PARA DIVERSOS DIODOS DE POTENCIA.

No. del dispositivo	I_D (Amp.)	V_D (Volts)	I_S (Amp.)	V_{DS} (Volts)	t_r (nseg.)
1N4001-107	1	0.3-1.1	De	50-1000	20-25
1N4433-137	1	1-1.2	0.5	50-600	1000
MR85-16	3		al	50-600	200
5HV02-127	6		5000	2200-2700	4000
1N3659-163	30	1.2-1.4		2200-27000	300

1.4 SEMICONDUCTORES DE CONMUTACIÓN.

Diodos: Uno de los dispositivos de mayor importancia en los circuitos de potencia son los diodos. Ellos tienen las siguientes limitaciones: son dispositivos unidireccionales, o sea que no puede circular la corriente en sentido contrario al de conducción. El único procedimiento de control es invertir el voltaje entre ánodo y cátodo.

Los diodos de potencia se caracterizan porque en estado de conducción, deben ser capaces de soportar, con una pequeña caída de voltaje, una alta corriente. En sentido inverso, deben ser capaces de soportar una fuerte de voltaje negativa de ánodo con una pequeña corriente de fugas.

Una de las principales aplicaciones del diodo es la obtención de un voltaje continua a partir de una fuente de corriente alterna, proceso llamado rectificación. Se puede considerar al diodo como un interruptor controlado por la polaridad del voltaje de alimentación. El interruptor está cerrado para corrientes positivas de la alimentación y abierto para corrientes negativas.

En el diodo solo circula corriente de P a N y la conducción tiene lugar únicamente cuando la corriente de alimentación es positiva. Los diodos reales tienen características y limitaciones que hacen que difieran del diodo ideal.

1.4.1 DIODOS DE FRECUENCIA DE LÍNEA: El voltaje en estado de conducción de estos diodos es diseñado para ser tan pequeño como sea posible y como consecuencia tienen un t_r grande, los cuales son aceptables para aplicaciones a la frecuencia de la línea que es de 60 Hz. Estos diodos están disponibles con especificaciones de voltaje de bloqueo de varios kilovoltios y especificaciones de

corriente de varios kiloamperios. Además se pueden conectar en serie o paralelo para satisfacer cualquier requerimiento de corriente.

1.4.2 DIODOS DE RECUPERACIÓN RÁPIDA: Estos diodos son diseñados para ser utilizados en circuitos de alta frecuencia en combinación con interruptores controlados transistores), donde es necesario que el tiempo de recuperación inverso sea pequeño. Para los niveles de potencia de varios cientos de voltios y varios cientos de amperios, estos diodos tienen especificaciones de t_r de menos de algunos cuantos microsegundos. Estos diodos son muy utilizados en inversores.

1.4.3 DIODOS SCHOTTKY : Estos diodos son usados en aplicaciones donde es necesario un voltaje de polarización directa pequeño, aproximadamente 0.3 V. Tienen un voltaje de bloqueo limitado a 50 - 100 V. Tienen un bajo valor de conducción y solo tienen un tipo de semiconductor, ya sea tipo p o tipo n. Debido a la pequeña de voltaje directo en conducción del diodo Schottky tenemos que sus pérdidas en conducción son menores que en un diodo de juntura pn. Estos dispositivos tienen un almacenamiento de carga despreciable y se utilizan en aplicaciones de conmutación de alta velocidad. Sus características son similares a las de un diodo pn.

1.5 DIODO. CONSTRUCCIÓN Y ENCAPSULADO.

Las características eléctricas deseables en los diodos de potencia son principalmente las siguientes:

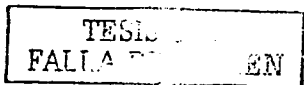
Capacidad para soportar gran corriente con pequeña caída de voltaje en el estado de conducción o polarización directa.

Capacidad para soportar elevado voltaje con pequeña corriente de fugas en el estado de bloqueo o polarización inversa.

Los diodos modernos a base de semiconductores han venido a proporcionar a la industria electrónica unos elementos casi ideales atendiendo a las exigencias citadas. Los antiguos diodos de gas y de selenio han sido casi totalmente desplazados debido a la gran caída de voltaje en conducción del primero (unos 18 V) y a la elevada corriente de fugas y bajo voltaje inverso del segundo.

Los diodos de óxido de cobres se siguen utilizando tradicionalmente en los rectificadores de los aparatos de medida, debido a su baja caída de voltaje en conducción directa. No tienen ni han tenido aplicación importante en la Electrónica de Potencia.

De los dos semiconductores empleados normalmente, germanio (Ge) y silicio (Si), el primero presenta la ventaja de una caída de voltaje en conducción muy baja, 0.5 V frente a 1 V en el silicio. Sin embargo, éste puede soportar temperaturas de trabajo en la unión de 200° C y elevados voltajes inversos mientras que el diodo de germanio puede funcionar a 120 ° C como máximo y soporta menos voltaje. El diodo de silicio es el de más aplicación, reservándose el de germanio para los casos en que se manejan bajos voltajes e interesa reducir al mínimo las caídas de



voltaje en conducción. La siguiente tabla refleja las principales características de los distintos tipos de diodos y los valores máximos de sus parámetros.

Las técnicas de construcción de los semiconductores de potencia de germanio y silicio han llegado a un grado de perfección extremada, consiguiéndose componentes de larguísima vida si trabajan dentro de las condiciones especificadas. La más utilizada es la de difusión que, aplicada a la fabricación de diodos, consiste básicamente en el proceso siguiente:

Se parte de un cilindro monocristalino del elemento semiconductor (Ge o Si) dopado con impurezas tipo N que ha sido fabricado por crecimiento de un cristal semilla en un baño de semiconductor fundido. El cilindro, que puede tener uno o más centímetros de diámetro y varios de largo, es cortado en discos mediante una sierra de hilo finísimo de tungsteno. El espesor del disco es de 1 mm. aprox. Y depende del voltaje inverso máximo que desee obtenerse.

Tipo	Carga de voltaje directo (V)	Corriente de fugas	Temperatura interna máxima	Voltaje inverso máx. (V)	Corriente directa máx. (A)	Densidad de corriente (A/cm ²) 4000 en la marcha
Mercurio	15 a 19	Baja	400° C	20000	5000	4000 en la marcha
Selenio	1	Alta	150° C	50	50	1
Germanio	0.5	Baja	120° C	800	200	100
Silicio	1	Muy Baja	200° C	5000	3000	100
Óxido de cobre	0.6	Alta	70° C	30	10	1

FIG. COMPARACIÓN DE DIODOS DE POTENCIA.

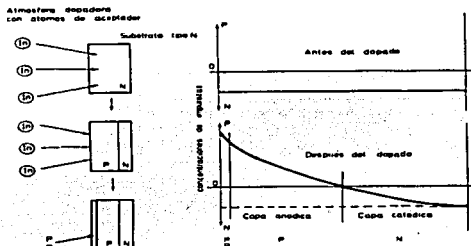


FIG. DOPADO DE LA PASTILLA O SUBSTRATO POR DIFUSIÓN. CONCENTRACIÓN DE IMPUREZAS.

El disco de material N se introduce en un horno con atmósfera inerte en la que se ha inyectado una determinada cantidad de impurezas aceptadoras, tales como átomos de indio. Estas se difunden por una de las caras del disco hasta conseguir una determinada penetración y concentración. Por último, se efectúa otro dopado tipo P muy intenso y de poca penetración por la misma cara que el anterior, para reducir la resistencia eléctrica de la soldadura al terminal de ánodo. En la figura se muestra el perfil de concentraciones en sentido axial antes y después de la difusión.



FIG. HORNOS DE DIFUSIÓN DE OBLEAS DE SEMICONDUCTORES.

Los bordes del disco o pastilla semiconductoras suelen contener muchas imperfecciones en la red cristalina e impurezas depositadas a lo largo del proceso de fabricación que darían origen a zonas débiles para soportar el voltaje en inversa. Por ello el borde es desbastado y biselado como indica la fig., obteniéndose también de esta forma un menor gradiente de potencial en el mismo y mayor voltaje inverso soportado. Así se asegura que la entrada en avalancha con voltaje inverso alto se produzca en el interior de la pastilla y en la mayor parte del área simultáneamente, aumentando considerablemente la capacidad para absorber puntas de energía en estado de bloqueo. Los diodos de avalancha controlada son aquellos que presentan esta característica en alto grado.

TESE
FALLA EN

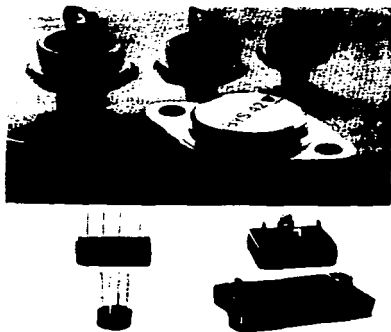


FIG. ARRIBA: DIODOS SCHOTTKY (rápidos y de baja caída de tensión) de 3 A a 75 A. ABAJO: PUENTES DE DIODOS ENCAPSULADOS.

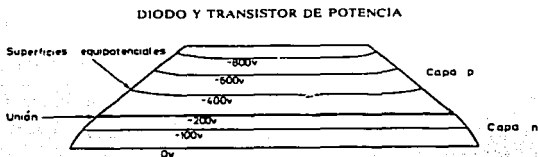


FIG. BISELADO DE LOS BORDES DE LA PASTILLA. DISTRIBUCIÓN DE SUPERFICIE EQUIPOTENCIALES.

El encapsulado del diodo debe resolver tres problemas: el aislamiento de la pastilla con respecto a la atmósfera para evitar su deterioro químico, la conexión eléctrica al circuito y la extracción del calor generado por las pérdidas eléctricas. Hay varios tipos de encapsulado consagrados por el uso y cuyo empleo depende de la corriente nominal del diodo. En la figura se presenta un corte transversal de un diodo de unos A. La pastilla está soldada por la cara inferior a una base de cobre con un vástago roscado que permite fijarla a un disipador metálico que, además de asegurar su refrigeración a través de la placa de cobre muy conductora del calor, permite la conexión eléctrica al cátodo. Por la cara superior, la pastilla está soldada a una terminal de cobre más pequeño que permite la

conexión al ánodo. Las soldaduras se efectúan mediante una aleación de coeficiente de dilatación térmica intermedio entre los de los materiales a soldar para minimizar las corrientes mecánicas en el cristal con los cambios de temperatura. Suele utilizarse Au-Si para el silicio y Au-Ge para el germanio. La pastilla se cierra herméticamente en atmósfera inerte mediante una cápsula cerámica o bien metálico con cierre superior aislante.

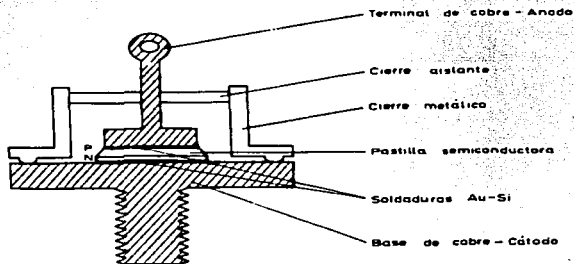
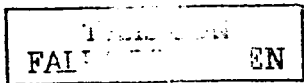


FIG. CORTE TRANSVERSAL DE UN DIODO DE 50 A.

En diodos de más corriente, la base es completamente plana y se sujeta al disipador mediante brida, de forma que se asegura un buen ajuste entre ambas superficies. Los diodos de corriente superior a 700 A suelen encapsularse con placas planas de cobre a ambos lados de la pastilla, que se fijan a sendos radiadores para mejorar la evacuación de las pérdidas (ver figura). Una pastilla determinada puede trabajar a un 35 % más de corriente con este encapsulado en disco que con los de refrigeración por una sola cara. Sin embargo, la capacidad para soportar sobrecargas transitorias no aumenta porque depende casi exclusivamente del tamaño de la pastilla.



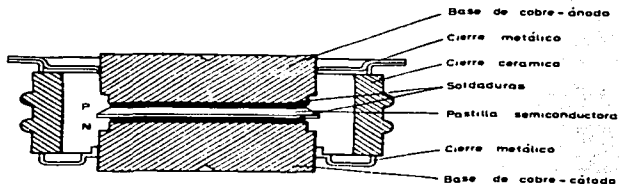


FIG. ENCAPSULADO EN DISCO PARA DIODOS DE GRAN INTENSIDAD.

1.5.1 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS: Los fenómenos internos que rigen el funcionamiento de los diodos de potencia de silicio y germanio son exactamente iguales a los descritos en obras de electrónica básica para los diodos semiconductores en general. En el caso que nos ocupa, el área de la pastilla es apreciable y las corrientes manejadas son altas. Esta es la diferencia fundamental con un diodo de unión para pequeñas corrientes.

1.6 DIODO EN ESTADO DE BLOQUEO.

Aplicando una voltaje inversa E_B a las terminales de un diodo de forma que la capa anódica P sea más negativa que la catódica N, los portadores mayoritarios de ambas son atraídos hacia los extremos de la pastilla de forma que la zona de carga espacial se ensancha y se vacía de portadores. Aparece una barrera de potencial en la unión, del mismo valor aproximadamente que la corriente inversa aplicada exteriormente, que suele ser muchas veces superior al potencial de unión U_0 . La corriente de mayoritarios I_F cesa prácticamente y la de minoritarios I_G aumenta respecto del valor que tiene con la unión en equilibrio hasta el que le permite la concentración de los mismos, que es independiente de la tensión aplicada pero crece con la temperatura. Esta corriente inversa de saturación o corriente de fugas es muy pequeña, especialmente en el Si y puede decirse que el diodo no conduce o está bloqueado.

En la fig. se han representado las distribuciones de carga espacial y de potencial en sentido axial en el interior del cristal. Las líneas de puntos indican la situación con los extremos del diodo cortocircuitados, en cuyo caso ambas distribuciones se modifican ligeramente hacia los extremos del cristal respecto de las curvas obtenidas en equilibrio (terminales del diodo en circuito abierto) para dar una carga neta y un salto de potencial nulos en toda la pastilla. Por claridad se ha representado U_0 no mucho menor que E_B .

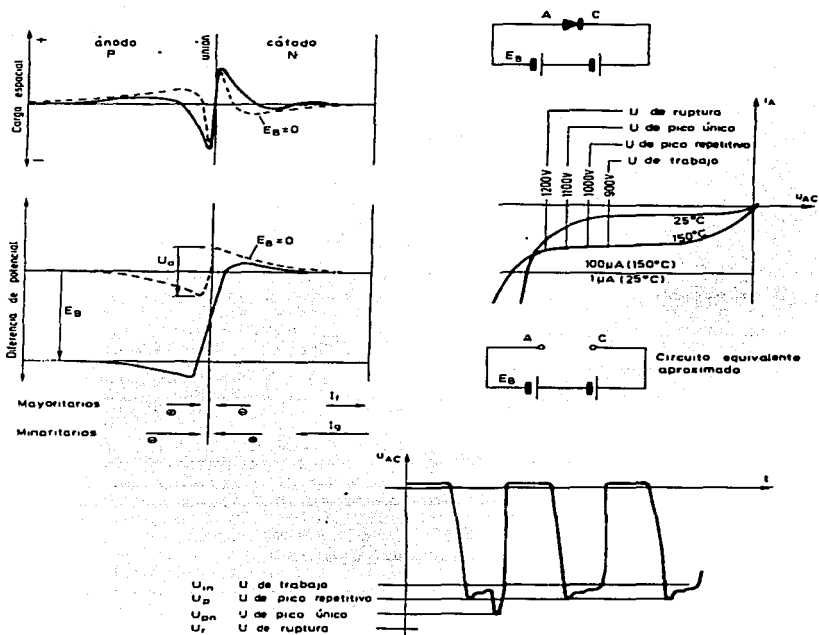


FIG. DIODO EN ESTADO DE BLOQUEO, DISTRIBUCIONES DE CARGA Y DE POTENCIAL. CARACTERÍSTICA $\mu_{AC} - I_A$. CIRCUITO EQUIVALENTE. DEFINICIÓN DE TENSIONES CARACTERÍSTICAS.

Puede verse en la característica $\mu_{AC} - I_A$ que la corriente inversa es muy pequeña (la figura puede corresponder a un diodo de silicio de 100 A y 1.000 V) y que aumenta fuertemente con la temperatura. El fabricante define en la zona próxima a la avalancha cuatro tensiones características del diodo que orientan al usuario para emplearlo correctamente, a saber:

Voltaje inverso de trabajo: Puede ser soportada por el diodo de forma continuada sin peligro de calentamiento por avalancha.

Voltaje inverso de pico repetitivo: Puede ser soportada en picos de 1 ms. Repetidos cada 10 ms. Por tiempo indefinido.

Voltaje inverso de pico único: Puede ser soportada por una sola vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.

Voltaje de ruptura: Si es alcanzada, aunque sea por una vez y con duración de 10 ms o menos, el diodo puede destruirse o al menos degradar sus características eléctricas.

Hay que decir que no existe una norma universalmente aceptada para definir estos parámetros y aquí se ha expuesto el criterio más corriente entre los fabricantes.

Las pérdidas de potencia en bloqueo son extremadamente bajas porque son iguales al producto de la tensión inversa soportada por la corriente de fuga y ésta es muy pequeña, sobre todo en el silicio, aunque aquélla pueda ser grande. Normalmente suelen desprejiciarse frente a las pérdidas en conducción.

El circuito equivalente puede aproximarse para la mayoría de los casos, prácticos a un circuito abierto, aunque sería más correcto desde un punto de vista teórico asimilarlo a una fuente de corriente dependiente de la temperatura.

1.7 DIODO EN ESTADO DE CONDUCCIÓN.

Si se explica a las terminales del diodo un voltaje E_B directa, los portadores mayoritarios son empujados desde los extremos de la pastilla hacia la unión y pasan a la capa opuesta. La corriente de mayoritarios I_F aumenta enormemente respecto del valor que tiene en equilibrio, de forma que la de minoritarios I_G en sentido contrario es insignificante. Además, ésta disminuye ligeramente respecto del valor de equilibrio porque el potencial de unión que la favorece se reduce, debido a que la abundancia de mayoritarios disminuye la densidad de carga en las proximidades de la unión.

Estos fenómenos están descritos en la figura, en la que aparecen las curvas de densidad de carga espacial y de potencial. De puntos se han dibujado las curvas con los extremos del diodo cortocircuitados. En la curva de potencial se aprecia que la circulación de una corriente en las zonas P y N produce una caída de voltaje debido a la resistividad del semiconductor. La diferencia de potencial total U_{AC} es la diferencia de las caídas resistivas y del potencial de unión, que es de sentido contrario. Aquéllas son aproximadamente proporcional a la corriente directa y ésta disminuye ligeramente con ella, de forma que el potencial total U_{AC} es de 1 V aproximadamente en los diodos de silicio para una corriente igual a la nominal. Para los de germanio suele estar alrededor de los 0.5 V.

Hay que hacer notar que en el estado de conducción el diodo no limita la corriente establecida en el circuito. De ello se encargan normalmente los componentes pasivos, que en la figura se han reducido a la resistencia R.

La característica eléctrica $\mu_{AC} - I_A$ refleja los fenómenos internos antes explicados. A temperatura de la unión elevada (150 ° C) la caída de voltaje es menor porque los pares extra generados térmicamente reducen el potencial de unión y aumentan la conductividad del semiconductor. De esta forma la potencia disipada en la pastilla disminuye con la temperatura, pudiéndose considerar este

hecho favorable como una especie de autodefensa del diodo contra el calentamiento. Sin embargo. El efecto es contrario para corrientes mucho más altas que la nominal y en tales condiciones aumenta la potencia disipada.

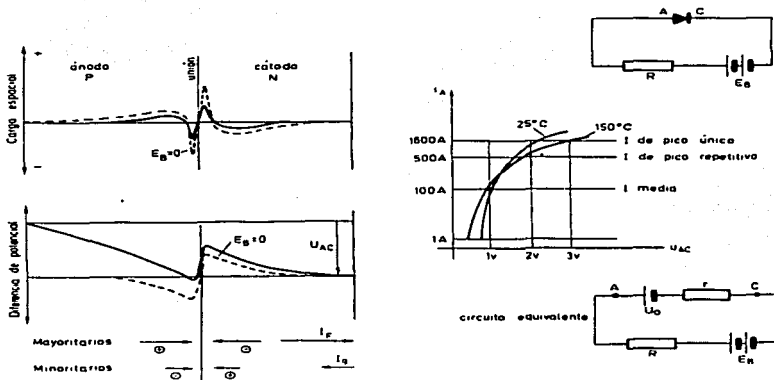


FIGURA.-DIDO EN ESTADO DE CONDUCCIÓN. DISTRIBUCIONES DE CARGA Y DE PONTENCIAL. CARACTERÍSTICAS $U_{AC} - I_A$. CIRCUITO EQUIVALENTE.

1.8 RECTIFICADORES CONTROLADOS DE MEDIA ONDA Y ONDA COMPLETA.

Los rectificadores controlados emplean el Tiristor o SCR(rectificador controlado de silicio) como dispositivo de control.

El Tiristor es un semiconductor que presenta dos estados estables: en uno conduce, y en otro está en corte(bloqueo directo, bloqueo inverso y conducción directa).

El objetivo del Tiristor es retardar la entrada en conducción del mismo, ya que como se sabe, un Tiristor se hace conductor no sólo cuando el voltaje en sus bornes se hace positiva (voltaje de ánodo mayor que voltaje de cátodo), sino cuando siendo este voltaje positivo, se envía un impulso de cebado a puerta.

El parámetro principal de los rectificadores controlados es el ángulo de retardo, α . En los rectificadores controlados se controla el cebado del Tiristor y su bloqueo es normalmente natural.

TRIBUNAL
FALLA EN

1.8.1 RECTIFICADOR.- Circuito cuya base es el diodo.

De un circuito rectificador se obtiene voltaje continuo partiendo de un voltaje alterno.

1.8.1.1 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA (IMAGEN): Es el más sencillo, no es la más conveniente ya que no se tiene en cuenta a uno de los semiciclos de la corriente alterna y por tanto si se desea después rectificar para lograr una corriente continua pura será difícil lograrlo por la asimetría causada.

1.8.1.2 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO DE MEDIA ONDA:

Este tipo de convertidor nos proporciona un voltaje de salida alto, en comparación con los rectificadores controlados monofásicos.

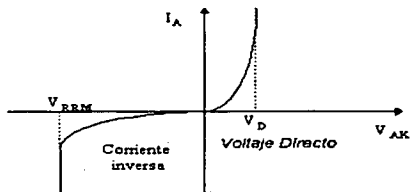
Es muy usado para trabajar con altas potencias, ya que se obtiene a la salida una corriente y voltaje bastante continuo.

1.8.1.3 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA: Empleando dos diodos y colocando un transformador con una conexión en el punto medio de su secundario, puede montarse el rectificador de onda completa. Los rectificadores controlados de onda completa son dos rectificadores controlados de media onda ensamblados, en el que uno de estos tiene los tiristores o SCR (rectificador controlado de silicio) invertidos.

1.9 EL DIODO DE POTENCIA.

Uno de los dispositivos más importantes de los circuitos de potencia son los diodos, aunque tienen, entre otras, las siguientes limitaciones: son dispositivos unidireccionales, no pudiendo circular la corriente en sentido contrario al de conducción. El único procedimiento de control es invertir el voltaje entre ánodo y cátodo.

Los diodos de potencia se caracterizan porque en estado de conducción, deben ser capaces de soportar una alta corriente una pequeña caída de voltaje. En sentido inverso, deben ser capaces de soportar un fuerte voltaje negativo de ánodo con una pequeña corriente de fuga.



El diodo responde a la ecuación:

$$I = I_s \times (e^{qV/KT} - 1)$$

La curva característica será la que se puede ver en la parte superior, donde:

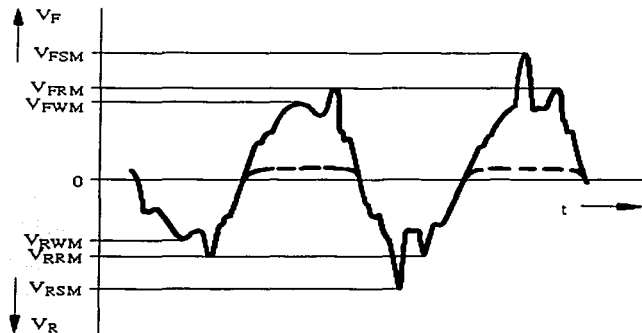
V_{RRM} : Voltaje inverso máxima.

V_D : Voltaje de codo.

A continuación vamos a ir viendo las características más importantes del diodo, las cuales podemos agrupar de la siguiente forma:

- Características estáticas:
 - Parámetros en bloqueo (polarización inversa).
 - Parámetros en conducción.
 - Modelo estático.
- Características dinámicas:
 - Tiempo de recuperación inverso (t_{rr}).
 - Influencia del t_r en la conmutación.
 - Tiempo de recuperación directo.
- Potencias:
 - Potencia máxima disipable.
 - Potencia media disipada.
 - Potencia inversa de pico repetitivo.
 - Potencia inversa de pico no repetitivo.
- Características térmicas.
- Protección contra sobre corrientes.

1.9.1 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS.



19810 001
FALLA DE ORIGEN

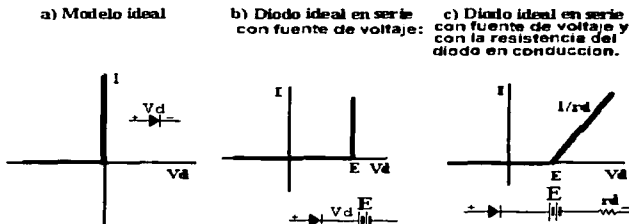
1.9.2 PARÁMETROS EN BLOQUEO.

- *Voltaje inverso de pico de trabajo (V_{RWM}):* es la que puede ser soportada por el dispositivo de forma continuada, sin peligro de entrar en ruptura por avalancha.
- *Voltaje inverso de pico repetitivo (V_{RRM}):* es la que puede ser soportada en picos de 1 ms, repetidos cada 10 ms de forma continuada.
- *Tensión inversa de pico no repetitiva (V_{RSM}):* es aquella que puede ser soportada una sola vez durante 10ms cada 10 minutos o más.
- *Voltaje de ruptura (V_{BR}):* si se alcanza, aunque sea una sola vez, durante 10 ms el diodo puede destruirse o degradar las características del mismo.
- *Voltaje inverso continua (V_R):* Es el voltaje continuo que soporta el diodo en estado de bloqueo.

1.9.3 PARÁMETROS EN CONDUCCIÓN.

- *Corriente media nominal ($I_{F(AV)}$):* Es el valor medio de la máxima Corriente de impulsos sinusoidales de 180° que el diodo puede soportar.
- *Corriente de pico repetitivo (I_{FRM}):* Es aquella que puede ser soportada cada 20 ms, con una duración de pico a 1 ms, a una determinada temperatura de la cápsula (normalmente 25°).
- *Corriente directa de pico no repetitiva (I_{FSM}):* Es el máximo pico de corriente aplicable, una vez cada 10 minutos, con una duración de 10 ms.
- *Corriente directa (I_F):* Es la corriente que circula por el diodo cuando se encuentra en el estado de conducción.

1.9.4 MODELOS ESTÁTICOS DEL DIODO.

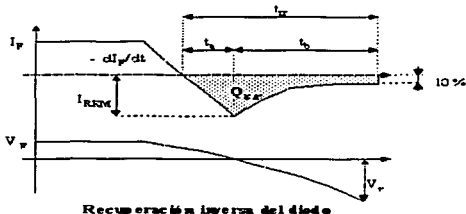


Los distintos modelos del diodo en su región directa (modelos estáticos) se representan en la figura superior. Estos modelos facilitan los cálculos a realizar, para lo cual debemos escoger el modelo adecuado según el nivel de precisión que necesitemos.

Estos modelos se suelen emplear para cálculos a mano, reservando modelos más complejos para programas de simulación como PSPICE. Dichos modelos suelen ser proporcionados por el fabricante, e incluso pueden venir ya en las librerías del programa.

1.10 CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS.

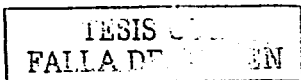
1.10.1 TIEMPO DE RECUPERACIÓN INVERSO.



El paso del estado de conducción al de bloqueo en el diodo no se efectúa instantáneamente. Si un diodo se encuentra conduciendo una corriente I_F , la zona central de la unión P-N está saturada de portadores mayoritarios con tanta mayor densidad de éstos cuanto mayor sea I_F . Si mediante la aplicación de una voltaje inversa forzamos la anulación de la corriente con cierta velocidad di/dt , resultará que después del paso por cero de la corriente existe cierta cantidad de portadores que cambian su sentido de movimiento y permiten que el diodo conduzca en sentido contrario durante un instante. La voltaje inversa entre ánodo y cátodo no se establece hasta después del tiempo t_a llamado tiempo de almacenamiento, en el que los portadores empiezan a escasear y aparece en la unión la zona de carga espacial. La intensidad todavía tarda un tiempo t_b (llamado tiempo de caída) en pasar de un valor de pico negativo (I_{RRM}) a un valor despreciable mientras van desapareciendo el exceso de portadores.

- t_a (tiempo de almacenamiento): Es el tiempo que transcurre desde el paso por cero de la corriente hasta llegar al pico negativo.
- t_b (tiempo de caída): Es el tiempo transcurrido desde el pico negativo de corriente hasta que ésta se anula, y es debido a la descarga de la capacidad de la unión polarizada en inverso. En la práctica se suele medir desde el valor de pico negativo de la corriente hasta el 10 % de éste.
- t_{rr} (tiempo de recuperación inversa): es la suma de t_a y t_b .

$$t_{rr} = t_a + t_b$$



- Q_{rr} : se define como la carga eléctrica desplazada, y representa el área negativa de la característica de recuperación inversa del diodo.
- di/dt : es el pico negativo de la intensidad.
- I_{rr} : es el pico negativo de la corriente.

La relación entre t_b/t_a es conocida como factor de suavizado "SF".

Si observamos la gráfica podemos considerar Q_{rr} por el área de un triángulo :

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} t_{rr} \times I_{RRM}$$

De donde :

$$I_{RRM} = \left[\frac{dI_F}{dt} \right] \times t_a$$

Para el cálculo de los parámetros I_{RRM} y Q_{rr} podemos suponer uno de los dos siguientes casos:

- Para $t_a = t_b$ $t_{rr} = 2t_a$
- Para $t_a = t_{rr}$ $t_b = 0$

En el primer caso obtenemos:

$$t_{rr} = \sqrt{4 \times \frac{Q_{rr}}{\left(\frac{di}{dt}\right)}} \quad I_{RRM} = \sqrt{Q_{rr} \times \left(\frac{di}{dt}\right)}$$

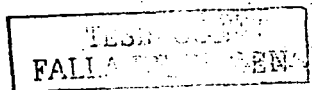
Y en el segundo caso:

$$t_{rr} = \sqrt{2 \times \frac{Q_{rr}}{\left(\frac{di}{dt}\right)}} \quad I_{RRM} = \sqrt{2 \times Q_{rr} \times \left(\frac{di}{dt}\right)}$$

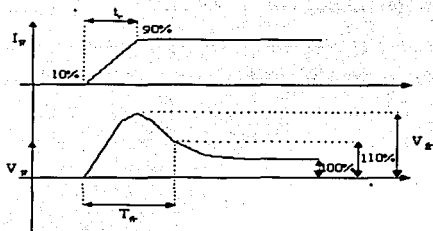
1.10.2 INFLUENCIA DEL T_{RR} EN LA CONMUTACIÓN.

Si el tiempo que tarda el diodo en conmutar no es despreciable:

- Se limita la frecuencia de funcionamiento.
- Existe una disipación de potencia durante el tiempo de recuperación inversa.



Para altas frecuencias, por tanto, debemos usar diodos de recuperación rápida.



Recuperación directa del diodo

Factores de los que depende t_{rr} :

- A mayor I_{RRM} menor t_{rr} .
- Cuanta mayor sea la intensidad principal que atraviesa el diodo mayor será la capacidad almacenada, y por tanto mayor será t_{rr} .

1.10.3 TIEMPO DE RECUPERACIÓN DIRECTA.

t_r (tiempo de recuperación directa): es el tiempo que transcurre entre el instante en que la voltaje ánodo-cátodo se hace positiva y el instante en que dicha voltaje se estabiliza en el valor V_F .

Este tiempo es bastante menor que el de recuperación inversa y no suele producir pérdidas de potencia apreciables.

1.11 DISIPACIÓN DE POTENCIA.

1.11.1 POTENCIA MÁXIMA DISIPABLE (P_{MAX}).

Es un valor de potencia que el dispositivo puede disipar, pero no debemos confundirlo con la potencia que disipa el diodo durante el funcionamiento, llamada ésta potencia de trabajo.

1.11.2 POTENCIA MEDIA DISIPADA (P_{AV}).

Es la disipación de potencia resultante cuando el dispositivo se encuentra en estado de conducción, si se desprecia la potencia disipada debida a la corriente de fugas.

Se define la potencia media (P_{AV}) que puede disipar el dispositivo, como :

$$P_{T(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T U \times i_A \times dt$$

Si incluimos en esta expresión el modelo estático, resulta :

$$P_{T(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T (U_0 + i_A \times R) \times i_A \times dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_0 \times i_A \times dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_A^2 \times R \times dt$$

y como :

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_A \times dt$$

es la corriente media nominal

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_A^2 \times dt$$

es la corriente eficaz al cuadrado

Nos queda finalmente:

$$P_{T(AV)} = U_0 \times I_m + I_Q^2 \times R$$

Generalmente el fabricante integra en las hojas de características tablas que indican la potencia disipada por el elemento para una corriente conocida.

Otro dato que puede dar el fabricante es curvas que relacionen la potencia media con la corriente media y el factor de forma (ya que el factor de forma es la corriente eficaz dividida entre la corriente media).

1.11.3 POTENCIA INVERSA DE PICO REPETITIVA (P_{RRM}).

Es la máxima potencia que puede disipar el dispositivo en estado de bloqueo.

1.11.4 POTENCIA INVERSA DE PICO NO REPETITIVA (P_{RSM}).

Similar a la anterior, pero dada para un pulso único.

1.12 CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS.

1.12.1 TEMPERATURA DE UNIÓN (T_{JMAX}).

Es el límite superior de temperatura que nunca debemos hacer sobrepasar a la unión del dispositivo si queremos evitar su inmediata destrucción.

En ocasiones, en lugar de la temperatura de la unión se nos da la "operating temperature range" (margen de temperatura de funcionamiento), que significa que

el dispositivo, se ha fabricado para funcionar en un intervalo de temperaturas comprendidas entre dos valores, uno mínimo y otro máximo.

1.12.2 TEMPERATURA DE ALMACENAMIENTO (T_{STG}).

Es la temperatura a la que se encuentra el dispositivo cuando no se le aplica ninguna potencia. El fabricante suele dar un margen de valores para esta temperatura.

1.12.3 RESISTENCIA TÉRMICA UNIÓN-CONTENEDOR (R_{JC}).

Es la resistencia entre la unión del semiconductor y el encapsulado del dispositivo. En caso de no dar este dato el fabricante se puede calcular mediante la fórmula:

$$R_{JC} = (T_{jmax} - T_c) / P_{max}$$

siendo T_c la temperatura del contenedor y P_{max} la potencia máxima disipable.

1.12.4 RESISTENCIA TÉRMICA CONTENEDOR-DISIPADOR (R_{CD}).

Es la resistencia existente entre el contenedor del dispositivo y el disipador (aleta refrigeradora). Se supone que la propagación se efectúa directamente sin pasar por otro medio (como mica aislante, etc).

1.13 PROTECCIÓN CONTRA SOBRE CORRIENTES.

1.13.1 PRINCIPALES CAUSAS DE SOBRE CORRIENTES.

La causa principal de sobre corriente es, naturalmente, la presencia de un cortocircuito en la carga, debido a cualquier causa. De todos modos, pueden aparecer picos de corriente en el caso de alimentación de motores, carga de capacitores, utilización en régimen de soldadura, etc.

Estas sobrecargas se traducen en una elevación de temperatura enorme en la unión, que es incapaz de evacuar las calorías generadas, pasando de forma casi instantánea al estado de cortocircuito (avalancha térmica).

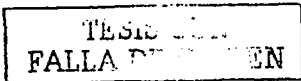
1.13.2 ÓRGANOS DE PROTECCIÓN.

Los dispositivos de protección que aseguran una eficacia elevada o total son poco numerosos y por eso los más empleados actualmente siguen siendo los fusibles, del tipo "ultrarrápidos" en la mayoría de los casos.

Los fusibles, como su nombre indica, actúan por la fusión del metal de que están compuestos y tienen sus características indicadas en función de la potencia que pueden manejar; por esto el calibre de un fusible no se da sólo con su valor eficaz de corriente, sino incluso con su I^2t y su voltaje.

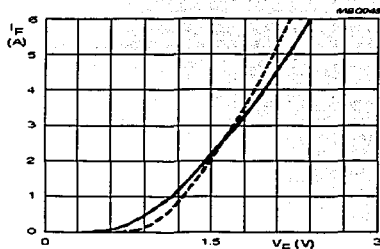
1.13.3 PARÁMETRO I^2t .

La I^2t de un fusible es la característica de fusión del cartucho; el intervalo de tiempo t se indica en segundos y la corriente I en Amperios.



Debemos escoger un fusible de valor I^2t inferior al del diodo, ya que así será el fusible el que se destruya y no el diodo.

1.13.4 CURVAS I_F / V_F .



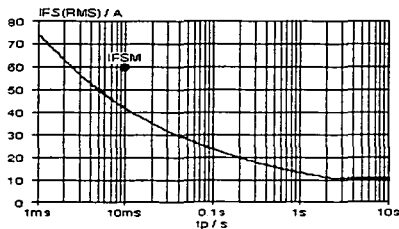
Estas curvas representan el voltaje directa V_F en función de la corriente directa I_F , teniendo como parámetro la temperatura de la unión. La línea sólida es para

$T_j = 25^\circ\text{C}$ y la línea rayada es para $T_j = 175^\circ\text{C}$.

En estas curvas podemos observar como afecta la temperatura al dispositivo:

- La pendiente de la curva disminuye con la temperatura.
- El voltaje de codo aumenta con la temperatura.

1.13.5 CURVA $I_{FRMS} / \text{DURACIÓN DE PULSO}$.

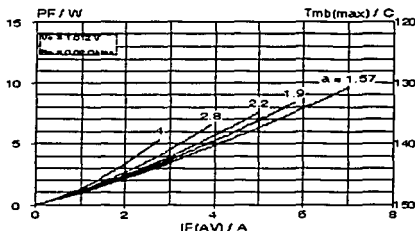


La curva se da para una temperatura de la unión de 150° C antes del impulso, y para una onda senoidal de 50Hz de frecuencia.

Podemos observar como la corriente disminuye de forma exponencial conforme aumenta la duración del pulso, hasta alcanzar un valor constante. También podemos ver un punto de corriente máxima I_{FSM} que, lógicamente, queda por encima de nuestra curva, ya que si uniéramos todos los puntos de corriente máxima obtendríamos una curva de igual forma a la que observamos pero por encima de ésta.

1.13.6 CURVAS POTENCIA / TEMPERATURA.

En las hojas de características actuales no se suele encontrar esta bi-gráfica, la cual se ha sustituido por dar la curva $P_{tot} - I_{F(AV)}$ por separado y la resistencia unión-ambiente directamente.



La gráfica relaciona la potencia disipada con la corriente media, dando cada curva según el factor de forma:

$$a = I_{FRMS} / I_{FAV}$$

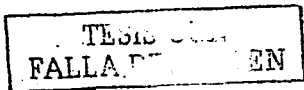
El factor de forma es un coeficiente que nos determina la ondulación de la señal rectificadora, el cual se relaciona directamente con el número de fases de nuestro circuito de la siguiente manera:

Una fase: $a=1.57$

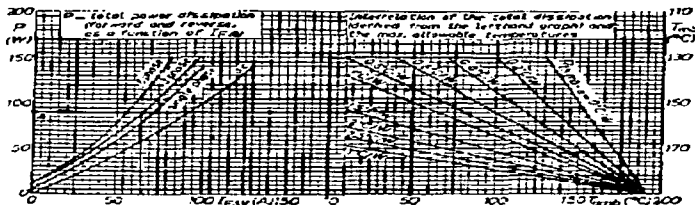
Tres fases: $a=1.9$

Seis fases: $a=2.8$

En algunas hojas de características podemos encontrarnos una gráfica doble (nomograma) que nos relaciona la gráfica anterior con la temperatura del



contenedor y la temperatura ambiente, dando cada curva según la resistencia térmica contenedor - ambiente.

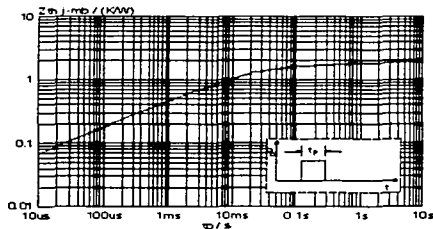


Con estos datos podemos obtener la temperatura de la unión para un determinado punto de funcionamiento, aplicando:

$$T_j = T_{amb} + P_{tot} (R_{ja})$$

Para el caso de tener la segunda gráfica $R_{ja} = (R_{jc} + R_{ca})$.

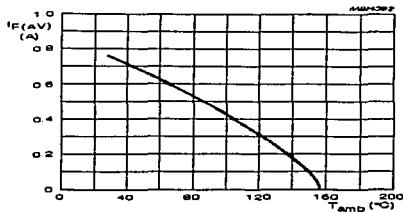
1.13.7 CURVA IMPEDANCIA TÉRMICA TRANSITORIA / TIEMPO DE PULSO.



La curva de la impedancia térmica comienza en un punto próximo a cero, pero a medida que aumenta el tiempo la impedancia aumenta hasta aproximarse al valor constante de la resistencia unión - contenedor.

Esta curva se emplea para determinar la temperatura máxima de la unión para un pulso o para pulsos repetitivos.

1.13.8 CURVA I_f / TEMPERATURA AMBIENTE.



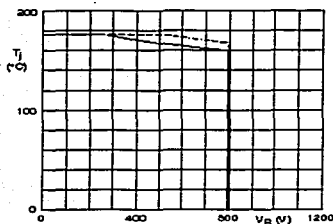
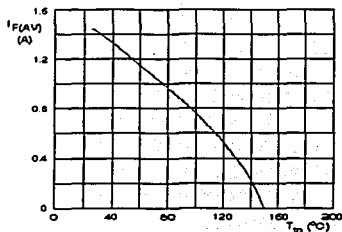
Esta curva está dada para un factor de forma de 1.57 y un ciclo de trabajo de 0.5.

En esta curva podemos observar como la corriente medio decrece, a partir de un valor de temperatura ambiente, hasta anularse.

1.13.9 OTRAS CURVAS.

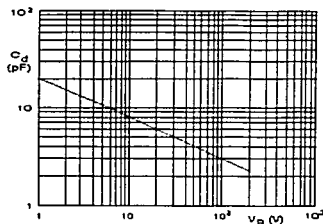
Las curvas explicadas constituyen las más importantes, pero hay que matizar que no son las únicas. Según el fabricante encontraremos más o menos curvas, algunas de las cuales nos facilitan aún más si cabe la labor de diseño.

Dentro de este grupo nos encontramos curvas que relacionan la temperatura del contenedor, la unión, etc. con otro parámetro físico como corriente, corriente o potencia.



RESISTOR
FALLA DE TENSIN

También es posible que nos encontremos curvas que relacionen la capacidad interna del dispositivo con otro parámetro, lo que proporciona una forma de hallar los tiempos de recuperación del dispositivo y la carga almacenada en conmutación.



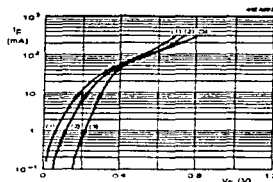
1.14 DIODOS DE RECUPERACIÓN RÁPIDA.

1.14.1 DIODOS SCHOTTKY.

En un diodo Schottky se puede eliminar (o minimizar) el problema de almacenamiento de carga de una unión pn. Esto se lleva a cabo estableciendo una "barrera de potencial" con un contacto entre un metal y un semiconductor. Sobre una capa delgada epitaxial de silicio de tipo n se deposita una capa de metal. La barrera de potencial simula el comportamiento de una unión pn. La acción rectificadora sólo depende de los portadores mayoritarios, y como resultado no existen portadores minoritarios en exceso para recombinar. El efecto de recuperación se debe únicamente a la auto capacitancia de la unión semiconductor.

La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión pn. Dado que se debe sólo a la capacitancia de la unión, básicamente es independiente de la di/dt inversa. Un diodo Schottky es mayor que la de un diodo de unión pn. Un diodo Schottky con un voltaje de conducción relativamente bajo tiene una corriente de fuga relativamente alta, y viceversa. Como resultado, su voltaje máximo permisible está por lo general limitado a 100 V. Las especificaciones de corriente de los diodos Schottky varían de 1 a 300 A. Los diodos Schottky son ideales para las fuentes de alimentación de alta corriente y de bajo voltaje en corriente directa. Sin embargo, también se utilizan en fuentes de alimentación de baja corriente para una eficiencia mayor.

1.14.2 CURVAS I_F / V_F

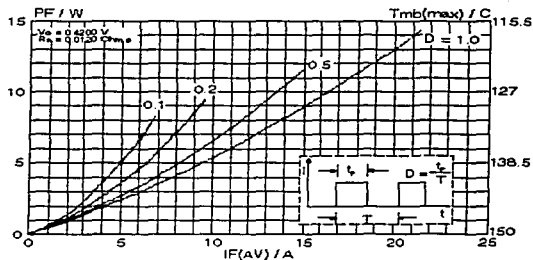


- (1) $T_{max} = 125^\circ C$
 (2) $T_{max} = 85^\circ C$
 (3) $T_{max} = 25^\circ C$

Con estas curvas podemos apreciar lo siguiente:

- Los bajos valores que adquiere la caída de voltaje en directo y la pequeña voltaje de codo, propia de este tipo de diodos.
- La voltaje de codo y la caída de voltaje en directo disminuyen al aumentar la temperatura.

1.14.3 CURVAS $P_F / I_F(AV) / T_{mb}$



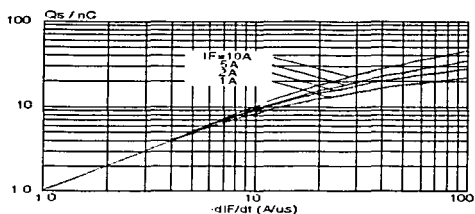
Estas curvas relacionan la potencia directa disipada con la corriente media directa y la temperatura de la cápsula, todo ello suponiendo señales cuadradas. Cada curva se proporciona para un valor de ciclo de trabajo.

Estas curvas se emplean para los cálculos de disipación.

1.14.4 OTRAS CURVAS.

Existen diversas curvas que algunos fabricantes proporcionan y que son de mencionar. Es el caso de los nomogramas, que nos permiten hallar gráficamente un dato a partir de otros, aunque estas gráficas son cada vez menos incluidas en las hojas de características y son sustituidas por otras gráficas más explícitas y tablas de datos adicionales.

1.14.5 CURVA Qs / -dIF/dt.

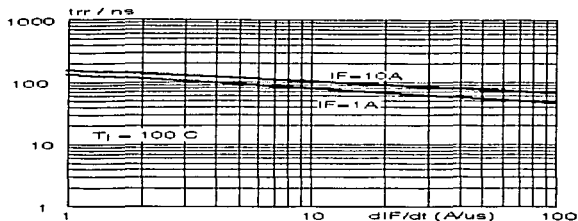


Estas curvas están dadas, en este caso, para una temperatura de unión de 25° C . Nos relacionan la carga almacenada por el diodo Qs con la velocidad de caída de la corriente directa (parámetro muy importante en los diodos rápidos). Cada curva está dada por un valor de corriente directa.

Como podemos ver, a mayor velocidad de caída mayor carga almacenada.

Si el fabricante nos diera varias curvas para diferentes temperaturas de la unión veríamos que a mayor temperatura de unión mayor será la carga almacenada a una velocidad fija de caída de corriente.

1.14.6 CURVA $T_{RR} / -dI_F/dt$.



Estas curvas están proporcionadas, en este caso, para una temperatura de unión de $100^\circ C$.

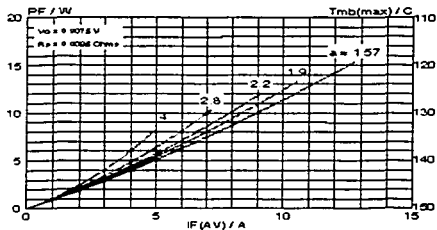
En ellas podemos apreciar la dependencia del t_{rr} en función de la velocidad de caída; se da para dos valores de corriente directa.

Podemos apreciar que a mayor I_F mayor será el t_{rr} , lo que nos limitará el rango de operación a altas velocidades de conmutación.

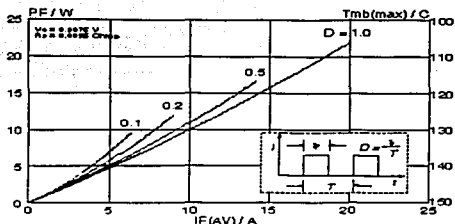
Si el fabricante nos diera varias curvas según la temperatura de la unión también apreciaríamos que a mayor temperatura de la unión mayor sería la pendiente de caída de la corriente.

1.14.7 CURVAS POTENCIA / TEMPERATURA.

Son similares a las comentadas con diodos rectificadores normales, aunque en este caso nos encontramos que la curva $P/I_F(AV)$ se da tanto para señales senoidales como para señales cuadradas:



TESIS CON.
FALLA DE EN



1.15 EL TRANSISTOR DE POTENCIA.

1.15.1 TIPOS DE TRANSISTORES DE POTENCIA.

Los transistores de potencia tienen características de activación y desactivación. Los transistores, que se utilizan como elementos conmutadores, se operan en la región de saturación, lo que da como resultado una caída de voltaje baja en estado activo. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores, por lo que se utilizan en forma amplia en convertidores de ca-cd y de cd-ca, con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo, las especificaciones de voltaje y corriente son menores que la de los tiristores y por lo que, los transistores se utilizan, por lo general, en aplicaciones de baja a media potencia. Los transistores de potencia se pueden clasificar de la siguiente manera:

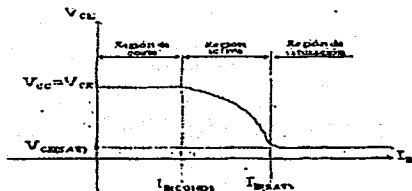
- Transistores bipolares de juntura (TBJ).
- Transistores semiconductores de metal oxido de efecto de campo (MOSFET).
- Transistores de inducción estática (SIT).
- Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT).

A fin de explicar las técnicas de conversión de potencia, los transistores de potencia se pueden tratar como interruptores ideales. Un transistor interruptor es mucho más simple que un tiristor interruptor de conmutación forzada, sin embargo, entre los circuitos convertidores no es obvia la elección entre un TBJ y un MOSFET, ya que cualquiera de ellos puede reemplazar a un tiristor, siempre que las especificaciones de corriente y voltaje cumplan con las características del convertidor. Los transistores tienen ciertas limitaciones para algunas aplicaciones.

En un transistor existen tres regiones de operación: de corte, activa y de saturación. En la región de corte, el transistor está desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo ambas uniones polarización inversa. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente del

colector queda amplificada mediante una ganancia y el voltaje colector-emisor disminuye con la corriente de base. la unión colector-base tiene polarización inversa, y la base-emisor polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es suficientemente alta para que el voltaje colector-emisor sea bajo, y el transistor actúa como interruptor. La característica de transferencia, que es una gráfica de VCE en función de IB se muestra en la figura.

- Curva de transferencia, se encuentra mostrada en la figura



El funcionamiento y utilización de los transistores de potencia es idéntico al de los transistores normales, teniendo como características especiales los altos voltajes y corrientes que tienen que soportar y, por tanto, las altas potencias a disipar.

Existen tres tipos de transistores de potencia:

- bipolar.
- unipolar o FET (Transistor de Efecto de Campo).
- IGBT.

Parámetros	MOS	Bipolar
Impedancia de entrada	Alta (1010 ohmios)	Media (104 ohmios)
Ganancia en corriente	Alta (107)	Media (10-100)
Resistencia ON (saturación)	Media / alta	Baja
Resistencia OFF (corte)	Alta	Alta
Voltaje aplicable	Alto (1000 V)	Alto (1200 V)
Máxima temperatura de operación	Alta (200° C)	Media (150° C)
Frecuencia de trabajo	Alta (100-500 Khz.)	Baja (10-80 Khz.)
Coste	Alto	Medio

FALLA EN

El IGBT ofrece a los usuarios las ventajas de entrada MOS, más la capacidad de carga en corriente de los transistores bipolares:

- Trabaja con voltaje.
- Tiempos de conmutación bajos.
- Disipación mucho mayor (como los bipolares).

Nos interesa que el transistor se parezca, lo más posible, a un elemento ideal:

- Pequeñas fugas.
- Alta potencia.
- Bajos tiempos de respuesta (t_{on} , t_{off}), para conseguir una alta frecuencia de funcionamiento.
- Alta concentración de intensidad por unidad de superficie del semiconductor.
- Que el efecto avalancha se produzca a un valor elevado (VCE máxima elevada).
- Que no se produzcan puntos calientes (grandes dI/dt).

Una limitación importante de todos los dispositivos de potencia y concretamente de los transistores bipolares, es que el paso de bloqueo a conducción y viceversa no se hace instantáneamente, sino que siempre hay un retardo (t_{on} , t_{off}). Las causas fundamentales de estos retardos son las capacidades asociadas a las uniones colector - base y base - emisor y los tiempos de difusión y recombinación de los portadores.

1.15.2 PRINCIPIOS BÁSICOS DE FUNCIONAMIENTO.

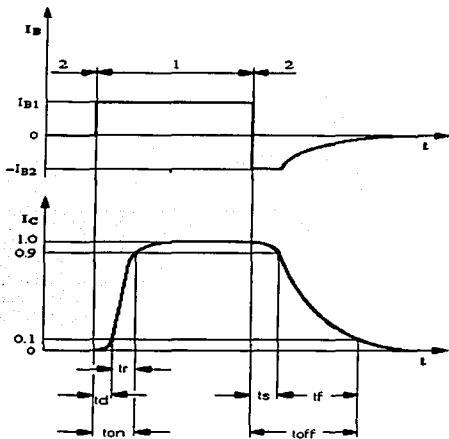
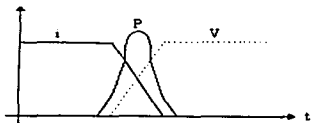
La diferencia entre un transistor bipolar y un transistor unipolar o FET es el modo de actuación sobre el terminal de control. En el transistor bipolar hay que inyectar una corriente de base para regular la corriente de colector, mientras que en el FET el control se hace mediante la aplicación de una tensión entre puerta y fuente. Esta diferencia viene determinada por la estructura interna de ambos dispositivos, que son substancialmente distintas.

Es una característica común, sin embargo, el hecho de que la potencia que consume el terminal de control (base o puerta) es siempre más pequeña que la potencia manejada en los otros dos terminales.

En resumen, destacamos tres cosas fundamentales:

- En un transistor bipolar I_b controla la magnitud de I_c .
- En un FET, la tensión V_{GS} controla la corriente I_D .
- En ambos casos, con una potencia pequeña puede controlarse otra bastante mayor.

1.15.3 TIEMPOS DE CONMUTACIÓN.



Cuando el transistor está en saturación o en corte las pérdidas son despreciables. Pero si tenemos en cuenta los efectos de retardo de conmutación, al cambiar de un estado a otro se produce un pico de potencia disipada, ya que en esos instantes el producto $I_C \times V_{CE}$ va a tener un valor apreciable, por lo que la potencia media de pérdidas en el transistor va a ser mayor. Estas pérdidas aumentan con la frecuencia de trabajo, debido a que al aumentar ésta, también lo hace el número de veces que se produce el paso de un estado a otro.

Podremos distinguir entre tiempo de excitación o encendido (t_{on}) y tiempo de apagado (t_{off}). A su vez, cada uno de estos tiempos se puede dividir en otros dos.

Tiempo de retardo (Delay Time, t_d): Es el tiempo que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida alcanza el 10% de su valor final.

Tiempo de subida (Rise time, t_r): Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.

TECNOLOGÍA
FALLA EN EL TIEMPO

Tiempo de almacenamiento (Storage time, t_s): Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.

Tiempo de caída (Fall time, t_f): Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final.

Por tanto, se pueden definir las siguientes relaciones :

$$t_{on} = t_d + t_r$$

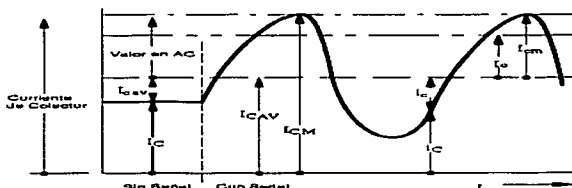
$$t_{off} = t_s + t_f$$

Es de hacer notar el hecho de que el tiempo de apagado (t_{off}) será siempre mayor que el tiempo de encendido (t_{on}).

Los tiempos de encendido (t_{on}) y apagado (t_{off}) limitan la frecuencia máxima a la cual puede conmutar el transistor:

$$F_{max} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}$$

1.15.4 OTROS PARÁMETROS IMPORTANTES.



Corriente media: Es el valor medio de la corriente que puede circular por un terminal (ej , I_{CAV} , corriente media por el colector).

Corriente máxima: Es la máxima corriente admisible de colector (I_{CM}) o de drenador (I_{DM}). Con este valor se determina la máxima disipación de potencia del dispositivo.

V_{CBO} : Voltaje entre los terminales colector y base cuando el emisor está en circuito abierto.

V_{EBO} : Voltaje entre los terminales emisor y base con el colector en circuito abierto.

Voltaje máximo: Es la máximo voltaje aplicable entre dos terminales del dispositivo (colector y emisor con la base abierta en los bipolares, drenador y fuente en los FET).

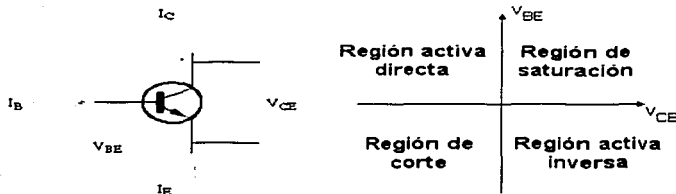
Estado de saturación: Queda determinado por una caída de voltaje prácticamente constante. V_{CEsat} entre colector y emisor en el bipolar y resistencia de conducción

R_{Dson} en el FET. Este valor, junto con el de corriente máxima, determina la potencia máxima de disipación en saturación.

Relación corriente de salida - Control de entrada: h_{FE} para el transistor bipolar (ganancia estática de corriente) y g_{ds} para el FET (transconductancia en directa).

1.15.5 MODOS DE TRABAJO.

Existen cuatro condiciones de polarización posibles. Dependiendo del sentido o signo de los voltajes de polarización en cada una de las uniones del transistor pueden ser:

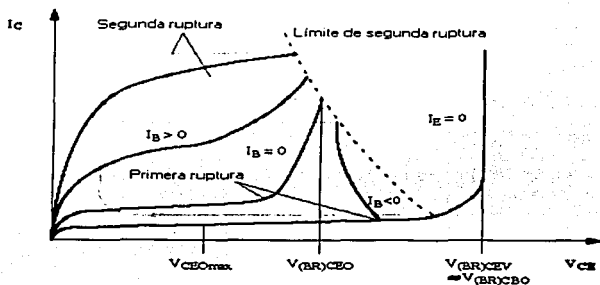


Región activa directa: Corresponde a una polarización directa de la unión emisor - base y a una polarización inversa de la unión colector - base. Esta es la región de operación normal del transistor para amplificación.

- **Región activa inversa:** Corresponde a una polarización inversa de la unión emisor - base y a una polarización directa de la unión colector - base. Esta región es usada raramente.
- **Región de corte:** Corresponde a una polarización inversa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado, pues el transistor actúa como un interruptor abierto ($I_C = 0$).
- **Región de saturación:** Corresponde a una polarización directa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo encendido, pues el transistor actúa como un interruptor cerrado ($V_{CE} = 0$).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1.15.6 AVALANCHA SECUNDARIA. CURVAS SOA.



Si se sobrepasa el máximo voltaje permitida entre colector y base con el emisor abierto (V_{ce0}), o el voltaje máximo permitida entre colector y emisor con la base abierta (V_{ce0}), la unión colector - base polarizada en inverso entra en un proceso de ruptura similar al de cualquier diodo, denominado avalancha primaria.

Sin embargo, puede darse un caso de avalancha cuando estemos trabajando con voltajes por debajo de los límites anteriores debido a la aparición de puntos calientes (focalización de la corriente de base), que se produce cuando tenemos polarizada la unión base - emisor en directo. En efecto, con dicha polarización se crea un campo magnético transversal en la zona de base que reduce el paso de portadores minoritarios a una pequeña zona del dispositivo (anillo circular). La densidad de potencia que se concentra en dicha zona es proporcional al grado de polarización de la base, a la corriente de colector y a la V_{ce} , y alcanzando cierto valor, se produce en los puntos calientes un fenómeno degenerativo con el consiguiente aumento de las pérdidas y de la temperatura. A este fenómeno, con efectos catastróficos en la mayor parte de los casos, se le conoce con el nombre de avalancha secundaria (o también segunda ruptura).

El efecto que produce la avalancha secundaria sobre las curvas de salida del transistor es producir unos codos bruscos que desvían la curva de la situación prevista (ver gráfica anterior).

El transistor puede funcionar por encima de la zona límite de la avalancha secundaria durante cortos intervalos de tiempo sin que se destruya. Para ello el fabricante durante unas curvas límites en la zona activa con los tiempos límites de trabajo, conocidas como curvas FBSOA.

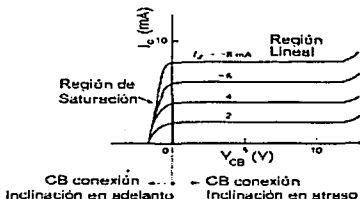
Podemos ver como existe una curva para corriente continua y una serie de curvas para corriente pulsante, cada una de las cuales es para un ciclo concreto.

Todo lo descrito anteriormente se produce para el t_{on} del dispositivo. Durante el t_{off} , con polarización inversa de la unión base - emisor se produce la focalización de la corriente en el centro de la pastilla de Si, en un área más pequeña que en polarización directa, por lo que la avalancha puede producirse con niveles más bajos de energía. Los límites de I_C y V_{CE} durante el t_{off} vienen reflejado en las curvas RBSOA dadas por el fabricante.

1.16 TRANSISTORES TBJ Y MD DE POTENCIA.

1.16.1 TRANSISTOR TBJ (TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA).

Se forma añadiendo una segunda región p o n, que para los transistores de potencia. Tendremos cuatro capa p o n. La capa n, eleva el voltaje de ruptura en polarización directa. Eleva la potencia que el dispositivo puede manejar. Es un dispositivo controlado por corriente, requiere una corriente de base para controlar el flujo de corriente del colector.



Para aumentar la capacidad de corriente del TBJ de potencia se utiliza la filosofía de emisores distribuidos. De esta forma se consigue una estructura que posee un determinado número de transistores en paralelo. Estos transistores poseen una conexión entre emisor y base cuyo propósito es reducir las resistencias parásitas en el camino de la corriente de base y con ello las pérdidas en el transistor.

ESBIS CON
FALLA DE ORIGEN



SÍMBOLO ESQUEMÁTICO DEL TRANSISTOR TBJ.

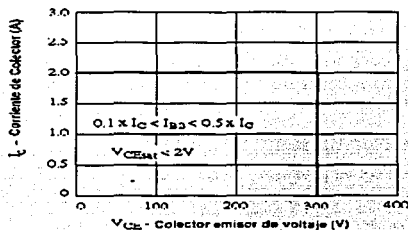
1.16.2 CURVAS SOA.

Una de las curvas más importantes de un transistor es la curva del área de máxima seguridad "SOA" (Safe Operation Area).

En funcionamiento en continua, este área define la región de posibles combinaciones de I_C/V_{CE} dentro de la cual el punto de trabajo puede estar sin daño y sin disminución de la fiabilidad del transistor.

En la gráfica adjunta se observa cómo se mantiene el voltaje máximo a 700V y cómo se dan diferentes tiempos de pulso. Así, el área abarcada por un pulso de 10ms será menor que la que abarca un pulso de 1ms. Esto nos indica que el fabricante determina las características del área de seguridad dando pulsos de corriente superiores a la I_s/b límite, pero de tiempo reducido para no deteriorar el transistor.

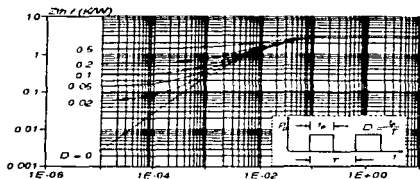
Otra forma de establecer el área de máxima seguridad es proporcionando la gráfica siguiente:



ESTA CURVA NOS LIMITA LA EXTENSIÓN MÁXIMA PERMITIDA PARA PULSOS REPETITIVOS.

TESIS CON
FALLA DE ENTEN

1.16.3 CURVA DE IMPEDANCIA TÉRMICA.



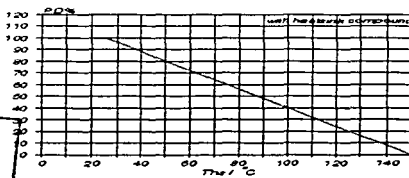
Curva de Impedancia Térmica.
 $Z_{m, \text{th}} = f(t)$; Parámetro $D = t_p/T$

Relaciona la duración del pulso t_p con la impedancia térmica unión-contenedor (Z_m).

El factor de trabajo D es el parámetro característico de esta curva; si la duración del pulso t_{on} es pequeña, D también lo es, ya que se relacionan mediante $D = t_{on}/T$, siendo T el periodo.

Como se puede apreciar, a partir de un cierto valor de pulso la impedancia térmica tiene un mismo valor para cualquier ciclo de trabajo, pasando a ser una resistencia térmica unión-ambiente.

1.16.4 CURVA DE DEGRADACIÓN DE POTENCIA.



PODER DE DISIPACION NORMALIZADA
 $PD\% = 100 PD/PD_{25^\circ C} = 1 (T_m)$

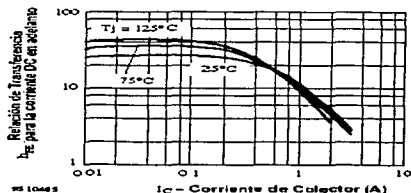
Nos relaciona la variación de la temperatura del contenedor o cápsula con la máxima potencia de disipación del transistor (PD).

Se observa que el dispositivo puede disipar su máxima potencia (en este caso 100W) siempre y cuando trabaje en un intervalo de temperaturas de contenedor comprendido entre 0 y 25° C. A partir de esta temperatura, la potencia va a ir disminuyendo linealmente a medida que la temperatura aumenta, hasta alcanzar un valor límite de temperatura, donde la potencia disipada es cero.

La potencia disipada se puede calcular mediante:

$$P_{\text{tot}} = (T_j - T_c)/R_{jc}$$

1.16.5 CURVAS GANANCIA - CORRIENTE DE COLECTOR.

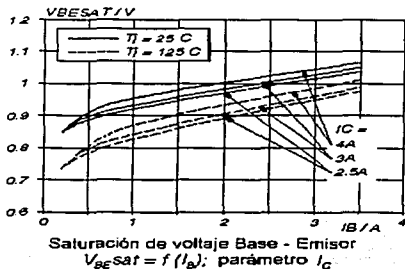


Nos muestra la variación de la ganancia de corriente continua h_{FE} con la corriente de colector I_C y con la temperatura.

Podemos apreciar que a una temperatura fija, la ganancia crece hasta un máximo cuando la corriente de colector aumenta. Si esta corriente continúa aumentando, la ganancia comienza a disminuir.

Por otro lado, también se observa que al aumentar la temperatura, aumenta la ganancia para una corriente de colector dada.

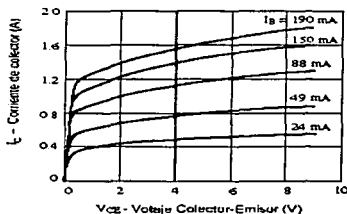
1.16.6 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA.



Saturación de voltaje Base - Emisor
 $V_{BESAT} = f(I_B)$; parámetro I_C
 RELACIÓN CORRIENTE DE BASE CON EL VOLTAJE BASE-EMISOR.

En ella podemos ver la característica de entrada que nos da el fabricante, para temperaturas de 25 a 125° C del encapsulado y para distintas corrientes de colector. Así, cuando la temperatura de la cápsula vale 25° C, observamos que para una variación pequeña de V_{BE} , tenemos una variación de I_B mayor.

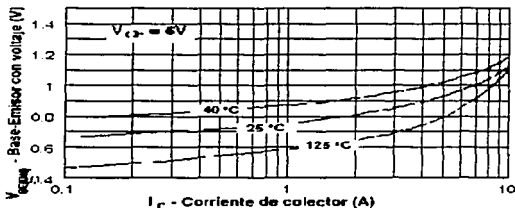
1.16.7 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE SALIDA.



RELACIONAN LA CORRIENTE DE COLECTOR Y EL VOLTAJE COLECTOR-EMISOR PARA UNA CORRIENTE DE BASE CONSTANTE.

En este caso no se limitan las curvas con la curva de máxima disipación de potencia (en algunas hojas vienen limitadas), así que hay que tenerlo muy en cuenta a la hora de realizar los cálculos, ya que no se debe trabajar por encima de dicha curva.

1.16.8 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA.

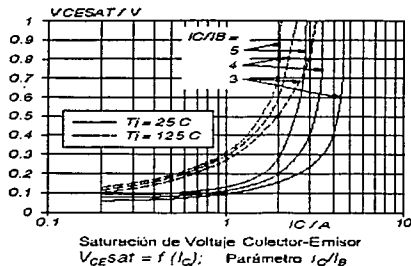


Relacionan la corriente de colector con la tensión base-emisor, para un voltaje constante de V_{CE} , en este caso de 5V.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

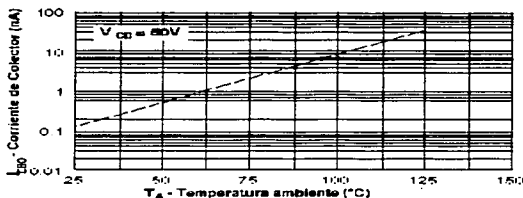
En esta gráfica, vemos como la relación I_C-V_{BE} es mucho más lineal a 25° C que a 125° C, queriéndonos decir el fabricante que a altas temperaturas nos encontramos con una distorsión considerable, consecuencia directa de la alinealidad del transistor.

1.16.9 CURVAS V_{CESAT} / I_C .



Nos relacionan la tensión colector-emisor de saturación con la corriente de colector. Los otros dos parámetros característicos son la temperatura de la cápsula y la ganancia de corriente en continua (I_C/I_B). Como podemos apreciar, para mayor temperatura habrá mayores valores del voltaje y corriente.

1.16.10 CURVA CORRIENTE DE FUGAS - TEMPERATURA AMBIENTE.



La corriente de fuga se debe a los portadores minoritarios que atraviesan la unión colector-base inversamente polarizada. Podemos apreciar que a medida que crece la temperatura, también lo hace la corriente de fuga.

1.17 TRANSISTOR FET DE POTENCIA.

Después de muchos años relegado al dominio de la señal, los transistores de efecto de campo (FET) han entrado de la mano de la firma Siliconix en el campo de las potencias elevadas. En la figura se representa la estructura final de un transistor FET de potencia realizado con técnica V-MOS (Vertical-Metal-Oxide-Semiconductor). Se consigue una gran influencia de la puerta en una mayor porción del cristal que con las técnicas empleadas en los transistores de señal, mediante la incisión de la misma dentro de la pastilla. La corriente recorre el semiconductor transversalmente y no longitudinalmente, reduciéndose la resistencia equivalente.

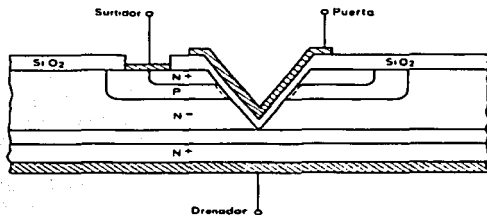


FIGURA.- ESTRUCTURA V-MOS DE UN TRANSISTOR FET DE POTENCIA.

Otras casas han desarrollado posteriormente transistores FET de potencia con tecnologías similares y nombres que aluden a las mismas o a las marcas de fabricación. Pueden citarse entre otros los HEXFET (Hexagonal-Field-Effect-Transistor) de I.R., los SIPMOS de Siemens (Siemens-Power-Metal-Oxide-Silicon) y los TMOS (T flowing current-Metal-Oxide-Silicon) de Motorola. En todos ellos se acude a una estructura celular de la pastilla con múltiples microtransistores en paralelo para reducir la resistencia equivalente en saturación. En la figura aparece la estructura de un transistor SIPMOS en la que se aprecia la construcción celular. La fabricación de los transistores FET de potencia se basa en un proceso de difusiones sucesivas sobre un sustrato tipo N para los transistores de canal N que son los más frecuentes, o sobre un sustrato tipo P para los de canal P. Estos últimos presentan mayores dificultades para conseguir una resistencia baja en saturación debido a la menor movilidad de los huecos frente a la de los electrones.



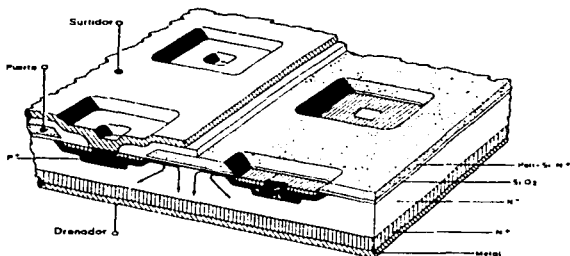


FIGURA.- ESTRUCTURA SIPMOS DE UN FET DE POTENCIA.

1.17.1 EL TRANSISTOR FET AL CORTE Y EN SATURACIÓN.

El transistor FET de potencia es similar en su funcionamiento al FET de señal, por lo que no se detallarán aquí sus fenómenos internos básicos. No obstante, es útil recordar que un transistor de efecto de campo es fundamentalmente una resistencia variable entre los terminales drenador y surtidor que depende del voltaje aplicado entre la puerta y el surtidor. Los responsables de la conducción son los portadores mayoritarios del canal semiconductor entre el drenador y el surtidor.

En la figura, pueden verse las curvas características $v_{DS} - i_D$ para varios voltajes de puerta. Se observa que la corriente de drenaje no cambia apenas con el voltaje drenador-surtidor para cada valor del voltaje de puerta, excepto para valores muy bajos de aquélla. El comportamiento en esta zona activa del transistor puede asimilarse al de una fuente de corriente dependiente del voltaje de puerta. Esta zona no es la que interesa utilizar normalmente en las aplicaciones de potencia por presentar una disipación alta ocasionada por la coincidencia de voltaje y corriente elevada en el transistor. De ahí que no se cuida la fabricación para obtener la excelente linealidad en la zona activa de la relación i_D / v_{DS} de los FET de señal ideados para amplificación.

Con voltaje elevado de puerta, del orden de 10 V o más, y corriente de drenador moderada, el voltaje drenador-surtidor se reduce enormemente por saturación de mayoritarios en el canal de conducción. El transistor pasa a comportarse como una pequeña resistencia entre drenador y surtidor. La caída de voltaje para la corriente de drenador nominal depende normalmente del voltaje nominal del componente y oscila entre 1 V para transistores de 100 V y 3 V para transistores de 400 V, aproximadamente. Puede considerarse un valor típico de 1.5 a 2 V. La disipación en saturación es importante, por tanto, y muy similar a la de un transistor de unión de silicio. Los FET que trabajen en corte y saturación pueden

conectarse en paralelo directamente gracias al comportamiento resistivo citado, no siendo normalmente necesarias resistencias de equalización.

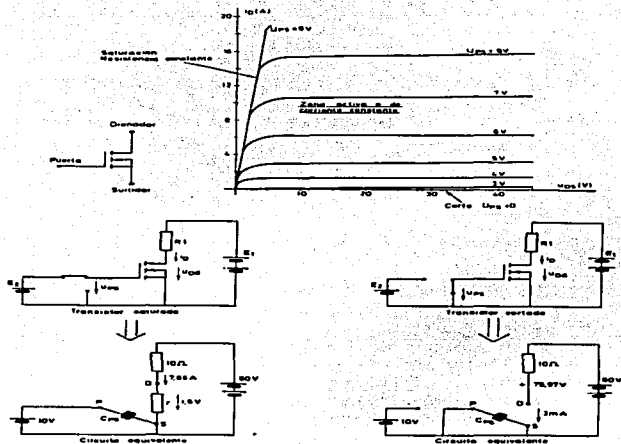


FIGURA.- FET DE POTENCIA, CANAL N. SÍMBOLO, CARACTERÍSTICAS $v_{05} - I_0$ Y CIRCUITOS EQUIVALENTES EN CORTE Y EN SATURACIÓN.

Es interesante notar que el FET no consume corriente de puerta apreciable por comportarse ésta como un electrodo de inducción electrostática frente al canal drenador-surtidor que gobierna, como pretende indicar su símbolo gráfico.

Es un dispositivo semiconductor controlado por voltaje, contrariamente a un transistor de unión que muestra control por corriente de mando, que no necesitan etapas finales de amplificación de corriente. En muchos casos, los FET de potencia pueden ser controlados directamente por circuitos integrados CMOS y similares. No obstante, hay que hacer una salvedad importante si se requiere tiempos de conmutación cortos, como se verá al estudiar el comportamiento dinámico.

Para cortar el FET no hay más que anular el voltaje puerta-surtidor. La corriente de fugas obtenida entre drenador y surtidor es muy baja, inferior a la de los transistores de unión de silicio. Para un FET de 10 A puede ser del orden de 2 mA, lo que supone un comportamiento en corte casi ideal. La disipación del transistor cortado es, por tanto, muy baja, normalmente despreciable.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Lo mismo que se ha explicado para el transistor de unión, el área de funcionamiento continuo está limitada por la corriente continua máxima de drenador, el voltaje máximo drenador-surtidor y la potencia disipada máxima. En funcionamiento intermitente se puede sobrepasar la potencia disipada máxima con tal de no exceder la temperatura máxima de funcionamiento de la pastilla, que es de 150° C frente a 200° C para los transistores de unión de silicio y 100° C para los de germanio. Sin embargo, la estructura física del FET no representa el fenómeno de ruptura secundaria, lo que le otorga una mayor capacidad de sobrecarga que al transistor de unión.

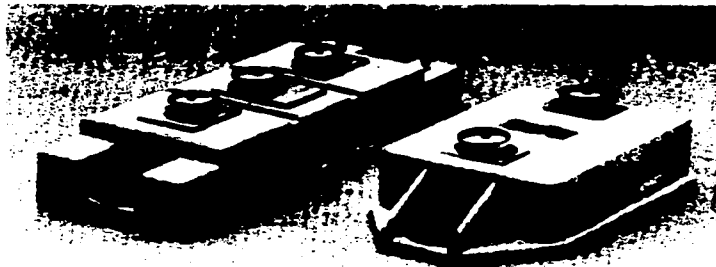


FIGURA . ENCAPSULADO AISLADOS DE FET DE POTENCIA DE 100 A Y 500 V CON DIODO ANTIPARALELO: DOBLE (IZQUIERDA) Y SIMPLE (DERECHA).

La estructura cristalina del FET de potencia presenta inherentemente un diodo parásito en antiparalelo con los terminales drenador (al cátodo) y surtidor (al ánodo en un FET canal N) de parecidas características de corriente. Inicialmente este diodo, que se adapta bien a la topología de casi todos los circuitos de potencia, no era caracterizado ni descrito en los catálogos debido principalmente a que su velocidad de conmutación era enormemente menor que la del FET, de manera que casi siempre era necesario disponer exteriormente un diodo rápido para obtener los beneficios de conmutación en alta frecuencia que ofrece el FET. Más tarde se ha conseguido reducir el tiempo de recombinación de portadores en el diodo parásito mediante técnicas de implantación iónica, de tal manera que los actuales componentes están caracterizados en los catálogos para utilizar el diodo interno, que ya aparece en el símbolo.

También hay disponibles FET reforzados (Rugget FET) en los que el diodo antiparalelo puede entrar esporádicamente en avalancha, protegiéndose a sí mismo y al FET contra sobrecorrientes. Ver figura.

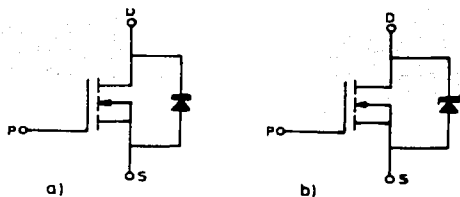


FIGURA.- a) FET DE POTENCIA CANAL N CON DIODO PARÁSITO ANTIPARALELO UTILIZABLE. b) FET DE POTENCIA CANAL N CON DIODO DE AVALANCHA CONTROLADA.

1.18 TRANSISTORES BIPOLARES DE COMPUERTA AISLADA (IGBT).

Durante los últimos años se han realizado esfuerzos notables para construir transistores que combinen las mejores características de los bipolares (baja tensión de saturación con gran corriente de colector y de los FET (baja corriente de excitación). Entre los componentes resultantes, ha obtenido un afianzamiento práctico importante el denominado IGT o IGBT (Insulated gate bipolar transistor) desarrollado por General Electric (que usa las siglas IGT) y otras compañías. En la figura se puede ver su estructura. Se construye partiendo de un sustrato muy dopado tipo P mediante boro y creciendo sobre él una capa de alta resistividad tipo N dopada con fósforo. La estructura del emisor y la puerta se forman a continuación mediante una capa epitaxial con técnicas similares a las empleadas en los FET canal N.

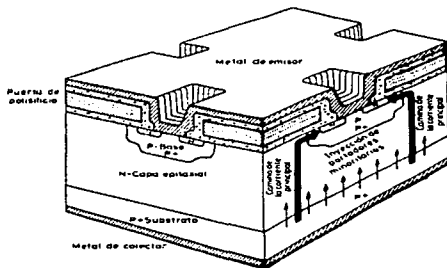


FIGURA.- ESTRUCTURA DE UN IGT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR).

1980 CON.
FALLA DE ORIGEN

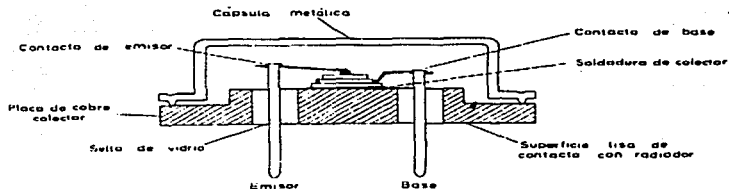


FIGURA.- CÁPSULA METÁLICA DEL TRANSISTOR DE POTENCIA.

1.18.1 ENCAPSULADO.

El encapsulado de cualquier semiconductor de potencia tiene por misiones proteger la pastilla semiconductora, proporcionar un medio eficiente para la extracción del calor generado y unos terminales de conexión eléctrica. Se han normalizado entre los fabricantes varios tipos de cápsula, de las cuales una muy conocida es la llamada TO-3 que aparece en sección transversal en la figura anterior. En ella la pastilla se fija a una placa de cobre mediante soldadura que debe presentar un coeficiente de dilatación térmica intermedio entre el del semiconductor y el del cobre y tener cierto grado de elasticidad para disminuir la fatiga térmica de la pastilla. La placa de cobre proporciona al calor un paso de baja resistencia térmica hacia un radiador exterior y es el terminal eléctrico de colector. Los terminales de base y emisor son dos vástagos metálicos que atraviesan la placa de colector por sendos orificios sellados por vidrio y están unidos con hilos de oro a la base y al emisor en zonas previamente metalizadas.

El conjunto está cerrado por una carcasa metálica. La máxima potencia disipada por la cápsula TO-3 es de 200 W. Existe otra cápsula similar pero más pequeña, la TO-66, apta para disipar potencias de hasta 75 W.

Dentro de lo que podría llamarse transistores de media potencia (5 a 75 W) se han popularizado encapsulados en material tipo resina-epoxy consiguiéndose precios más bajos y manteniendo buenas características de estanqueidad y disipación. Los más utilizados son el TO-220, que puede verse en la figura y disipada hasta 75 W, el TO-202, parecido al anterior pero más pequeño, para potencias inferiores a 10 W y el TO-3P, versión en plástico del TO-3. Su formato general es similar al del TO-220 aunque algo mayor. La distancia entre terminales externos y entre éstos y el orificio de fijación se ha mantenido igual que en el TO-3 para facilitar la sustitución. Disipada hasta 150 W.

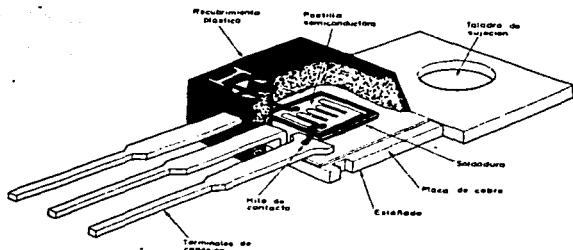


FIGURA.- CÁPSULA PLÁSTICA TO-220 PARA POTENCIA IGUAL O INFERIOR A 75 W.

Como se ha adelantado al estudiar su estructura, se trata de un componente híbrido del transistor de unión o bipolar y el FET de potencia. Su símbolo y circuito equivalente aparece en la figura. Las características colector-emisor son similares a las del FET, salvo que están desplazadas 1 V hacia la derecha, es decir, que existe un umbral de dicho valor en el voltaje colector-emisor antes de que el transistor conduzca significativamente. No obstante, la curva de saturación es más vertical y se obtienen caídas de voltaje menores que en los FET para corrientes importantes de colector. Desde este punto de vista, su comportamiento es parecido al del transistor de unión o bipolar, circunstancia que ha querido reflejarse en su símbolo y en el nombre de sus terminales de potencia (colector y emisor).

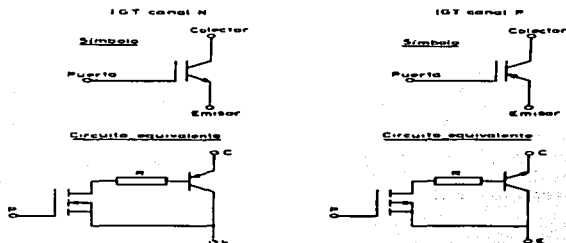


FIGURA.- IGT CANALES N Y P. SÍMBOLOS Y CIRCUITOS EQUIVALENTE SIMPLIFICADOS QUE DENOTAN SU NATURALEZA HÍBRIDA DE TRANSISTOR DE UNIÓN O BIPOLAR Y FET.

1980 CON
FALLA DE ORIGEN

Sin embargo, la corriente necesaria para la excitación es pequeñísima pues en este respecto se comporta como un FET. De ahí que el terminal de control se llame puerta por similitud con este componente. La ganancia estática de corriente (I_C/I_P) es del orden de 10^3 , pues la puerta solamente necesita la corriente suficiente para cargar la reducida capacidad parásita puerta-emisor y mantenerla cargada. Esta capacidad suele ser menor que la de un FET de corriente y voltaje similar.

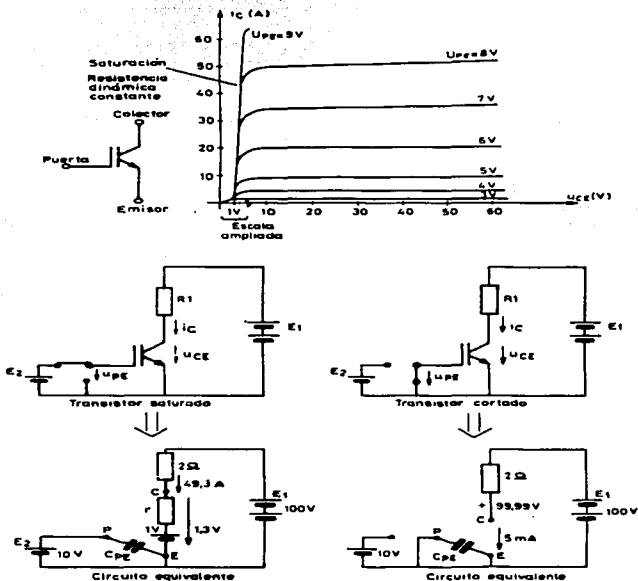


FIGURA.- IGT N. SÍMBOLO, CARACTERÍSTICAS $U_{CE} - I_C$ Y CIRCUITOS EQUIVALENTES EN CORTE Y EN SATURACIÓN.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

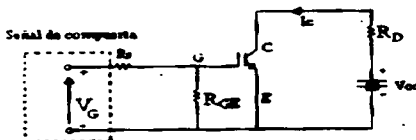
Dinámicamente, el IGT se comporta como un transistor de unión en el paso de corte a saturación y como un FET en el paso de saturación a corte. Por tanto, hay que procurar que el punto de funcionamiento (v_{ce} versus i_c) no salga de la zona de funcionamiento seguro delimitada para el paso a saturación en curvas. Para el paso a corte, la zona de funcionamiento seguro no depende del tiempo del fenómeno y, como en los FET de potencia, está delimitada por la corriente y el voltaje nominales de pico. El tiempo total de apagado es intermedio al de un bipolar Darlington y un FET. El de excitación es parecido al de un FET.

Existen IGT con y sin diodo antiparalelo caracterizado.

Un IGBT combina las ventajas de los TBJ y de los MOSFET. Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada, igual que los MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo, como los TBJ. Pero no presentan ningún problema de ruptura secundaria, como los TBJ. Mediante el diseño y la estructura del chip, la resistencia equivalente drenaje a fuente, ROS, se controla para que se comporta como la de un TBJ.

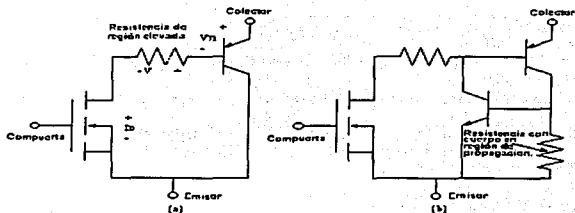
Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, similar a un MOSFET de potencia. Tiene menores pérdidas de conmutación de conducción, en tanto comparte muchas características de los MOSFET de potencia.

El símbolo y el circuito de un interruptor IGBT se muestran en la figura 2.12. Las tres terminales son compuerta, colector y emisor. Las especificaciones de corriente de un solo IGBT pueden llegar hasta 400 A, 1200 V, y la frecuencia de conmutación hasta 20 kHz. Los IGBT están encontrando cada vez mas usos en las aplicaciones de potencia media como son los propulsores para motores de cd y ca, fuentes de alimentación, relevadores de estado sólido y los contactores.



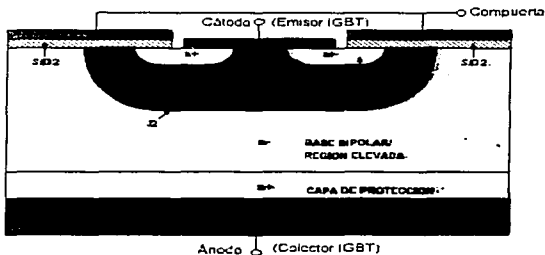
Símbolo y circuito para el MOSIGT

RESIS CON
FALLA DE OXIGEN



(a) Circuito simple, equivalente al IGBT; (b) Circuito equivalente más completo, mostrando transistores los cuales son creados para los parásitos del Tiristor.

- El IGBT es un dispositivo controlado por voltaje que combina las ventajas de los TBJ y de los MOSFET.
- Tiene alta impedancia de entrada, igual que los MOSFET.
- En su funcionamiento una de las ventajas son sus bajas pérdidas de conducción en estado activo como los TBJ.
- La resistencia equivalente drenaje fuente R_{ds} , se controla para que se comporte como un TBJ.
- En cuanto a su rendimiento es más cercano al de un TBJ que a los MOSFET.
- Los Mosfet comandan el comportamiento de la puerta, mientras que los transistores comandan el comportamiento Drenaje-Fuente.



Estructura típica del IGBT.

Valores máximos, características de conmutación.

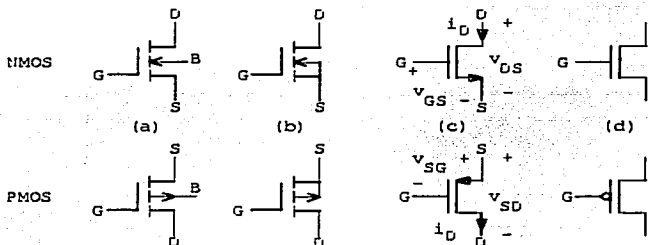
Pueden llegar hasta los 400 Amp, 1200 volts.

La frecuencia de conmutación esta en el orden de los 20 Khz.

Se utiliza en aplicaciones de potencia media como los propulsores para motores de cd y ca, fuentes de alimentación, relevadores de estado sólido, contactares. Mosfet de potencia.

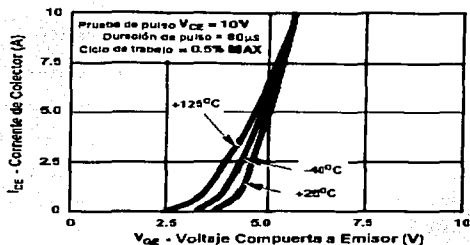
Es un dispositivo controlado por voltaje que requiere solo de una pequeña corriente de entrada. Tiene una velocidad de conmutación muy alta (nanosegundos).

- Se aplica en los convertidores de alta frecuencia y baja potencia.
- Tiene problemas con las descargas atmosféricas.
- Su rango de voltaje esta en el orden de los 1000 volts, y corrientes de 50 A.
- En los Mosfet de potencia la capacitancia entre drenaje y fuente prácticamente no afecta las características de conmutación, pero debe tomarse en consideración cuando se diseñan los circuitos para la protección contra dv/dt .
- La aplicación de un voltaje positiva en la puerta respecto a la fuente, conectará la fuente al drenaje y permitirá el flujo de una gran corriente.
- Las características de la puerta y el número de regiones puerta/fuente colocadas en paralelo son un factor determinante para saber cuanta corriente fluirá para un determinado voltaje de puerta.
- La región n determina el voltaje de ruptura al igual que en el transistor de potencia.



Las curvas que proporcionan los fabricantes son muy similares a las comentadas para los transistores bipolares, salvo la siguiente:

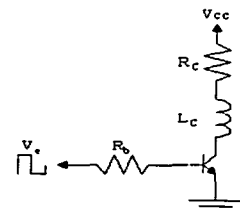
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



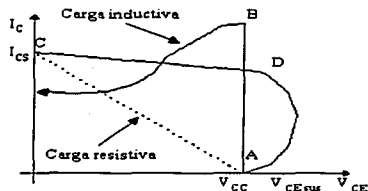
Esta gráfica relaciona la corriente de colector con el voltaje puerta-emisor. Con esta gráfica observamos que no se debe emplear el IGBT en aplicaciones lineales, debido al comportamiento de la transconductancia (gfs) con la temperatura. Hasta un cierto valor, la gfs tiene un coeficiente positivo de temperatura, de manera que I_C aumentará con la temperatura aunque V_{GE} permanezca constante.

1.18.2 EFECTO PRODUCIDO POR CARGA INDUCTIVA, PROTECCIONES.

Las cargas inductivas someten a los transistores a las condiciones de trabajo más desfavorables dentro de la zona activa.



Circuito con carga inductiva

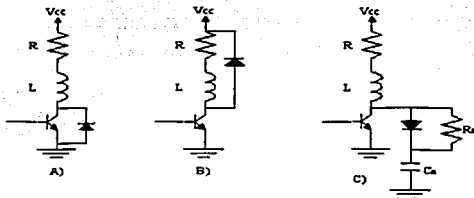


Característica de transferencia para el transistor en conmutación con carga inductiva.

En el diagrama superior se han representado los diferentes puntos idealizados de funcionamiento del transistor en corte y saturación. Para una carga resistiva, el transistor pasará de corte a saturación. Para una carga inductiva, el transistor pasará de corte a saturación por la recta que va desde A hasta C, y de saturación a corte desde C a A. Sin embargo, con una carga inductiva como en el circuito

anterior el transistor pasa a saturación recorriendo la curva ABC, mientras que el paso a corte lo hace por el tramo C_{DA} . Puede verse que este último paso lo hace después de una profunda incursión en la zona activa que podría fácilmente sobrepasar el límite de avalancha secundaria, con valor V_{CE} muy superior al valor de la fuente (V_{CC}).

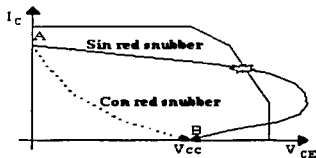
Para proteger al transistor y evitar su degradación se utilizan en la práctica varios circuitos, que se muestran a continuación :



- Diodo Zéner en paralelo con el transistor (el voltaje nominal Zéner ha de ser superior a el voltaje de la fuente V_{CC}).
- Diodo en antiparalelo con la carga RL .
- Red RC polarizada en paralelo con el transistor (red snubber).

Las dos primeras limitan el voltaje en el transistor durante el paso de saturación a corte, proporcionando a través de los diodos un camino para la circulación de la corriente inductiva de la carga.

En la tercera protección, al cortarse el transistor la corriente inductiva sigue pasando por el diodo y por el capacitor C_S , el cual tiende a cargarse a un voltaje V_{CC} . Diseñando adecuadamente la red R_C se consigue que el voltaje en el transistor durante la conmutación sea inferior a la de la fuente, alejándose su funcionamiento de los límites por disipación y por avalancha secundaria. Cuando el transistor pasa a saturación el capacitor se descarga a través de R_S .



El efecto producido al incorporar la red snubber es la que se puede apreciar en la

figura adjunta, donde vemos que con esta red, el paso de saturación (punto A) a corte (punto B) se produce de forma más directa y sin alcanzar valores de V_{CE} superiores a la fuente V_{CC} .

Para el cálculo de C_S podemos suponer, despreciando las pérdidas, que la energía almacenada en la bobina L antes del bloqueo debe haberse transferido a C_S cuando la intensidad de colector se anule. Por tanto :

$$\frac{1}{2} \times L \times I_{C(sat)}^2 = \frac{1}{2} \times C_S \times V_{CC}^2$$

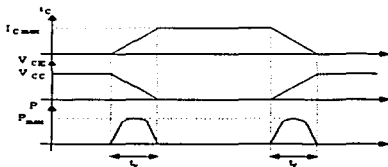
de donde :

$$C_S = \frac{L \times I_{C(sat)}^2}{V_{CC}^2}$$

Para calcular el valor de R_S hemos de tener en cuenta que el capacitor ha de estar descargado totalmente en el siguiente proceso de bloqueo, por lo que la constante de tiempo de R_S y C_S ha de ser menor (por ejemplo una quinta parte) que el tiempo que permanece en saturación el transistor :

$$r_s = R_S \times C_S \leq \frac{\text{tiempo con BJT saturado}}{5}$$

1.18.3 CÁLCULO DE POTENCIAS DISIPADAS EN CONMUTACIÓN CON CARGA RESISTIVA.



La gráfica superior muestra las señales idealizadas de los tiempos de conmutación (t_{on} y t_{off}) para el caso de una carga resistiva.

Supongamos el momento origen en el comienzo del tiempo de subida (t_r) de la corriente de colector. En estas condiciones ($0 < t_r$) tendremos :

$$i_C = I_{Cmax} \times \left(\frac{t}{t_r} \right)$$

donde I_C más vale :

$$I_{C\max} = \frac{V_{CC}}{R}$$

También tenemos que el voltaje colector - emisor viene dada como :

$$V_{CE} = V_{CC} - R \times I_C$$

Sustituyendo, tendremos que :

$$V_{CE} = V_{CC} - R \times \frac{V_{CC}}{R} \times \left(\frac{t}{t_r}\right) = V_{CC} \times \left(1 - \frac{t}{t_r}\right)$$

Nosotros asumiremos que la V_{CE} en saturación es despreciable en comparación con V_{CC} . Así, la potencia instantánea por el transistor durante este intervalo viene dada por :

$$P = V_{CE} \times I_C = V_{CC} \times I_{C\max} \times \left(\frac{t}{t_r}\right) \times \left(1 - \frac{t}{t_r}\right)$$

La energía, W_r , disipada en el transistor durante el tiempo de subida está dada por la integral de la potencia durante el intervalo del tiempo de caída, con el resultado:

$$W_r = \left(\frac{V_{CC} \times I_{C\max}}{4}\right) \times \left(\frac{2 \times t_r}{3}\right)$$

De forma similar, la energía (W_f) disipada en el transistor durante el tiempo de caída, viene dado como:

$$W_f = \left(\frac{V_{CC} \times I_{C\max}}{4}\right) \times \left(\frac{2 \times t_f}{3}\right)$$

La potencia media resultante dependerá de la frecuencia con que se efectúe la conmutación:

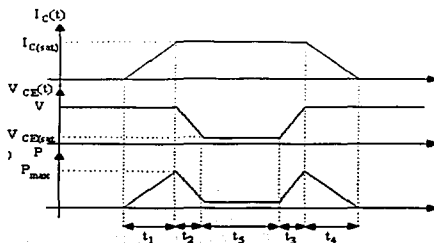
$$P_{AV} = f \times (W_r + W_f)$$

Un último paso es considerar t_r despreciable frente a t_f , con lo que no cometeríamos un error apreciable si finalmente dejamos la potencia media, tras sustituir, como:

$$P_{(AV)} = \frac{V_{CC} \times I_{C\max}}{6} \times t_f \times f$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1.18.4 CÁLCULO DE POTENCIAS DISIPADAS EN CONMUTACIÓN CON CARGA INDUCTIVA.



Arriba podemos ver la gráfica de la $i_c(t)$, $V_{CE}(t)$ y $p(t)$ para carga inductiva. La energía perdida durante en ton viene dada por la ecuación:

$$W_{t_{on}} = \frac{1}{2} \times V \times I_{C(sat)} \times (t_1 + t_2)$$

Durante el tiempo de conducción (t_3) la energía perdida es despreciable, puesto que V_{CE} es de un valor ínfimo durante este tramo.

Durante el t_{off} , la energía de pérdidas en el transistor vendrá dada por la ecuación:

$$W_{t_{off}} = \frac{1}{2} \times V \times I_{C(sat)} \times (t_3 + t_4)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación será por tanto:

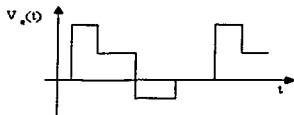
$$P_{TOT(ΔV)} = \frac{W_{t_{on}} + W_{t_{off}}}{T} = f \times (W_{t_{on}} + W_{t_{off}})$$

Si lo que queremos es la potencia media total disipada por el transistor en todo el periodo debemos multiplicar la frecuencia con la sumatoria de pérdidas a lo largo del periodo (conmutación + conducción). La energía de pérdidas en conducción viene como:

$$W_{cond} = V_{C(sat)} \times I_{C(sat)} \times t_3$$

1.18.5 ATAQUE Y PROTECCIÓN DEL TRANSISTOR DE POTENCIA.

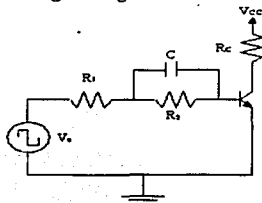
Como hemos visto anteriormente, los tiempos de conmutación limitan el funcionamiento del transistor, por lo que nos interesaría reducir su efecto en la medida de lo posible.



Los tiempos de conmutación pueden ser reducidos mediante una modificación en la señal de base, tal y como se muestra en la figura anterior.

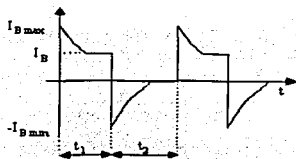
Puede verse como el semiciclo positivo está formado por un tramo de mayor amplitud que ayude al transistor a pasar a saturación (y por tanto reduce el t_{on}) y uno de amplitud suficiente para mantener saturado el transistor (de este modo la potencia disipada no será excesiva y el tiempo de almacenamiento no aumentará). El otro semiciclo comienza con un valor negativo que disminuye el t_{off} , y una vez que el transistor está en corte, se hace cero para evitar pérdidas de potencia.

En consecuencia, si queremos que un transistor que actúa en conmutación lo haga lo más rápidamente posible y con menores pérdidas, lo ideal sería atacar la base del dispositivo con una señal como la de la figura anterior. Para esto se puede emplear el circuito de la figura siguiente.



En estas condiciones, la corriente de base aplicada tendrá la forma indicada a continuación:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Durante el semiperiodo t_1 , el voltaje de entrada (V_e) se mantiene a un valor V_e (máx). En estas condiciones la V_{BE} es de unos 0.7 v y el capacitor C se carga a un voltaje V_C de valor:

$$V_C = R_2 \times \frac{V_{e(max)} - 0.7}{R_1 + R_2}$$

debido a que las resistencias R_1 y R_2 actúan como un divisor de voltaje.

La cte. de tiempo con que se cargará el capacitor será aproximadamente de:

$$\tau_1 = C \times \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Con el capacitor ya cargado a V_C , la corriente de base se estabiliza a un valor I_B que vale:

$$I_B = \frac{V_{e(max)} - 0.7}{R_1 + R_2}$$

En el instante en que la tensión de entrada pasa a valer $-V_{e(min)}$, tenemos el capacitor cargado a V_C , y la $V_{BE} = 0.7$ v. Ambos valores se suman a el voltaje de entrada, lo que produce el pico negativo de corriente I_B (min):

$$I_{B(min)} = \frac{V_{e(min)} + V_C + 0.7}{R_1 + R_2}$$

A partir de ese instante el capacitor se descarga a través de R_2 con una constante de tiempo de valor $R_2 C$.

Para que todo lo anterior sea realmente efectivo, debe cumplirse que:

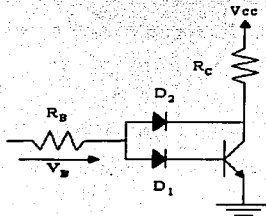
$$5 \times \tau_1 \leq t_1$$

$$5 \times \tau_2 \leq t_2$$

con esto nos aseguramos que el capacitor está cargado cuando apliquemos la señal negativa. Así, obtendremos finalmente una frecuencia máxima de funcionamiento:

$$f_{max} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{5 \times \tau_1 + 5 \times \tau_2} = \frac{0.2}{t_1 + t_2}$$

Un circuito más serio es el de Control Antisaturación:



El tiempo de saturación (t_s) será proporcional a la corriente de base, y mediante una suave saturación lograremos reducir t_s :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

Inicialmente tenemos que:

$$I_B = \frac{V_B - V_{D1} - V_{BE}}{R_B}$$

En estas condiciones conduce D_2 , con lo que la corriente de colector pasa a tener un valor:

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{D1} + V_{D2}}{R_C}$$

Si imponemos como condición que el voltaje de codo del diodo D_1 sea mayor que la del diodo D_2 , obtendremos que I_C sea mayor que I_L :

$$I_C = \beta \times I_B \\ \beta \times I_B \times R_C > V_{CC} - V_{BE} - V_{D1} + V_{D2}$$

En lo que respecta a la protección por red snubber, ya se ha visto anteriormente.

1.19 TIRISTORES DE DESACTIVACIÓN POR COMPUERTA (GTO).

Un tiristor de desactivación por compuerta (GTO), al igual que un SCR, puede activarse mediante la aplicación de una señal positiva de compuerta. Sin embargo, se puede desactivar mediante una señal negativa de compuerta. Un GTO es un dispositivo de enganche y se puede construir con ciertas especificaciones de corrientes y voltajes similares a un SCR. Un GTO se activa aplicando a su compuerta un pulso positivo corto y se desactiva mediante un pulso negativo corto. Los GTO tienen varias ventajas sobre los SCR : (a) la eliminación de los componentes auxiliares en la conmutación forzada, que da como resultado una reducción

en el costo, peso y volumen ; (b) Una desactivación más rápida, que permite frecuencias de conmutación más altas ; (c)Una eficiencia mejorada de los convertidores.

En aplicaciones de baja potencia, los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los transistores bipolares:

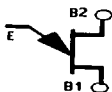
(a)una más alta capacidad de voltaje de bloqueo ; (b)una relación alta de corriente de pico controlable a corriente promedio ; (c)una ganancia alta en estado activo típicamente 600 ; (d)una señal de compuerta pulsada de corta duración.

Un GTO tiene una ganancia baja durante el desactivamiento, típicamente de 6, y para desactivarse requiere de un pulso de corriente negativa relativamente alto. Tiene un voltaje en estado activo más alto que el de los SCR. El voltaje de los GTO típico en estado activo de 550 A 1200 V es de 3-4 V. Un GTO de 160 A 200 V aparece en la figura.



Un GTO de 160 A 200 V.

1.20 TRANSISTOR DE UNIJUNTURA (UJT).



El transistor de unijuntura (UJT, unijunction transistor) es un dispositivo de conmutación del tipo ruptura. Sus características lo hacen muy útil en muchos circuitos industriales, incluyendo temporizadores, osciladores, generadores de onda, y más importante aún, en circuitos de control de puerta para SCR y Tri-AC's. Desde el punto de vista del funcionamiento, no hay similitud entre el emisor de un UJT y el emisor de un transistor bipolar. En realidad, los nombres de las terminales obedecen a su funcionamiento interno, el cual considera la acción de los portadores de carga, pero el funcionamiento interno del dispositivo no es de importancia para nosotros.

Cuando el voltaje entre emisor y base1 V_{eb1} , es menor que un cierto valor denominado voltaje de pico, V_p , el UJT está CORTADO, y no puede fluir corriente de E a B1 ($I_e=0$). Cuando V_{eb1} sobrepasa a V_p en una pequeña cantidad, el UJT se dispara o CONDUCE. Cuando esto sucede, el circuito E a B1 es prácticamente un cortocircuito, y la corriente fluye instantáneamente de un terminal a otro. En la mayoría de los circuitos con UJT, el pulso de corriente de E a B1 es de corta duración, y el UJT rápidamente regresa al estado de CORTE.

El transistor de unijuntura (UJT) se utiliza generalmente para generar señales de disparo en los SCR. En la figura 1 se muestra un circuito básico de disparo UJT. Un UJT tiene tres terminales, conocidas como emisor E, base1 B1 y base2 B2. Entre B1 y B2 la unijuntura tiene las características de una resistencia ordinaria (la resistencia entre bases RBB teniendo valores en el rango de 4.7 y 9.1 K). Cuando se aplica el voltaje de alimentación V_s en cd, se carga el capacitor C a través de la resistencia R, dado que el circuito emisor del UJT está en estado abierto. La constante de tiempo del circuito de carga es $T1= RC$. Cuando el voltaje del emisor V_E , el mismo que el voltaje del capacitor llega a un valor pico V_p , se activa el UJT y el capacitor se descarga a través de RB1 a una velocidad determinada por la constante de tiempo $T2 = RB1C$. $T2$ es mucho menor que $T1$. Cuando el voltaje del emisor V_E se reduce al punto del valle V_v , el emisor deja de conducir, se desactiva el UJT y se repite el ciclo de carga.

El voltaje de disparo V_{B1} debe diseñarse lo suficientemente grande como para activar el SCR. El periodo de oscilación, T, es totalmente independiente del voltaje de alimentación V_s y está dado por:

$$T = 1/f = RC \ln 1/1-n$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

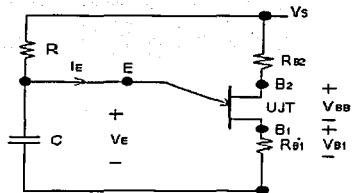


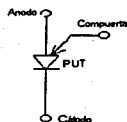
Figura 1

1.21 TRANSISTOR DE UNIJUNTURA PROGRAMABLE (PUT).

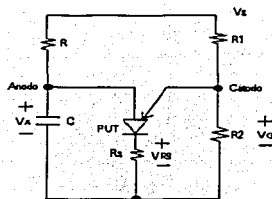


El transistor de unijuntura programable (PUT) es un pequeño Tiristor que aparece en la fig.2. Un PUT se puede utilizar como un oscilador de relajación, tal y como se muestra en la fig.2b. El voltaje de compuerta V_G se mantiene desde la alimentación mediante el divisor resistivo del voltaje R_1 y R_2 , y determina el voltaje de punto de pico V_p . En el caso del UJT, V_p está fijo para un dispositivo por el voltaje de alimentación de cd, pero en un PUT puede variar al modificar al modificar el valor del divisor resistivo R_1 y R_2 . Si el voltaje del ánodo V_A es menor que el voltaje de compuerta V_G , el dispositivo se conservará en su estado inactivo, pero si el voltaje de ánodo excede al de compuerta en una caída de voltaje de diodo V_D , se alcanzará el punto de pico y el dispositivo se activará. La corriente de pico I_p y la corriente del punto de valle I_v dependen de la impedancia equivalente en la compuerta $R_G = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ y del voltaje de alimentación en cd V_s . En general R_k está limitado a un valor por debajo de 100 Ohms. R y C controlan la frecuencia junto con R_1 y R_2 . El periodo de oscilación T está dado en forma aproximada por:

$$T = 1/f = RC \ln V_s / V_s - V_p = RC \ln (1 + R_2/R_1)$$



a) Símbolo

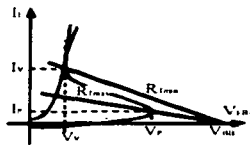
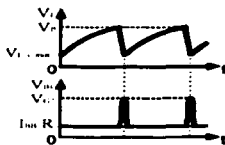
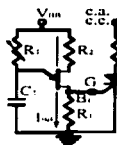


b) Circuito

Figura 2

1.21.1 OSCILADOR DE RELAJACIÓN CON UJT.

- R_T (resistencia de carga de C_T): De ellos depende la frecuencia de oscilación.
- UJT: Proporciona el impulso V_{OB1} a la puerta del SCR.
- R_1 : Proporciona un paso a la corriente de base del UJT (I_{BB}) antes de dispararlo.
- Evita que I_{BB} circule por la puerta del SCR produciendo un disparo indeseado.
- Valor: El necesario para que V_{GK} este por debajo del mínimo voltaje de disparo.
- R_2 : Estabiliza el funcionamiento del dispositivo frente a aumentos de temperatura.



Calculo de R_T : Se calcula a partir de la característica del UJT (figura de en medio) en la que representan las 2 rectas de carga correspondientes a los valores límites de R_T .

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$R_{Tmax} = \frac{V_{BB} - V_P}{I_P}$$

$$R_{Tmin} = \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

$$R_{Tmax} = \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} \geq R_T \geq R_{Tmin} = \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

Periodo de oscilación T_D : Sabiendo que t_{off} = tiempo de carga de C y t_{on} = tiempo de descarga, aplicamos logaritmos a la ecuación de carga C: $V_C(t) = V_{Cmax} \cdot e^{-t/\tau}$, obteniendo la ecuación de la constante de tiempo. Como:

$$\left. \begin{array}{l} t_{on} = t_{off} + t_{on} \Rightarrow t_{off} \gg t_{on} \Rightarrow t_{on} = t_{off} \\ V_{BB} \gg V_V \\ V_P = \mu \cdot V_{BB} \end{array} \right\} \Rightarrow \boxed{T_D = R_T \cdot C_T \cdot \ln \frac{1}{1-\mu}}$$

T_{Dmax} : para R_{Tmax}

Calculo de R_T :

$$R_{Tmax} \leq \frac{V_{GKmin}}{I_{BB}} \Rightarrow \text{como } \left. \begin{array}{l} r_{BB} \gg R_1 + R_2 \\ I_{BB} = V_{BB}/r_{BB} \end{array} \right\} \Rightarrow \boxed{R_{Tmax} = \frac{r_{BB} \cdot V_{GKmin}}{V_{BB}}}$$

Calculo de R_2 : Su valor no es critico y suele estar entre 100 y 330W .

Calculo de V_{OB1} : A partir de la gráfica se relaciona el voltaje de salida con la capacidad del capacitor para una determinada resistencia de R_1 .

1.22 CONFIGURACIÓN DARLINGTON.

1.22.1 TRANSISTOR DARLINGTON.

Durante la década de los ochenta se han desarrollado enormemente las técnicas de fabricación de los transistores de unión llegando a los 200 A y 2000 V, generalizándose la denominación (transistor bipolar) (porque en él discurre la corriente por capas de dos polaridades) en contraposición a lo que ocurre en los transistores FET, que se describen más adelante. Por otra parte, para paliar la desventaja de que necesita una elevada corriente de base para su correcta excitación, los fabricantes ofrecen una gama muy variada de transistores en montaje Darlington con dos o tres etapas de amplificación, de manera que la ganancia estática de corrientes conseguida va de 100 a 1000.

Estos transistores se encapsulan en cajas paralelepípedicas de diverso formato llamadas módulos, que contienen de uno a seis conjuntos Darlington con diversas

interconexiones. Pueden contener diodos en antiparalelo, presentes en la mayoría de los circuitos de Electrónica de Potencia. Asimismo contienen resistencias y diodos base-emisor que mejoran el corte. En la figura se puede ver un módulo doble Darlington en serie muy útil para construir inversores de configuración en batería de toma media o en puente mono o polifásico.

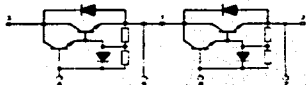
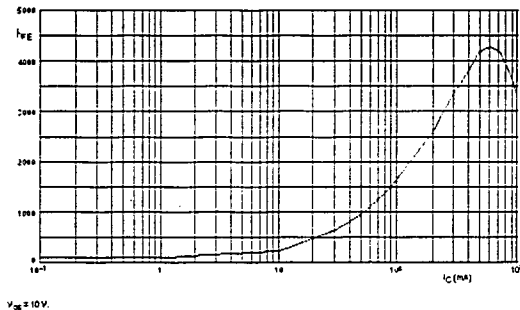


FIGURA.- MÓDULO CON DOBLE TRANSISTOR DARLINGTON EN RAMA CON PLACA DE DISIPACIÓN AISLADA (PARTE INFERIOR DE LA CÁPSULA).600 v, 75 a, 20 μ s DE TIEMPO DE APAGADO.

De todas las curvas que puedan proporcionar los fabricantes, la mayoría ya han sido comentadas con los transistores bipolares, pero merece una especial atención la siguiente curva:



**TESIS CON
FALTA DE ORIGEN**

Relaciona la ganancia en corriente continua con el voltaje de colector, tal y como vimos anteriormente.

La gran diferencia es la alta ganancia que se puede alcanzar gracias a la configuración Darlington y la alta corriente de colector que se va a manejar.

1.23 TRANSISTORES UNIPOLARES (MOSFET).

1.23.1 MOSFET DE POTENCIA.

Como se menciona en la sección anterior un transistor bipolar de juntura (BJT) es un dispositivo controlado por corriente que requiere de una corriente de base para controlar el flujo de corriente de colector. Dado que la corriente de colector depende de la corriente de entrada, la ganancia de corriente depende de la temperatura de la unión.

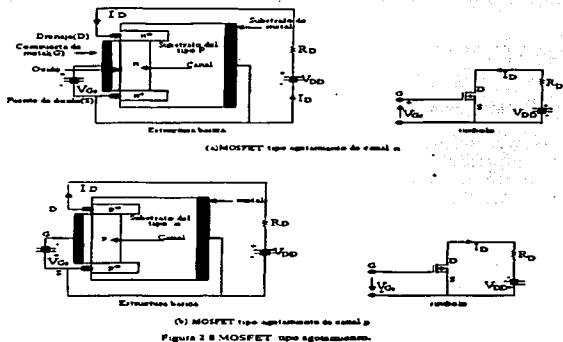
Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje, que requiere sólo de una pequeña corriente de entrada. La conmutación es muy alta siendo los tiempos de conmutación del orden de los nanosegundos. Los MOSFET no tienen los problemas de los fenómenos de ruptura secundaria que tienen los TBJ. Sin embargo tienen problemas de descarga electrostática, por lo que su manejo requiere de cuidados especiales.

Los MOSFET son de dos tipos:

1.23.2 MOSFET DE AGOTAMIENTO. Un Mosfet tipo agotamiento de canal n se forma en sustrato de silicio de tipo p, tal como se muestra en la figura a, con dos silicios n+ fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia. La compuerta está aislada del canal mediante una capa de óxido delgada. Las terminales se conocen como compuerta, drenaje y fuente. Con un MOSFET tipo agotamiento canal p, se invierten las polaridades de VDS, IDS y VGS. Como se muestra en la figura b.

TESIS CON
FALLA DE CUBIERTEN

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

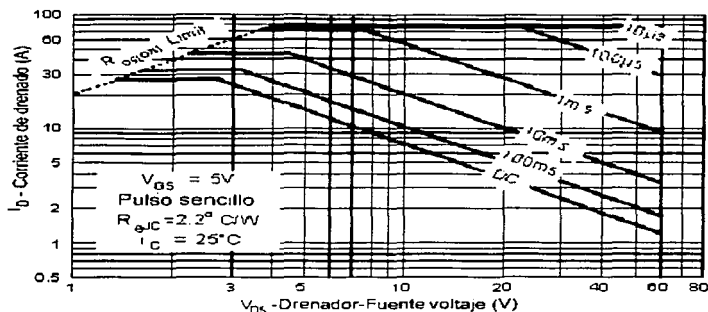


1.23.3 MOSFET DE ENRIQUECIMIENTO. Un Mosfet tipo enriquecimiento de canal n, no tiene un canal físico, tal y como se muestra en la figura. Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atraerá los electrones del sustrato p, y los acumulará en la superficie por debajo de la capa de óxido. Si V_{GS} es mayor o igual a un valor conocido como voltaje de umbral, V_T , se acumulará un número suficiente de electrones para formar un canal n y la corriente fluirá del drenaje a la fuente. Si se trata de un MOSFET tipo enriquecimiento de canal p, las polaridades se invierten.

Solo vamos a ver las curvas que aporten algo nuevo respecto a lo ya visto, de forma que se puedan apreciar las diferencias con los transistores bipolares.

TESIS CON
DATA DE ORIGEN

1.23.4 CURVAS SOA.



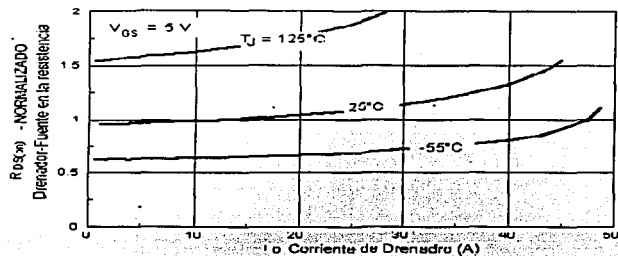
Destacamos las peculiaridades que caracterizan a esta curva para los MOSFET: Los MOSFET de potencia no están sujetos a los efectos de segunda ruptura, la cual se puede dar con facilidad en los transistores bipolares como consecuencia de los puntos calientes que aparecen en estos.

Un transistor MOS tiene un coeficiente térmico negativo, conforme aumenta la temperatura del dispositivo, la corriente de drenador decrece, lo que reduce la disipación de potencia.

Obsérvese que los límites del área de seguridad son límites térmicos y no reflejan la segunda ruptura. Esto nos quiere decir que, a pesar de que el transistor MOSFET es muy robusto, se puede destruir térmicamente forzándolo a disipar excesiva potencia.

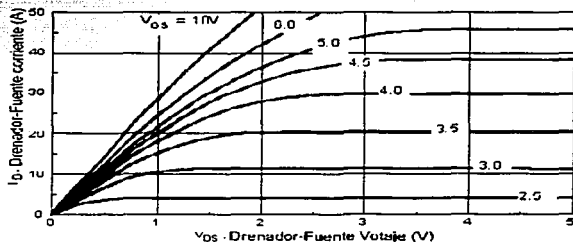
Existe un parámetro que limita la curva del área de seguridad; éste es la resistencia drenador-fuente en conducción $R_{DS(on)}$, que es muy importante en los MOSFET de potencia, ya que determina la corriente que puede circular por el dispositivo para aplicaciones de bajas a medias frecuencias (menores de 200KHz).

1.23.5 CURVA RESISTENCIA DRENADOR-FUENTE / CORRIENTE DE DRENADOR.



Relaciona la resistencia ya comentada $R_{DS(on)}$ con la corriente de drenador, para distintos valores de temperatura y un voltaje V_{GS} definida.

Como podemos apreciar, la resistencia $R_{DS(on)}$ aumenta con la temperatura de la unión.



Nos relaciona la corriente de drenador con el voltaje del drenador-fuente, para valores conocidos del voltaje puerta-fuente.

Las dos regiones más importantes a distinguir en esta característica son la región lineal y la de saturación. Aunque también existan las regiones de corte y de ruptura.

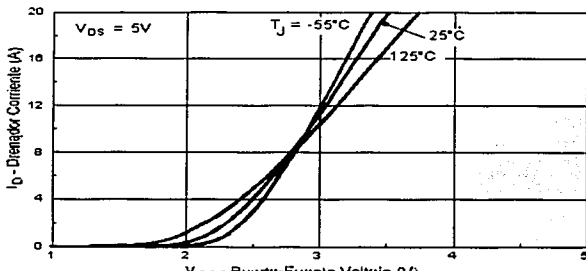
El interés de la zona lineal, es que no se van a alcanzar corrientes de salida elevadas, ya que interesa que la pérdida de potencia sea lo menor posible, lo que

se consigue disminuyendo $R_{DS(on)}$, que en definitiva consiste en mantener la V_{DS} en valores bajos.

En la región de saturación, para un valor concreto de voltaje V_{GS} , la corriente del drenador I_D permanece constante a pesar de la variación del voltaje V_{ds} .

Comparando el MOSFET con el transistor bipolar, se aprecia claramente que se intercambian las regiones lineal y de saturación.

1.2.3.6 CURVA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA.

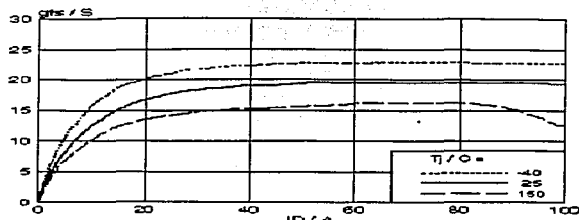


Relaciona la corriente de drenador con el voltaje puerta-fuente, para un valor determinado de V_{DS} .

Destacamos aquí la importancia de la corriente de codo, que es el valor del voltaje V_{GS} a partir del cual circula corriente de drenador. Podemos ver que en nuestra característica el voltaje de codo es aproximadamente 2V.

Es importante señalar que este voltaje tiene valores algo más altos en los transistores MOSFET que en los bipolares.

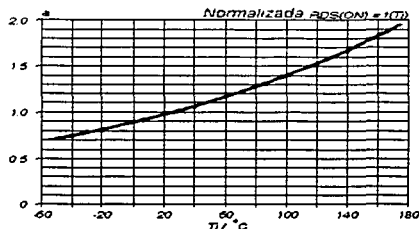
1.23.7 CURVA TRANSCONDUCTANCIA – CORRIENTE DE DRENADOR.



Transductancia Típica; $T_j = 25^\circ\text{C}$.
 $g_m = f(I_D)$; Condiciones: $V_{DS} = 10\text{ V}$

Como podemos observar, la transconductancia aumenta con la corriente I_D hasta alcanzar un valor máximo o de pico; a partir del cual decrecerá con el incremento de esta corriente, resultando una curva final parecida a una parábola. También podemos observar, que para un valor determinado de I_D a mayor temperatura menor será la transconductancia correspondiente.

1.23.8 CURVA DE LA RESISTENCIA DRENADOR-FUENTE NORMALIZADA EN ESTADO DE CONDUCCIÓN.



Drenador-Fuente normalizada en estado de conducción.
 $a = R_{DS(on)} / R_{DS(on)25^\circ\text{C}} = f(T_j)$; $I_D = 20\text{ A}$; $V_{GS} = 5\text{ V}$

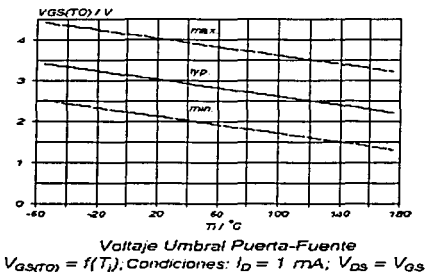
Muestra la relación que existe entre la temperatura de la unión y el parámetro "a", que se define como:

$$a = R_{DS(on)} / R_{DS(on)25^\circ\text{C}}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

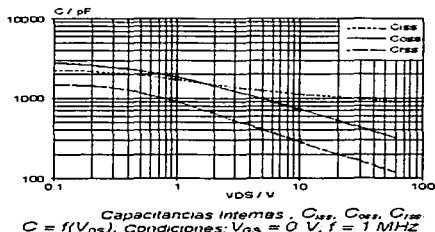
Como se observa, representa una parábola muy abierta, donde el parámetro "a" crece conforme lo hace la temperatura de la unión. Los valores de la temperatura pueden ser tanto negativos como positivos, pero el valor de "a" siempre es positivo.

1.23.9 CURVA VOLTAJE UMBRAL PUERTA-FUENTE / TEMPERATURA DE LA UNIÓN.

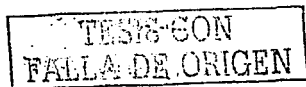


Esta curva se da para tres valores: mínimo, típico y máximo. La relación entre el voltaje $V_{GS}(T_0)$ y la temperatura de la unión es inversamente proporcional, con igual pendiente para los tres valores de la curva.

1.23.10 CURVA CAPACITANCIAS INTERNAS / VOLTAJE DRENADOR-FUENTE.



Representa las capacitancias del transistor (C_{iss} , C_{oss} y C_{rss}) en función del voltaje drenador-fuente.



- C_{iss} : capacitancia de entrada
- C_{oss} : capacitancia de salida
- C_{rss} : capacitancia de transferencia inversa

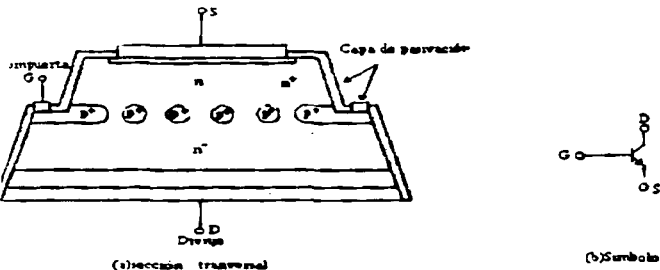
Podemos ver como C_{iss} es prácticamente constante con la variación de voltaje, salvo para valores de voltaje pequeños.

En cuanto a la C_{oss} y la C_{rss} , se observa que decrecen con igual pendiente con el aumento de la V_{DS} . Ambas capacitancias tienden a un valor constante para valores de voltajes muy elevados.

1.24 TRANSISTORES DE INDUCCIÓN ESTÁTICA (SIT).

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia. Es esencialmente una versión en estado sólido de un tubo triodo al vacío. La sección transversal de silicio de un SIT aparece en la figura, así como también su símbolo. Se trata de un dispositivo de estructura vertical con multi canales cortos. Por ello, no está sujeto a limitaciones de área siendo adecuado para operaciones de alta potencia y en alta velocidad. Un SIT es idéntico a un JFET, excepto por la construcción vertical y la compuerta enterrada, lo que origina una resistencia más baja de canal, y, por lo tanto, una caída más pequeña.

La caída en estado activo es alta, típicamente de 90 V para un dispositivo de 180 A, y de 18 V para uno de 18 A. Un SIT es un dispositivo normalmente activo, desactivado por un voltaje negativo en la compuerta. La característica de normalmente activo y la alta caída en ese estado limita sus aplicaciones en conversiones de potencia general: La especificación de corriente de los SIT puede llegar a los 300 A, 1200 V, siendo la velocidad de conmutación tan alta como 100 kHz. Es muy adecuado para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia.



Sección transversal y símbolo para los SIT.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1.25 TIRISTORES.

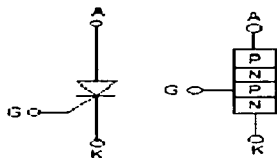
En la industria hay numerosas operaciones, las cuales requieren que se entregue una cantidad de potencia eléctrica variable y controlada. La iluminación, el control de velocidad de motores, la soldadura eléctrica y el calentamiento eléctrico, son las cuatro operaciones más comunes.

1.25.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TIRISTORES:

Un Tiristor es dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura pnpn con tres uniones pn tiene tres terminales: ánodo cátodo y compuerta.

La figura muestra el símbolo del Tiristor y una sección recta de tres uniones pn. Los Tiristores se fabrican por difusión.

Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J_1 y J_3 tienen polarización directa o positiva. La unión J_2 tiene polarización inversa, y solo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el Tiristor está en condición de bloqueo directo o en estado desactivado llamándose a la corriente fuga corriente de estado inactivo I_D . Si el voltaje ánodo a cátodo V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande la unión polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como ruptura por avalancha y el voltaje correspondiente se llama voltaje de ruptura directa V_{Bo} . Dado que las uniones 1 y 3 ya tienen polarización directa, habrá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones que provocará una gran corriente directa del ánodo. Se dice entonces que el dispositivo está en estado de conducción o activado.

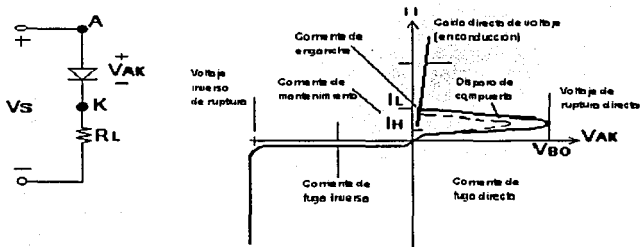


Símbolo del tiristor y tres uniones pn

La caída de voltaje se deberá a la caída ohmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común 1V. En el estado activo, la corriente del ánodo está limitada por una impedancia o una resistencia externa, R_L , tal y como se muestra en la siguiente figura.

La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como corriente de enganche I_L , a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a

través de la unión; de lo contrario, al reducirse el voltaje del ánodo al cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. La corriente de enganche, I_L , es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el Tiristor en estado de conducción inmediatamente después de que ha sido activado y se ha retirado la señal de la compuerta. En la siguiente gráfica aparece una gráfica característica v-i común de un Tiristor.



Circuito Tiristor y característica v-i

Una vez que el Tiristor es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo. El Tiristor seguirá conduciendo, porque en la unión no existe una capa de agotamiento de vida a movimientos libres de portadores. Sin embargo si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como corriente de mantenimiento I_H , se genera una región de agotamiento alrededor de la unión debida al número reducido de portadores; el Tiristor estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento es del orden de los miliamperios y es menor que la corriente de enganche, I_L . Esto significa que $I_L > I_H$. La corriente de mantenimiento I_H es la corriente del ánodo mínima para mantener el Tiristor en estado de régimen permanente. La corriente de mantenimiento es menor que la corriente de enganche.

Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al del ánodo, la unión tiene polarización directa, pero las uniones y tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El Tiristor estará en estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como corriente de fuga inversa I_R , fluirá a través del dispositivo.

1.25.2 MODELO DE TIRISTOR DE DOS TRANSISTORES.

La acción regenerativa o de enganche de vida a la retroalimentación directa se puede demostrar mediante un modelo de Tiristor de dos transistores. Un Tiristor

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

se puede considerar como dos transistores complementarios, un transistor PNP, Q₁, y un transistor NPN, Q₂, tal y como se demuestra en la figura.

La corriente del colector I_C de un Tiristor se relaciona, en general, con la corriente del emisor I_E y la corriente de fuga de la unión colector-base I_{CB0}, como:

$$I_C = I_E + I_{CB0} \dots \dots \dots (1)$$

La ganancia de corriente de base común se define como I_C/I_E. Para el transistor Q₁ la corriente del emisor es la corriente del ánodo I_A, y la corriente del colector I_{C1} se puede determinar a partir de la ecuación (1):

$$I_{C1} = \alpha I_A + I_{CB01} \dots \dots \dots (2)$$

Donde α es la ganancia de corriente y I_{CB01} es la corriente de fuga para

I_K = I_A + I_C. En forma similar para el transistor Q₂, la corriente del colector I_{C2} es:

$$I_{C2} = 2I_K + I_{CB02} \dots \dots \dots (3)$$

Donde 2 es la ganancia de corriente y I_{CB02} es la corriente de fuga correspondiente a Q₂. Al combinar I_{C1}e, obtenemos:

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha I_A + I_{CB01} + 2I_K + I_{CB02} \dots \dots \dots (4)$$

Pero para una corriente de compuerta igual I_{AO}, I_K = I_A + I_O resolviendo la ecuación anterior en función de I_A obtenemos:

$$I_A = 2 I_O + I_{CB01} + I_{CB02} \dots \dots \dots (5)$$

$$1 - (\alpha + 2)$$

1.25.3 ACTIVACIÓN DEL TIRISTOR.

Un Tiristor se activa incrementándola corriente del ánodo. Esto se puede llevar a cabo mediante una de las siguientes formas.

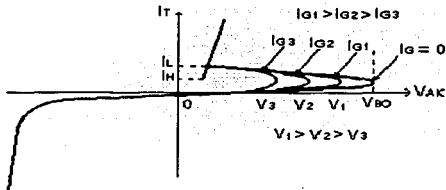
TERMICA. Si la temperatura de un Tiristor es alta habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga. Este aumento en las corrientes hará que α y 2 aumenten. Debido a la acción regenerativa (1 + 2) puede tender a la unidad y el Tiristor pudiera activarse. Este tipo de activación puede causar una fuga térmica que por lo general se evita.

LUZ. Si se permite que la luz llegue a las uniones de un Tiristor, aumentaran los pares electrón-hueco pudiéndose activar el Tiristor. La activación de Tiristores por luz se logra permitiendo que esta llegue a los discos de silicio.

ALTO VOLTAJE. Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo VBO, fluirá una corriente de fuga suficiente para iniciar una activación regenerativa. Este tipo de activación puede resultar destructiva por lo que se debe evitar.

dv/dt. Si la velocidad de elevación del voltaje ánodo-cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para activar el Tiristor. Un valor alto de corriente de carga puede dañar el Tiristor por lo que el dispositivo debe protegerse contra dv/dt alto. Los fabricantes especifican el dv/dt máximo permisible de los Tiristores.

CORRIENTE DE COMPUERTA. Si un Tiristor está polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo de compuerta entre la compuerta y las terminales del cátodo activará al Tiristor. Conforme aumenta la corriente de compuerta, se reduce el voltaje de bloqueo directo, tal y como aparece en la figura.



EFFECTOS DE LA CORRIENTE DE COMPUERTA SOBRE EL VOLTAJE DE BLOQUEO DIRECTO.

1.2.5.4 TIPOS DE TIRISTORES.

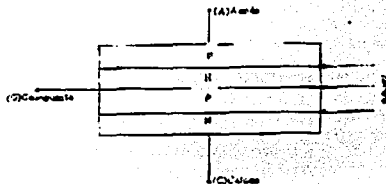
Dentro de los tiristores se encuentra el rectificador controlado de silicio (SCR), que es el más común, este dispositivo de potencia es pequeño y relativamente barato, no necesita mantenimiento y su consumo de potencia es muy pequeño. Algunos SCR modernos pueden controlar corrientes del orden de varios cientos de amperios en circuitos que operan a voltajes tan elevados como 1000 V. Por estas razones, los SCR son muy importantes en el campo del control industrial moderno.

Un tiristor es uno de los tipos más importantes de los dispositivos semiconductores de potencia. Los tiristores se usan en forma extensa en los circuitos electrónicos

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

de potencia. Se operan como conmutadores bistables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Para muchas aplicaciones se puede suponer que los tiristores son interruptores o conmutadores ideales, aunque los tiristores prácticos exhiben ciertas características y limitaciones.

Los tiristores son una secuencia de los diodos y transistores, ya que se construyen con una serie de capas semiconductoras N y P, la cual se muestra en la figura. A este tipo de semiconductores se les conoce como semiconductores controlados de disparo, tales como el rectificador controlado de silicio, el DIAC y el TRIAC, se utilizan en diversos sistemas como es el caso de encendido de automóviles, controles de iluminación, motores, etc.



Capas semiconductoras de un tiristor.

En la figura se observa que:

- Tiene tres terminales de conexión ánodo (A) en la cual se aplica el voltaje de alimentación; compuerta (G) es donde se aplica un voltaje de conducción y el cátodo (C), esta normalmente se conecta a tierra.
- También tiene tres junturas donde se forma una diferencia de potencial al instante de su conducción; entonces existe una diferencia de VAC (Voltaje ánodo-cátodo) que viene siendo $= IV$ y una diferencia de VGC (voltaje compuerta-cátodo) que viene siendo $= IV$. Esto implica que en conducción se comporta como un corto circuito.
- Su activación se puede controlar por medio de la propia alimentación, la cual se conoce como activación natural, o por medio de una fuente extrema para una activación forzada.
- Por lo anterior esta componente es útil como un dispositivo de conmutación, rectificación y de control.

Los Tiristores se fabrican casi exclusivamente por difusión. La corriente del ánodo requiere de un tiempo finito para propagarse por toda el área de la unión, desde el punto cercano a la compuerta cuando inicia la señal de la compuerta para activar

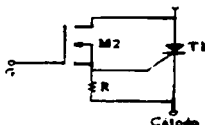
el Tiristor. Para controlar el di/dt , el tiempo de activación y el tiempo de desactivación, los fabricantes utilizan varias estructuras de compuerta.

Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y desactivación, en general los Tiristores pueden clasificarse en nueve categorías:

1. Tiristores de control de fase (SCR).
2. Tiristores de conmutación rápida (SCR).
3. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO).
4. Tiristores de triodo bidireccional (TRIAC).
5. Tiristores de conducción inversa (RTC).
6. Tiristores de inducción estática (SITH).
7. Rectificadores controlados por silicio activados por luz (LASCR)
8. Tiristores controlados por FET (FET-CTH).
9. Tiristores controlados por MOS (MCT).

1.25.5 TIRISTORES CONTROLADOS POR FET (FET-CTH).

Un dispositivo FET-CTH combina un MOSFET y un tiristor en paralelo, tal y como se muestra en la figura. Si la compuerta del MOSFET se le aplica un voltaje suficiente, típicamente 3 V, se genera internamente una corriente de disparo para el tiristor.



TIRISTOR CONTROLADO POR FET.

Tiristores controlados por MOS (MCT). Un tiristor controlado por MOS combina las características de un tiristor regenerativo de cuatro capas y una estructura de compuerta MOS. En la figura a) aparece un diagrama esquemático de una celda MCT. El circuito equivalente se muestra en la figura b) y el símbolo correspondiente en la figura c). La estructura NPNP se puede representar por un transistor NPN Q1 y un transistor PNP Q2.

Debido a que se trata de una estructura NPNP, en vez de la estructura PNPN de un SCR normal, el ánodo sirve como la terminal de referencia con respecto a la cual se aplican todas las señales de compuerta.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

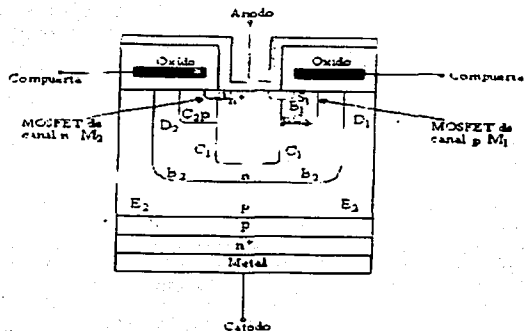


DIAGRAMA ESQUEMATICO.

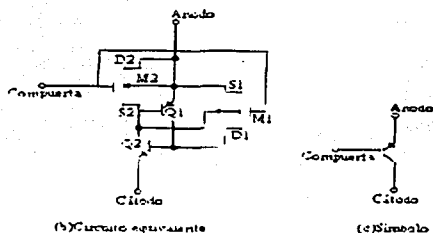


DIAGRAMA CORRESPONDIENTE A LOS MCT.

1.26 DISPOSITIVOS ESPECÍFICOS DE DISPARO (SCR).

Como se menciona anteriormente un tiristor aunque se construye en forma básica con cuatro capas de semiconductores, se puede variar la estructura de la compuerta para poder tener diferentes formas de activación, desactivación y con esto se pueden tener diferentes tipos de tiristores.

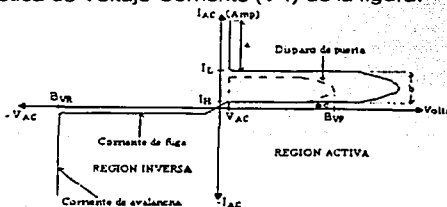
El rectificador controlado de silicio (SCR). Este tipo de tiristores se controla por conmutación natural a baja velocidad (de 50 a 100 μ s) y puede soportar hasta 4 kV de alimentación, con un solo voltaje de compuerta de 1V con una corriente de 0.5mA y su símbolo eléctrico se muestra en la figura.



SÍMBOLO ELÉCTRICO DE UN SCR.

Así también, como se controla por conmutación natural, también se puede controlar por conmutación forzada con alta velocidad (de 5 a 50 μ s) y puede soportar hasta 1.8 kV de alimentación con un voltaje en la compuerta de 2.5V con una corriente de <1 mA.

Cuando un SCR se controla por conmutación natural se usan como convertidores de voltaje manteniendo entre sus extremos un VAC < 2.5V. Cuando se controla por conmutación forzada se usan como inversores de voltaje manteniendo un VAC 1.7V solamente se permite el paso de la corriente de A-C como se muestra en la curva característica de Voltaje-Corriente (V-I) de la figura.



CARACTERÍSTICAS V-I DEL SCR.

De la curva característica del tiristor se observa que :

B_{VR} = Es el voltaje inverso de ruptura que ocasiona un corto circuito entre ánodo-cátodo.

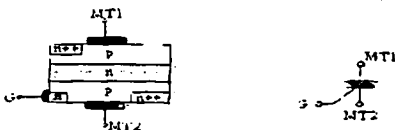
I_L = Es la corriente de enganche mínima en el ánodo para mantener en conducción al SCR, aunque se deje de polarizar a la compuerta y es del orden de los mAmp.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

IH = Es la corriente de mantenimiento mínima en el ánodo, para sacar del estado de bloqueo al SCR, esperando un voltaje en la compuerta o un voltaje parecido al de ruptura B_{VF} para hacer conducir al SCR- V_{AC} = Es el voltaje que aparece en los extremos del SCR cuando esta conduciendo y es menor que el voltaje de alimentación.

De lo anterior se observa que esta componente se mantiene en conducción mientras que se mantenga la corriente $I_{AC} > I_L$ o no se aplique una corriente inversa. La región "a" representa la conducción del SCR. La región "b" es la casi conducción y la región "c" es el estado de bloqueo.

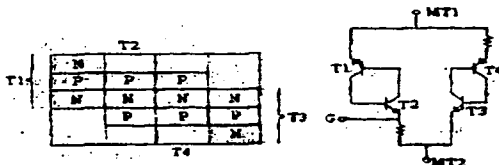
El tiristor triodo de corriente alterna (TBJAC). Este tipo de tiristor puede soportar un flujo de corriente en sentido directo (esto es de ánodo-cátodo) o en sentido inverso, de ahí su nombre de bidireccional, esto es que puede conducir en ambas direcciones. La figura representa la estructura y el símbolo esquemático de un Tri-AC.



ESTRUCTURA Y SÍMBOLO DE UN SCR.

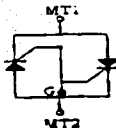
En la figura se puede observar que este dispositivo al igual que el SCR posee tres terminales, denominadas :

Terminal principal No. 1 (MT1); Terminal principal No.2 (MT2) y compuerta (G). Un circuito equivalente que surge del análisis de la estructura del TRIAC se puede ver en la figura.



1.27 Tri-AC:

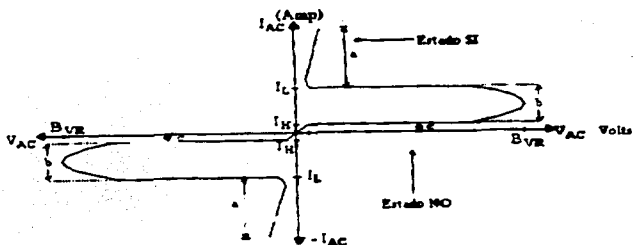
De la figura anterior se observa que son dos pares de transistores conectados en cascada e interconectados entre sí. En consecuencia puede considerarse el Tri-AC mo dos SCR en paralelo y en sentido opuesto, según se muestra en la figura.



Tri-AC FORMADO POR DOS SCR'S.

Con una polarización directa o inversa, el Tri-AC presenta un primer estado de bloqueo (que llamaremos estado "NO") y un segundo estado de conducción (que llamaremos estado "SI"). El punto en el cual el dispositivo realiza la transición entre los dos estados corresponde a la tensión de ruptura, dicha tensión, de la misma forma que ocurría en el SCR, puede variarse mediante la aplicación de un impulso de corriente, positivo o negativo a la terminal de la compuerta.

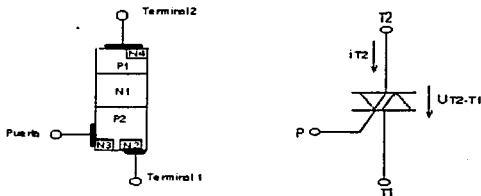
A medida que aumenta la amplitud del impulso de la compuerta, disminuirá la tensión de ruptura. Los valores necesarios para producir el disparo son diferentes para cada caso y el fabricante suele especificarlos en los manuales de datos. En la figura se observa la curva característica de Voltaje-Corriente de un Tri-AC (V-I).



De la curva característica del Tri-AC, se observa que el comportamiento en conducción en inversa es simétrico al de conducción en directa de un SCR.

además la conducción en inversa se presenta cuando se aplica VG MT1 por que la terminal MT2 también es negativa y la conducción directa es cuando se aplica un $+V_G$ MT1 porque MT2 es positiva.

El Tri-AC (triode AC conductor) es un semiconductor capaz de bloquear voltaje y conducir corriente en ambos sentidos entre los terminales principales T1 y T2. Su estructura básica y símbolo aparecen en la figura. Es un componente simétrico en cuanto a conducción y estado de bloqueo se refiere, pues la característica en el cuadrante I de la curva UT2-T1 -T2 es igual a la del cuadrante III. Tiene unas fugas en bloqueo y una caída de voltaje en conducción prácticamente iguales a las de un Tiristor y el hecho de que entre en conducción, si se supera el voltaje de ruptura en cualquier sentido, lo hace inmune a destrucción por sobrevoltaje.



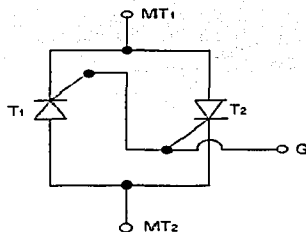
Circuito de disparo para un PUT.

1.27.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRI-AC:

Se puede considerar a un Tri-IAC como si fueran dos SCR conectados en antiparalelo, con una conexión de compuerta común, como se muestra en la figura.

Dado que el Tri-IAC es un dispositivo bidireccional, no es posible identificar sus terminales como ánodo y cátodo. Si la terminal MT2 es positiva con respecto a la terminal MT1, se activará al aplicar una señal negativa a la compuerta, entre la compuerta y la terminal MT1.

No es necesario que estén presentes ambas polaridades en las señales de la compuerta y un Tri-IAC puede ser activado con una sola señal positiva o negativa de compuerta. En la práctica, la sensibilidad varía de un cuadrante a otro, el Tri-AC normalmente se opera en el cuadrante I (voltaje y corriente de compuerta positivos) o en el cuadrante III (voltaje y corriente de compuerta negativos).



Circuito Equivalente de un Tri-AC

1.27.2 MODOS DE FUNCIONAMIENTO DE UN TRI-AC:

El Tri-AC puede ser disparado en cualquiera de los dos cuadrantes I y III mediante la aplicación entre los terminales puerta y T1 de un impulso positivo o negativo. Esto le da una facilidad de empleo grande y simplifica mucho el circuito de disparo. A continuación se verán los fenómenos internos que tienen lugar en los cuatro modos de disparo posibles.

Modo I + : Terminal T2 positiva con respecto a T1.

Corriente de puerta entrante: Funcionan las capas P1N1P2N2 como Tiristor con emisor en corto circuito, ya que la metalización del terminal del cátodo cortocircuita parcialmente la capa emisora N2 con la P2.

La corriente de puerta circula internamente hasta T1, en parte por la unión P2N2 y en parte a través de la zona P2. Se produce la natural inyección de electrones de N2 a P2 que es favorecida en el área próxima a la puerta por la caída de voltaje que produce en P2 la circulación lateral de corriente de puerta. Parte de los electrones inyectados alcanzan por difusión la unión P2N1, que bloquea el potencial exterior, y son acelerados por ella iniciándose la conducción.

Modo II - : Terminal T2 positivo respecto a T1.

Corriente de puerta saliente: El disparo es similar al de los Tiristores de puerta de unión. Inicialmente conduce la estructura auxiliar P1N1P2N3 y luego la principal P1N1P2N2.

El disparo de la primera se produce como un Tiristor normal actuado T1 de puerta y P de cátodo. Toda la estructura auxiliar se pone a el voltaje positivo de T2 y polariza fuertemente la unión P2N2 que inyecta electrones hacia el área de potencial positivo. La unión P2N1 de la estructura principal que soporta el voltaje

ANÁLISIS CON
FALLA DE ORIGEN

exterior, es invadida por electrones en la vecindad de la estructura auxiliar, entrando en conducción.

Modo III + : Terminal T2 negativo respecto a T1.

Corriente de puerta entrante: El disparo tiene lugar por el procedimiento llamado de puerta remota.

Entra en conducción la estructura P2N1P1N4.

La inyección de electrones de N2 a P2 es igual a la descrita en el modo I +. Los que alcanzan por difusión la unión P2N1 son absorbidos por su potencial de unión, haciéndose más conductora. El potencial positivo de puerta polariza más positivamente el área de la unión P2N1 próxima a ella que la próxima a T1, provocándose una inyección de huecos desde P2 a N1 que alcanza en parte la unión N1P1 encargada de bloquear el voltaje exterior y se produce la entrada en conducción.

Modo IV - : Terminal T2 negativo respecto a T1.

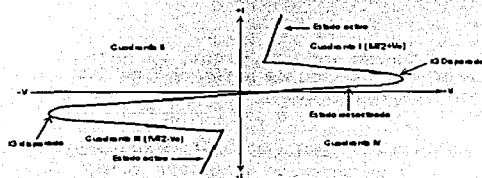
Corriente de puerta saliente: También se dispara por el procedimiento de puerta remota, conduciendo las capas P2N1P1N4.

La capa N3 inyecta electrones en P2 que hacen más conductora la unión P2N1. El voltaje positivo de T1 polariza el área próxima de la unión P2N1 más positivamente que la próxima a la puerta.

Esta polarización inyecta huecos de P2 a N1 que alcanzan en parte la unión N1P1 y la hacen pasar a conducción.

Los cuatro modos de disparo descritos tienen diferente sensibilidad. Siendo los modos I + y III - los más sensibles, seguidos de cerca por el I -. El modo III + es el disparo más difícil y debe evitarse su empleo en lo posible.

El fabricante facilita datos de características eléctricas el bloqueo, conducción y de dispar por puerta de forma similar a lo explicado para el Tiristor.



Características V-I de un TRIAC

1.28 EL DIAC.

Es un componente de dos terminales que permite la conducción en ambos sentidos sobrepasando cierto umbral de corriente. El Diac (diffused Silicon AC trigger diode) tiene una estructura híbrida entre la de un transistor y la de dos tiristores en antiparalelo (ver figura). Cuando conduce en sentido A2-A1, las capas operativas son P1N2P2N3 y cuando lo hace en sentido contrario, las P2N2P1N1.

Como puede apreciarse en la curva característica, se aumenta el voltaje entre ánodos en cualquier sentido se llega a producir un fenómeno de ruptura similar a la ruptura primaria de un transistor. La característica exhibe una zona de resistencia negativa en la que el voltaje de saturación depende del mayor o menor grado de hibridación de la estructura cristalina para funcionamiento como tiristor. Por estar más cerca del funcionamiento de un semiconductor de tres capas, el símbolo empleado a veces es el de un transistor sin base y con un segundo emisor sustituyendo al colector.

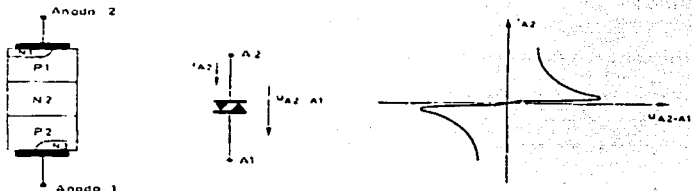


FIGURA.- DIAC: ESTRUCTURA, SÍMBOLO Y CARACTERÍSTICAS $U_{A2A1} - I_{A2}$.

El voltaje y corriente de ruptura son del orden de 30 V y 100 μ A. El pico de corriente que puede soportar es unos 2 A. La asimetría de voltaje de ruptura no suele llegar a 2 V.

Es un componente especialmente ideado para realizar circuitos de disparo sencillos para tiracs funcionando en control de fase de onda completa. Puede emplearse también para disipado de tiristores. Casi todos los circuitos de disparo que lo emplean descargan un capacitor sobre la puerta del componente a disparar a través del Diac.

1.29 TIRISTOREADA CONDUCCIÓN INVERSA (RCT) En muchos circuitos pulsadores e inversores, se conecta un diodo antiparalelo a través de un SCR, con la finalidad de permitir el flujo de corriente inversa debido a una carga inductiva, y para mejorar el requisito de desactivación de un circuito de

LEIDO CON
FALLA DE ORIGEN

conmutación. El diodo fija el voltaje de bloqueo inverso del SCR a 1 o 2 V por debajo de las condiciones del régimen permanente.

Un RTC puede considerarse como un tiristor con un diodo antiparalelo incorporado, tal y como se muestra en la figura. Un RTC se conoce también como tiristor asimétrico (ASCR). El voltaje de bloqueo directo varía de 400 a 2000 V y la especificación de comente llega hasta 500 A.

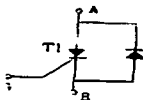


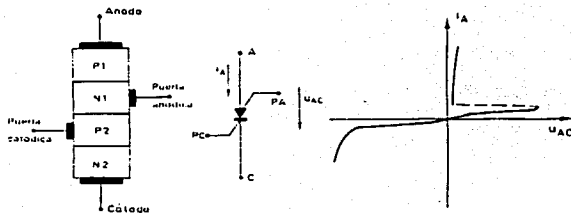
FIGURA .-TIRISTOR DE CONDUCCIÓN INVERSA.

1.30 TIRISTOR DE INDUCCIÓN ESTÁTICA (SITH). Por lo general un SITH es activado al aplicársele un voltaje positivo de compuerta, como los tiristores normales, y desactivado al aplicársele un voltaje negativo a su compuerta. Un SITH es un dispositivo de portadores minoritarios. Como consecuencia, el SITH tiene una baja resistencia en estado activo así como una baja caída de potencial, y se puede fabricar con especificaciones de voltaje y corriente más altas.

Un SITH tiene velocidades de conmutación muy rápidas. El tiempo de conmutación es del orden de 1 a 6 ps. La especificación de voltaje puede alcanzar hasta 2500 V y la comente está limitada a 500 A.

1.31 EL SCS (SILICON CONTROLLED SWITCH)

Como puede apreciarse en la figura, su estructura es como la de un tiristor pero tiene además del terminas puerta conectado a P2, otro terminal puerta conectado a N1. El funcionamiento es similar al del tiristor convencional con la dalvedad de que también puede dispararse mediante un circuito conectado entre A y PA que produzca un impulso de corriente saliente por esta terminal. Puede asimismo bloquearse con un impulso entrante en PA.



CS: ESTRUCTURA, SÍMBOLO Y CARACTERÍSTICA $U_{AC} - I_A$

La sensibilidad de disparo es mucho mayor en la puerta de cátodo que en la de ánodo, pues mientras aquella dispara con corrientes del orden de $2 \mu A$, está necesita $2 mA$. El disparo por puerta de ánodo es un fenómeno simétrico al explicado para disparo por puerta de cátodo, en el que los papeles de electrones y huecos se han intercambiado.

El bloqueo por impulso positivo en PA se basa en la polarización inversa a que queda sometida la unión P1N1, que deja automáticamente de conducir. El tiempo de apagado es de 1 a $10 \mu s$, mucho menor que el de un tiristor rápido, que necesita de 5 a $30 \mu s$. También es posible el bloqueo mediante un impulso negativo entre PC y C, pero se necesita una resistencia exterior que limite la corriente de ánodo a un valor adecuado.

La corriente de ánodo máxima de estos semiconductores no suele pasar de $1 A$. Se emplean en contadores de anillo, multivibradores y generadores de pulsos.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO II.- RELEVADORES DE POTENCIA.

2.1 INTRODUCCION.

El relevador es un dispositivo electromecánico, cuya función principal es la apertura y/o cierre de 1 ó varios contactores mecánicos.

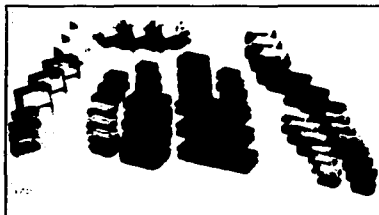
Su operación esta basada, en la aplicación de un voltaje de AC o DC, para generar un campo magnético que hace la función de atraer o rechazar las laminillas del que están formados los contactores.

2.2 TIPOS DE RELÉS.

Un relé es un sistema mediante el cuál se puede controlar una potencia mucho mayor con un consumo en potencia muy reducido.

Tipos de relés:

- Relés electromecánicos:
 - A) Convencionales.
 - B) Polarizados.
 - C) Reed inversores.
- Relés híbridos.
- Relés de estado sólido.



2.3 ESTRUCTURA DE UN RELÉ.



En general, podemos distinguir en el esquema general de un relé los siguientes bloques:

- Circuito de entrada, control o excitación.
- Circuito de acoplamiento.
- Circuito de salida, carga o maniobra, constituido por:
 - circuito excitador.
 - dispositivo conmutador de frecuencia.
 - protecciones.

2.3.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES.

Las características generales de cualquier relé son:

- El aislamiento entre los terminales de entrada y de salida.
- Adaptación sencilla a la fuente de control.
- Posibilidad de soportar sobrecargas, tanto en el circuito de entrada como en el de salida.
- Las dos posiciones de trabajo en los bornes de salida de un relé se caracterizan por:
 - En estado abierto, alta impedancia.
 - En estado cerrado, baja impedancia.

Para los relés de estado sólido se pueden añadir:

- Gran número de conmutaciones y larga vida útil.
- Conexión en el paso de tensión por cero, desconexión en el paso de intensidad por cero.
- Ausencia de ruido mecánico de conmutación.
- Escasa potencia de mando, compatible con TTL y MOS.
- Insensibilidad a las sacudidas y a los golpes.
- Cerrado a las influencias exteriores por un recubrimiento plástico.

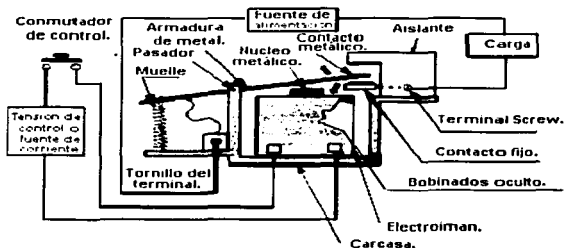
2.4 RELÉS ELECTROMECAÑICOS.

Están formados por una bobina y unos contactos los cuales pueden conmutar corriente continua o bien corriente alterna. Vamos a ver los diferentes tipos de relés electromecánicos.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

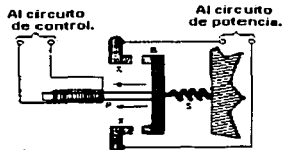
2.5 RELÉS DE TIPO ARMADURA.

Son los más antiguos y también los más utilizados. El esquema siguiente nos explica prácticamente su constitución y funcionamiento. El electroimán hace vascular la armadura al ser excitada, cerrando los contactos dependiendo de si es N.O ó N.C (normalmente abierto o normalmente cerrado).



2.6 RELÉS DE NÚCLEO MÓVIL.

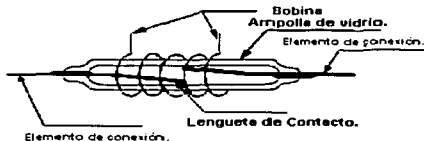
Estos tienen un émbolo en lugar de la armadura anterior. Se utiliza un solenoide para cerrar sus contactos, debido a su mayor fuerza atractiva (por ello es útil para manejar altas corrientes).



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2.7 RELÉ TIPO REED O DE LENGÜETA.

Formados por una ampolla de vidrio, en cuyo interior están situados los contactos (pueden ser múltiples) montados sobre delgadas láminas metálicas. Dichos contactos se cierran por medio de la excitación de una bobina, que está situada alrededor de dicha ampolla.



2.8 RELÉS POLARIZADOS.

Llevan una pequeña armadura, solidaria a un imán permanente. El extremo inferior puede girar dentro de los polos de un electroimán y el otro lleva una cabeza de contacto. Si se excita al electroimán, se mueve la armadura y cierra los contactos. Si la polaridad es la opuesta girará en sentido contrario, abriendo los contactos ó cerrando otro circuito (ó varios).



2.9 RELÉS DE ESTADO SÓLIDO.

Un relé de estado sólido SSR (Solid State Relay), es un circuito electrónico que contiene en su interior un circuito disparado por nivel, acoplado a un interruptor semiconductor, un transistor o un tiristor. Por SSR se entenderá un producto construido y comprobado en una fábrica, no un dispositivo formado por componentes independientes que se han montado sobre una placa de circuito impreso.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Estructura del SSR:

- Circuito de Entrada o de Control:

Control por tensión continua: el circuito de entrada suele ser un LED (Fotodiodo), solo o con una resistencia en serie, también podemos encontrarlo con un diodo en antiparalelo para evitar la inversión de la polaridad por accidente. Los niveles de entrada son compatibles con TTL, CMOS, y otros valores normalizados (12V, 24V, etc.).

Control por tensión Alterna: El circuito de entrada suele ser como el anterior incorporando un puente rectificador integrado y una fuente de corriente continua para polarizar el diodo LED.

- Acoplamiento.

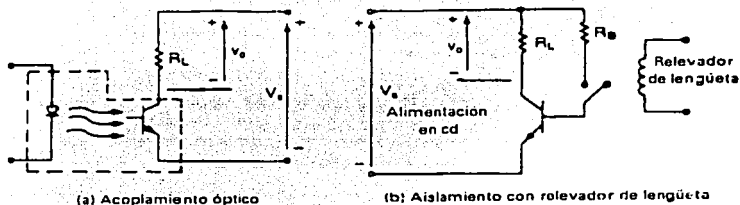
El acoplamiento con el circuito se realiza por medio de un Optoacoplador o por medio de un transformador que se encuentra acoplado de forma magnética con el circuito de disparo del Tri-AC.

- Circuito de Conmutación o de salida.

El circuito de salida contiene los dispositivos semiconductores de potencia con su correspondiente circuito excitador. Este circuito será diferente según queramos conmutar CC, CA.

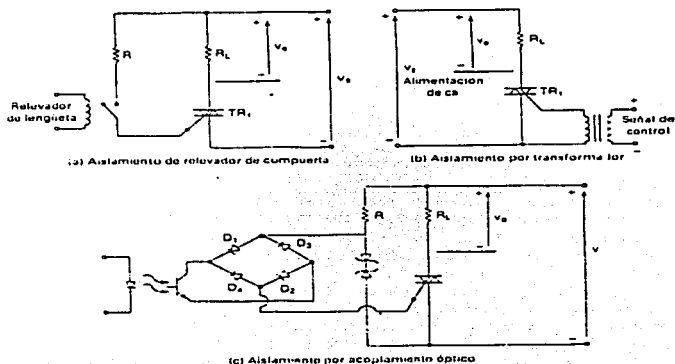
Los interruptores estáticos se pueden aplicar como relevadores de estado sólido (SSR), utilizados para controlar la potencia de CA y de CD. Los SSR encuentran muchas aplicaciones en controles industriales (por ejemplo, el control de carga de motores, transformadores, calefacción por resistencia, etc) para reemplazar los relevadores electromecánicos. En el caso de las aplicaciones de CA, se puede utilizar tiristores o TRIAC; y para las aplicaciones de CD se utilizan transistores. Normalmente, entre el circuito de control y el de la carga los SSR están eléctricamente aislados mediante un relevador tipo red o de lengüeta, un transformador o un acoplamiento óptico. La figura muestra dos circuitos básicos para SSR de CD, uno con aislamiento con relevador de lengüeta y el otro con un acoplamiento óptico. Aunque el circuito monofásico puede operarse como un SSR, el circuito se utiliza por lo común con un TRIAC para una potencia en CA, dado que para el dispositivo sólo se requiere de un circuito de compuerta.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



RELEVADORES DE ESTADO SÓLIDO.

La figura muestra un SSR con relevador de lengüeta, aislamiento de transformador y acoplamiento óptico. Si los requisitos de la aplicación exigen tiristores, debido a los altos niveles de potencia, también el circuito, puede utilizarse para operar como SSR, aunque la complejidad del circuito de compuerta aumentaría.



RELEVADORES DE ESTADO SÓLIDO DE CA.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

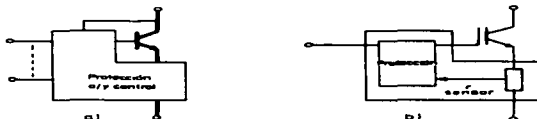
CAPITULO III.- TECNOLOGÍA DE PODER INTELIGENTE (SMART POWER).

3.1 INTRODUCCIÓN.

Las posibilidades crecientes que ofrece la tecnología para construir diversos dispositivos semiconductores en una sola pastilla y para montar varias pastillas en una sola cápsula, han permitido construir transistores de potencia bipolares, MOSFET e IGT que integran circuitos asociados de control o de protección.

Todos los transistores son sensibles a las sobre corrientes, de ahí que parte de los componentes inteligentes disponibles hayan sido diseñados con dispositivos internos de diversos tipos que impiden que la intensidad de las terminales pueda sobrepasar cierto límite de seguridad. La medida de la intensidad suele hacerse integrando en serie con el surtidor o emisor una resistencia calibrada de bajo valor, cuya caída de voltaje es medida por un circuito de protección más o menos complejo que, actuando sobre el terminal de control (puerta o base), limitada o anula dicha intensidad; véase un esquema simplificado en la figura.

En el caso de los transistores MOSFET, se ha generalizado la consecución de la medida de la intensidad principal, aislando el surtidor de varias celdillas de la pasilla del surtidor del resto, lográndose de esta sencilla manera derivar y medir una pequeña proporción de la intensidad total del dispositivo completo, que no se ve afectado en su funcionamiento. Las diversas marcas han bautizado este procedimiento con nombres variados (SensFET, Motorola; HEXSemse, I.R.; SensorFET, Philips). Son posibles otras funciones de protección más complejas vigilando el voltaje de la otra terminal principal (drenador o colector) como se simboliza en la figura. La incorporación de la circuitería en el propio transistor de potencia responde a una tendencia creciente de los fabricantes a facilitar al máximo el control de estos componentes y a simplificar los montajes. Puede citarse la familia IR2100/Si 9100 del I.R. y Siliconix que incluye un modulador de anchura de impulsos en un FET de potencia.



Transistores de potencia inteligentes (Smart Power). a) Símbolo general; b) IGT con protección contra sobrecorriente mediante un sensor resistivo. Casi todos los semiconductores de potencia inteligentes son, hoy día, transistores MOSFET.

3.2 TECNOLOGÍA SMART POWER.

La expresión Smart Power se refiere a la tecnología de integración en un dispositivo monolítico de uno o varios componentes de potencia y de componentes lógicos o analógicos de tratamiento de señal.



Campos de aplicación :

- Sistemas basados en microprocesador.
- Motores (CC, CA y paso a paso).
- Pantallas planas.
- Telecomunicaciones.
- Cabezales de impresora.
- Fuentes de alimentación.
- Lámparas (automóvil).

Estos circuitos integrados disipan una potencia apreciable (2 - 4 A). Algunos pueden incluso llevar la etapa de control (circuitos integrados inteligentes):

Para integrar en una pastilla la parte de potencia y la parte de control, se han usado dos tecnologías : la bipolar y la mixta.

La tecnología bipolar consiste en la utilización de soluciones bipolares para cada uno de los elementos de potencia y de control. La tecnología mixta se basa en la realización de la parte de potencia y de la parte de control mediante procesos diferentes.

Según el tipo de uso que necesitemos escogeremos una tecnología de fabricación, optando por CMOS cuando la parte de control del circuito smart power ha de incluir funciones digitales. Ello se debe a un menor consumo de potencia y al hecho de no presentar dependencias entre la ganancia y la corriente.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Con estos circuitos obtenemos un mayor rendimiento y una mayor facilidad de implementación, ya que los circuitos de control no hay que diseñarlos, los tenemos hechos. Esto hace que su implantación en el mercado vaya creciendo con el paso de los años, al proporcionar soluciones a múltiples necesidades, con un bajo costo y sencillez.

Smart Power utiliza tecnología de avanzada que cuenta con equipos de adquisición de datos y diferentes protocolos de comunicación, para que usted disponga de un servicio de excelente calidad, seguro, y de alta confiabilidad. La Plataforma Tecnológica le permite acceder a los valores representativos de la red eléctrica de su empresa, para determinar cómo es el comportamiento de ésta con relación a sus procesos productivos y equipos.

Smart Power registra los parámetros eléctricos de su organización, los cuales son llevados hasta el centro de datos, para ser procesados y analizados por un equipo de ingenieros expertos en calidad de energía, encargados de generar informes con recomendaciones que optimicen su uso de electricidad, así como los costos asociados, y quienes dan seguimiento a los planes de acción pertinentes.

La plataforma integra sistemas de comunicación que permiten obtener y enviar datos desde cualquier lugar del país. El sistema se acopla con diversos medios de comunicación permitiendo generar alarmas, cuando alguna variable está fuera de los rangos normales de operación, por medio de busca-personas, celular y correo electrónico (e-mail).

Usted cuenta con una línea de atención telefónica y una dirección electrónica de apoyo técnico especializado. Esto le permite realizar las consultas pertinentes para mejorar la gestión de energía de su organización.

Conscientes de las distintas necesidades que presentan, ofrece una plataforma tecnológica flexible, con diversas funcionalidades, que se ajusta a soluciones de todos los tamaños.

La plataforma tecnológica es robusta, segura y confiable.

3.2.1 POWER STATION .

Probablemente, las baterías sean los elementos más importantes de un equipo de Radio Control. No importa la especialidad que se practique: Como mínimo, el equipo de radio necesitará al menos un par de packs de baterías. Normalmente, si un motor se para no tiene porque ser el preludio del desastre, pero si una de las baterías del sistema de comando se termina sin avisar... Hasta ahora resultaba imposible saber la capacidad con que contaba una batería en cuestión. Midiendo su voltaje comprobábamos que tenía carga, pero era imposible saber durante cuánto tiempo seguiría así. El nuevo cargador **PowerStation**, en conjunción con las baterías **SmartPower**, es capaz de

decirnos, en cualquier momento, la capacidad remanente de la batería. Un simple chequeo antes de arrancar nos asegurará si la batería está lo suficientemente cargada para la ocasión.

3.2.2 EL HARDWARE.

Una pantalla LCD retroiluminada informa gráficamente de las funciones y resultados. Cuatro pulsadores facilitan la selección de la química que se desea cargar, y otra botonera de 4 pulsadores permite manejar todo el sistema. El Power Station es capaz de cargar de manera específica baterías de Ni-Cd, Ni-Mh, Plomo, Ion Litio y Litio Polímero. Cada química conlleva un proceso de carga diferente, adaptado a las necesidades específicas del pack de baterías. El PowerStation tiene dos niveles de complejidad: Nivel Amateur y Nivel Profesional.

La elección se realiza con un simple selector de dos posiciones.



El primero permite la carga de una batería de una forma intuitiva. Se introduce la capacidad del pack y el sistema se encarga de definir los mejores valores para la carga. Es prácticamente imposible equivocarse en la carga de una batería. El segundo permite la gestión absoluta de las baterías. En este modo, durante la programación el **Power Station** sugiere, valores adecuados para la carga, repicado, descarga o acondicionamiento, pero permite al usuario la modificación total de todos los parámetros, para que seleccione una gestión "a la carta".

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



3.2.3 TOP CHARGER.

El Cargador **Power Station** cuenta con todas las características y funciones que se esperan de un cargador de alta gama, y muchas más. Incluye un sistema de protección contra la inversión de la polaridad de la pila, identifica la cantidad de elementos que conforma la batería a cargar de manera automática, tiene un fusible de fácil acceso y sustitución en caso necesario, incluye un puerto de comunicaciones para las **Smart Battery**, etc, etc.

3.2.4 SMART BATTERY.

Pero para exprimir el máximo potencial disponible en un cargador **Power Station** hay que hacerlo funcionar en conjunción con las baterías **Smart Power** de Mad Racer Technologies. Utilizando el puerto especial **Smart Battery Link** se establece comunicación con las baterías y se accede a un sofisticado control de autonomía. Datos como el tipo de química de la batería (para que el **Power Station** active automáticamente el algoritmo de carga preciso), carga remanente, perfil de carga utilizado en la última sesión (incluyendo amperaje de carga, modo de carga, tiempo, temperatura, etc.), fecha en la que se efectuó, número de ciclos de carga completados en la vida de la batería... un control de ciencia-ficción materializado con los últimos avances tecnológicos ocurridos en fechas recientes. Para asegurar que la batería siempre tiene actualizados los datos necesarios, durante los diferentes procesos el **Power Station** comunica la nueva información una vez por minuto, grabándola en la memoria EEPROM de la batería **Smart Power**. Esta función es automática durante procesos como la carga, la descarga, el repicado, el acondicionamiento de la batería y los ciclos de carga-descarga para rodaje.

3.2.5 BATTERY DOCTOR.

El acondicionamiento de baterías gestionado a través de microprocesador permite recuperar tanto químicas de Li-Ion aquejadas del efecto "pasivación" como otras químicas con "efecto memoria". El cargador ejecuta de manera autónoma los ciclos de carga-descarga precisos hasta que no se consigue mejorar significativamente la capacidad.

Dentro del nivel de complejidad Profesional, se permiten tres modos de carga: Soft, Medium y Hard. Por defecto, el cargador funciona en el modo Medium, pero los otros niveles están disponibles a criterio del usuario, para "suavizar" o "endurecer" las condiciones de carga de batería. Factores estándar como la caída en milivoltios necesaria para detectar un Delta Peak, o la temperatura máxima permitida en la batería (en el caso de utilizar Smart Battery) durante el proceso, son automáticamente modificados bajo los diferentes modos de carga.

3.2.6 TELEMETRÍA.

Utilizando la tecnología Smart Power System en conjunción con el sistema de telemetría RACE Station de Mad Racer Technologies, podrá disfrutar de información sobre la autonomía restante en tiempo real.

3.2.7 IONES DE LITIO.

Además, con el **Power Station** se entra de lleno en la tecnología de acumuladores de Li-Ion y Litio Polímero, química capaz de entregar el voltaje requerido con packs de dos únicos elementos, y almacenar cinco veces más cantidad de electricidad en un espacio y peso cinco veces menor. Todas estas funciones conforman al cargador **Power Station** como la opción idónea para el más perfeccionista competidor y el simple usuario de fin de semana.

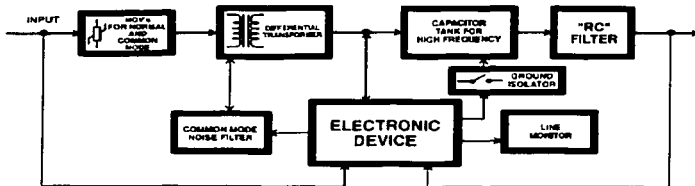
3.3 TECNOLOGÍA SMART POWER (NUEVA TECNOLOGÍA).

3.3.1 EL TRANSFORMADOR BASADO EN EL FILTRO (TBF) - NUEVA TECNOLOGÍA.

El TBF es la serie de un filtro basado en un transformador de energía, una nueva tecnología en energía que condiciona y da solución de una manera más eficaz para accionar problemas de calidad. Es un dispositivo usado entre el enchufe eléctrico y cualquier equipo electrónico, como una computadora, en telecomunicaciones o servicio médico, copiadora, fax, caja registradora y la impresora láser. El TBF la serie, es un pedazo de equipo que condiciona la energía y protege el equipo electrónico conectado contra relámpagos, ruido de la EMI y de la IRF, baja tensión y los picos y los transeúntes de alto voltaje. Este

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

dispositivo parte de por debajo de 1 a 6000 voltios de 10 voltios entre el calentamiento y neutral, y a menos de 0.5 voltios entre la tierra y el neutral.



SMART POWER SYSTEMS TBF™ BLOCK DIAGRAM

El diagrama de bloque ilustra los diversos circuitos, que se han utilizado en el TBF. Este TBF, usando un transformador diferenciado y capacitores, actos para el acondicionamiento de línea del filtro.

(filtro pasa bajas). Esta unidad filtra de modo normal y el ruido común del nodo.

Para la filtración común del ruido del nodo se utiliza un transformador diferenciado, que se realiza como serie inductor junto con el capacitor entre el hilo neutro y la tierra. Normalmente, cuanto más grande es el capacitor usado entre el neutral y la tierra, mayor es la filtración del voltaje en la salida de un punto.

Las pautas de seguridad fijados por Underwriters Laboratories Inc. en el código UL 1449, dictan la cantidad de corriente que puede pasar de línea a tierra a través del capacitor o del movimiento. Este punto o ruido se debe limitar a 0.5 mili amperios.

Se invierten los estados estándares de la UL, que por un cableado incorrecto de la línea y la polaridad neutral, o si se desconecta el alambre de tierra, la cantidad de corriente que de la línea o del hilo neutro a la tierra, deben ser menos de 0.5 mili amperios i . A esto se le llama, corriente de salida en la UL 1449. En un supresor o un filtro de energía, esta corriente de la salida es el resultado de dos cuestiones.

1. De los MOVIMIENTOS que se utilizan entre la línea para suprimir y el hilo neutro, son tales que la cantidad de corriente de salida de los MOVIMIENTOS es muy pequeña (0.05 a 0.15mA).

2. Otra de las causas de las corrientes de salida, es debido a un capacitor que es utilizado entre el hilo neutro y la supresión para la filtración del neutral y tierra. Mientras que el valor del capacitor aumenta, la corriente de salida se convierte más arriba. Al mismo tiempo se consigue la filtración requerida, para el capacitor más alto del valor que utilizamos. Puesto que la corriente de salida debe ser menor de 0.5 mA, el valor del capacitor debe de ser limitado, que alternadamente a los límites permitan que el dispositivo alcance la filtración necesaria. Para solucionar el problema antedicho, hemos diseñado un circuito que llamamos un tablero de control de proceso.

De marcha de 23 a 2001, la investigación y la tecnología aplicadas está enviando un módulo de medida 4x4 de acondicionador de la luz y de energía.

La energía 4x4 ofrece un metro del VU para supervisar el voltaje de entrada, que da al usuario una lectura análoga familiar del estilo al supervisar voltaje de una fuente de energía. Se construye en el SP 4x4 un sistema de protección y del punto de la IRF, diseñado para proteger el equipo accionado contra oleadas y picos eléctricos dañosos.

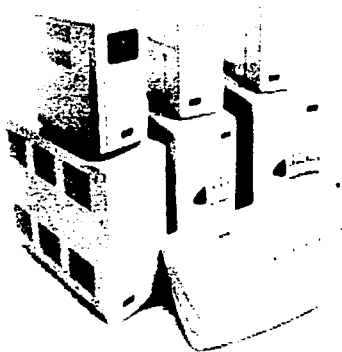
La tecnología Smart Power de 4x4 ofrece una garantía anual, y las ventas al por menor esta alrededor de los \$15,900 dólares.

<p>CHASIS ELEGANTE DE METAL DE TBF™</p>	<p>Características dominantes y ventajas:</p> <ul style="list-style-type: none"> o Protección del relámpago y de picos. o Indicador De la Avería Del Cableado en el lugar. o Garantía Del Producto De por vida. o Garantía Conectada \$25.000 por Equipo o El paso más bajo con el voltaje disponible. o 1 voltio en modo común y 10 voltios en modo normal o OVS™ - el sensor del voltaje del excedente protege contra oleadas de energía sobre 160 voltios <p>Tecnología de Protección del SMART™ contra descuidos y la pérdida accidentales de conexiones neutrales</p>
---	--

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Los sistemas de energía UPS's están disponibles en 7 líneas con el aumento de funcionalidad, de la filtración de energía y de la capacidad, incluyendo UPS's basados de TBF y el nuevo a alta frecuencia en la UPS en línea estándar de la serie y de la industria en línea.

Las fuentes de alimentación continuas digitales avanzadas de los sistemas de energía, extienden el tamaño de 200V a 15Kva, y cuando están combinadas con protección de TBF "proporcionan la protección de acondicionamiento de energía en línea para el precio de un UPS. El Smart que los sistemas de energía UPS proporcionan para la protección completa contra puntos de la alta y bajo voltaje, de los brown-outs para las oleadas y los apagones. Estas unidades representan lo último en protección de energía para las computadoras, los periféricos, multimedia, el Internet, los usuarios de la posición en las telecomunicaciones para un valor excepcional.



3.3.2 ESTUPENDA ENERGÍA: UNA NUEVA DIMENSIÓN EN LA INTEGRACIÓN DE SISTEMA.

En esta temporada se ha dado, otro jalón en la historia de la energía para la tecnología inteligente, cuando el ST lanzó el L6400, el primer producto comercial construido con BCD5, que no es más que un proceso de avance, que permite a los MOSFET's múltiples: independientes de energía, lógica de alta densidad del CMOS, circuitos análogos de precisión e incluso, memoria permanente que se integrará en la misma viruta. El L6400 es el primer producto estándar que se ofrece en BCD5. La tecnología, sin embargo, ha sido probada en las normas de costumbre, diseñadas en alto volumen, para el uso en las impulsiones de discos duros, donde sus capacidades son únicas y se han utilizado para mejorar funcionamientos en varias frentes, incluyendo la reducción de efectos mecánicos de resonancia.



Gracias a un proceso simplificado del bipolar-CMOS-DMOS, el IC el más reciente conductor del motor L6400 de STO's son una alternativa de gran alcance, compacto y barato para los transistores discretos.

El L6400 parece, a primera vista, ser una opción curiosa con la cual al lanzar BCD5 al mercado, como no es un dispositivo "inteligente" - consiste en seis transistores de energía de DMOS conectados de forma de tres medios puentes y contenidos en un recuadro, paquete del montaje superficial PowerSO16 -.

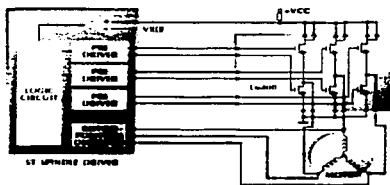
Sin embargo existen otras dos buenas razones.

La primera de todas, el L6400 resuelve la demanda existente en el mercado para un triple medio puente, compacto, confiable y más barato. El RDS(on) - apenas de $0.35m\Omega$ - en los transistores de potencia esto significa, que cada medio puente puede entregar Amperes continuamente, haciendo el L6400 una opción ideal para

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

conducir a los motores sin cepillo trifásico y a los motores a pasos, así como en fuentes de alimentación e igualarlo en amplificadores de audio de la clase D. Porque BCD5 es un proceso modular, la ausencia de las funciones de la lógica y de la memoria en el L6400 reduce el número de máscaras a partir del 22 a la 14, permitiendo la tasación muy competitiva comparada con la alternativa de usar seis transistores discretos o tres pares de transistores. El espacio considerable del tablero también se ahorra.

La segunda razón es que los clientes pueden utilizar el L6400 para convertir a los circuitos al prototipo que contienen una mezcla de los dispositivos análogos, digitales, de memoria y de energía que se pueden producir posteriormente en BCD5 como circuitos grandiosamente elegantemente y específicos en la energía de uso (SSP).



Aunque BCD5 utiliza geometrías mucho más pequeña (0.6 micrones) comparados a generaciones anteriores del BCD, la nueva tecnología implica mucho más que simplemente el contraer líneas gruesas en un proceso. Muchas innovaciones fueron requeridas para solucionar las demandas que estaban en conflicto del VLSI y en la integración de la energía.

El primero de todos, mientras que las generaciones anteriores del BCD podían ser vistas como los dispositivos de energía a los cuales la capacidad análoga y digital había sido agregada, el BCD5 se describe más exactamente como tecnología de VLSI con capacidad agregada de la energía. La tecnología fue desarrollada para construir los dispositivos de SSP que contenían los circuitos digitales muy complejos tales como procesadores y microcontroladores de la señal numérica.

Mientras que en tecnologías elegantes anteriores de energía, el área del dado fue dominada por los dispositivos de energía, la tendencia está hacia la complejidad siempre de aumento en la lógica para bien de los usuarios más grandes en el área del silicio.

Para reducir al mínimo el tiempo de diseño, debe ser posible importar estos bloques de la lógica en las bibliotecas existentes, así que un desafío dominante era poner las estructuras de la energía en ejecución en plataformas existentes del VLSI del CMOS sin funcionamiento de perturbación y el compromiso del dispositivo. Esto fue alcanzado, realizando regiones del cuerpo en la energía LDMOS (MOS doble-difundido lateral) del n-canal y del p-canal por medio de la gran implantación en la inclinación del ángulo, sin la necesidad de agregar tratamientos térmicos adicionales al flujo de proceso.

La metalización presentó otro desafío importante: en tecnologías estándares del CMOS, la tendencia está hacia partes más finas del metal y niveles de metal múltiple que permita el lugar y el encaminar softwares para embalar bloques complejos de la lógica en el área mínima del silicio.

En la integración de la energía, lo contrario es verdad - una metalización más gruesa da capacidad actual creciente y baja en resistencia pasiva.

Para BCD5, el ST ha adoptado una compensación óptima: Los dos niveles de metal más bajos utilizan el metal fino de aluminum/copper con los enchufes del tungsteno, mientras que la capa superior es una capa de aluminio gruesa del metal de la energía del enchufe de 3 micrones con los contactos apilados y los vias para mejorar densidad de la interconexión.

Esto permite que encaminen los bloques de bibliotecas digitales y que los STO's sean puestos automáticamente y, aunque con una cierta reducción de la lógica debida a las exigencias del diseño del metal.

Al mismo tiempo, la tercera capa gruesa del metal desempeña un papel importante en la reducción de efectos pasivos de la resistencia y de la electro migración.

3.3.3 MEMORIA - LA CUARTA DIMENSIÓN.

Las tecnologías que integran análogo, digital y los dispositivos de energía se han utilizado extensamente, desde entonces el ST inventó el primer proceso elegante de la energía hace más de diez años, solamente la adición de la capacidad de la memoria permanente (MNV) agrega una nueva dimensión entera al concepto de la energía elegante.

Esto se puede ver claramente en el primer uso de HDD, que era una viruta de encargo que consistía esencialmente en el medio puente triple L6400 complementado por la señal numérica que procesaba el trazado de circuito y una memoria permanente para conducir las bobinas de un motor trifásico más suavemente.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La técnica de la "impulsión lisa" fue desarrollada por ST para reducir al mínimo la ondulación del esfuerzo de torsión, que afecta al contrario el funcionamiento de HDD's porque las resonancias mecánicas causan ruido y la vibración acústicos. La ondulación del esfuerzo de torsión puede ser reducida al mínimo substituyendo la excitación cuadrada convencional de la bobina de la onda por las corrientes sinusoidales. Sin embargo, los perfiles exactos del voltaje de entrada requeridos para producir corrientes de salida sinusoidales exactas varían de motor a motor. En la solución de SSP, estos perfiles se almacenan en el bloque de la MNV de la viruta del SSP.

Claramente, esta técnica es aplicable a muchos otros usos tales como cargadores de batería inteligentes y subsistemas automotores. Más importantemente, señala la manera a una nueva era de la integración de sistema – a un futuro cercano, incluso los sensores de estado sólido serán integrados en SSP's, permitiendo la integración total del sistema.

La integración de los procesos permanentes y elegantes de la energía presenta muchos desafíos técnicos que se pueden superar solamente por un conocimiento cuidadoso de ambos. Se colocaron para hacer las brechas críticas y se han redefinido a un líder del mundo en EEPROM y las tecnologías elegantes de la energía, ST es únicamente el mercado elegante de la energía de alimentación e igualarlo en amplificadores de audio de la clase D. Porque el BCD5 es un proceso modular, la ausencia de las funciones de la lógica y de la memoria en el L6400 reduce el número de máscaras a partir del 14 al 22, permitiendo la tasación muy competitiva comparada en alternativa al usar seis transistores discretos o tres pares de transistores. El espacio considerable del tablero también se ahorra.

3.4 CARACTERÍSTICAS.

3.4.1 TECNOLOGÍA SOFISTICADA DEL MOSFET.

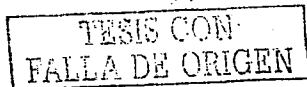
La tecnología internacionalmente probada del MOSFET, coloca menos pérdidas de energía, así aumentando eficacia. La energía verdadera utiliza tiempo de reserva y con eficacia.

3.4.2 ONDA CUADRADA MODIFICADA.

La onda cuadrada modificada reduce cualquier clase de riesgo o el sonido en cualquier nivel de carga, protege bajo y sobrecarga.

3.4.3 GERENCIA INTELIGENTE DE LA CARGA .

Semejante al otro inversor, en caso de que de la sobrecarga, la energía no se apaga. El programa de la gerencia en la sobrecarga de energía, da la señal de bajo voltaje al reducir la carga. Reduciendo la carga y la energía, consigue de nuevo un trabajo suave.



3.4.4 SALIDA ESTABLE.

Esta característica única da confiabilidad de energía. Valora todas sus aplicaciones electrónicas y eléctricas y es compatible con todas las máquinas electrónicas.

3.4.5 PARADA AUTOMÁTICA Y DE COMIENZO.

Agregar a su inversor energía conveniente, cambia inmediatamente por sí misma. El comienzo automático e inmediato, evita los apagones.

3.4.6 CUIDADOS PARA EL CARGADOR.

Las baterías verdaderas del inversor de energía, son apoyadas por un cargador del SCR que carga la batería sobre voltaje de entrada de hasta 150 VCA. La batería nunca se apaga para un cobro excesivo o para cobrar menos, notablemente aumentando la vida de la batería.

3.4.7 COSTO DE CORRIENTE INSIGNIFICANTE .

La tecnología de mantenimiento, hace uno mismo la energía verdadera, la energía más económica, que genera sistemas de semejante a un generador que no requiere aceite o combustible que hace un gasto de corriente casi insignificante.

3.4.8 RESPIRACIÓN FRESCA .

Se diseña la verdadera energía ninguna que contamine. Ningún humo, usted no pueda oler un funcionamiento verdadero de la energía.

3.4.9 EJECUTANTE VERSÁTIL.

De la comodidad para el hogar a la confiabilidad en oficina o salón de muestras, usted puede depender de los ejecutantes versátiles de la energía verdadera que se extienden a partir de 500 VA al 1250VA. Ahora goza de cenas, mira la televisión, trabaja todo el día , toda la noche sin esos cortes crueles de la energía.

3.5 LA CONCLUSIÓN.

La tecnología Smart Power, es empleada para resguarda de descargas eléctricas sistemas computacionales y de telecomunicaciones.

Es una tecnología nueva que proporciona estabilidad al sistema y puede ser conectada entre el enchufe y el aparato. Puede aguantar la descarga de un relámpago y su costo no es muy elevado, por esta razón debe ser empleada en macro empresas e instituciones gubernamentales.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO IV.- OPTOACOPLADORES.

4.1 INTRODUCCIÓN.

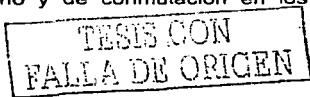
La luz es una radiación electromagnética de la misma naturaleza que las ondas de radiocomunicaciones y los rayos X. El parámetro que distingue una radiación de otra es su frecuencia o su longitud de onda. El ojo humano es sensible a las radiaciones electromagnéticas de longitudes de onda comprendidas entre $0.38 \mu\text{m}$ (violeta) y $0.76 \mu\text{m}$ (rojo). Las ondas electromagnéticas de longitud de onda inferior a $0.38 \mu\text{m}$ forman el denominado espectro ultravioleta, mientras que las de longitud de onda superior a $0.76 \mu\text{m}$ constituyen el espectro infrarrojo. La sensibilidad del ojo humano es máxima a la longitud de onda $0.55 \mu\text{m}$ (verde) y disminuyen a medida que se aleja de este máximo en ambas direcciones.

La optoelectrónica es la técnica que trata de la interacción entre la radiación luminosa y la corriente eléctrica en dispositivos semiconductores. Los dispositivos optoelectrónicos cubren un amplio abanico de funciones. Unos generan señales luminosas a partir de señales eléctricas, como el diodo electroluminiscente y el diodo láser, o al revés, como el fotodiodo y fototransistor. La célula solar convierte la energía luminosa en energía eléctrica. Las longitudes de onda en las que operan los dispositivos optoelectrónicos se extienden desde el infrarrojo al ultravioleta.

4.2 OPTOACOPLADORES.

Un problema usual en el control es el de enviar señales desde un circuito de mando con un cierto voltaje de referencia (usualmente el chasis del equipo) a semiconductores de potencia cuyas terminales de excitación están a distintos potencial debido a la propia naturaleza del circuito de potencia. Véase la figura, que ilustra un inversor monofásico en configuración puente. Los tiristores T2 y T4 tienen su cátodo unido al terminal negativo de la batería, que normalmente estará unido también al chasis y al conductor de voltaje cero del circuito de control. Será fácil generar referenciados a éste unos impulsos adecuados de disparo y llevarlos directamente a las puertas de T2 y T4. Sin embargo, los potenciales de los cátodos de T1 y T3 varían al ritmo de funcionamiento del inversor, desde el del polo negativo al del positivo de la batería, haciendo difícil la conexión directa control-tiristor. Para salvar este desnivel de potenciales hay dos soluciones básicas: el acoplamiento óptico y el magnético. (Es posible también utilizar en el circuito excitador semiconductores de baja corriente y elevado voltaje, solución aconsejada sólo en ciertos casos). El acoplamiento óptico se realiza mediante fibras ópticas en equipos que manejan voltajes de más de 2000 V y con optoacopladores integrados en los equipos con voltajes inferiores. El acoplamiento magnético se realiza con transformadores de impulsos de alta y baja frecuencia.

El acoplamiento óptico y el magnético tienen la ventaja de eliminar los ruidos eléctricos producidos por las corrientes de retorno y de conmutación en los



conductores de potencia, permitiendo realizar montajes mucho más seguros que con excitación directa, de manera que a veces se prefieren aquellas soluciones aun en casos donde ésta pueda emplearse. El acoplador de señal no es suficiente cuando la corriente que ha de excitar al semiconductor de potencia es elevada. Casi siempre es necesario disponer con los acopladores ópticos una pequeña fuente aislada y referenciada al terminal principal del semiconductor con objeto de disponer un amplificador adecuado. Estas fuentes aisladas pueden realizarse con transformadores de salidas múltiples en baja frecuencia o conmutadas (figura a). También se pueden obtener mediante capacitores de suficiente capacidad que se cargan desde la otra terminal de potencia del semiconductor a excitar, como se ilustra en la figura c).

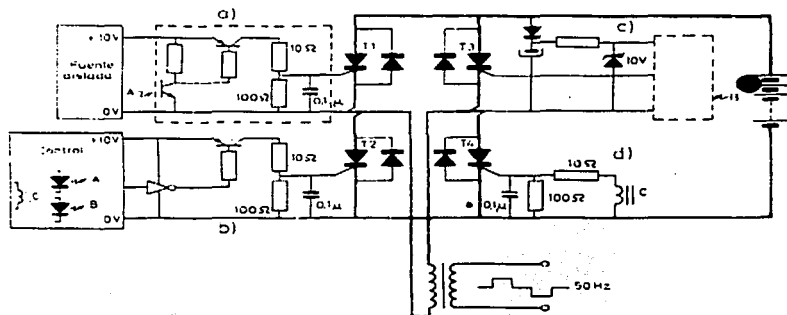


FIGURA.- DIVERSAS SOLUCIONES PARA EL ACOPLAMIENTO CONTROL-SEMICONDUCTOR EN UN INVERSOR PUENTE. A) POR OPTOACOPLADOR CON FUENTE AUXILIAR AISLADA, B) DIRECTO, C) POR OPTOACOPLADOR CON FUENTE LOCAL CON CAPACITOR, D) CON TRANSFORMADOR DE BAJA FRECUENCIA.

Los optoacopladores más empleados en electrónica de Potencia son el diodo fotoemisor-transistor fotosensible, el diodo fotoemisor-tiristor fotosensible y el diodo fotoemisor-triac fotosensible. Del primero existen variantes con salida Darlington para obtener mayor sensibilidad. Del tercero, que se usa en la excitación de triacs de potencia, hay variantes que integran un circuito especial que asegura el comienzo de la conducción en el paso por cero del voltaje del triac a controlar, independientemente del momento en que se excite el diodo luminoso. Suelen presentarse en cápsulas dual-in-line de 6 u 8 patillas. La elevada dispersión de la transconductancia (ganancia de corriente) que presentan los

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

optoacopladores obliga a emplearlos en modo todo o nada (que suele ser el modo normal de funcionamiento de los semiconductores de potencia) previendo en el diseño un margen adecuado para absorber dicha dispersión. En la figura siguiente se presentan algunos de los optoacopladores citados.

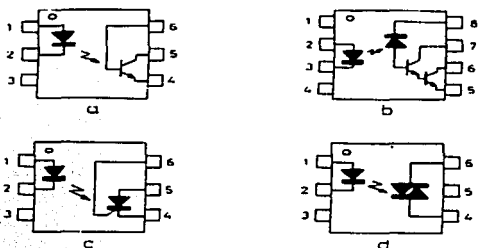


FIGURA.- ALGUNOS OPTOACOPADORES EMPLEADOS EN LA EXCITACIÓN DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA. a) DIODO-TRANSISTOR, b) DIODO-DARLINGTON, c) DIODO- TIRISTOR, d) DIODO-Tri-AC. SUELEN ENCAPSULARSE EN DUAL IN-LINE DE 6 U 8 PATILLAS CON VOLTAJE DE AISLAMIENTO DE ENTRADA-SALIDA DE UNOS 3000 V.

La figura que a continuación se presenta, muestra un interruptor estático de C.A. con Tri-AC controlado por un optoacoplador diodo-Tri-AC. El optoacoplador utilizado podría controlar directamente cargas de hasta 600 V y 0.3 A.

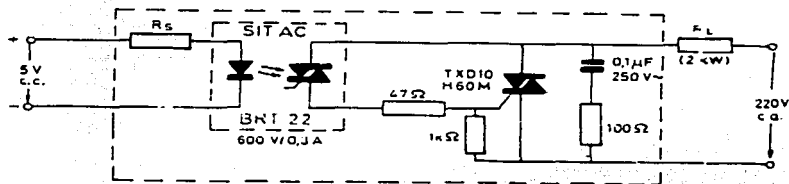


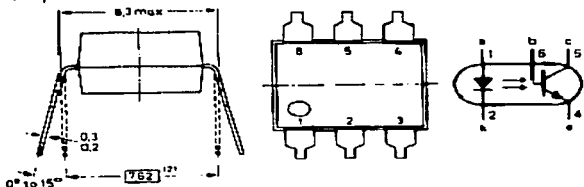
FIGURA.- APLICACIÓN DE UN OPTOACOPADOR DIODO-Tri-AC A LA EXCITACIÓN DE UN INTERRUPTOR ESTÁTICO DE C.A. CON Tri-AC.

4.3 DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS.

Un dispositivo comercial resultante de la combinación de un emisor de luz y fotodetector es el **par optoacoplado**. Normalmente consiste en un LED y un fototransistor encapsulados conjuntamente, tal como se muestra en la figura del lado derecho. El LED transmite la señal al fototransistor por vía luminosa. La característica fundamental del conjunto es que el circuito LED está eléctricamente aislado del circuito del fototransistor. Esto permite transmitir la señal entre circuitos eléctricamente aislados, lo cual es muy útil para proteger circuitos en determinadas aplicaciones.

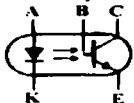
Parámetros importantes específicos del para optoacoplado son el voltaje de aislamiento entre el circuito emisor y el receptor, que suele ser del orden de los kilovoltios, y la relación de transferencia de corriente del par, definida como la corriente de colector del fototransistor dividida por la corriente del LED. Valores típicos de esta magnitud están en el margen 0.1 a 0.5.

Un optoacoplador combina un dispositivo semiconductor formado por un fotoemisor, un fotoreceptor y entre ambos hay un camino por donde se transmite la luz. Todos estos elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es del tipo DIP.



4.4 FUNCIONAMIENTO DEL OPTOACOPLADOR.

La señal de entrada es aplicada al fotoemisor y la salida es tomada del fotoreceptor. Los optoacopladores son capaces de convertir una señal eléctrica en una señal luminosa modulada y volver a convertirla en una señal eléctrica. La gran ventaja de un optoacoplador reside en el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.



PROBADO CON
FALLA DE ORIGEN

Los fotoemisores que se emplean en los optoacopladores de potencia son diodos que emiten rayos infrarrojos (IRED) y los fotoreceptores pueden ser tiristores o transistores.

Cuando aparece una tensión sobre los terminales del diodo IRED, este emite un haz de rayos infrarrojo que transmite a través de una pequeña guía-ondas de plástico o cristal hacia el fotoreceptor. La energía luminosa que incide sobre el fotoreceptor hace que este genere una tensión eléctrica a su salida. Este responde a las señales de entrada, que podrían ser pulsos de tensión.

4.5 DIFERENTES TIPOS DE OPTOACOPLADORES.

Fototransistor: se compone de un optoacoplador con una etapa de salida formada por un transistor BJT.

Fototriac: se compone de un optoacoplador con una etapa de salida formada por un triac

Fototriac de paso por cero: Optoacoplador en cuya etapa de salida se encuentra un triac de cruce por cero. El circuito interno de cruce por cero conmuta al triac sólo en los cruces por cero de la corriente alterna.

4.6 ESTRUCTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS.

En la práctica vamos a trabajar con una serie de hojas de características que nos serán proporcionadas por los distintos fabricantes.

Toda hoja de características suele estructurarse de la siguiente forma:

- Descripción externa y enfatizado de las características más interesantes del elemento. Ambas se efectúan de una forma general y sin incorporar medidas o parámetros específicos. Adicionalmente puede darse el patillaje del elemento.

GENERAL DESCRIPTION

Glass-passivated double diffused rectifier diodes in a plastic envelope. The devices are intended for low frequency power rectifier applications.

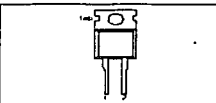
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	-300	-600	V
V_{RM}		300	600	V
I_{FM}	Average forward current	7	7	A
I_{FRM}	Non-repetitive peak forward current	60	60	A

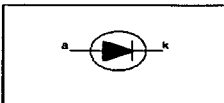
PINNING - TO220AC

PIN	DESCRIPTION
1	cathode (k)
2	anode (a)
tab	cathode (k)

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



- Valores límites: se corresponden con las características del elemento. Normalmente el fabricante agrupará las características por grupos (térmicas, dinámicas, estáticas, etc...), indicando en todo momento las condiciones en que se han realizado las medidas para obtener los valores dados. Los valores se suelen dar indicando los extremos máximos y mínimos admisibles, también puede darse el valor típico o medio en algunos fabricantes.

LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

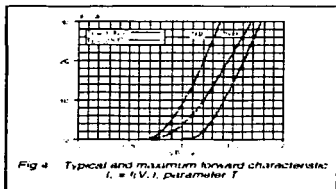
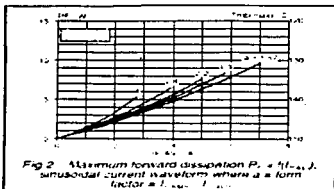
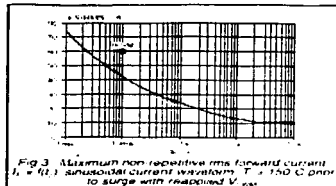
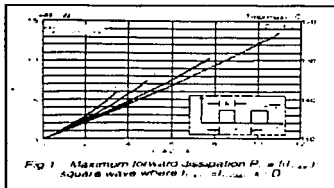
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	Non-repetitive peak reverse voltage		-	-300 300	-600 600 V
V_{RM}	Repetitive peak reverse voltage		-	300	600 V
V_{RM}	Crest working reverse voltage		-	200	500 V
V_{RM}	Continuous reverse voltage		-	200	500 V
I_{FM}	Average forward current	sinusoidal, $a = 1.57$, $T_{jmax} \leq 131^\circ C$	-	-	7 A
I_{FM}	RMS forward current		-	-	60 A
I_{FM}	Repetitive peak forward current	sinusoidal, $a = 1.57$, $t = 10$ ms	-	-	11 60 A
I_{FRM}	Non-repetitive peak forward current	$t = 8.3$ ms	-	-	60 86 A
I_{FRM}		sinusoidal, $T_j = 150^\circ C$ prior to surge, with reapplied V_{RRM} , $t = 10$ ms	-	-	18 A
T_j	Storage temperature		-40	-	150 C
T_j	Operating junction temperature		-	-	150 C

THERMAL RESISTANCES

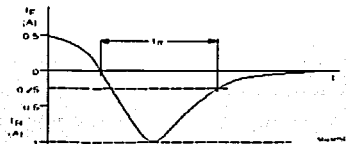
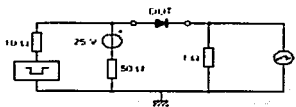
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th(j-c)}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	20	K/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	-	60	-	K/W

- A continuación se presentarán las curvas características más apropiadas al tipo de diodo que tratemos. Normalmente habrá una serie de curvas que aparecerán en todas las hojas sea cual sea el tipo de diodo y otras que sólo las dará el fabricante si son necesarias para poder trabajar con el elemento. También es posible que se adjunte la definición de algún parámetro para comprender mejor los datos proporcionados.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



- Adicionalmente el fabricante puede proporcionar los circuitos empleados para efectuar las medidas de una o todas las características, además de la explicación de algún parámetro importante.



- Finalmente se añaden las características mecánicas del elemento, que proporcionan las medidas del mismo para su correcta situación y montaje.

MECHANICAL DATA

Dimensiones in mm

Net Mass: 2 g

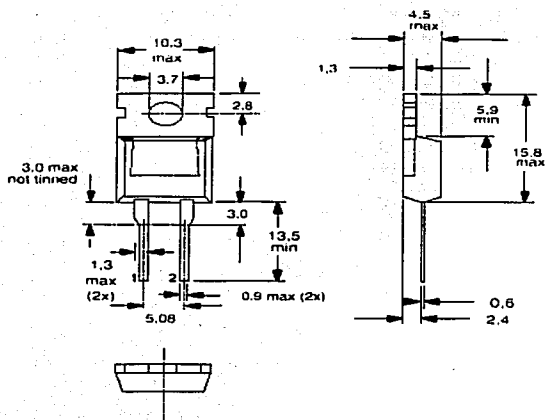


Fig 6. TO220AC; pin 1 connected to mounting base

Hay que resaltar el hecho de que cada fabricante puede alterar según su conveniencia el orden de la estructura dada, anular alguna parte, o añadir información adicional (como tablas de conversión, referencia rápida de la familia, etc.).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO V .- LOS DISIPADORES DE CALOR.

5.1 INTRODUCCIÓN.

El estudio térmico de los dispositivos de potencia es fundamental para un rendimiento óptimo de los mismos. Esto es debido a que en todo semiconductor, el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor.

El calor produce un incremento de la temperatura del dispositivo. Si este incremento es excesivo e incontrolado, inicialmente provocará una reducción de la vida útil del elemento y en el peor de los casos lo destruirá.

En Electrónica de Potencia la REFRIGERACIÓN juega un papel muy importante en la optimización del funcionamiento y vida útil del semiconductor de potencia.

5.2 PROPAGACIÓN DEL CALOR.

En todo semiconductor el flujo de la corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor. Esto es debido al movimiento desordenado en la estructura interna de la unión. El calor elevará la energía cinética de las moléculas dando lugar a un aumento de temperatura en el dispositivo; si este aumento es excesivo e incontrolado provocará una reducción de la vida útil del dispositivo y en el peor de los casos su destrucción.

Es por ello que la evacuación del calor generado en el semiconductor es una cuestión de gran importancia para asegurar el correcto funcionamiento y duración del dispositivo.

La capacidad de evacuación del calor al medio ambiente podrá variar según el tipo de cápsula pero en cualquier caso será demasiado pequeña, por lo que necesita una ayuda adicional para transferir el calor disipado mediante un dispositivo de mayor volumen y superficie conocido como disipador de calor, el cual hace de puente para evacuar el calor de la cápsula al medio ambiente.

FORMAS DE TRANSMISIÓN DEL CALOR.

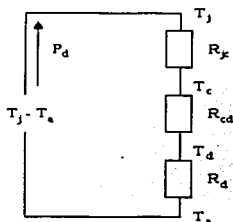
La experiencia demuestra que el calor producido por un foco calorífico se propaga por todo el espacio que lo rodea. Esta transmisión del calor puede producirse de tres formas:



5.2.1.- CONDUCCIÓN.

Es el principal medio de transferencia de calor. Se realiza por la transferencia de energía cinética entre moléculas, es decir, se transmite por el interior del cuerpo estableciéndose una circulación de calor. La máxima cantidad de calor que atravesará dicho cuerpo será aquella para la cual se consigue una temperatura estable en todos los puntos del cuerpo.

En este tipo de transmisión se debe tener en cuenta la conductividad térmica de las sustancias (cantidad de calor transmitido por unidad de tiempo, superficie, gradiente de temperatura).



5.2.2.- CONVECCIÓN.

El calor de un sólido se transmite mediante la circulación de un fluido que le rodea y este lo transporta a otro lugar, a este proceso se le llama convección natural. Si la circulación del fluido está provocada por un medio externo se denomina convección forzada.

5.2.3.- RADIACIÓN.

El calor se transfiere mediante emisiones electromagnéticas que son irradiadas por cualquier cuerpo cuya temperatura sea mayor a cero grados Kelvin. El estado de la superficie influye en gran medida en la cantidad de calor radiado. Las superficies mates son más favorables que las pulidas y los cuerpos negros son los de mayor poder de radiación, por este motivo se efectúa un ennegrecimiento de la superficie radiante. La transferencia de calor por radiación no se tiene en cuenta puesto que a las temperaturas a que se trabaja ésta es despreciable.

5.2.4.- PARÁMETROS QUE INTERVIENEN EN EL CÁLCULO.

Para que un semiconductor disipe la potencia adecuada, hay que mantener la temperatura de la unión por debajo del máximo indicado por el fabricante.

LEIS CON
FALLA DE ORIGEN

El paso de la corriente eléctrica produce un aumento de la temperatura de la unión (T_j). Si ésta se quiere mantener a un nivel seguro, debemos evacuar al exterior la energía calorífica generada por la unión. Para que se produzca un flujo de energía calorífica de un punto a otro, debe existir una diferencia de temperatura. El calor pasará del punto más caliente al más frío, pero aparecen factores que dificultan este paso. A estos factores se les denomina resistencias térmicas.

Por lo tanto, aprovechando la ley de Ohm realizamos la siguiente comparación eléctrica mostrada en la figura adjunta. Asemajaremos las temperaturas a tensiones, las resistencias térmicas a las resistencias óhmicas y el flujo de calor a una corriente eléctrica.

Al igual que en un circuito eléctrico, se puede decir que:

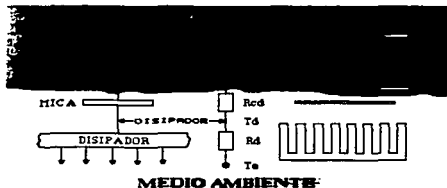
$$T_j - T_a = P \times R_{ja}$$

De la figura se obtiene la expresión:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{cd} + R_d}$$

5.2.5.- RESISTENCIAS TÉRMICAS.

En la siguiente figura se muestra la igualdad entre el circuito equivalente de resistencias térmicas y los elementos en un montaje real:

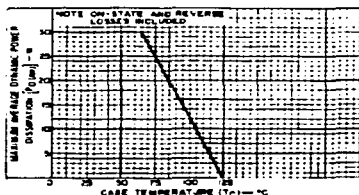


- R_{jc} = Resistencia unión - contenedor
- R_{cd} = Resistencia contenedor - disipador
- R_d = Resistencia del disipador
- T_j = Temperatura de la unión
- T_c = Temperatura del contenedor
- T_d = Temperatura del disipador
- T_a = Temperatura ambiente

5.3 RESISTENCIA UNIÓN - CONTENEDOR (R_{JC}).

En este caso el foco calorífico se genera en la unión del propio cristal semiconductor, de tal forma que el calor debe pasar desde este punto al exterior del encapsulado.

Generalmente este dato lo suministra el fabricante, y dependerá del tipo de cápsula del dispositivo. Aparecerá bien directamente o indirectamente en forma de curva de reducción de potencia. En la figura siguiente se muestra este tipo de curva.



Esta muestra la potencia en función de la temperatura del contenedor. En ella la pendiente de la recta dada es la resistencia unión contenedor. La fórmula que se utiliza para el cálculo de esta resistencia es:

$$R_{JC} = \frac{T_{Jmax} - T_c}{P_d}$$

Donde estos datos se obtienen de la curva de reducción de potencia, que será propia de cada dispositivo. Debemos de tener en cuenta que P_d es la dada por el fabricante y no la que disipará el dispositivo en el circuito. Normalmente T_c vale 25 °C.

Si tomamos de un manual los datos correspondientes a un 2N3055 serán:

$$P_{dmax} = 115 \text{ W}$$

$$T_{Jmax} = 200 \text{ °C}$$

Sustituyendo estos valores en la siguiente ecuación, se obtiene el valor de la R_{JC} :

$$R_{JC} = \frac{T_{Jmax} - 25}{P_{dmax}} = \frac{200 - 25}{115} = 1.52 \text{ °C/W}$$

y ésta es, precisamente, la R_{JC} indicada en los manuales para el 2N3055.

Resistencia Contenedor - Disipador (R_{cd}).

Es la resistencia térmica entre el semiconductor y el disipador.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Este valor depende del sistema de fijación del disipador y el componente, y del estado de plenitud y paralelismo de las superficies de contacto, puesto que a nivel microscópico, solo contactan por unos puntos, quedando huecos de aire que entorpecen la transmisión del calor.

También depende del tipo de material que se interponga entre ambas superficies de contacto. Los elementos que se sitúan entre la cápsula y el disipador pueden ser de dos tipos:

a. Pastas conductoras de calor, que pueden ser o no ser conductoras de la electricidad.

b. Láminas aislantes eléctricas que se pueden emplear conjuntamente con siliconas conductoras de calor como mica, kelafilm, etc. También las hay conductoras de calor que no precisan pasta de silicona.

El tipo de contacto entre cápsula y disipador podrá ser:

Directo.

Directo más pasta de silicona.

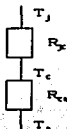
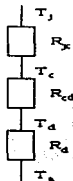
Directo más mica aislante.

Directo más mica aislante más pasta de silicona.

El valor de esta resistencia térmica influye notablemente en el cálculo de la superficie y longitud que debe disponer la aleta que aplicaremos al dispositivo a refrigerar. Cuanto más baja es R_{cd} menor será la longitud y superficie de la aleta requerida.

Por ejemplo, para una cápsula TO.3 se tiene que con contacto directo más pasta de silicona la $R_{cd} = 0,12 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, que con contacto directo $R_{cd} = 0,25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, que con contacto directo más mica y más pasta de silicona $R_{cd} = 0,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, y que con contacto directo más mica $R_{cd} = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

Por lo tanto podemos decir que cuando no sea necesario aislar el dispositivo, el tipo de contacto que más interesa es el directo más pasta de silicona, ya que da el menor valor de R_{cd} y si hubiese que aislar con mica interesa montar mica más pasta de silicona ya que la R_{cd} es menor que si se monta solo con mica. Por ello podemos obtener la siguiente conclusión: La mica aumenta la R_{cd} mientras que la pasta de silicona la disminuye y como se ha dicho cuanto más pequeña sea la R_{cd} menor superficie de aleta refrigeradora.



5.4 RESISTENCIA DEL DISIPADOR (R_d) .

Representa el paso por convección al aire del flujo calorífico a través del elemento disipador. Este dato será, en la práctica, la incógnita principal de nuestro problema, puesto que según el valor que nos de el cálculo, así será el tipo de aleta a emplear. Depende de muchos factores: potencia a disipar, condiciones de la superficie, posición de montaje y en el caso de disipadores planos factores como el grosor del material y el tipo de encapsulado. Para el cálculo de la resistencia se pueden utilizar las siguientes fórmulas:

$$R_d = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{jc} + R_{ca})$$

$$R_d = \frac{T_d - T_a}{P_d}$$

$$R_d = R_{ja} - (R_{jc} + R_{ca})$$

Este valor de R_{ja} no es el que da el fabricante ya que éste la suministra sin disipador, y la que hay que utilizar es con disipador. El fabricante la facilita como suma de R_{jc} y R_{ca} puesto que ignora el tipo de disipador que utilizaremos.

Una vez calculada la R_d se pasa a elegir la aleta refrigeradora. Para la elección de la aleta, habrá que tener en cuenta que el tipo de encapsulado del dispositivo a refrigerar sea el adecuado para su montaje en la aleta disipadora que se haya elegido.

Después de cumplir la condición anterior hay que calcular la longitud o la superficie del disipador elegido. Para ello es necesario disponer de uno de los dos tipos de gráficas que ofrecen los fabricantes de disipadores, la R_d - longitud y la R_d - superficie.

Según la gráfica de que se disponga se obtendrá un valor de longitud o un valor de superficie de disipador que hay que montar para refrigerar adecuadamente el dispositivo semiconductor.

5.5 RESISTENCIA UNIÓN - AMBIENTE (R_{ja}).

Como su nombre indica es la resistencia que existe entre la unión del semiconductor y el ambiente. Con esta resistencia deberemos de distinguir dos casos, el de resistencia unión ambiente con disipador y sin disipador. Cuando se habla de resistencia unión ambiente sin disipador, nos referimos a la resistencia unión contenedor junto con la contenedor ambiente:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{ca}$$

FIGURA b)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Este valor lo suministra el fabricante en función del tipo de contenedor. Cuando se habla de la resistencia unión ambiente con disipador nos referimos a la suma de la resistencia unión contenedor (R_{jc}), la resistencia contenedor disipador (R_{cd}) y la resistencia disipador ambiente (R_d):

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_d$$

FIGURA A)

Este valor no es conocido ya que varía según el tipo de disipador que se utilice. El valor de R_{ja} dependerá de los valores de R_d y de R_{cd} . Como no es un valor fijo, no existe una tabla de valores típicos.

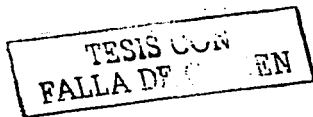
5.6 TEMPERATURA DE LA UNIÓN (T_j).

La temperatura máxima de la unión es el límite superior de temperatura a la que no se debe llegar y menos sobrepasar si queremos evitar la destrucción de la unión. Este dato es un valor que se suele suministrar, normalmente, en los manuales de los fabricantes de semiconductores.

Si este valor no se refleja en dichos manuales o, simplemente, no se encuentra, podremos adoptar unos valores típicos en función del dispositivo a refrigerar como los mostrados en la tabla que se expone a continuación:

DISPOSITIVO	RANGO DE $T_{j\text{máx}}$
de unión de Germanio	Entre 100 y 125 °C
de unión de Silicio	Entre 150 y 200 °C
JFET	Entre 150 y 175 °C
MOSFET	Entre 175 y 200 °C
Tiristores	Entre 100 y 125 °C
Transistores Uniunión	Entre 100 y 125 °C
Diodos de Silicio	Entre 150 y 200 °C
Diodos Zener	Entre 150 y 175 °C

Se debe distinguir entre la temperatura máxima de la unión permitida para un dispositivo y la temperatura real de la unión a la que se pretende que trabaje dicho elemento o dispositivo que, lógicamente, siempre será menor que la máxima permitida. El objetivo del que diseña será mantener la temperatura de la unión por debajo de la máxima. Para ello se utiliza un coeficiente (K) de seguridad cuyo valor dará una temperatura de la unión comprendida entre el 50% y el 70% de la máxima. Por lo tanto k estará comprendido entre 0,5 y 0,7. Le asignamos el valor



según el margen de seguridad que queremos que tenga el dispositivo. La temperatura de la unión que se utilizará en los cálculos será:

$$T_j = T_{j\max} \times k$$

Las condiciones de funcionamiento en función de k serán:

Para valores de $k = 0,5$. Dispositivo poco caliente. Máximo margen de seguridad, pero el tamaño de la aleta refrigeradora será mayor.

Para valores de $k = 0,6$. Dimensión menor de la aleta refrigeradora sin que el dispositivo se caliente demasiado.

Para valores de $k = 0,7$. Máximo riesgo para el dispositivo, máxima economía en el tamaño de la aleta refrigeradora. Este coeficiente de seguridad exige que la aleta se sitúe en el exterior.

5.7 TEMPERATURA DE LA CÁPSULA (T_c).

Este dato no se suministra en los manuales ya que depende del valor de la potencia que disipa el dispositivo, de la resistencia del disipador y de la temperatura ambiente. Por lo tanto solo podemos calcularla cuando conozcamos todos los datos reflejados en alguna de las siguientes expresiones:

$$T_c = P_d \times (R_{cd} + R_d) + T_a$$
$$T_c = T_j - (P_d \times R_{jc})$$

5.8 TEMPERATURA DEL DISIPADOR (T_d).

Este valor se obtiene a partir de la potencia disipada P_d , de la resistencia térmica de la aleta R_d y finalmente de la temperatura ambiente T_a . Se calculará con cualquiera de estas expresiones:

$$T_d = (P_d \times R_d) + T_a$$
$$T_d = T_c - (P_d \times R_{cd})$$

La temperatura obtenida será siempre inferior a la temperatura de la cápsula aunque será lo suficientemente alta en la mayoría de los casos como para no poder tocar el disipador con las manos.

Esto no es motivo de preocupación ya que se han tomado las medidas necesarias como para que la temperatura de la unión disponga de un margen de seguridad dentro de los márgenes ya explicados.

Puede suceder que la temperatura de la aleta es bastante elevada, tanto que si se toca con un dedo notaríamos que quema. Pero en todo momento la temperatura de la unión entrará con amplio margen dentro de los límites permitidos. No obstante, si se quiere disminuir esta temperatura, solo hay que calcular de nuevo la resistencia térmica R_d de la aleta, poniendo esta vez 0,5 como factor (k)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

necesario para determinar T_j . Ello llevará a adoptar una aleta más grande, pero tanto la T_c , como la T_d disminuirán como se desea.

5.9 TEMPERATURA AMBIENTE (T_a).

En la interpretación de este dato puede haber alguna confusión ya que se puede tomar su valor como la temperatura del medio ambiente cuando en realidad es la temperatura existente en el entorno donde está ubicado el disipador.

Potencia disipada

La potencia máxima es un dato que nos dará el fabricante. Este dato es para las mejores condiciones de funcionamiento del dispositivo, es decir, para una temperatura del contenedor de 25 °C y un disipador adecuado. Por ejemplo, si de un determinado transistor nos dice el fabricante que puede disipar un máximo de 116 Watios, a primera vista se puede pensar que disipando 90 Watios no se corre ningún riesgo puesto que hay un margen con respecto al máximo y no se necesita disipador. Si conocemos la temperatura de la unión es de 200 °C y R_{ja} de 35 °C/W se tiene:

$$P_{jmax(2D)} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{ja}} = \frac{(200 - 25)^\circ C}{35^\circ C / W} = 5W$$

Esta es la máxima potencia disipable sin disipador. Se puede ver que este valor se queda muy por debajo del indicado por el fabricante. Si consideramos una aleta con una buena resistencia térmica como puede ser una de 0,6 °C/W y unas resistencias térmicas contenedor - disipador R_{cd} y unión - contenedor R_{jc} de 0,12 °C/W y de 1,5 °C/W respectivamente, ambos valores también bastante adecuados, se tendrá:

$$P_{jmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{jc} + R_{cd} + R_d} = \frac{200 - 25}{1,5 + 0,12 + 0,6} = 78,8W$$

Si hiciéramos disipar 90 W como pretendíamos se destruiría la unión. Como se puede observar la potencia obtenida es superior a la disipable sin disipador e inferior a la que nos suministra el fabricante. Ello es debido a que el fabricante ha calculado la P_{dmax} manteniendo la temperatura del contenedor a 25 °C, cosa que en la práctica es imposible:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_c}{R_{jc}} = \frac{(200 - 25)^\circ C}{1,5^\circ C / W} = 116W$$

Como se ha dicho este dato de 116 W es para las mejores condiciones de funcionamiento y el fabricante debe indicar en cuales se realizó esa medida.

Resumiendo, es importante saber interpretar adecuadamente los datos suministrados por el fabricante, de lo contrario pueden aparecer sorpresas desagradables.

Sabemos que la máxima potencia que se puede hacer disipar a un semiconductor sin disipador viene dada por el cociente entre el incremento de la temperatura y la resistencia térmica unión ambiente:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{ja}}$$

Donde R_{ja} es la que nos suministra el fabricante que no incluye R_d . Cuando se utiliza un disipador, la resistencia térmica se divide en tres parámetros: la resistencia entre la unión y el contenedor (R_{jc}), entre el contenedor y el disipador (R_{cd}) y entre el disipador y el ambiente (R_d):

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{jc} + R_{cd} + R_d}$$

5.10 DISEÑO DE DISIPADORES DE CALOR.

5.10.1 EXTRUSIÓN.

Fundición, proceso de producción de piezas metálicas a través del vertido de metal fundido sobre un molde hueco, por lo general hecho de arena. La fundición es un antiguo arte que todavía se emplea en la actualidad, aunque ha sido sustituido en cierta medida por otros métodos como el fundido a presión, la forja, la extrusión, el mecanizado y el laminado.

5.10.2 INTERCAMBIADORES DE CALOR DE ALETAS.

Intercambiadores de calor de superficie ampliada.

Existen algunos casos en los que se puede mejorar la eficacia del intercambiador aumentando la superficie exterior del mismo. Para ello se han desarrollado unas superficies llamadas aletas que incrementan la transmisión de calor. Y el intercambiador que la posee se llama **intercambiador de calor de superficie ampliada**.

Las aletas pueden ser de distinta forma :

Longitudinales, transversales, tubos aplastados con aletas continuas, etc. Pueden ser del mismo material del que están contruidos los tubos o bien de otro distinto, aunque en cualquier caso debe asegurarse un buen contacto entre el tubo y la aleta.

Las aletas son muy utilizadas en procesos en los que intervienen fluidos malos conductores, por ejemplo: los gases.

No siempre una aleta va a mejorar sensiblemente la transmisión de calor, ya que esto depende de cuál es la resistencia que más afecta a dicha transmisión

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La transmisión de calor por conducción a lo largo de la aleta sólo se realiza en la dirección radial, por lo que la temperatura sólo es función de esta coordenada. La aleta sólo disipa calor por convección hacia el exterior a lo largo de toda ella, y no lo hace por sus bordes. Es decir sólo por las áreas ($L \times M$), hacia los lados. No consideramos, pues, la transferencia de calor al exterior por radiación. Para cualquier punto de la aleta con una temperatura T , la densidad de flujo de calor disipado al exterior se expresa como:

$$q = h_e (T - T_e)$$

siendo T_e la temperatura del fluido exterior.

Al realizar un balance energético en un elemento diferencial de volumen de espesor x de aleta, se obtiene:

$$(M b q)_x - (M b q)_{x + \Delta x} - 2 M \Delta x h_e (T - T_e) = 0$$

5.11 EFICACIA DE UNA ALETA.

La eficacia de una aleta se define como la razón entre el calor disipado por la superficie de la aleta y el calor que si disiparía si toda la superficie estuviese a la temperatura T_w .

5.11.1 CALCULO DE DISIPADORES DE CALOR CONVECCION NATURAL.

Determinación del valor de la resistencia térmica R .

La resistencia térmica R corresponde al incremento de temperatura producido por la disipación de la unidad de potencia. Se expresa en $^{\circ}\text{C/W}$.

T_s = Temperatura del disipador en $^{\circ}\text{C}$

T_a = Temperatura ambiente en $^{\circ}\text{C}$

W = Potencia disipada en Watts.

5.11.2 CÁLCULO DE DISIPADORES DE CALOR CONVECCIÓN FORZADA.

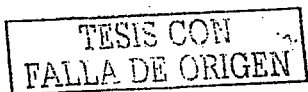
Primer planteamiento.

Dado un valor R correspondiente a un disipador conocido, hallar el nuevo valor R que resultará al aplicar a dicho disipador un flujo de aire a una velocidad determinada.

$$R = R \cdot F_v \cdot F_f$$

siendo F_v : Factor de velocidad

F_f : Factor de forma



El factor F_r se indica en las características de cada modelo apropiado para convección forzada.

conceptos más elementales que debemos considerar al elegir o calcular el disipador deseado.

En primer lugar definimos el concepto de resistencia térmica R como al conjunto de factores que impiden el paso del flujo calorífico desde un punto a otro. En este caso será el disipador al ambiente que lo rodea.

En todo semiconductor hay tres resistencias térmicas a considerar:

R_{J-S} Resistencia térmica entre la unión cristalina y el encapsulado; esta característica, así como la temperatura máxima en la unión, la indica el fabricante de semiconductor.

R_{C-S} Resistencia térmica entre el semiconductor y el disipador; depende del sistema de fijación y del estado de plenitud y paralelismo de las superficies de contacto, así como del tipo de material interpuesto entre ambas superficies.

Los productos de interposición pueden ser de dos tipos:

Pastas conductoras de calor (pueden ser o no ser conductoras eléctricas).

Láminas aislantes eléctricas (Mica, Kelafilm), empleadas o no conjuntamente con siliconas conductoras de calor.

Láminas aislantes eléctricas y conductoras de calor que no precisan el empleo de pasta de silicón (Cho. Therm. 1674 y 1678).

R Resistencia térmica entre el disipador y el aire que es la que debemos calcular para poder elegir el tipo de disipador más adecuado.

Al igual que las resistencias eléctricas montadas en serie se suman, de este mismo modo ocurre con las resistencias térmicas, donde la temperatura máxima será T_j ; temperatura de la unión, y la de ambiente será T_a . Las temperaturas T_s y T_c serán respectivamente las correspondientes al disipador T_s y al encapsulado T_c . Siguiendo el símil eléctrico la Resistencia térmica entre la unión y el ambiente será:

$$R_{J-A} = R_{J-C} + R_{C-S} + R$$

Otro concepto a considerar es el de la potencia disipada en forma de calor por el semiconductor.

Para diodos, tristores y triacs vendrá dada por la fórmula $W = I_F \cdot V_F$, siendo I_F y V_F datos dados por el fabricante del semiconductor.

En los transistores será $W = V_{ce} \cdot I_c$, siendo V_{ce} la tensión colector-emisor y I_c la corriente de colector.

Todo cálculo de R_A vendrá pues siempre precedido por el cálculo de la potencia W y la elección de la temperatura máxima de trabajo para el disipador, que restándole la del ambiente nos dará el incremento de temperatura que se producirá en el disipador.

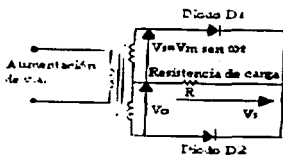
RESIS CON
FALLA DE CALOR

CAPITULO VI.- APLICACIONES DE LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

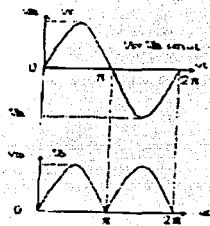
6.1 INTRODUCCIÓN:

Para el control de la potencia eléctrica es necesario convertir la potencia de una forma a otra, las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten dicha conversión. Los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar en seis tipos, de acuerdo a la conversión que realizan:

a) Rectificadores con diodos. Un circuito rectificador por diodos convierte el voltaje de corriente alterna (C.A.) en un voltaje fijo de corriente directa (C.D.) como se muestra en la figura. El voltaje de entrada al rectificador puede ser monofásico o trifásico.



(A) Diagrama de circuito

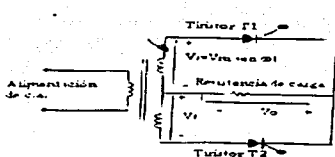


(B) Formas de onda de voltaje

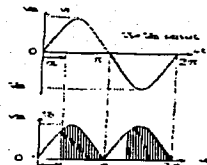
FIGURA.- CIRCUITO RECTIFICADOR MONOFÁSICO.

b) Convertidores de corriente alterna corriente directa (CA-CD). Un convertidor monofásico con dos tiristores de conmutación natural aparece en la figura. El valor del voltaje de salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores o el ángulo de retraso de disparo, a la entrada puede ser una fuente mono o trifásica. Estos convertidores se conocen también como rectificadores controlados.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



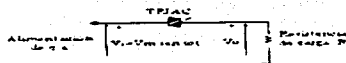
(a) Diagrama de circuito



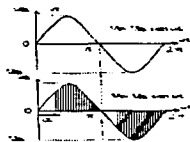
(b) Formas de onda de voltaje

FIGURA.- CONVERTIDOR MONOFASICO CA-CD.

c) Convertidores de corriente alterna-corriente alterna (CA-CA). Estos convertidores se utilizan para obtener un voltaje de salida de corriente alterna variable a partir de una fuente de corriente alterna fija. La figura muestra un convertidor monofásico con un TRIAC. El voltaje de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción de un TRIAC. Estos tipos de convertidores también se conocen como controladores de voltaje de CA.



(a) Diagrama de circuito



(b) Formas de onda de voltaje

FIGURA.- CONVERTIDOR MONOFASICO CA-CA.

d) Convertidores de corriente directa-corriente directa (CD-CD). Un convertidor CD-CD también se conoce como un pulsador o regulador de conmutación en la figura aparece un pulsador de transistor. El voltaje promedio de salida se controla mediante la variación del tiempo de conducción t_c del transistor Q. Si T es el periodo de corte, entonces $t = t_c + T$ se conoce como el ciclo de trabajo del pulsador.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

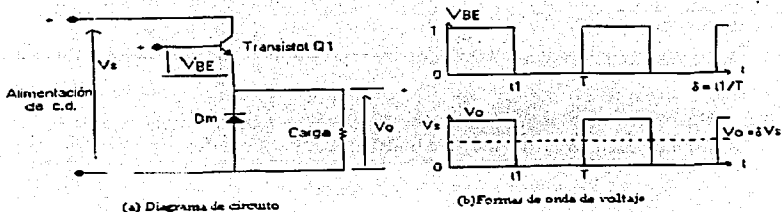


FIGURA .-CONVERTIDOR DE CD-CD.

e) Convertidores de comente directa-corriente alterna (CD-CA). Un convertidor de CD a CA también se conoce como un inversor. Un inversor monofásico de transistor se muestra en la figura. Si los transistores M1 y M2 conducen durante medio periodo, y M3 y M4 conducen durante la otra mitad, el voltaje de salida tiene una forma alterna. El voltaje de salida puede ser controlado variando el tiempo de conducción de los transistores.

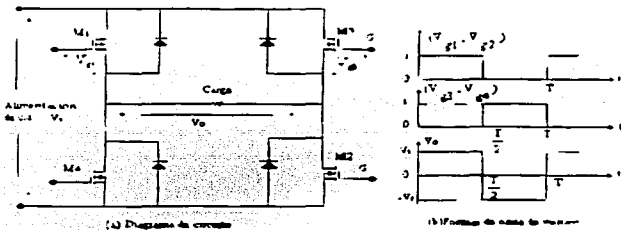


FIGURA .- CONVERTIDOR MONOFÁSICO CD-CA.

f) Interruptores estáticos. Dados que los dispositivos de potencia son operados como interruptores estáticos, la alimentación a estos interruptores pueden ser de CA o de CD.

La electrónica de potencia frente a otras ramas de la electrónica proporciona unos equipos con las siguientes ventajas:

- Mejores características eléctricas (respuesta más rápida, mejor estabilidad, etc.).
- Mayores fiabilidad y vida.
- Carencia casi total de mantenimiento, al no haber partes móviles que se desgasten.
- Ausencia de vibraciones.
- No hay arco eléctrico, evitándose todos los inconvenientes a que da lugar.
- y con los siguientes inconvenientes:
- Menor robustez eléctrica, es decir, menor capacidad para soportar las sobre voltajes y las sobre corrientes.

Para esto se debe realizar un estudio completo del circuito de potencia.

Algunos montajes son más caros; no obstante, este inconveniente lo es cada vez menos a medida que se avanza en la tecnología de fabricación y en la comercialización de los semiconductores de potencia.

Por todo lo anterior la electrónica de potencia se ha introducido de lleno en industria (interruptores estáticos, fuentes de alimentación, carga de baterías, control de temperatura, variadores de velocidad de motores, etc.) y sigue evolucionando y creciendo constantemente.

6.1.1 ¿QUÉ SE ESTUDIA EN ESTE CAPITULO?

1.- Gestión de proyectos.

Técnicas de desarrollo de proyectos. Aspectos organizativos.

Definición de proyectos. Especificaciones.

Planificación de tiempos, programación de recursos y estimación de costos.

2.- Fases en el desarrollo de un proyecto electrónico:

Especificaciones del proyecto. .

Ideación de soluciones. Tecnologías a utilizar

Desarrollo de los esquemas de la solución adoptada.

Construcción de la maqueta electrónica. Aplicación de técnicas de montaje rápido.

Elaboración de los programas para sistemas microcontrolados. Utilización de equipos de desarrollo.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Pruebas y puesta a punto.

Utilización de instrumentación de medida y prueba.

Elaboración de documentación técnica.

3.- Desarrollo de un proyecto de aplicación electrónica en el ámbito industrial, en el que intervengan técnicas de medida, control, regulación y potencia electrónica. Incluirá tecnologías analógicas y digitales.

En los proyectos estarán definidas las especificaciones funcionales y de calidad requeridas, los tipos de tecnologías, dispositivos y materiales, los procesos de fabricación junto con las herramientas, equipos y máquinas que deben emplearse. Al mismo tiempo se incluirán, al menos:

Planificación del proyecto en sus distintas fases.

Esquemas y planos necesarios para la construcción del prototipo.

Memoria descriptiva de funcionamiento de los circuitos.

Listado de materiales.

Montaje de la maqueta correspondiente.

Los programas de control en el lenguaje y con los formatos estándar requeridos.

6.1.2 ¿DE QUÉ SERÁ CAPAZ AL FINALIZAR EL CAPITULO?

1.- Idear soluciones técnicas de aplicaciones electrónicas (analógica, digital y/o microprogramable) a partir de las especificaciones funcionales utilizando la documentación técnica y/o base de datos de soluciones estándar disponibles, seleccionando los componentes y materiales de fiabilidad.

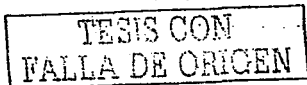
2. - Elaborar el programa de control para el dispositivo microprogramable de la aplicación utilizando el lenguaje adecuado y aplicando las técnicas de programación más adecuadas.

3. - Construir la maqueta, realizando el montaje y/o simulación por ordenador de los circuitos/módulos que comprenden la aplicación, utilizando los medios disponibles.

4. - Determinar con precisión las pruebas que se han de realizar en el prototipo (estáticas, funcionales, de fiabilidad y de calidad) teniendo en cuenta el tipo de aplicación.

5. - Documentar técnicamente el proyecto de una aplicación electrónica, incluyendo los planos, lista de materiales, programas debidamente comentados, cálculos, pruebas y ajustes y demás elementos necesarios para la construcción del prototipo correspondiente a la aplicación electrónica que se desarrolla.

6. - Realizar la planificación y gestión del proyecto correspondiente a una aplicación electrónica, realizando la previsión de tiempos y costos y coordinando las distintas fases establecidas para su adecuado desarrollo.



6.1.3 APLICACIONES DE LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

- ❖ Carga de baterías
- ❖ Sistemas de alimentación
- ❖ Otras

Ahora veremos los tres bloques básicos de semiconductores de potencia y sus aplicaciones fundamentales:

6.1.4 SEMICONDUCTORES DE ALTA POTENCIA .

Dispositivo.	Corriente máxima
Rectificadores estándar o rápidos	50 a 4800 Amperios
Transistores de potencia	5 a 400 Amperios
Tiristores estándar o rápidos	40 a 2300 Amperios
GTO	300 a 3000 Amperios

6.1.4.1 APLICACIONES :

- ❖ Tracción eléctrica: troceadoras y convertidores.
- ❖ Industria:
- ❖ Control de motores asíncronos.
- ❖ Inversores.
- ❖ Caldeo inductivo.
- ❖ Rectificadores.
- ❖ Etc.

6.1.5 MÓDULOS DE POTENCIA.

Dispositivo	Corriente máxima
Módulos de transistores	5 a 600 A. 1600 V.
SCR / módulos rectificadores	20 a 300 A. 2400 V.
Módulos GTO	100 a 200 A. 1200 V.
IGBT	50 a 300A. 1400V.

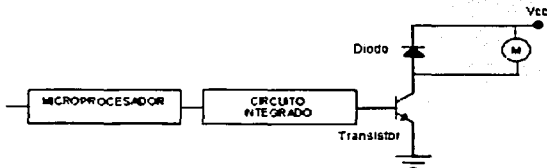
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

6.2 APLICACIONES MÁS USUALES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

6.2.1 UN REGULADOR PARA LAS LAVADORAS:

Asociado a un motor de corriente continua con imanes permanentes, el regulador con transistor de conmutación de la figura ha permitido la fabricación de una lavadora más ligera, más económica y, por lo tanto, a largo plazo más barata. Un buen ajuste en la regulación garantiza una mejor repartición de la ropa. Esta solución "electrónica" ha permitido reducir en 15 Kg. el peso de la lavadora al aligerar el motor y el contrapeso.

La utilización de un Darlington triple y de un diodo, con el conjunto dispuesto sobre unos soportes plásticos, debería permitir, en una nueva versión, un montaje menos costoso y una reducción del filtro de entrada. Un microprocesador asegurará el control del proceso de lavado.



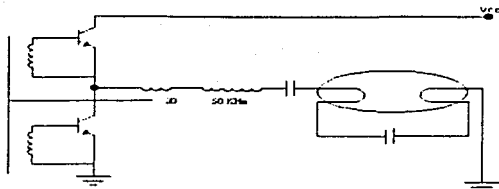
6.2.2 TIRISTORES GTO PARA LAS PLACAS DE COCCIÓN.

Estas placas de cocción por inducción, que pueden encontrarse habitualmente en Japón y ya se empiezan a ver en Francia y otros países europeos, utilizan tiristores GTO. Con respecto a los quemadores de gas, este tipo de placa térmica asegura mayor flexibilidad de regulación, mejor rendimiento y aumento en la seguridad de empleo.

6.2.3 UN CONVERTIDOR DE FRECUENCIA PARA LA COMPENSACIÓN DE LOS TUBOS FLUORESCENTES.

El rendimiento de los tubos fluorescentes aumenta con la frecuencia de la tensión de alimentación del tubo. El convertidor de compensación de la figura suministra al tubo asociado una tensión alterna de varias decenas de kilohercios.

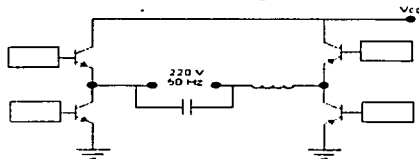
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



La mejora del rendimiento con respecto a un dispositivo convencional es del orden del 20%. Así, se obtendrá la misma luminosidad con menos lámparas. El empleo de dispositivos electrónicos de compensación debería permitir duplicar el número de tubos por línea sin aumentar la potencia consumida.

6.2.4 ALIMENTACIONES ESTÁTICAS SIN CORTES.

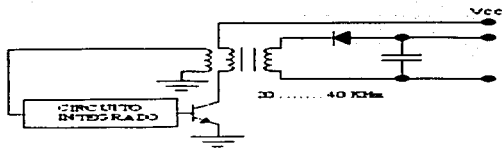
Las alimentaciones sin interrupciones son indispensables para el funcionamiento sin cortes de los equipos informáticos, las centrales telefónicas electrónicas, etc. El uso de transistores de potencia en estas alimentaciones de emergencia permite una ganancia considerable en calidad de regulación, rendimiento, peso y volumen. El aumento en el rendimiento, incluso con carga pequeña, permite reducir igualmente el peso y el volumen de las baterías tampón y, en consecuencia, el tamaño y el precio de los locales que las albergan.



6.2.5 ALIMENTACIONES EN MODO CONMUTADO.

La utilización de alimentaciones en modo conmutado, como cargadores de baterías, permite una ganancia muy importante en peso y en coste. El transformador, los condensadores y las inductancias de filtro se sustituyen por componentes que trabajan a una frecuencia superior a 20 kHz.

TESIS CON
LA DE ORIGEN

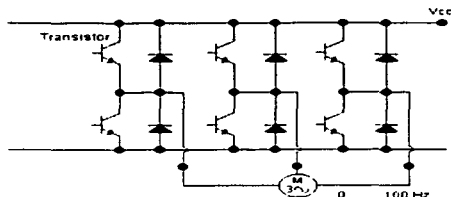


El desarrollo de componentes activos y pasivos mejor adaptados (Darlington rápidos integrados, diodos rápidos con débil caída de tensión, transformadores e inductancias prepolarizadas, condensador de baja tensión de pequeño volumen y pocas pérdidas) permitirá una mejora adicional en peso, en volumen y en costo.

6.2.6 VARIADORES DE VELOCIDAD CON CONVERTIDOR TRIFÁSICO.

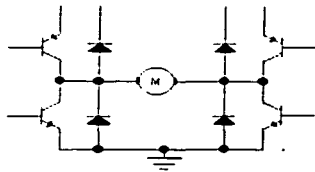
Hoy día, el variador de velocidad para el motor asíncrono estándar de bajo coste reclama de la técnica el convertidor trifásico que utiliza combinaciones de semiconductores de potencia. Este dispositivo se utiliza para la tracción de las cintas transportadoras, las bombas, los motores de robótica, etc. Se caracteriza por su gran flexibilidad de aplicación, su reducido coste de mantenimiento y el importante ahorro de energía que supone.

Además, la utilización de los módulos Darlington diodos rápidos reduce el coste de cableado.



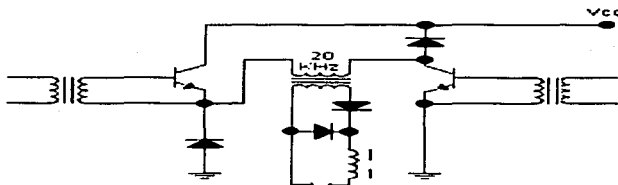
6.2.7 CONTROL DE MOTORES DE LAS MÁQUINAS Y HERRAMIENTAS.

Los semiconductores discretos, diodos y transistores utilizados en el control de motores de herramientas serán pronto reemplazados por módulos Darlington-diodos que realizan una función de conmutación completa, situados en soportes especiales con fuerte disipación térmica.



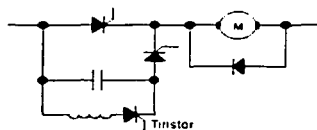
6.2.8 LA SOLDADURA ELÉCTRICA.

La utilización de tiristores asimétricos o de transistores de potencia que trabajan a frecuencias elevadas permite la construcción de equipos de soldadura ultraligeros. En particular, puede dividirse el peso (hierro, cobre) por un factor superior a cinco. Además, la elevada frecuencia de funcionamiento permite una regulación rápida de la corriente de soldadura y, así, fa soldadura automática sin proyección.



6.2.9 LA TRACCIÓN ELÉCTRICA: TREN DE ALTA VELOCIDAD, TROLEBÚS.

Todos los motores de tracción de los trenes de alta velocidad son gobernados por tiristores de gran potencia. Sólo mediante la electrónica de mando de motores descentralizados ha sido posible obtener las prestaciones actuales de estos tipos de trenes.



En los trolebuses, un convertidor transistorizado suministra una potencia de 7 kW 24 voltios a partir de la tensión de línea de 750 voltios. Funcionando a una frecuencia elevada, el volumen y el peso del convertidor se reducen enormemente con respecto a lo que se requeriría en una solución "clásica".

En el proyecto franco-alemán de tren de alta velocidad que circularía sobre un colchón magnético, dispositivos Darlington que trabajan a 50 Khz aseguran una regulación muy rápida del campo magnético de sustentación del tren. La potencia instalada para el control del campo magnético de una unidad alcanza varios cientos de kilovatios. La potencia máxima de los convertidores de tracción con tiristores situados cerca de los rieles es del orden del megavatio. Para estas aplicaciones tan avanzadas, la industria del semiconductor de potencia desarrolla actualmente componentes de bajas pérdidas de conmutación en soportes de alta eficacia.

6.2.10 BUENAS RAZONES TÉCNICAS Y ECONÓMICAS.

Las principales razones técnicas para la utilización de sistemas electrónicos y de potencia son a menudo la gran velocidad y la dinámica de regulación que se asocia a sus dispositivos. La soldadura sin proyección, el tren sobre colchón magnético, la fabricación por electro erosión y las máquinas herramientas son buenos ejemplos de ello.

Las principales razones económicas son la reducción del peso y el volumen (lo que compone, a menudo, un ahorro importante de hierro y de cobre) y el buen rendimiento de los equipos. La gran difusión de las alimentaciones en modo conmutado así lo atestigua: la alimentación en modo conmutado en los televisores reduce el coste de producción. En los equipos informáticos, se añade a ello la ventaja de una reducción en la disipación térmica en salas a menudo climatizadas. En los medios de transporte, la alimentación en modo conmutado permite obtener ganancias en peso y en volumen, lo que se traduce finalmente en la reducción del peso y del consumo de los vehículos.

Estos importantes avances en los equipos y los sistemas industriales se obtienen cuando se ha revisado el sistema completo: no basta con conectar un convertidor estándar delante de un motor estándar; hay que optimizar el conjunto: un motor concebido de manera que funcione con el convertidor y un convertidor adaptado al motor. El éxito del dispositivo electrónico de compensación en los Estados Unidos y Alemania testimonia la calidad de esta elección. Los nuevos tubos fluorescentes están optimizados para su utilización en convertidores. En el cálculo de los beneficios de la inversión, se tienen también en cuenta los costes de una climatización reducida.

La evolución de la microelectrónica integrada ha permitido la puesta en marcha de un gran número de funciones lógicas en la misma pastilla de silicio y la creación de circuitos integrados con una alta densidad de integración. A los semiconductores de potencia pueden asociárseles avances igualmente espectaculares. La reducción del peso de un equipo de 100 a 20 Kg, con un

ahorro considerable, pasa por un buen dominio de la técnica de conversión de energía por medio de estos semiconductores le potencia.

Una revolución similar a la de la miniaturización se está gestando ante nuestros ojos por la extensión progresiva de las técnicas de electrónica de potencia en las industrias más tradicionales.

Abre puertas electrónicos	Controles de motor
Acondicionamiento del aire	Fotógrafos
Alarmas	Fotocopias
Alarmas contra robo	Trenes miniatura
Amplificadores de audio	Controles de temperatura
Atenüadores	Hornos de cemento
Atenüadores luminosos	Locomotoras
Cafeteras	Soldadura
Calificación por inducción	Molinos
Cargador de batería	Trenes
Centelladores luminosos	Juguetes
Charolas para calentar alimentos	Proyectores de cine
Cobijas electrónicas	Máquinas de coser
Computadoras	Temporizadores
Conductores	Fibras sintéticas
Controles de calor	Sopladores
Crisolos	Publicidad
Electroimanes	Aspiradoras de vacío
Elevadores	Ventiladores
Estibadores	Vehículos eléctricos
Licudoras	Producción de papel
Ignición electrónica	Secadoras de ropa
Reguladores	Procesos químicos

6.2.11 MÁQUINAS ELÉCTRICAS.

Una máquina eléctrica es un dispositivo de conversión electromagnética, que a partir de una excitación eléctrica obtiene una respuesta mecánica. Las máquinas eléctricas han estado disponibles cerca de un siglo y su desarrollo ha sido largo y lento, siendo que no hemos visto ningún cambio dramático por un largo periodo. Las primeras máquinas eran estorbosas, caras y de baja calidad y estas han sido mejoradas gracias a la electrónica y la computación.

En la automatización, el principal candidato en las máquinas eléctricas son las de DC, máquinas de inducción, máquinas sincronas y de switcheo opuesto.

Las máquinas de DC no son utilizadas al máximo ya que requieren de mantenimiento constante y no pueden ser utilizadas en ambientes explosivos o con mucho polvo, por lo que el uso de máquinas de AC ha sido mayor y como consecuencia un mayor desarrollo tecnológico.

6.2.12 CONVERTIDORES DE POTENCIA.

Un convertidor electrónico de potencia convierte una señal de control en la entrada en una señal de acción para la máquina. La era moderna de la automatización electrónica debe su existencia a los componentes semiconductores de potencia,

que han evolucionado de una forma impresionante desde hace 25 años. Siendo su principal material de construcción el silicón hasta estos días.

El tiristor de fase controlada fue introducido en los 50's encontrando gran aceptación en máquinas de DC de rectificación controlada y dispositivos de inducción de voltaje variable y frecuencia fija. Los dispositivos de mayor importancia para las aplicaciones de control de menor tamaño son los transistores de potencia y MOSFET's de potencia.

Los transistores bipolares Darlington se han establecido como interruptores de potencia de alto rendimiento.

Los MOSFET's de potencia fueron introducidos en la década de los 70's y han tenido un tremendo crecimiento en aplicaciones de convertidores de cientos de watts. A diferencia de los transistores bipolares los MOSFET's es un mejor dispositivo para el control de voltaje, sin embargo presenta caídas de voltajes que se incrementa al aumentar la temperatura o el voltaje de entrada.

Últimamente han salido al mercado diversos dispositivos híbridos como es el caso del (IGT) transistor de compuerta insulado que es una combinación de un MOSFET con un transistor bipolar que tienen una capacidad de operación de 500 V y 50 A.

Un convertidor en un sistema de control es caro, por el gran costo de los dispositivos discretos de potencia y su complejidad de ensamblaje, sin embargo sin estos dispositivos sería imposible la construcción de ciertos equipos "inteligentes" como el control de la temperatura y protección a cambios de voltajes en equipos.

Con el nacimiento de los (PIC) circuitos integrados de potencia podemos hablar de una segunda revolución electrónica. La primera revolución se dio con la integración de pequeñas señales electrónicas. Los PIC's están apareciendo en sistemas de control y en cuanto avance esta tecnología aparecerán en nuestras casas, automóviles, oficinas, robots, etc. Investigadores en esta área buscan la manera de combinar en un solo integrado señales de procesamiento sensibles y señales de potencia.

Cabe mencionar la importancia de los programas que han surgido para la simulación de circuitos, como Spice, que han logrado reducir los costos de los circuitos que tenemos hoy en día gracias a la facilidad de cambiar componentes y experimentar con ellos sin ningún costo.

6.2.13 CONTROL DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS.

Con la llegada de los tubos de gas en los años treinta y el amplificador magnético en los 40 dieron nacimiento a la primera generación del movimiento controlado por un sistema usando maquinaria de DC, pero la verdadera evolución se da con los dispositivos semiconductores de potencia.

El control de una máquina de DC es considerablemente sencillo que el de una de AC. Una de DC puede ser utilizada con una fuente de AC a través de un convertidor de fase controlada, y la salida (velocidad, movimiento o torque) puede ser regulada controlando el ángulo del convertidor. Un motor universal puede ser controlado por tiristores o tri-AC's.

TESTS CON
FALLA DE ORIGEN

Controlar una máquina de AC con un círculo regenerador es considerablemente más complejo, con lo cual decrece la calidad. La principal razón de esta complejidad es que la máquina de AC es que debe ser representada por ecuaciones estado-espacio no lineales multivariables.

Existen diferentes técnicas de control, que varían en su grado de dificultad a través de la evolución de las máquinas de AC. La aceptación de estos métodos depende de la naturaleza de la aplicación. Un sencillo y particular método del control de inducción de un motor, varía el voltaje del estator mediante un controlador de fase de tiristores o tri-AC's. Como un esquema, aunque ineficiente, es usado en ventiladores. Un sencillo método de anillo abierto volts/Hz ha sido popularizado por un largo tiempo. Será utilizado por un largo tiempo por su relación costo-eficiencia aunque presente bajo desempeño.

6.2.14 MICROCOMPUTADORAS DE CONTROL.

La llegada de las microcomputadoras ha traído una nueva dimensión en la tecnología del control. El impacto de esta evolución es tan importante como la llegada de los dispositivos semiconductores de potencia en los años 50's. Es interesante ver como ambos finalizan en un espectro digital, donde los semiconductores de potencia sirven como músculos, mientras las microcomputadoras funcionan como un cerebro. Las microcomputadoras han encontrado gran aceptación en los sistemas de control.

Las ventajas de las microcomputadoras parecen obvias. Proveen de una significativa reducción de costos en la electrónica de control y eliminan ruido e interferencia electromagnética (EMI) También permite el diseño de hardware universal y de un software de control flexible. El software puede ser actualizado o alterado tanto como el desempeño del sistema lo requiera.

El microcontrol tiene la desventaja de la cuantificación de señales y el retardo durante un muestreo. Esto es tardado comparado con el software dedicado. En el control del movimiento asistido por microcomputadoras es requerido el mayor uso de hardware especializado así como los lenguajes de programación requeridos.

Los GTO y los SITH son tiristores autodesactivados. Los GTO y los SITH se activan mediante la aplicación de un pulso breve positivo a las compuertas, y se desactivan mediante la aplicación de un pulso corto negativo a las mismas. No requieren de ningún circuito de conmutación. Los GTO resultan muy atractivos para la conmutación forrada de convertidores y están disponibles hasta 4000 V, 300 A. Los SITH, cuyas especificaciones pueden llegar tan alto como 1200 V, 300 A. se espera que puedan ser aplicados a convertidores de mediana potencia con una frecuencia de varios cientos de kilo hertz y más allá del rango de frecuencia de los GTO. En la figura se muestran varias configuraciones de GTO. Un MCT se puede "activar" mediante un pequeño pulso de voltaje negativo sobre la compuerta MOS (respecto a su ánodo), y desactivar mediante un pulso pequeño de voltaje positivo. Es similar a un GTO, excepto en que la ganancia de desactivación es muy alta. Los MCT están disponibles hasta 1000 V, 100 A.

Los transistores bipolares de alta potencia son comunes en los convertidores de energía a frecuencias menores que 10 Khz. y su aplicación es eficaz en las

especificaciones de potencia de hasta 1200 V, 400 A. Las diferentes configuraciones de los transistores bipolares de potencia aparecen en la figura. Un transistor bipolar tiene tres terminales: base, emisor y colector. Por lo general, se opera en forma de interruptor en la configuración de emisor común. Mientras que la base de un transistor NPN esté a un potencial más alto que el emisor, y la corriente de base sea lo suficientemente grande como para excitar al transistor en la región de saturación, el transistor se conservará activado, siempre que la unión del colector al emisor esté correctamente polarizada. La caída directa de un transistor en conducción está en el rango de 0.5 a 1.5 V. Si el voltaje de excitación de la base es retirado, el transistor se conserva en modo de no conducción (es decir desactivado).



Los MOSFET de potencia se utilizan en convertidores de potencia de alta velocidad y están disponibles en una especificación de relativamente poca potencia en rango de 1000V, 50 A, en un rango de frecuencia de varias decenas de kilohertz. Los diferentes MOSFET de potencia de distintos tamaños Los IGBT son transistores de potencia controlados por voltaje. Por naturaleza, son más rápidos que los BJT, pero aún no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo, ofrecen características de excitación y de salida muy superiores a las de los BJT. Los IGBT son adecuados para altos voltajes, altas corrientes y frecuencias de hasta 20 KHz. Los IGBT están disponibles hasta 1200 V, 400 A.

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y de alta frecuencia. Es, en esencia, la versión en estado sólido del tubo de vacío triodo, y es similar a un JFET. Tiene una capacidad de potencia de bajo ruido, baja distorsión y alta frecuencia de audio. Los tiempos de activación y desactivación son muy cortos, típicamente de 0.25 μ s. La característica de normalmente activo y la alta caída de voltaje limitan sus aplicaciones para conversiones de energía de uso general. La especificación de uso de corriente de los SIT pueden ser hasta de 1200 V, 300 A, y la velocidad de interrupción puede ser tan alta como 100 kHz. Los SIT son adecuados para aplicaciones de alta potencia, alta frecuencia (es decir audio, VHF/NHF, y amplificadores de microondas). Las especificaciones de los dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles aparecen en la tabla, donde el voltaje activo es la caída del voltaje de estado activo del dispositivo a la corriente especificada. En la tabla que sigue aparecen las características V-I y los símbolos de los dispositivos semiconductores de potencia comúnmente utilizados. Compatibilidad de Componentes Electromagnéticos y Magnéticos

Los circuitos electrónicos de potencia, cambiando cantidades grandes de corriente a voltajes alto, pueden generar signos eléctricos que afectan otros sistemas electrónicos. Estos signos no deseados dan lugar a la interferencia electromagnética (EMI), también conocido como interferencia de frecuencia de

radio (RFI); estos ocurren en las frecuencias más altas. Los signos pueden ser transmitidos por radiación a través del espacio o por conducción a lo largo del cable.

Aparte de emitir EMI, el circuito del mando de sistemas de poder puede ser afectado también por EMI generado por su propia circuitería de poder, a través de otros circuitos o por fenómenos naturales. Cuando esto ocurre se dice que el sistema es susceptible a EMI. Cualquier sistema que no emite EMI sobre un nivel dado, y no es afectado por EMI, se declara para haber logrado compatibilidad electromagnética(EMC).

Hay tres elementos a cualquier sistema de EMC, la fuente del EMI, los medios de comunicación a través de los que se transmite, y el receptor que es cualquier sistema que sufre adversamente debido a la EMI recibida. Por consiguiente la compatibilidad electromagnética puede ser lograda reduciendo los niveles de EMI de la fuente y puede bloquearse el camino de la propagación del EMI señala, o haciendo al receptor menos susceptible a los signos de EMI recibidos.

La fuente del EMI es principalmente cualquier sistema donde la corriente o el voltaje cambia rápidamente (por ejemplo, la ruptura de corriente por contactos de la parada, formando arco de conmutaciones de motor, alta frecuencia que cambia como el encendido rápido y apagado de un tiristor).

EMI puede radiarse a través del espacio, como ondas electromagnéticas, o puede ser dirigido como una corriente a lo largo de un cable.

6.2.15 FUENTES DE EMI.

Las fuentes de EMI pueden ser divididas en dos grandes categorías:

1. Natural
2. Producida por el hombre

Las EMI causadas naturalmente por debajo de los 10MHz. es principalmente producida por el ruido atmosférico resultado de tormentas eléctricas. Por encima de los 10MHz. es principalmente producido como resultado del ruido cósmico y radiaciones solares.

Las fuentes de EMI producidas por el hombre pueden ser intencionales o no intencionales. En ambos casos es la variación de voltaje y corriente, cuyas magnitudes dependen del valor de la corriente, la longitud de los conductores, el rango de variación de voltajes y corrientes y la posición física de los conductores en relación de uno con otro y cualquier superficie de la Tierra.

Ejemplos de EMI intencional son el radar, radio, televisión y pagers. Compañías cercanas a aeropuertos sufren de EMI producida por los radares, usualmente en los rangos de frecuencia de 600MHZ., 100MHZ. y 10000MHZ.

Las fuentes más comunes de radio interferencia, la cuál va en aumento, son resultados de radios móviles. Una variedad de frecuencias son usadas pero la

potencia no excede de los 50w. Como sea, la fuente, como las patrullas en la calle, pueden estar muy cercanas al equipo a ser interferido.

Las interferencias no intencionales hechas por el hombre son causadas por fuentes como interruptores, relevadores, motores, y lámparas fluorescentes. La corriente de los transformadores en su encendido es otra fuente de interferencia. Los circuitos integrados también generan EMI su alta velocidad y su aproximación a dispositivos de silicón.

Clasificación de los Sistemas de Control de Potencia.

Los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar en seis tipos:

1. Rectificadores de diodos
2. Convertidores CA-CD (rectificadores controlados)
3. Convertidores CA-CD (controladores de voltaje de CA)
4. Convertidores CA-CD (pulsadores de CD)
5. Convertidores CD-CA (inversores)
6. Interruptores estáticos

6.3 APLICACIONES NO TAN USUALES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

6.3.1 QUIMICOCORRIENTE - " DIODO SCHOTTKY" COMO SENSOR QUÍMICO -.

Por primera vez, científicos americanos han encontrado evidencias de las corrientes eléctricas producidas cuando las moléculas interactúan con superficies metálicas. Este descubrimiento permitirá el desarrollo de una nueva generación de detectores químicos y revelar detalles de los procesos catalíticos utilizados para producir más de la mitad de las sustancias químicas fabricadas en todo el mundo.



FIGURA.- DIODO SCHOTTKY COMO SENSOR QUÍMICO.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Los responsables de este avance, son los científicos de la Universidad de California en Santa Barbara. Su trabajo consistía en investigar lo que ellos llaman "quimicorriente", electrones excitados por reacciones químicas de baja energía. Para ello incorporaron un dispositivo ya existente denominado "diodo Schottky" en un nuevo sensor químico.

Según Brian Gergen, un estudiante de doctorado, el diodo Schottky consiste en una película metálica delgada (casi una cien-millonésima de metro), hecha de plata, oro, platino y otro metal, rociada sobre una placa de silicio. Bajo esta configuración, los científicos descubrieron que el detector podía actuar como detector de especies específicas de gases. La razón es que diferentes tipos de moléculas producirán señales distintas, con lo que ciertos metales serán mejores que otros para detectar determinadas moléculas.

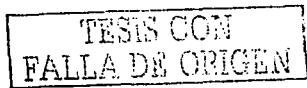
Dado que cada sustancia química detectable produce una señal característica, el sensor puede diferenciar entre contaminantes comunes (como el agua) y gases útiles en un ambiente de fabricación. Varios sensores trabajando al mismo tiempo podrán detectar una gran variedad de especies y actuar como "sistemas olfativos artificiales".

Hasta ahora, los investigadores creían que la energía liberada cuando ciertas sustancias interactúan sobre una superficie metálica lo era en forma de calor, al menos bajo condiciones comunes de reacción. Pero algunos expertos opinaban que la mayor parte de la energía podía estar siendo transferida a electrones, de la misma manera que los rayos de luz excitan a los electrones en un proceso fotoeléctrico.

Los trabajos de Gergen y sus colegas muestran que esta última teoría es la correcta: casi todas las interacciones entre moléculas y superficies metálicas sólidas producen electrones energizados. El sensor Schottky puede capturar a estos últimos, produciendo una señal eléctrica mensurable. Por otro lado, ya que los electrones se mantienen libres durante un cierto tiempo, pueden interactuar con las sustancias que se adhieren a la superficie metálica, produciendo nuevas reacciones.

Hay muchas sustancias (como el amoníaco, el ácido sulfúrico y varios hidrocarburos, incluida la gasolina) que se fabrican sobre superficies sólidas catalizadoras, así que el reciente descubrimiento ayudará a comprender mejor estas importantes reacciones.

El sensor Schottky puede operar en un amplio rango de temperaturas (entre 23 y 150 grados C), y es barato. Además, puede ser reactivado simplemente calentando su superficie.



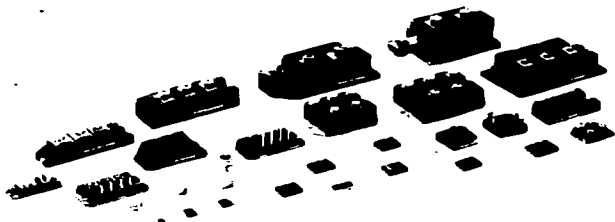


FIGURA. - DIFERENTES DIODOS SCHOTTKY.

6.3.2 TRANSMISIÓN DE CD ALTO-VOLTAJE.

6.3.2.1 UN CABALLO DE BATALLA EN ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

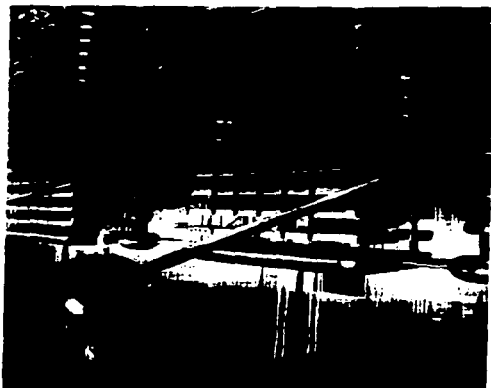
Esta tecnología basada en tiristores, desarrolla la necesidad para transferir potencia altamente confiable, a través de límites naturales o nacionales.

Las diferentes economías en muchas partes del mundo, pudieran ser invigorantes por entradas excedentes de la potencia eléctrica generada en otras regiones. Algunas menciones de ingreso, que empiezan a destacar, es la transmisión de CD en alto-voltaje.

Para los expertos en potencia que empiezan, esta tecnología es a menudo una forma económica para interconectar ciertos sistemas de potencia (aquellos situados en diferentes regiones o países, o cruzando el mar, o que usa frecuencias diferentes o controles de frecuencia no compatibles) tan buena como para transmitir la alta potencia a gran distancia, para una transmisión elevada.

La India se presume uno de los últimos ejemplos de interconexión de alto voltaje en CD (AVCD): De 1500 MW con 910 Km. de longitud, sistema construido para llevar potencia desde las plantas basadas en carbón en Rihand, en la parte Este de la India aumentando la carga hasta la parte Oeste en Delhi. (Fig.1)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



(Fig.1)

Entonces hay 600 MW espalda-con-espalda, que conecta a Texas con el Este de EU. (Fig.2-3) ("Espalda-con-espalda" significa que ambos convertidores de AC-a-DC y DC-a-AC de potencia eléctrica, son localizadas en el mismo lugar, porque los dos sistemas de CA involucran y tienen diferentes controles de frecuencia, y no pudieron ser conectados de otra manera.

Mundialmente más de 50 proyectos (AVCD) han sido completados para una capacidad total de transmisión en operación cerca de 46000 MW a voltajes superiores a ± 600 KV (fig.4). En las últimas dos décadas, el promedio de capacidad (AVCD) trajo en servicio, cerca de 2000 MW por año, indicando un convertidor de potencia eléctrica al doble que figura o 4000 MW.

El mercado no es grande, entonces, ninguno de los dos son tan pequeños que merezcan ser ignorados.

De hecho, el mercado de (AVCD) a comenzado a crecer recientemente.

Por una variedad de razones, la gran promesa de la tecnología para posibilitar el comercio de la energía eléctrica, entre las naciones que no han sido completamente explotadas en el pasado. Pero ahora, interesa interdependizar entre las naciones vecinas que la han acogido, en gran parte, debido a la alta economía en rápido crecimiento, que se encuentra en países en vías de desarrollo y en las apreciaciones más notorias, en el que el papel de la electricidad pueda desempeñar en aumentar la calidad de vida.

En este momento las ventas tienen expectativas de permanecer sólidas, esencialmente otorgando una capacitación para dicho mercado.

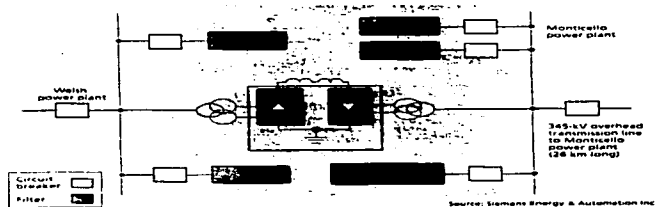
Note que (AVCD) no es una gran red en el camino, de lo que es la transmisión de CD, ni es lo que se espera.

Todo esto es, para interconectar los sistemas de CA, en donde esta es muy costosa.

En realidad, el papel y el ámbito del (AVCD) debería ser (y será) puesto en los contextos del uso en transmisión de sistemas en electrónica de potencia, específicamente **TIRISTORES**. Entonces el estado del arte y nuevos desarrollos dentro de la tecnología serán examinados.



(Fig. 2)



(Fig. 3)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



(Fig. 4)

6.3.2.2 EN PERSPECTIVA.

Dentro de un sistema de CA, la potencia que circula sobre una línea de CA puede ser manipulada controlando la impedancia de la línea, o el ángulo de fase, o los voltajes, o una combinación de estos parámetros. Por ejemplo, la corriente que circula en una línea de transmisión enlazando dos fuentes de voltaje de magnitud idéntica y una diferencia de ángulo de fase grande, digamos 150 grados, se dice entonces que es muy superior, que si dijéramos 20 grados, o mas o menos.

Una corriente grande (expresada como la diferencia de voltajes sobre la impedancia de la línea) podría ocasionar pérdidas excesivas en la línea y puede potencialmente, dañar el equipo.

Normalmente cada sobre corriente, son detectadas por relevadores de protección que gobiernan los circuitos interruptores para abrir la conexión de transmisión, como una medida de protección.

El uso del sistema Electrónico de Potencia, para controles de alta velocidad de uno o más de estos parámetros, impedancia de línea, ángulo de fase, o el voltaje, es la base del concepto del Sistema de Transmisión Flexible en CA (en la realidad). En realidad y sin embargo, no son aplicables cuando ambos se encuentran a lado de una línea de CA que difieren en la frecuencia, para entonces el ángulo de fase se mantendrá cambiante vuelta por vuelta a una tercera frecuencia mencionada, la diferencia entre las frecuencias del sistema son de (10 Hz para una conexión de línea a 50 Hz y 60 Hz).

Cuando la manipulación del voltaje es la diferencia entre los voltajes correspondientes, la corriente se mantendrá cambiando desde cero a un gran valor inaceptable. Las mismas desventajas afectan a dos sistemas de CA, los

cuales tienen las mismas frecuencias nominales pero control de frecuencias disimilar. En estas circunstancias, la diferencia de ángulo de fase o de dos sistemas, se inclinará para ir a la deriva, quizás al azar, en efecto creando las mismas condiciones como si sus frecuencias fueran diferentes.

En algunos casos, incluso cuando las frecuencias y las estrategias de control de los dos sistemas de CA son el mismo, una interconexión de CA entre ellos será difícil para establecer si sus centros de generación están eléctricamente lo suficientemente alejados (alta impedancia). El ángulo de fase entre dos puntos de interconexiones remotas de CA, tienden a fluctuar demasiado, para que actual a través de una interconexión de CA también fluctuaría a los niveles altamente peligrosos. La situación parecería requerir la instalación de líneas de potencia en CA que tienen, bien a lo anterior, la capacidad nominal requerida para la transmisión.

Como sucede, en la zona Oeste de la Administración de Potencia, instalada en Denver, Colorado, la interconexión de CA fue probada a principios de 1960 entre el Sistema del lado Este y Oeste de los Estados Unidos. Sin embargo, falló porque la capacidad de transmisión no era lo bastante grande para recuperar la pérdida de una gran unidad en el Este al Oeste.

A manera más segura y menos costosa de tener una capacidad de unos cuantos y sólo unos cientos de megawatts pudiera ser una interconexión de AVCD que proporciona un control efectivo sobre la transferencia de potencia sin tener en variaciones en el ángulo de fase. Además, la Administración de Potencia, del área Oeste a agregó tres conexiones en cascada previamente instaladas, trayendo la capacidad combinada de los cinco sistemas espalda-con-espalda a lo largo del continente que divide entre el sistema Oeste y el Este a 900 MW, evitando así que la corriente de fluctuación actual sea posiblemente peligrosa.

Una tercera solución sería instalar un Tiristor controlado con desplazador de fase que puede manejarse 360 grados de cambio de fase.

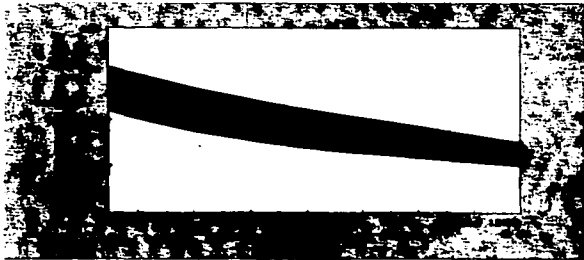
El desviador seguiría cambiando, internamente para que el voltaje de un lado de CA que permanezca continuamente cerrado y en el control, eficaz al flujo de potencia. Cada 360 grados, el desplazador de fase es, claro, viable técnicamente; pero cuesta más que el enlace de AVCD en cascada, el cual en esta situación desacoplaría los dos sistemas, para convertir CA a CD y CD a CA, sin una línea entre la CD.

Del mismo modo, porque requiere dos convertidores de potencia eléctrica, que tengan una valuación total de dos veces el máximo requerido para la transmisión, el AVCD no es económico. En EE.UU. casi \$100 - \$300/Kw deben gastarse en ambos convertidores, dependiendo generalmente del tamaño (fig.5), especificaciones, localización, si se usan en cascada o separadas por las estaciones del convertidor que son usadas, y en otros factores. Para un proyecto pequeño de 100-MW, el total podría sumar cerca de \$30 millones por las dos estaciones convertidoras (\$300/Kw para dos estaciones convertidoras instaladas). Para un proyecto grande, de 1500-MW, el desembolso sería aproximadamente de \$150 millones (\$100/kW para dos convertidores). Estos el dólar estima cubrir cualquier costo: el equipo, la construcción, la tierra, las designaciones, los suplentes, las garantías, y más.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Hay cierta ayuda de factores para compensar el gasto de los dos convertidores del AVCD. Una interconexión, requiere la construcción de una nueva línea o la reconstrucción de una línea existente, abre la opción de usar una menos costosa y un menor daño en la transmisión línea CD. Las líneas largas, típicamente de 800 km o más, podría inclinarse a favor de AVCD, incluso cuando la interconexión de CA es técnicamente factible.

Pero el alto costo del convertidor de AVCD, gobierna su uso fuera de muchas situaciones. Donde las frecuencias de CA son las mismas y los controles de frecuencia son compatibles, flexible al sistema de transmisión de CA, la tecnología sigue siendo la mejor opción, sirviendo las necesidades de interconexión, aumentando la capacidad de transmisión, y vendiendo para el 10 o 20 por ciento más del costo del AVDC.



(Fig. 5)

6.3.2.3 EL ENLACE DE 50-60-HZ.

Los océanos separan los sistemas eléctricos del globo en dos grupos, uno que usa 50 Hz y el otro 60 Hz. El parámetro de 60 Hz. incluye a todos los países de América, excepto Argentina y Paraguay. Esos dos y todo el resto del mundo se rigen en 50 Hz, excepto en Japón tiene en algunos lugares 50 Hz y en otros lugares 60 Hz (Fig.4)

En general, los océanos son demasiado grandes y demasiado profundos para los diseñadores de transmisión de sistemas, que contemplan el cable de transmisión eléctrica de CD, que atraviesa por ellos. Todavía esta necesidad permanece vigente en conectar algunos sistemas en 50 y 60 Hz. Japón ha impulsado el uso de tecnología del AVCD, en particular, para puentear las dos frecuencias de sus sistemas.

El valor más grande de AVCD que se proyecta a la fecha, se encuentra una parte en el proyecto de Itaipu en Brasil. La mayor parte del tiempo se invierte en construir generadores al dique de Itaipu para los 60 Hz de Brasil y el resto para los 50 Hz de Paraguay. Porque Paraguay no tiene esta necesidad, por la mayor

parte de su capacidad: 6300 MW se envían a las áreas de carga brasileñas en el Este, sobre dos líneas de transmisión del AVDC, cada 800 Km. de longitud y 3150 MW en capacidad (vea la tabla, en la próxima página).

6.3.2.4 EL LIGAMIENTO DE SISTEMAS DE CA.

El mundo está lleno de sistemas de CA que tienen controles de frecuencias e interconexiones de CA incompatibles, no aumentando así la manipulación, dadas las fluctuaciones de defasamiento angular. La interconexión del AVCD pudo (y a menudo hace) resolver sus problemas.

En América del Norte, por ejemplo, la transmisión de AVDC conecta Quebec y el Noroeste de los Estados Unidos. Las cuatro interconexiones consisten en funcionamiento, para la transmisión en línea y tres uniones de cascadas. Las primeras son las tres terminales Radisson Nicolet Sandy, transmisión en línea de estanque, en 1500 Km. de largo y 2000 MW de capacidad. Los otros son el Highgate en 200 MW de lazo, el Chateauguay 1000 MW de lazo, y el Madawaska 350 MW de lazo.

Por lo tanto las dos partes de las cascadas existentes en Quebec, unen el AVCD a su provincia vecina Canadiense, desde New Brunswick y a cualquier conexión futura para Ontario.

Se conectan New Brunswick y Ontario al sistema americano Oeste por la CA que los une, mientras que aquí se produce el sistema más largo interconectado de CA en el mundo. Sin embargo, dentro de los Estados Unidos, para el AVCD, es necesario conectar un sistema en el Este, y en Texas, debido a que la frecuencia de estos tres es de 60 Hz. En la India, también, hay cinco redes regionales de CA que tienen que ser conectadas por los lazos de AVCD en cascada, por la falta de control de frecuencias globales entre las cinco regiones.

La misma falta de un control es en verdad, para tres lazos de cascadas en Europa. Los expertos defienden que algunos lazos de este tipo entrarán fuera de uso, una vez que los países vecinos consigan su acción juntos, y propongan una estrategia para poder obtener una frecuencia en común. De hecho, esto es lo que ha sucedido en la mayor parte de Europa.

CONVERTIDORES DE AVCD ALREDEDOR DEL MUNDO.

Localización	Potencia	50 Hz.	60 Hz.
Chateauguay, Quebec	1000		*
Nelson River, Manitoba	3420		*
Square Butte, North Dakota-Minnesota	500		*
McNeill, Alberta	150		*
Vancouver, British Columbia	682		*
Virginia Smith at Sidney, Nebraska	200		*

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

David	100			*
A. Hamil, Nebraska				*
Miles City, Montana	200			*
Intermountain, Utah-	1920			*
California				*
Pacific Intertie,	3100			*
Oregon-California				*
Eddy County, New	200			*
Mexico				*
CU Proyect, North	1000			*
Dakota-Minnesota				*
Blackwater, New	200			*
Mexico				*
Oklanunion, Texas	200			*
Weish, northeast	600			*
Texas				*
Madawaska, Quebec	350			*
Quebec-New England	2690			*
Eel River, New	320			*
Brunswick				*
Highgate, Vermont	200			*
Urugaiana, Brazil	50		*	*
Acaray, Paraguay	50		*	*
Itaipu, Brasil	6300		*	*
■				
Corsica Tapping-Italy	25		*	*
Cross Channel, United	2000		*	*
Kingdom-France			*	*
Skarerrak, Norway-	940		*	*
Denmark			*	*
Wyborg, Russia	1050		*	*
Kontek, Denmark-	600		*	*
Germany			*	*
Baltic Cable, Sweden-	600		*	*
Germany			*	*
Fenno-Skan, Sweden-	500		*	*
Finland			*	*
Gotland, Sweden	269		*	*
Konti-Skan, Sweden-	550		*	*
Denmark			*	*
Volgograd-Donbass,	720		*	*
Russia			*	*
Etzenricht, Germany	600		*	*
Wien SO, Austria	550		*	*
Durnrohr, Austria	550		*	*
Sardinia-Italy, Italy	300		*	*
■				
Inga-Shaba, Zaire	560		*	*
Cabora Bassa, South	1920		*	*
Africa-Mozambique			*	*
■				
Zhushan Island, China	50		*	*
Minami-	300		*	*
Fukumitsi, Japan			*	*

Higashi-Shimizu, Japan	300	*	*
Hokkaido-Honshu, Japan	600	*	
Cheju Island, South Korea	300		*
Shikoku-Kausai, Japan	3400		*
Shin-Shinano, Japan	600	*	*
Sakuma, Japan	300	*	*
Gezhuba-Shanghai, China	1200	*	
Leyte-Luzon, Philippines	440		*
Rihand-Delhi, India	1500	*	
Vindhyachal, India	550	*	
Sileru-Bansoor, India	100	*	
Chandarpur-Padghe, India	1500	*	
Chandarpur-Padghe (regreso-a-regreso)	1000	*	
Vishakapatanam, India	500	*	
Broken Hill, Australia	40	*	
North and South Islands, New Zealand	1240	*	

No hace mucho tiempo, miembros del Comecon anterior (del Este de Europa y la parte europea de la URSS) se interconectarón como un sistema de CA, pero no podía ser conectado al Oeste para sistema europeo, porque se emplearon diferentes tipos de controles para frecuencia. El deseo, ha dado el intercambio de potencia con Eastern Europa, e incitó la instalación de tres lazos en cascada de AVCD: el lazo Dürrohr de 550 MW en Austria que une a Polonia, el lazo Etzenricht de 600 MW en Alemania que une a la República Checa, y el lazo en Viena Este-Oeste de 600 MW en Austria que une a Hungría.

Sin embargo, con la unificación subsecuente de Alemania y otros desarrollos políticos, la parte Oriente de Alemania y el Este de los países europeos como Polonia, el Eslovaquia, la República Checa, y Hungría; se formaron en el Grupo Central e instalaron y calibraron sus controles a sus grupos moto propulsores y a sus centros de control.

Entonces en septiembre y octubre del año pasado, sus sistemas se conectaron; al Oeste al sistema europeo por la CA. Otros miembros del Comecon, están operando en el aislamiento y anteriormente conectaron al sistema de potencia hacia la CA, integrando a Rusia. Un efecto secundario es que los tres lazos en cascada, los Dürrohr y Este-Oeste en Austria, y el Etzenricht en Alemania, en un futuro se desviarán y ya no se utilizarán.

ESTIS CON
FALLA DE ORIGEN

6.3.2.5 CRUZANDO LOS MARES.

Se impulsan los sistemas que están separados aproximadamente, por más de 40 km. de agua profunda y que es indispensable ser conectados, por el AVCD. La aplicación requiere de esta tecnología por un par de buenas razones. Primero, todo las líneas de CA, ambos sobre la cabeza y cablegrafía, necesitan una corriente de carga que contribuya a la potencia reactiva, llamada en lugar de la potencia real, porque los cables requieren un orden de magnitud, de más corriente de carga de la que posean las líneas de arriba. Como resultado, sobre unos 30 km o para un estiramiento de cable submarino, la corriente de carga proporcionada en la orilla, cargará el cable totalmente, y no dejara ningún momento por transmitir la potencia real. Concedido, esta corriente de carga puede reducirse, conectando los inductores, de la desviación al cable, a los intervalos de 15 a 20 km. Pero esta solución, no es nada económica, cuando un gran cuerpo de agua debe cruzarse.

La segunda razón, es que el cable de CD es mucho más barato que el cable de CA. Cada circuito de CA requiere tres cables, considerando que la CD requiere únicamente uno para el funcionamiento monopolar, o dos para el funcionamiento bipolar. Porque la resistencia, muy baja del agua de mar de unos 0.3 Ω -metro, es de los órdenes de magnitud muy por debajo de la sensibilidad de la tierra, el propio mar puede co-adaptarse a menudo, para el rendimiento de la corriente y en casi todos los casos, la corriente se apartará de las áreas continentales.

La mayoría de los monopolares y eslabones bipolares, basados en el cable submarino, con el eco de mar serán encontrados en Japón y en aguas europeas. Seis enlaces bipolares, están por debajo del Báltico y el Mar Norte. Un cable de Noruega a Alemania de 600 MW, extendiéndose por encima del enorme palmo de 1880 Km., en donde se planea comisionar para el año 2005. Ninguna de estas conexiones podría ser hecha para CA. El plan de Japón para unos 40-Km. de cable submarino del Hokkaido a Honshu; fue el primer instalado y operó como un monopolar de 150 MW, para que finalmente existiera el bipolar de 600 MW.

En Corea del Sur, unos 300 MW a ± 180 -KV en Haenam-Cheju, proyectan a la Isla de Cheju, recientemente conectada al continente, y otros proyectos de cables submarinos bipolares están en etapa de planificación. En vista de los logros en el Báltico y los mares Nortes, el alcance para los cables submarinos debe de ser mayor de lo que se sugiere en esta demostración. Hay un límite sin embargo, a lo que puede hacerse. Para las aguas del mar profundo, los cables deben fortalecerse mecánicamente al gran gasto para resistir la presión hidráulica. Por otro lado en las aguas poco profundas, el fuerte envío y los aumentos de tráfico de barcos de pesca, el espectro de anclas que arrastran los cables y enlozan en el mar, dan el significado de que los cables deben enterrarse al coste adicional requerido

6.3.2.6 LA DISTANCIA EN EQUILIBRIO.

Si la distancia de transmisión es lo bastante grande, digamos, unos cientos de kilómetros, la economía para los gastos importantes y las pérdidas más bajas con la línea de transmisión de CD, puede ser lo suficiente para pagar por dos convertidores, uno a cualquier extremo. Esto es conocido como la distancia en equilibrio. Si el costo de transmisión subterránea es incluido (y la CD subterránea se vende más o menos igual que el cable de la CA), la distancia en equilibrio, puede ser de 80 a 100 km. No ha habido sin embargo, hasta la fecha, ningún proyecto subterráneo a larga distancia, de CA o CD, porque el costo de las líneas superficiales es un tanto menos que el de las líneas del subsuelo, sobre un 25 a un 40 por ciento más del costo de cablegrafía del subterráneo.

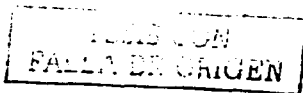
En cuanto a las líneas superficiales, la línea de la CD, puede llevar dos veces más potencia que una línea de CA, por encima de un pasaje autorizado. Aquí, interviene la distancia en equilibrio que está alrededor de 800 Km. Varios proyectos de este tipo están en funcionamiento en los Estados Unidos, Canadá, Brasil, Nueva Zelanda, y China. Cuando una gran distancia está envuelta, las líneas generalmente serán de alta capacidad. Tomando los 1360 km de largo del Noroeste al Sudoeste del Pacífico interno y del AVCD que puede transmitirse a 3100 MW en cualquier dirección. Las cargas máximas ocurren en el sur en el verano y en el norte en invierno. Sin el flujo de potencia entre ellos, ambos, norte y sur tendrán que instalar una capacidad extra de generación a un costo muy superior.

En los países desarrollados, es muy difícil conseguir un permiso para las nuevas líneas de transmisión de larga distancia, y el costo total de transmisión, tiene lo suficiente como para hacer los desembolsos, afianzar un pasaje autorizado con el costo de construcción de la propia línea de transmisión. Sin embargo, en los países en desarrollo, el AVCD a larga distancia, pueden ser una opción barata para aprovechar los recursos de grandes y remotas extensiones de agua.

Obviamente, muchos proyectos son, y serán, discutidas por varias razones, justificando y seleccionando el AVCD. En cuanto a su costo, será aproximadamente de un 20 a un 25 por ciento del total.

6.3.2.7 CINCO CONFIGURACIONES.

El AVCD puede impulsarse y configurarse a los sistemas de transmisión diversamente. En un acoplamiento en cascada, en el que los convertidores 1 y 2 estén en el mismo sitio y ninguna línea de transmisión de CD se necesita entre ellos (ver primera figura), estos se diseñan para un bajo voltaje (50 -150 kvs), se perfeccionan para la corriente más alta en los tiristores, y estos pueden llevarse sin la existencia de una conexión en paralelo. Las unidades son idénticas, conectadas en una vuelta (ver), y en cualquier caso, capaces de trabajar como un rectificador (convirtiendo la CA a la CD), a cualquiera que este ordenado por un sistema de control.



Cuando el voltaje de la CD es positivo, la potencia fluye desde el convertidor 1 y 2; cuando el voltaje de la CD es negativo, el flujo de corriente de la CD esta en la misma dirección, y la potencia fluye de 2 a 1.

El control de sistema puede pedir la cantidad precisa de potencia, así como su dirección.

Los convertidores para un lazo en cascada cuestan del 15 al 20 por ciento menos que cualquier extremo de una línea de CD. Después de todo, comparten un sitio en el costo de construcción y las diversas facilidades.

Un sistema monopolar, tiene los dos convertidores separados por una sola línea del polo (ver segunda figura). La línea tiene un conductor, o unas conexiones en paralelo para una capacidad alta. La tierra sirve como el conductor de retorno. Este arreglo requiere dos electrodos capaces de llevar a la corriente continua completamente, y debe localizarse a los lejos a 10 Km. por lo menos para poder acomodar otros medios como lo son las subestaciones eléctricas y las líneas de la cañería. Pero estas localizaciones que son las más convenientes, son difíciles de encontrar en la tierra, para la configuración monopolar que raramente se adapta para la superficie de transmisión. Se usa, sin embargo, para proyectos que involucren la transmisión de cable submarino. El agua de Mar es un conductor excelente de electricidad y las situaciones son más fáciles para encontrar los electrodos de mar; éstos se conectan al neutral de los convertidores y deben tener muy bajo voltaje que se considere de (10-20 KV) en las líneas de CD.

El sistema que favoreció a la mayoría con una línea de transmisión de CD, es la bipolar, realmente es dos sistemas monopolares combinados, uno al positivo y uno a la polaridad negativa con respecto a la tierra (tercera figura).

Cada lado monopolar puede operar solo con el eco del suelo; pero si los dos polos tienen la corriente igual, estos cancelan la tierra actual y mantienen la corriente en cero (en la práctica por debajo y en comparación de 1 por ciento). En cosas así, los cursos de la tierra son usados limitadamente en una emergencia, cuando un polo está fuera de servicio y su polo de conducción está disponible para reconfigurar y llevar el retorno actual, a un profundo y un mínimo periodo de corriente a través de la tierra. Una tercera configuración es bipolar con tres términos (ver cuarta fig.). Un caso es el de 2000 MW Radisson Nicolet Sandy, de tres estaciones convertidoras de ligamiento en las plantas hidroeléctricas de Quebec a Nueva Inglaterra; a lo largo de 1500 Km. en línea de transmisión. Este lazo, trae la potencia a Nueva Inglaterra o, durante las emergencias en Quebec.

En esta conexión en paralelo, la configuración de las tres terminales, los convertidores 1 y 2 que operan como rectificadores para que el convertidor 3 opere como un inversor. Alternativamente, con una inversión automática de voltaje, junto con el control de ángulo al encender, los convertidores 1 y 2 operan como inversores y el 3 como un rectificador. Otras combinaciones de rectificadores e inversores, pueden ser creadas invirtiendo las conexiones de un primer término con los interruptores de mecánismo. Por ejemplo, invirtiendo las conexiones del convertidor 2, permitirá a 1 funcionar como rectificador y 2 y 3 como inversores; agregando una inversión automática de voltaje.

La actividad que juega una pequeña toma de corriente (para la entrega de aproximadamente un 10 por ciento de la potencia nominal de la línea a una carga a lo largo del camino) se resalta en otra configuración del multi términos, en el que

los convertidores son conectados en las series (quinta figura). Debido al gasto de una pequeña toma de corriente paralela, la configuración en serie, debe favorecerse para las tomas de corriente, que llevan cada una arriba y sobre una décima de su capacidad total. Aún, no se ha construido todavía ninguna, a menudo los costos se reducen, como para volverse una fuente alternativa de pequeña capacidad.

Es técnicamente posible tener ambas series y tomas de corriente paralelas, a lo largo de una línea de gran potencia y a largas distancias, el primer plano que se encuentra por debajo a una décima parte de la capacidad de la línea y el segundo plano a otro más. Un proyecto propuesto para África, incluye una o dos tomas de corriente pequeñas y una toma de corriente grande, a lo largo una línea de AVCD de 8000 km de Zaire-Egipto.

El costo del convertidor se invirtió en las válvulas, junto con su sistema de control. También, cuando se importan los convertidores de AVCD, de un 30 a un 60 por ciento de la cantidad invertida en ellos, pueden ser locales dentro del país que los hospeda, cubriendo la subestación de CA al equipo asociado, como el trabajo civil, equipo auxiliar, los capacitores, servicios de diseño, y más.

Las característica técnicas del rendimiento, pueden reducirse mucho hasta un precio más bajo, mientras así se da un grado de libertad a los proveedores para disminuir sus costos y hechura, al uso de una labor más eficaz. La regularización y/o procuración de planes construidos con precisión, pueden disminuir el costo más allá de este.

6.3.2.8 LAS CONFIGURACIONES APLICABLES.

Dependiendo de la aplicación, pueden configurarse los AVCD en sistemas de transmisión de varios maneras, usando números variantes de convertidores (ver quinta figura). En teoría, cualquier número de convertidor puede usarse, pero todavía ninguna estación se ha construido con más de tres términos.

A partir de ahora, sólo dos proyectos de tres terminales, están en funcionamiento. Uno es el monopolar de 200 KV, el lazo de 300 MW, y 415 km de largo, con término en el continente de Italia y dos en la isla de Córcega. El otro lazo de agua mencionado, esta en Quebec-Nueva Inglaterra, que tiene dos terminales en Quebec y uno en los Estados Unidos, cada una comenzando en el rango de los 2000 MW.

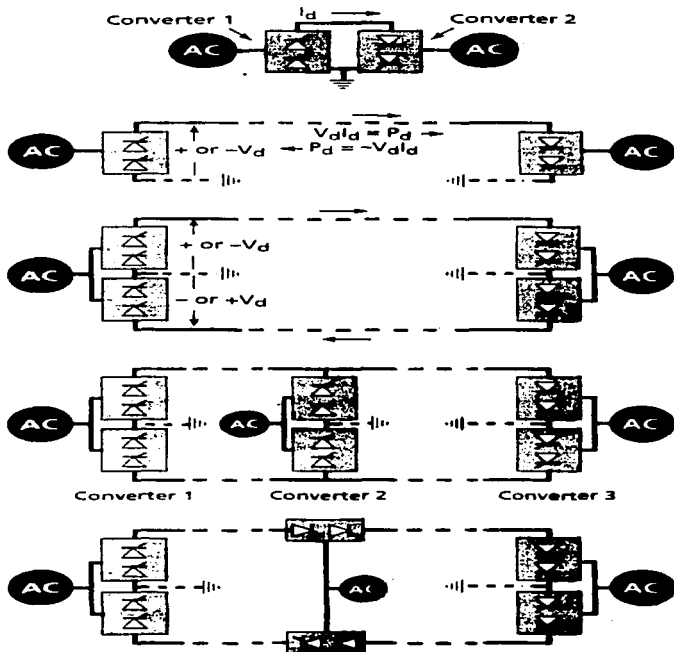
(Originalmente, se pensaba que el proyecto tenía cinco terminales, mientras que ya incorporadas, se encuentran dos en existencia en los Estados Unidos y Quebec; pero los estudios detallados de dicho plan, propusieron las preguntas sobre la fiabilidad global y la complejidad, en donde el mercado de energía también cambió.)

Un proyecto de cinco-terminales de ± 500 -KV de AVCD, se ha propuesto para también transmitir 2000 MW a cada una, de Belarus y Polonia a Alemania (y, si es necesario, en la dirección inversa) anticiparse a la energía futura necesita y previene a todos los asociados como una piscina de reserva de capacidad.

(A propósito, los gastos del convertidor, así como la complejidad y consideraciones de fiabilidad, gobiernan virtualmente, fuera de la construcción de

RECIBO CON
FALLA DE ORIGEN

una rejilla de AVCD regional, como se hace para la transmisión de CA, y la posibilidad se ha estudiado en los simuladores.)



6.3.2.9 DENTRO DEL VESTÍBULO DE LA VALVULA.

Cada bloque del convertidor de "Cinco configuraciones" es complejo, llamada así la estación del convertidor de "12 pulsos", con 12 válvulas semiconductoras (el Tiristor se apila con los componentes asociados) localizadas en un edificio,

TESIS CON
FALLA DE CONTEN

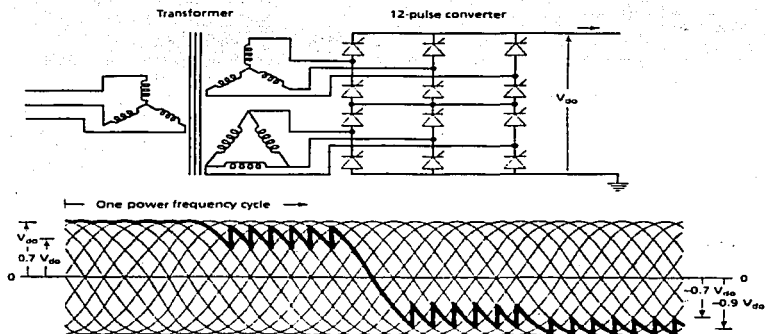
llamadas vestíbulo de la válvula, junto con equipo de apoyo. Esto último incluye el aire acondicionado, los transformadores del convertidor al aire libre (penetrando en una parte, por lo regular, una pared del vestíbulo de la válvula), la CD al aire libre se filtra en capacitores, en los interruptores automáticos de la CD, en la CD al inductor suavizador (el reactor). En CD y en barras de conducción se filtra y conmuta..

Las docenas de válvulas que representan el corazón del convertidor de la CA a CD; consisten en dos circuitos trifásicos en puente conectados en serie, uno proporcionado de una Y:Y y el otro de una Y: conectada del transformador del convertidor o desde el separador Y a y los arrollamientos secundarios de un transformador (figura 6). Con un cambio de fase de 30 grados entre los voltajes de CA de los dos secundarios, el rendimiento produce lo que se llama el funcionamiento del 12 pulsos, que es más de la mitad de las armónicas que entran en la CA y en los lados en la CD, comparado con lo que sucede sin cada cambio de fase.

Los armónicos, incluso, podrían reducirse más allá adoptando un orden de pulsos superiores, como 24 ó 48 veces menos, pero el alto voltaje que cambia de fase a los transformadores y a la CA y la CD a filtros laterales, es costoso y son una manera más barata para reducir los armónicos, a un aceptable 3 ó 2 por ciento o quizás menos. Recuerde que el mismo convertidor, puede operar como un rectificador o inversor, y su voltaje de rendimiento puede controlarse rápidamente a su máximo positivo o voltaje negativo y niveles entre ambos, con una corriente directa que siempre fluye en la misma dirección. El valor de flujo de la corriente de rendimiento en la carga, es la diferencia entre los dos convertidores, rendimiento de voltajes divididos por la resistencia total (de línea, transformadores, válvulas, y mucho más). La conversión de corriente entre el lado de CA y el lado de la CD, es cumplido transfiriendo la corriente directa en la sucesión de válvula a válvula, tal que los flujos de corriente de la CD como los bloques de CA actual, estén en los arrollamientos del transformador.

El voltaje de rendimiento de CD, es obtenido de un puente de seis pulsos por la conmutación de seis válvulas en un puente; como se muestra en la figura (en Fig.6). La secuencia muestra el convertidor que opera primero como un rectificador a su voltaje máximo positivo, para un voltaje reducido por algún cambio de fase en los pulsos de la compuerta de encendido, así como para un voltaje negativo con un cambio de fase de una compuerta de pulsos a más de 90 grados (en 90 grados, el voltaje de la producción media está en cero), y finalmente el voltaje negativo al máximo.

Cada cambio toma simplemente unos milisegundos, en navegar en la principal forma de onda de la frecuencia, con un cambio total posible en 8 metros. Tal control de voltaje de rápido rendimiento, es hecho posible por la electrónica de potencia, que es la base para un control preciso de la CD actual para un flujo de potencia.



(Fig. 6)

6.3.2.10 TIRISTORES, EL CORAZÓN.

Los Tiristores, también conocidos como rectificadores de silicón controlados (SCR's), es el elemento básico del convertidor de AVCD. Esencialmente el semiconductor controla los interruptores con un ánodo, cátodo, y compuerta de mando. Estos sólo conducen en una sola dirección, hacia delante (cuando el ánodo es positivo con respecto al cátodo) y comienza hacerlo en respuesta al pulso de encendido en la compuerta.

Una vez que los SCR's se han encendido, su adelanto a la caída de voltaje es de un 1.5 a 2.0 V, que es relativamente bajo, y se sigue dirigiendo hasta el dispositivo actual alcanzando un nivel cero, que recupera en la no conducción, o en el estado de bloqueo, que permanece obturado hasta el nuevo encendido.

(El más avanzado, es la compuerta de apagado del Tiristor, que también puede ser apagada por un pulso en su compuerta, pero mientras, es popular para las aplicaciones industriales, y no se ha usado todavía en AVCD porque sus costos y pérdidas cronometran del 1.5 a 2 veces más, comparado con los tiristores normales.)

Los Tiristores son fabricados de silicón cristalino o un per wafer, una gran diferencia a la multitud de los transistores, que podría habitar en el mismo espacio. A ún wafer más grande, a una corriente más superior de los tiristores y/o a un rango de voltaje. El diámetro del wafer es de 100 mm, que es hoy en día lo normal para las aplicaciones de AVCD.

Típicamente, extendiendo la compuerta actual con los dedos encima del área del wafer, permite al tiristor controlar varios miles de amperios, en una configuración

de un circuito de gran potencia. En las aplicaciones de AVCD, por consiguiente, los dispositivos necesitan que no se conecte en paralelo, simplificando así la aplicación. Similar en su capacidad de bloquear el voltaje, los tiristores pueden diseñarse de 6 a 10 KV que es el rango más bajo de la capacidad actual y los bloqueadores más altos de voltaje, pero no obstante, necesitan ser conectados en serie para descopar una válvula, para los voltajes altos.

Las válvulas confrontan excesivos requisitos. Para Ilustrarlo, permitiendo aproximadamente un margen de 2:1 para sobre voltajes y el funcionamiento seguro, una válvula para unos 200 KV requieren de 40 a 60 tiristores en las series. Se deben tener bien emparejados para obtener una caída de voltaje idéntica para todas las series conectadas al legado. Típicamente, esto requiere una hilera de divisores de voltaje de resistencia-capacitor en paralelo con los tiristores, para retardar el levantamiento repentino en el voltaje, y mucho más para el humedecimiento de los inductores en serie, como para retardar el repentino rizo en la corriente, para los niveles aceptados como seguridad en los tiristores.

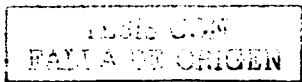
A veces, los tiristores en una serie de válvulas deben encenderse simultáneamente, para que cada una seda su propia fibra óptica, sobre la cual el pulso de encendido se envía desde un sistema de control a nivel del voltaje de tierra. En cada nivel de tiristores, estos pulsos ópticos son reconstruidos (por un convertidor de pulso) en pulsos eléctricos que pasan bastante corriente desde la compuerta hasta el cátodo para un rápido encendido.

Claramente, si a la fibra óptica o el convertidor de pulso les falta un tiristor en la hilera, o hay uno descompuesto (abierto) en la conexión física, el dispositivo no recibirá un pulso, en cambio, para los otros tiristores en las series encenderán a un voltaje elevado de miles de voltios, lo que lo pondrá fuera en cortocircuito. Tal daño es evitado por el circuito de protección local, el cual regresa y pone al límite al tiristor, al voltaje y/o el porcentaje de rizo del voltaje excedido.

Un tiristor puede operar con seguridad durante muchos meses, en este modo de encendido local. De tal manera, no tiene que ser reemplazado ni reparado hasta la fecha de mantenimiento establecido. Más allá, aún cuando uno falla, puede permanecer en funcionamiento, por lo regular solo una vez al año y hasta su fecha de mantenimiento fijado, porque el plan de vida de la válvula, permite bastantes márgenes, poniendo en cortocircuito de uno a dos tiristores. A cada tiristor se le proporciona también una fibra óptica secundaria, extendiéndose por todo el camino desde la tierra de control, durante el tiempo real que informa de la condición del dispositivo: Esta fibra recibe su entrada de corriente local y de sensores de voltaje para cada tiristor.

Un tiristor se pone caliente, debido a las pérdidas de energía del 1.5 hasta 2.0 V en operación, la caída de voltaje durante la conducción y el encendido y apagado va de 50 a 60 veces por segundo (la frecuencia de potencia). Enfriar es un imperativo, si la temperatura celular del tiristor a plena carga, no excede los 100°C aproximadamente, este permanecera al margen en aproximadamente 50°C, para una posible sobre corriente de los eventos actuales. Los dispositivos se enfrían eficazmente con agua pura condicionada o des-ionizada, que también cuenta con un buen aislamiento eléctrico.

El equipo de agua condicionada, es atada al nivel del suelo y bombeada a través de las cabezas aislantes, a lo largo de las numerosas y pequeñas cañerías a



cada tiristor, y también a cada uno, humedeciendo la resistencia y humedeciendo el inductor.

Por razones prácticas de entrega y el arribo del montaje en el lugar, se colocan de 10 a 20 tiristores terminando con el panel de la válvula dentro de la fábrica. En el lugar, los tableros son ensamblados y conectados en las series dentro del cuarto de válvulas, para producir tres montajes de cuatro válvulas apiladas encima de cada una (representando tres columnas de cuatro válvulas cada una en la Fig.6). Las tres cuadri válvulas gigantes, se localizan lado a lado en el cuarto de válvulas, cualquiera de los dos, colgando del techo o fijo al suelo, y representa a la electrónica de potencia, como parte de un complemento a 12 válvulas del convertidor de AVCD. Dependiendo de la configuración del sistema y el tamaño del proyecto, una estación convertidora de AVCD puede tener uno, dos, o cuatro cuartos de válvulas.

6.3.2.11 LA FINALIDAD DE LA FIBRA ÓPTICA.

A nivel del suelo, las dos fibras ópticas para un pulso de encendido y uno para supervisar el tiristor, finalizan al llamado base de válvulas, para el sistema electrónico de cada cuadri válvula. Entonces, en el orden jerárquico, las tres bases de válvulas de los sistemas electrónicos, son controlados por un control convertidor a 12 pulsos. Aún nivel superior, el control del convertidor recibe su signo para la potencia y el control actual, junto con otras órdenes desde el polo, y los controles del sistema, los cuales también incluyen comunicación con terminales remotas, un centro de expedición de energía, y otras entidades.

El control, protección, y la supervisión de sistemas, son ahora digitales en su totalidad, habilitando la adaptación de microprocesadores disponibles comercialmente, computadoras, y displays. Con la ayuda de simuladores de tiempo real que representan el sistema de potencia, el control entero, protección, y un sistema de supervisión que puede ser totalmente ensamblado y probado en la fábrica, para ser enviados al lugar(es). A menudo, un simulador de tiempo real, también se le proporciona al cliente para mantenimiento, e instrucción, y pruebas de controles para valores agregados en un futuro.

6.3.2.12 EL NEGOCIO INTERNACIONAL.

Siemens Energy & Automation, GEC-Alsthom la T&D Power Electronics Systems, y ABB Power Systems son proveedores representativos de cuadri válvulas para el mercado internacional. Las mismas compañías proporcionan los sistemas de AVCD a sus respectivos mercados nacionales. Hitachi Ltd y Toshiba Corporation Fuchu Works, han proporcionado todos los tiristores para las instalaciones en AVCD en Japón; sin embargo, sus diseños se consideran costosos y no han entrado en el mercado internacional competitivo. Mitsubishi Electric Corporation ha participado junto con Hitachi y Toshiba como suministrador, en un proyecto reciente de 1400-MW \pm 250-KV de cable submarino KII Channel proyecto en Japón.

Los proyectos en Rusia, están basados en el plan doméstico y de fabricación.

En general, la fiabilidad y disponibilidad de proyectos de AVCD, ha sido de bueno a excelente. El comité de estudio de la 14va. Conferencia de París, basada en la conferencia de Internationale des Grands Réseaux Electriques à Haute Tension (Cigré) ha coleccionado los datos anuales en la fiabilidad de sistemas de AVCD, en el funcionamiento a través del mundo, desde que el primer proyecto de AVCD entró en marcha en 1954, incluyendo proyectos primarios, basados en las válvulas de arco de mercurio y después, los proyectos basados en tiristores introducidos en 1972.

El comité ha estudiado los datos periódicamente sobre la eficiencia y las planeación indisponibles de energía y, recientemente, para 31 utilidades, durante la década de 1983 hasta 1992 para los sistemas de AVCD basados en tiristores. (Las planeaciones indisponibles, es el porcentaje de tiempo durante el cual es ocupado por los fallos imprevistos del equipo de la estación del convertidor. Por ejemplo, las planeaciones indisponibles, es el porcentaje de tiempo durante la cual las interrupciones eran deliberadas, por motivo del mantenimiento del convertidor.) Los datos muestran que la indisponibilidad forzada de energía, debido a las etapas del convertidor que ocurren en promedio 1.62 por ciento del tiempo, variando cerca del 0 por ciento para unos proyectos, a un 7.6 por ciento para un solo proyecto. La planeación indisponible de energía, es en promedio del 5.39 por ciento, comprendido entre un rango del 1 por ciento para dos proyectos al 11 por ciento para tres. De esta indisponibilidad, únicamente un cuarto de las veces es debido a la falla de las válvulas y de control. Así, la fiabilidad de las válvulas de AVCD generalmente ha sido excelente. En todo esto, el tiristor mismo ha demostrado ser uno de los componentes más confiables en los sistemas de AVCD.

Uno de los números grandes en los datos de indisponibilidad pertenece al proyecto de Itaipu de Brasil, y refleja una válvula de disparo del vestibulo que empezó formando un arco y se extendió encendiendo los materiales combustibles en las válvulas. Desde 1993 (es decir, después de que el análisis de datos de 10 años lo mencionó antes) ha habido dos otros incendios mayores que destruyeron los vestibulos de la válvula por razones similares, uno en la terminal Rihand del proyecto Rihand-Delhi de la India, el otro en la terminal Sylmar de la US Pacific DC. Otros disparos menos perjudiciales también ocurrieron. Debido a estos disparos y ellos provocados por los mismos clientes, se han revisado radicalmente los diseños de la válvula e incluir los materiales para retardar el disparo, las barreras de disparo, el censado de disparo y la protección del sistema. Así, con los nuevos diseños cosas así no ocurrirán.

Otra razón para la alta indisponibilidad de energía en algunos proyectos, ha sido el un fracaso debido a los transformadores del convertidor y el largo tiempo que tomó quitar y reemplazarlos. Incluso asumiendo que una unidad de repuesta esté disponible, puede tomar varios días para reemplazar una unidad que falle y volver a poner el sistema en servicio. Entonces la reparación de la propia unidad descompuesta, puede tomar varios meses; desde una perspectiva de AVCD, quizás la tecnología de los transformadores para los convertidores, es el más avanzado.

En parte, el problema se encuentra en el aislamiento entre los embobinados y el tanque del transformador. Este aislamiento tiene que resistir la CA combinada a

voltajes de CD como un requisito que, dado un plan desarrollado en eso para un transformador de CA, trae consigo el espacio entre los dos embobinados y en el tanque externo que los alojan. Existe la necesidad entonces, debido a los embobinados múltiples y el riesgo de calentar y localizar las armónicas por que hace a los transformadores del convertidor de CD mucho más costos que a los de CA. El transformador del convertidor R&D podría arreglar aquéllos que quizás el costo este a un 25 por ciento, pero el mercado de AVCD es limitado y parece ser lo bastante gratificante para los fabricantes, el emprender la investigación del plan necesidad improbable.

En el pasado, los flashovers por las actividades de la CD y otros aisladores de la CD han sido frecuentes así como el efecto de polución externa y humedad. Los Flashovers en las subestaciones de potencia son muy delicados debido al daño que pueden causar a otro equipo y el riesgo de caerse en forma de cascada en un corte de corriente o de una potencia extensa. Estos problemas han sido eliminados por el uso de bujes de polímero sólidos, la aplicación de un caucho vulcanizado especial que lo cubre, conocido como RTV de Dupont, el uso de caucho especial vertido (los escudos) aumentan la superficie y el tiempo de vida estimado a una distancia más corta entre dos partes, dirigiendo y midiendo a lo largo de la superficie del aislador.

El mismo problema aplica, en menor grado, a los aisladores de la CD para la línea. Se ha dirigido a través del uso de cordones más largos (de aisladores en las series y los aisladores de alto rendimiento, los aisladores llamados del tipo niebla). Se han usado los aisladores de polímero con éxito en áreas pesadamente contaminadas, y podrían entrar bien en uso extenso. Un atributo útil del AVCD es la habilidad del convertidor dado la operación al voltaje reducido. Si, por lo que la razón de que quizás un aislador es dañado, o polución pesada en los aisladores, junto con la alta humedad en la línea, es inmune con la oposición en el voltaje de línea lleno, los convertidores pueden operar a un nivel de voltaje seguro.

6.3.2.13 CONCEPTOS AVANZADOS.

Muchos adelantos están teniendo lugar continuamente con la expectativa de mejorar la actuación y la fiabilidad, así como reducir el tiempo de entrega, costos, y pérdidas de energía.

Las mejoras en las valuaciones del Tiristor (el voltaje y corriente), y muchas otras características del dispositivo, tienen una alta influencia en no sólo reducir el costo de las valvulas, si no también en otro equipo en la estación del convertidor. El trabajo es en marcha, levantar la capacidad de voltaje en los tiristores de 100 mm de 8 KV a 10-12-KV. Entonces, también, los tiristores basados de 120 a 150 mm de silicón están en el desarrollo, aunque la oportunidad de su introducción dependerá del rendimiento industrial y la demanda para ellos en AVCD y otros mercados que gusten de la Transmisión en los sistemas flexibles de CA y las aplicaciones industriales de gran potencia.

El tiristor activado por luz se ha desarrollado también, demostró, e incluso se usó comercialmente en un proyecto de AVCD en los Estados Unidos y tres en Japón, pero todavía no ha tenido éxito en Japón. El objetivo aquí, sería eliminar otros

circuitos electrónicos a cada tiristor, nivelar para convertir la señal óptica en un pulso eléctrico y para la protección monitoreada de cada nivel del tiristor. La luz directa que activa a los dispositivos que usan las fibras ópticas, requieren las fuentes de iluminación mucho más poderosas a nivel del suelo, y ya los fabricantes japoneses han desarrollado tales diodos emisores de luz. Sin embargo, la eliminación del circuito para proteger y supervisar el dispositivo a cada nivel, requeriría superior encima de los márgenes de voltaje en los tiristores, o desarrollar un tiristor con una misma protección (el mismo encendido) cuando el voltaje o el porcentaje de ríso del voltaje son demasiado altos, como se esta desarrollando en Europa.

Los GTO's - estos dispositivos que, como el tiristores, pueden encenderse por el pulso de la compuerta positivo cuando el voltaje del ánodo-cátodo también es positivo, normalmente los tiristores a diferencia, se apagan por un pulso negativo en la compuerta.

Sin entrar en detalles, basta decir que este encendido, fuera de las primacías de cada concepto nuevo de los circuitos como mismo comutador, el pulso con modulación, el suave switcheo, el manejo del voltaje y los convertidores multipaso, son los circuitos que operan a las mas altas frecuencias internas de switcheo (varios centenares de hertzios), los cuales a su vez reducen los armonicos y permite el funcionamiento de la unidad y el factor de potencia principal, comparado con lo que puede lograrse con un tiristor de proposito normal. Estos conceptos se han usado extensivamente en bajo y mediana potencia en los dispositivos (sobre el rango de los 10 MW: note que el convertidor proporcionado por Westinghouse a la subestación de Sullivan de la Tennessee Valle, autoriza para una aplicación flexible de CA de unos 80 MVA y dos de 50 MVA, en Japón por un gran número de fabricantes.

Los adelantos en los GTO y sus aplicaciones han avanzado inteligentemente y se ha puesto a la cabeza a Japón por un esfuerzo de R&D un gran colaborador, consolidado por las utilidades, el gobierno, y los fabricantes. Hasta ahora, los dispositivos no han hecho ninguna incursión en AVCD (qué normalmente requieren de convertidores de centenares de megavatios de capacidad), debido a tres razones: sus valuaciones son más bajas que la de los tiristores, sus costos y pérdidas son casi dos veces más que los tiristores normales; por estos tres aspectos (las valuaciones de GTO, costos, y pérdidas) tiene una gran influencia en el precio en otro equipo para una estación de un convertidor completo.

Sin embargo, 10 utilidades para la potencia, el Instituto de Investigación Central de la Industria de Potencia Eléctrica, el gobierno, y los fabricantes mayores en Japón, se han consolidando conjuntamente con R&D a ún programa de gran alcance para la aplicación de las últimas tecnologías en la electrónica de potencia y al refuerzo de interconexiones de sistemas de potencia. Uno de estos esfuerzos es ha sido desarrollar el GTO convertidor a 300-MW para la cascada en la interconexión de AVCD. Claro, las estaciones convertidoras de AVCD basadas en tiristores, son un blanco móvil para las estaciones del convetidor GTO. Bajo una estandarte de "AVCD 2000", el ABB ha presentado potencialmente a los clientes, una nueva generación en convertidores de AVCD basados en tiristores, mientras se incorporan los últimos desarrollos los cuales afectan varias áreas técnicas y se

1981 CON
FALLA DE ORIGEN

apunten a la mejor actuación y robustez, así como la complejidad reducida, el área requerida, y tiempo de construcción. (fig.7)

La llave futura del AVCD 2000 incluye:

- La actividad en los filtros en AC y en CD , el cual esta automáticamente seleccionado para succionar y quitar los armonicos automáticamente , mientras se reducen los armonicos que entran en el sistema de CA y de la línea de CD, eliminando las incertidumbres con el desempeño del filtro pasivo.
- Las valvulas al aire libre (en las contenciones herméticas, para protección), para la construcción inmediata del vestibulo de la valvula.
- Los electrodos a tierra localizados a baja resistencia sobre la capa de la tierra a unos 100 y 200 metros al fondo de los profundos agujeros, con la finalidad de reducir la corriente de tierra, significativamente cerca de la superficie, anulando a la mayoría de su efecto, en otras instalaciones como las tuberías.
- Los sistemas de control avanzado, son totalmente digitales, con el uso de fibras ópticas a los punto del monitoreo interior en el sistema. Por su puesto, otros proveedores están igualmente comprometidos en su posición competitiva.



(Fig. 7)

CONCLUSIONES.

Con el movimiento tecnológico que ha desarrollado la ciencia, podemos encontrar hoy en día una variedad de productos, donde en gran o mayor parte, los dispositivos semiconductores de potencia, intervienen con la finalidad de permitirnos obtener un trabajo - en términos de potencia- que desarrollen un proceso.

Indudablemente podemos decir que la electrónica de potencia sigue evolucionando en todos los campos de la industria; debido a que los dispositivos semiconductores de potencia; rectifican, convierten, y en ocasiones, mediante pulsos excitan a una carga determinada para poder aprovechar su funcionamiento.

La finalidad de analizar los componentes de potencia es; conocer las características y el funcionamiento de dichos dispositivos, que de acuerdo al comportamiento de estos, se haga una selección para un determinado proceso, de manera que la elección sea la más adecuada para el diseño de un buen producto, de tal forma, que el análisis cubra las necesidades para los componentes a elegir.

En la actualidad, existen muchos dispositivos semiconductores de potencia comercialmente disponibles; sin embargo, el avance de esta tecnología continúa en desarrollo, porque la industria moderna requiere de los circuitos de potencia y de control.

Existe una gran variedad de tiristores, y por mencionar algunos de lo que en esta tesis se comentan, se encuentran los dispositivos de desactivación por compuerta como lo son el GTO, SCR y el IGBT.

Pude notar, que las características reales de los tiristores, difieren de una forma significativa con respecto a los dispositivos ideales, que aunque existen varios procedimientos para activarlos, el control de la compuerta es el resultado del voltaje con respecto al tiempo. Debido a la carga de recuperación, las pérdidas de conmutación de los GTO son mucho más altas que las de los SCRs comunes. Los componentes del circuito de freno del GTO resultan críticos para su rendimiento.

Debido a lo visto en este trabajo de tesis, podemos hacer notorias las diferencias en las características de los tiristores de un mismo tipo, debido a las operaciones en serie y en paralelo, que requieren de ciertos circuitos para la repartición de voltaje y de corriente, a fin de protegerlos bajo condiciones de un régimen permanente y de los transitorios. Por lo tanto se hace necesario un procedimiento de aislamiento entre el circuito de potencia y los circuitos de control.

Cabe recalcar que las aplicaciones de control citadas en el último capítulo, en donde se pudo observar como la potencia de salida de los convertidores de CA a CD, puede controlarse variando el tiempo de conducción. Dependiendo de los tipos de alimentación, los convertidores pueden ser monofásicos o trifásicos. Los

convertidores semicompletos o completos, se usan extensivamente en aplicaciones prácticas. Aunque los semiconvertidores resultan tener un mejor factor de potencia de entrada que los convertidores completos, estos convertidores solo son adecuados para la operación a un cuadrante único. Los convertidores completos y los convertidores duales, permiten operaciones en dos y en cuatro cuadrantes respectivamente. Los convertidores trifásicos normalmente se utilizan en aplicaciones de alta potencia, para obtener las componentes ondulatorias de frecuencia en una salida mucho mayor.

En resumen, podemos concluir diciendo, que los dispositivos semiconductores de potencia, son una gran alternativa para la industria moderna, por la variedad, manipulación, ventajas, entre otros beneficios de los que proveen con su aplicación en las diferentes áreas en donde podemos encontrarlos, a su vez, en donde aún no son aplicados la alternativa queda latente, debido a su versatilidad y mejora en busca de un modo y calidad de vida superior al existente.

19515 0014
FALLA DE ENGEN

GLOSARIO:

ESTUDIO DE LAS HOJAS DE CARACTERÍSTICAS: DIODOS DE POTENCIA.

DIODO RECTIFICADOR NORMAL.

Philips Semiconductors

Product specification

Rectifier

BYX10G

FEATURES

- Glass passivated
- High maximum operating temperature
- Low leakage current
- Excellent stability
- Available in ammo-pack.

DESCRIPTION

Rugged glass package, using a high temperature alloyed construction.

This package is hermetically sealed and fatigue free as coefficients of expansion of all used parts are matched.

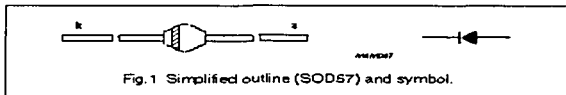


Fig. 1 Simplified outline (SOD57) and symbol.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RSM}	non-repetitive peak reverse voltage		-	1600	V
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		-	1600	V
V_{RWM}	crest working reverse voltage		-	800	V
$I_{F(AV)}$	average forward current	$T_p = 50^\circ\text{C}$; lead length = 10 mm; averaged over any 20 ms period; see Figs 2 and 4	-	1.2	A
		$T_{amb} = 60^\circ\text{C}$; PCB mounting (see Fig. 9); averaged over any 20 ms period; see Figs 3 and 4	-	0.6	A
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	$t = 10$ ms half sinewave; $T_j = T_{jmax}$ prior to surge; $V_R = V_{RWMmax}$	-	25	A
T_{STG}	storage temperature		-65	+175	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature	see Fig. 5	-65	+175	$^\circ\text{C}$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $T_J = 25^\circ\text{C}$; unless otherwise specified.

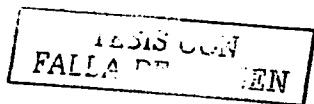
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	$I_F = 2\text{ A}$; $T_J = T_{J\text{max}}$; see Fig.6	-	-	1.5	V
		$I_F = 2\text{ A}$; see Fig.6	-	-	1.5	V
I_R	reverse current	$V_R = V_{RW\text{max}}$; see Fig.7	-	-	1	μA
		$V_R = V_{RW\text{max}}$; $T_J = 150^\circ\text{C}$; see Fig.7	-	-	200	μA
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 0.5\text{ A}$ to $I_R = 1\text{ A}$; measured at $I_R = 0.25\text{ A}$; see Fig.10	-	3	-	μs
C_d	diode capacitance	$V_R = 0\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$; see Fig.8	-	30	-	pF

THERMAL CHARACTERISTICS

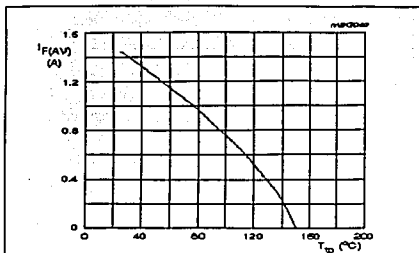
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{\theta(j-c)}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length = 10 mm	46	K/W
$R_{\theta(j-a)}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	100	K/W

Note

1. Device mounted on epoxy-glass printed-circuit board, 1.5 mm thick; thickness of copper $\geq 40\text{ }\mu\text{m}$, see Fig.9.
For more information please refer to the "General Part of Handbook SC01".

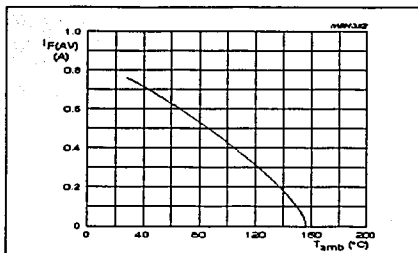


GRAPHICAL DATA



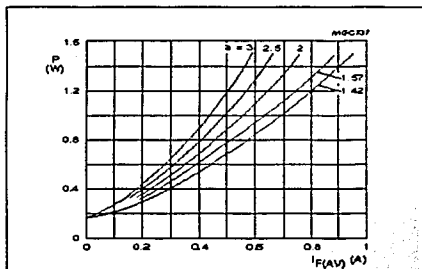
$\alpha = 1.57$; $V_R = V_{Rmax}$; $\delta = 0.5$.
Lead length 10 mm.

Fig.2 Maximum permissible average forward current as a function of junction temperature (including losses due to reverse leakage).



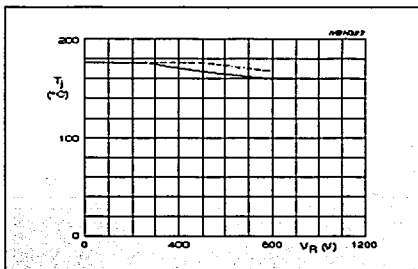
$\alpha = 1.57$; $V_R = V_{Rmax}$; $\delta = 0.5$.
Device mounted as shown in Fig.9.

Fig.3 Maximum permissible average forward current as a function of ambient temperature (including losses due to reverse leakage).



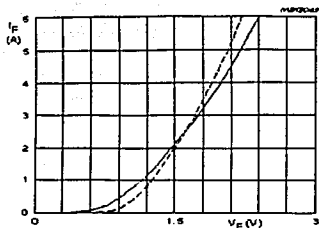
$\alpha = I_{Fmax}/I_F$; $V_R = V_{Rmax}$; $\delta = 0.5$.

Fig.4 Maximum steady state power dissipation (forward plus leakage current losses, excluding switching losses) as a function of average forward current.



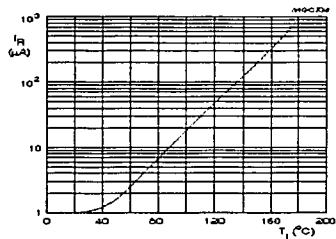
Solid line = V_R .
Dotted line = V_{Rmax} ; $\delta = 0.5$.

Fig.5 Maximum permissible junction temperature as a function of reverse voltage.



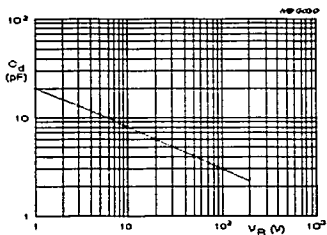
Solid line: $T_j = 25^\circ\text{C}$.
Dotted line: $T_j = 175^\circ\text{C}$.

Fig.6 Forward current as a function of forward voltage; maximum values.



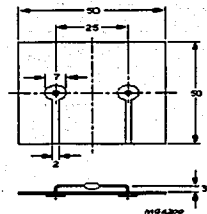
$V_F = V_{Fmax}$.

Fig.7 Reverse current as a function of junction temperature; maximum values.



$f = 1 \text{ MHz}$; $T_j = 25^\circ\text{C}$.

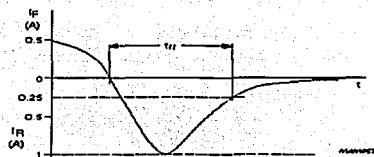
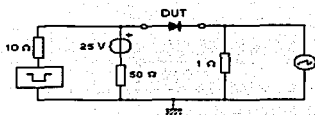
Fig.8 Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.



Dimensions in mm.

Fig.9 Device mounted on a printed-circuit board.

FAI
LEGIS CON
FAI
EN



Input impedance oscilloscope: $1\text{ M}\Omega$, 22 pF ; $t_r \leq 7\text{ ns}$.
 Source impedance: $50\ \Omega$; $t_r \leq 15\text{ ns}$.

Fig.10 Test circuit and reverse recovery time waveform and definition.

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Rectifier diodes
ultrafast

BYV32 series

GENERAL DESCRIPTION

Glass passivated high efficiency dual rectifier diodes in a plastic envelope, featuring low forward voltage drop, ultra-fast recovery times and soft recovery characteristic. They are intended for use in switched mode power supplies and high frequency circuits in general where low conduction and switching losses are essential.

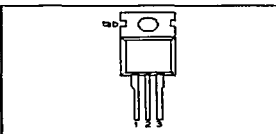
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	100	150	200	V
V_F	Forward voltage	0.85	0.85	0.85	V
I_{CAVF}	Output current (both diodes conducting)	20	20	20	A
t_r	Reverse recovery time	25	25	25	ns

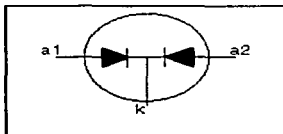
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	anode 1 (a)
2	cathode (k)
3	anode 2 (a)
tab	cathode (k)

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		-	-100	-150	-200	V
V_{RWM}	Crest working reverse voltage		-	100	150	200	V
V_R	Continuous reverse voltage		-	100	150	200	V
I_{CAVF}	Output current (both diodes conducting)	square wave $\delta = 0.5$; $T_{mb} \leq 115^\circ\text{C}$ sinusoidal $a = 1.57$; $T_{mb} \leq 118^\circ\text{C}$	-	20			A
I_{CRMS}	RMS forward current		-	18			A
I_{FRM}	Repetitive peak forward current per diode	$t = 25 \mu\text{s}$; $\delta = 0.5$; $T_{mb} \leq 115^\circ\text{C}$	-	28			A
I_{FSM}	Non-repetitive peak forward current per diode	$t = 10 \text{ ms}$ $t = 8.3 \text{ ms}$ sinusoidal; with reapplied V_{FRM} and V_{RRM}	-	125			A
I_{Pt}	I_{Pt} for fusing	$t = 10 \text{ ms}$	-	78			A ² s
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature		-	150			$^\circ\text{C}$

ISIS CON
FALTA DE NEN

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{\theta j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	per diode	-	-	2.4	K/W
$R_{\theta j-a}$	Thermal resistance junction to ambient	both diodes conducting in free air	-	60	1.6	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

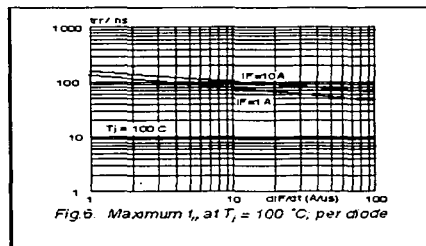
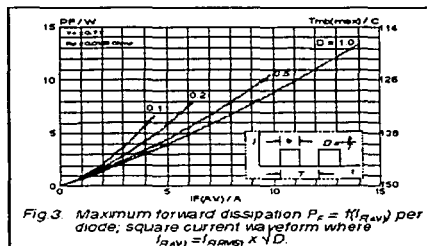
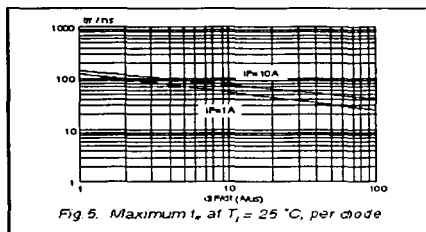
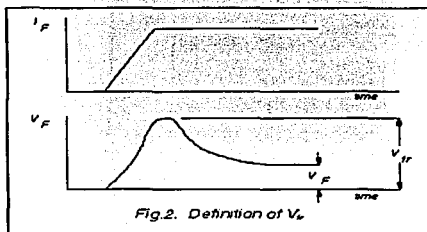
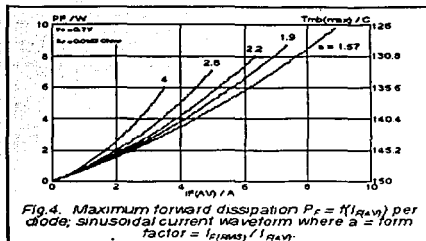
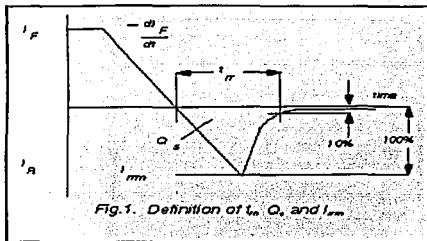
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_F	Forward voltage (per diode)	$I_F = 8\text{ A}$; $T_j = 150^\circ\text{C}$	-	0.72	0.85	V
		$I_F = 20\text{ A}$	-	1.00	1.15	V
I_R	Reverse current (per diode)	$V_R = V_{RWM}$; $T_j = 100^\circ\text{C}$	-	0.2	0.6	mA
		$V_R = V_{RWM}$	-	6	30	μA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Q_r	Reverse recovery charge (per diode)	$I_F = 2\text{ A}$; $V_R \geq 30\text{ V}$; $-di_F/dt = 20\text{ A}/\mu\text{s}$	-	8	12.5	nC
t_r	Reverse recovery time (per diode)	$I_F = 1\text{ A}$; $V_R \geq 30\text{ V}$; $-di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	20	25	ns
I_{rm}	Peak reverse recovery current (per diode)	$I_F = 1\text{ A}$; $V_R \geq 30\text{ V}$; $-di_F/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$; $T_j = 100^\circ\text{C}$	-	1.5	2	A
V_r	Forward recovery voltage (per diode)	$I_F = 1\text{ A}$; $di_F/dt = 10\text{ A}/\mu\text{s}$	-	1	-	V

TESIS CON
FALSA DE ORIGEN



FAL... EN

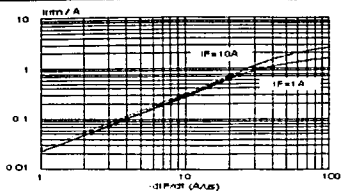


Fig 7. Maximum I_{fm} at $T_j = 25$ °C, per diode

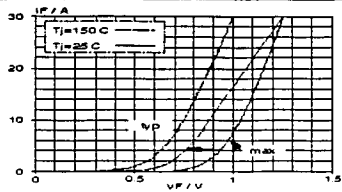


Fig 9. Typical and maximum forward characteristic $I_f = f(V_f)$, parameter T_j

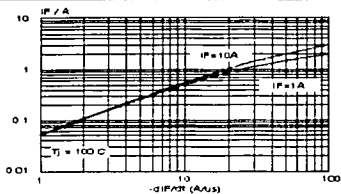


Fig 8. Maximum I_{fm} at $T_j = 100$ °C, per diode

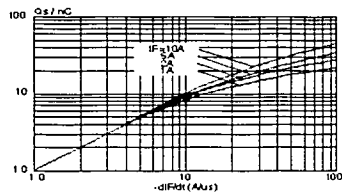


Fig 10. Maximum Q_s at $T_j = 25$ °C, per diode

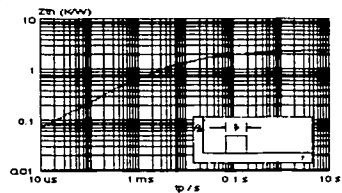


Fig 11. Transient thermal impedance; per diode;
 $Z_{\theta(jw)} = f(T_j)$

**Rectifier diodes
schottky barrier**

BYV143 series

GENERAL DESCRIPTION

Dual, low leakage, platinum barrier, schottky rectifier diodes in a plastic envelope featuring low forward voltage drop and absence of stored charge. These devices can withstand reverse voltage transients and have guaranteed reverse surge capability. The devices are intended for use in switched mode power supplies and high frequency circuits in general where low conduction and zero switching losses are important.

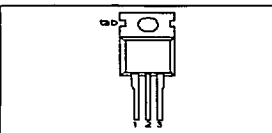
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	BYV143- Repetitive peak reverse voltage Forward voltage Output current (both diodes conducting)	35	40	45	V
V_F		0.60	0.60	0.60	V
I_{CAV}		30	30	30	A

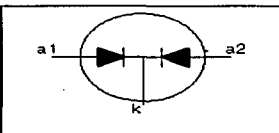
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	anode 1 (a)
2	cathode (k)
3	anode 2 (a)
tab	cathode (k)

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	$T_{mb} \leq 135^\circ\text{C}$	-	-35	-40	-45	V
V_{RWM}	crest working reverse voltage		-	35	40	45	V
V_F	Continuous reverse voltage		-	35	40	45	V
I_{CAV}	Output current (both diodes conducting)	square wave; $\delta = 0.5$; sinusoidal; $a = 1.57$; $T_{mb} \leq 119^\circ\text{C}$	-	30			A
I_{FRM}	RMS forward current	$t = 25 \mu\text{s}$; $\delta = 0.5$; $T_{mb} \leq 117^\circ\text{C}$	-	43			A
I_{FRM}	Repetitive peak forward current per diode		$t = 10 \text{ ms}$	-	30		
I_{FSM}	Non-repetitive peak forward current, both diodes conducting.	$t = 83 \text{ ms}$ sinusoidal $T_j = 125^\circ\text{C}$ prior to surge; with reapplied $V_{RRM(max)}$	-	200			A
I_{FSM}	Non-repetitive peak forward current per diode	$t = 10 \text{ ms}$	-	220			A
I_{FRM}	I_{FRM} for fusing	$t = 10 \text{ ms}$	-	200			A ² s
I_{FRM}	Repetitive peak reverse current per diode.	$t_p = 2 \mu\text{s}$; $\delta = 0.001$	-	2			A
I_{FRM}	Non-repetitive peak reverse current per diode.	$t_p = 100 \mu\text{s}$	-	2			A
T_{stg}	Storage temperature		-65	175			$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature			150			$^\circ\text{C}$

PHILIPS CORP
FAIRFAX, VA

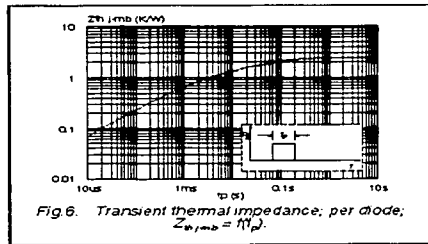
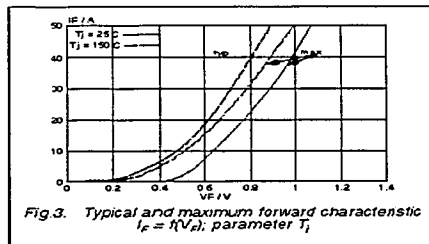
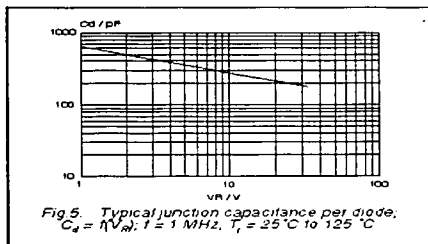
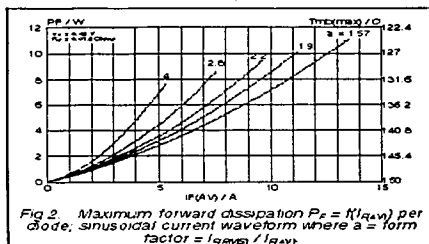
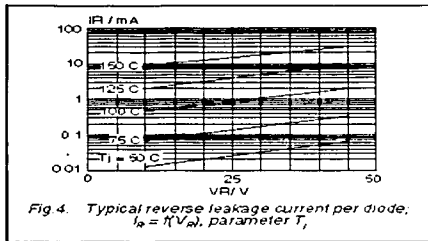
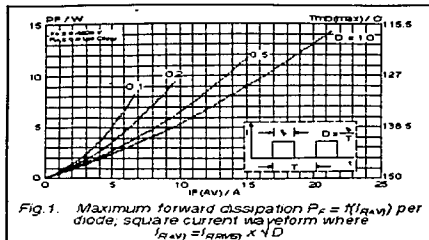
THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{\theta jmb}$	Thermal resistance junction to mounting base	per diode both diodes	-	-	2.3	K/W
$R_{\theta ja}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air.	-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_F	Forward voltage (per diode)	$I_F = 15\text{ A}; T_j = 150^\circ\text{C}$ $I_F = 20\text{ A}$	-	0.55 0.71	0.60 0.77	V V
I_R	Reverse current (per diode)	$V_R = V_{RWM}$ $V_R = V_{RWM}; T_j = 125^\circ\text{C}$	-	10 10	200 30	μA mA
C_d	Junction capacitance (per diode)	$f = 1\text{ MHz}; V_R = 5\text{ V}; T_j = 25^\circ\text{C}$ 125°C	-	500	-	pF



19618 0014
 FALL 1970
 MUNICH

Ultra fast low-loss controlled avalanche rectifiers

BYV27 series

FEATURES

- Glass passivated
- High maximum operating temperature
- Low leakage current
- Excellent stability
- Guaranteed avalanche energy absorption capability
- Available in ammo-pack.

DESCRIPTION

Rugged glass SOD57 package, using a high temperature alloyed construction.

This package is hermetically sealed and fatigue free as coefficients of expansion of all used parts are matched.

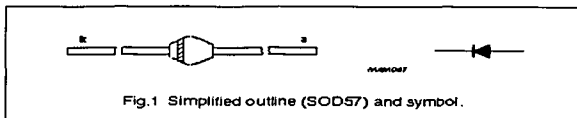


Fig. 1 Simplified outline (SOD57) and symbol.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		-	50	V
	BYV27-50		-	100	V
	BYV27-100		-	150	V
	BYV27-150		-	200	V
	BYV27-200		-	300	V
	BYV27-300		-	400	V
	BYV27-400		-	500	V
	BYV27-500		-	600	V
V_R	continuous reverse voltage		-	50	V
	BYV27-50		-	100	V
	BYV27-100		-	150	V
	BYV27-150		-	200	V
	BYV27-200		-	300	V
	BYV27-300		-	400	V
	BYV27-400		-	500	V
	BYV27-500		-	600	V
$I_{F(AV)}$	average forward current	$T_{ip} = 85^\circ\text{C}$; lead length = 10 mm; see Figs 2, 3 and 4; averaged over any 20 ms period; see also Figs 14, 15 and 16	-	2.0	A
	BYV27-50 to 200		-	1.9	A
	BYV27-300 and 400		-	1.6	A
	BYV27-500 and 600		-	1.6	A
$I_{F(AV)}$	average forward current	$T_{amb} = 60^\circ\text{C}$; printed-circuit board mounting (see Fig. 25); see Figs 5, 6 and 7; averaged over any 20 ms period; see also Figs 14, 15 and 16	-	1.30	A
	BYV27-50 to 200		-	1.25	A
	BYV27-300 and 400		-	1.10	A
	BYV27-500 and 600		-	1.10	A

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{FRM}	repetitive peak forward current BYV27-50 to 400 BYV27-500 and 600	$T_{PD} = 85^{\circ}\text{C}$; see Figs 8, 9 and 10	-	20	A
			-	16	A
I_{FRM}	repetitive peak forward current BYV27-50 to 200 BYV27-300 and 400 BYV27-500 and 600	$T_{AMB} = 60^{\circ}\text{C}$; see Figs 11, 12 and 13	-	14	A
			-	13	A
			-	11	A
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current BYV27-50 to 400 BYV27-500 and 600	$t = 10$ ms half sine wave; $T_J = T_{Jmax}$ prior to surge; $V_R = V_{RRMmax}$	-	50	A
			-	40	A
E_{FSM}	non-repetitive peak reverse avalanche energy	$L = 120$ mH; $T_J = T_{Jmax}$ prior to surge; inductive load switched off	-	20	mJ
T_{STG}	storage temperature		-65	+175	$^{\circ}\text{C}$
T_J	junction temperature	see Fig. 17	-85	+175	$^{\circ}\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage BYV27-50 to 200 BYV27-300 and 400 BYV27-500 and 600	$I_F = 2$ A; $T_J = T_{Jmax}$; see Figs 18, 19 and 20	-	-	0.78	V
			-	-	0.82	V
			-	-	1.00	V
V_F	forward voltage BYV27-50 to 200 BYV27-300 and 400 BYV27-500 and 600	$I_F = 2$ A; see Figs 18, 19 and 20	-	-	0.98	V
			-	-	1.05	V
			-	-	1.25	V
$V_{(BR)}$	reverse avalanche breakdown voltage BYV27-50 BYV27-100 BYV27-150 BYV27-200 BYV27-300 BYV27-400 BYV27-500 BYV27-600	$I_R = 0.1$ mA				
			55	-	-	V
			110	-	-	V
			165	-	-	V
			220	-	-	V
			330	-	-	V
			440	-	-	V
			560	-	-	V
			675	-	-	V
I_R	reverse current	$V_R = V_{RRMmax}$; see Fig. 21	-	-	5	μA
		$V_R = V_{RRMmax}$; $T_J = 165^{\circ}\text{C}$; see Fig. 21	-	-	150	μA

1818 CON
FALLA DE ORIGEN

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
t_{rr}	reverse recovery time BYV27-50 to 200 BYV27-300 to 600	when switched from $I_F = 0.5 \text{ A}$ to $I_R = 1 \text{ A}$; measured at $I_R = 0.25 \text{ A}$; see Fig. 27	-	-	25 50	ns ns
C_d	diode capacitance BYV27-50 to 200 BYV27-300 and 400 BYV27-500 and 600	$f = 1 \text{ MHz}$; $V_R = 0$; see Figs 22, 23 and 24	-	100 80 65	-	pF pF pF
$\left \frac{dI_R}{dt} \right $	maximum slope of reverse recovery current	when switched from $I_F = 1 \text{ A}$ to $V_R \geq 30 \text{ V}$ and $dI_F/dt = -1 \text{ A}/\mu\text{s}$; see Fig. 26	-	-	4	$\text{A}/\mu\text{s}$

THERMAL CHARACTERISTICS

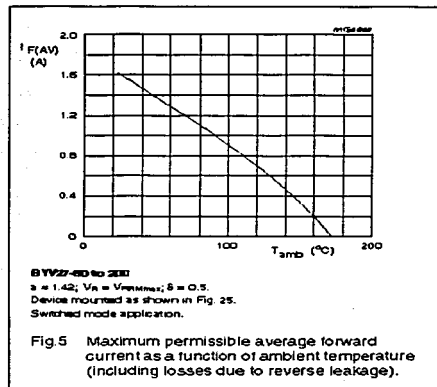
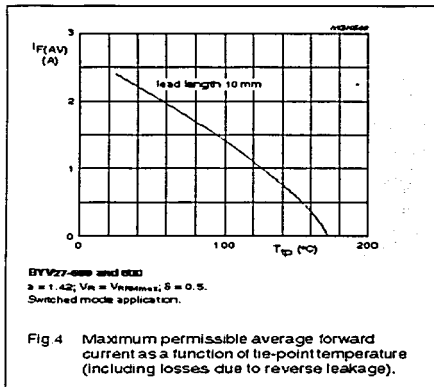
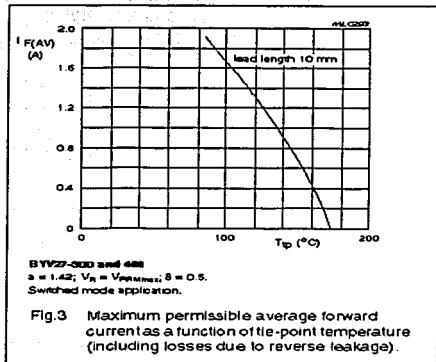
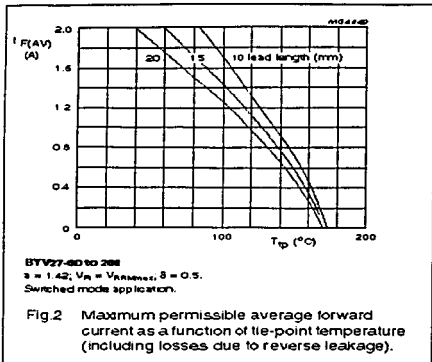
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{\theta j-p}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length = 10 mm	46	K/W
$R_{\theta j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	100	K/W

Note

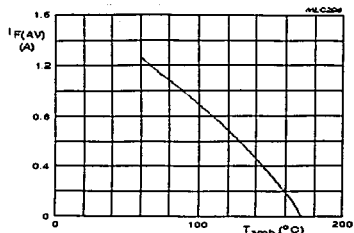
1. Device mounted on an epoxy-glass printed-circuit board, 1.5 mm thick; thickness of Cu-layer $\geq 40 \mu\text{m}$, see Fig. 25. For more information please refer to the 'General Part of Handbook SC01'.

TESIS CON
 FALLA DE OXIGEN

GRAPHICAL DATA



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN



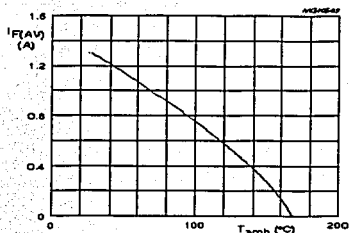
BYV27-300 and 400

$\alpha = 1.42$; $V_R = V_{Rmax}$; $\delta = 0.5$.

Device mounted as shown in Fig. 25.

Switched mode application.

Fig. 6 Maximum permissible average forward current as a function of ambient temperature (including losses due to reverse leakage).



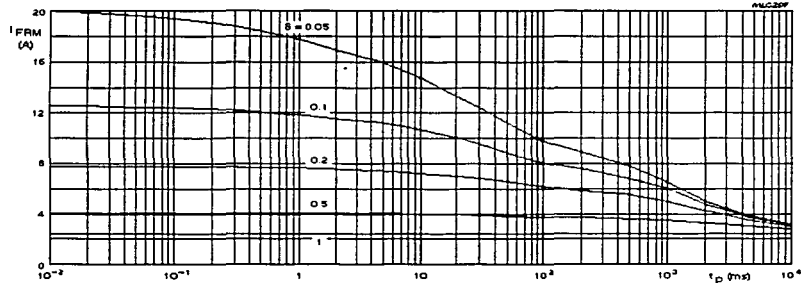
BYV27-600 and 000

$\alpha = 1.42$; $V_R = V_{Rmax}$; $\delta = 0.5$.

Device mounted as shown in Fig. 25.

Switched mode application.

Fig. 7 Maximum permissible average forward current as a function of ambient temperature (including losses due to reverse leakage).



BYV27-60 to 200

$T_{amb} = 85^{\circ}C$; $R_{\theta J-P} = 45$ K/W.

V_{Rmax} during 1 - 5; curves include derating for T_{Jmax} at $V_{Rmax} = 200$ V.

Fig. 8 Maximum repetitive peak forward current as a function of pulse time (square pulse) and duty factor.

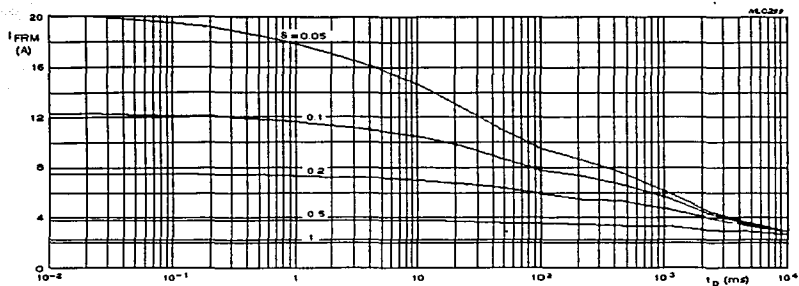


Fig.9 Maximum repetitive peak forward current as a function of pulse time (square pulse) and duty factor.

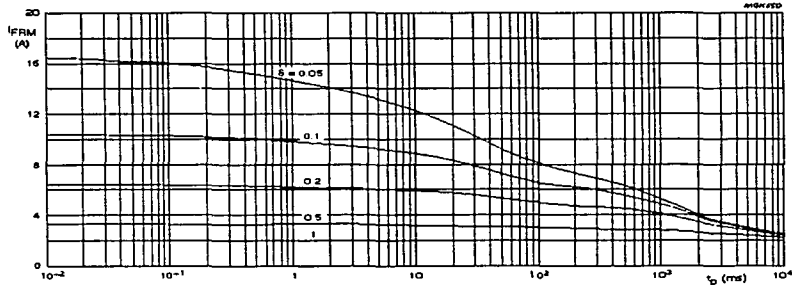


Fig.10 Maximum repetitive peak forward current as a function of pulse time (square pulse) and duty factor.

TESIS CON
 FALTA DE ORIGEN

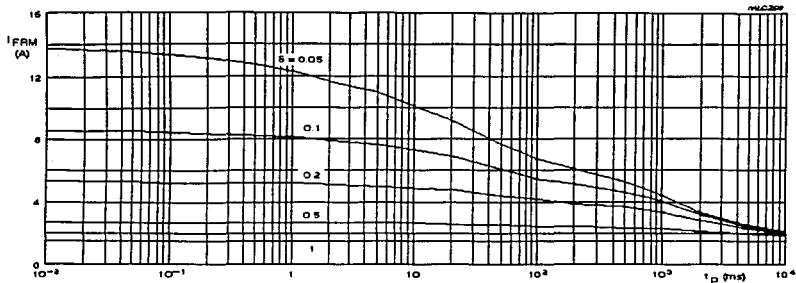


Fig.11 Maximum repetitive peak forward current as a function of pulse time (square pulse) and duty factor.

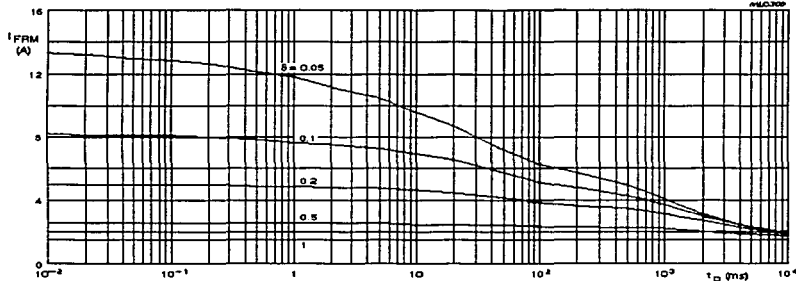
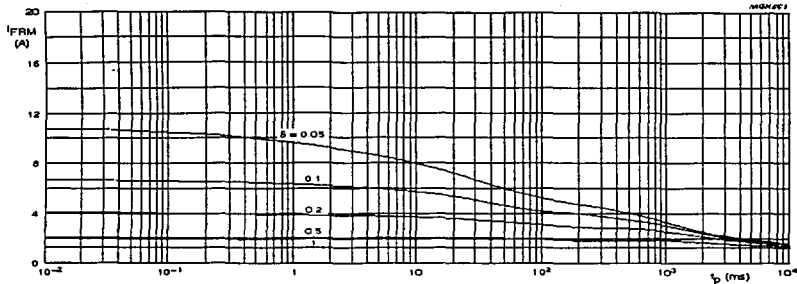


Fig.12 Maximum repetitive peak forward current as a function of pulse time (square pulse) and duty factor.

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

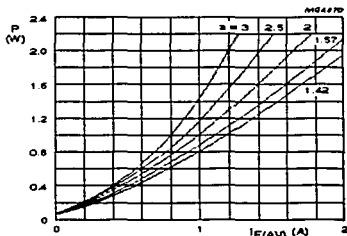


BYV27-600 and 600

$T_{amb} = 60^\circ\text{C}$; $P_{RMS} = 100$ KW.

V_{Fmax} during 1 - 5; curves include derating for T_{jmax} at $V_{Fmax} = 600$ V.

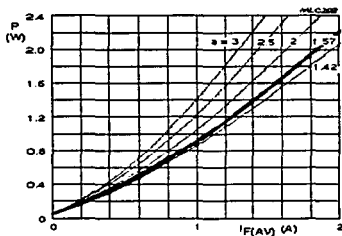
Fig.13 Maximum repetitive peak forward current as a function of pulse time (square pulse) and duty factor.



BYV27-60 to 385

$\delta = I_{FRMS}/I_{F(AV)}$; $V_R = V_{Fmax}$; $\delta = 0.5$.

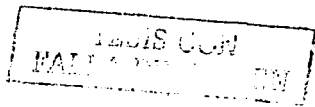
Fig. 14 Maximum steady state power dissipation (forward plus leakage current losses, excluding switching losses) as a function of average forward current.

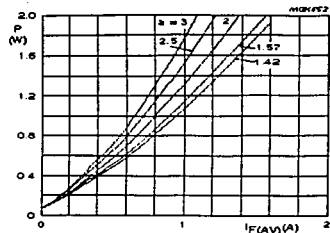


BYV27-385 and 600

$\delta = I_{FRMS}/I_{F(AV)}$; $V_R = V_{Fmax}$; $\delta = 0.5$.

Fig. 15 Maximum steady state power dissipation (forward plus leakage current losses, excluding switching losses) as a function of average forward current.

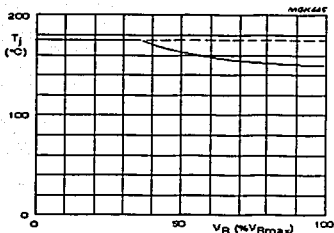




BYV27-600 and 600

$\alpha = I_{F(max)} / I_{F(AV)}$, $V_R = V_{R(max)}$, $\delta = 0.5$.

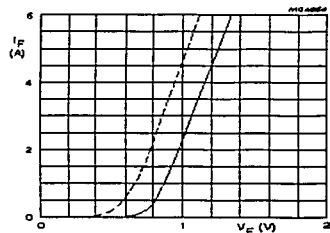
Fig.16 Maximum steady state power dissipation (forward plus leakage current losses, excluding switching losses) as a function of average forward current.



Solid line = V_R .

Dotted line = $V_{R(max)}$, $\delta = 0.5$.

Fig.17 Maximum permissible junction temperature as a function of maximum reverse voltage percentage.

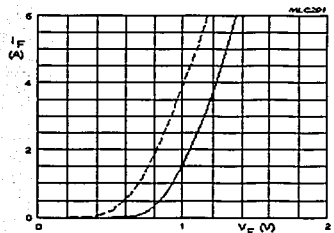


BYV27-60 to 288

Dotted line: $T_J = 175^\circ\text{C}$.

Solid line: $T_J = 25^\circ\text{C}$.

Fig.18 Forward current as a function of forward voltage; maximum values.

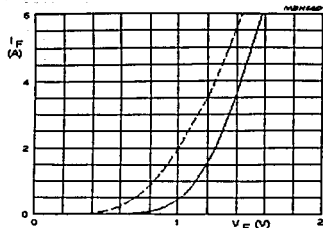


BYV27-300 and 600

Dotted line: $T_J = 175^\circ\text{C}$.

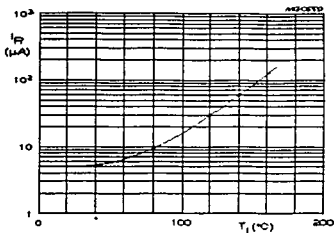
Solid line: $T_J = 25^\circ\text{C}$.

Fig.19 Forward current as a function of forward voltage; maximum values.



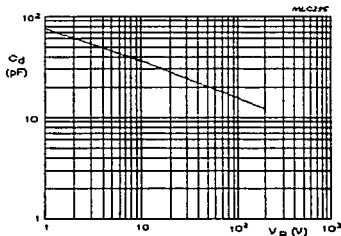
BYV27-600 and 600
 Dotted line: $T_J = 175\text{ }^\circ\text{C}$.
 Solid line: $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

Fig 20 Forward current as a function of forward voltage; maximum values.



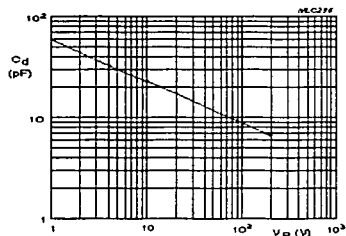
$V_R = V_{RRM(max)}$.

Fig 21 Reverse current as a function of junction temperature; maximum values.



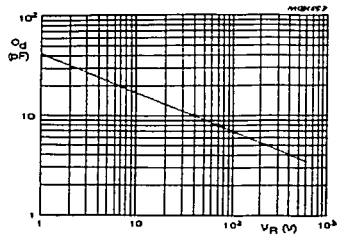
BYV27-60 to 200
 $f = 1\text{ MHz}$; $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

Fig 22 Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.



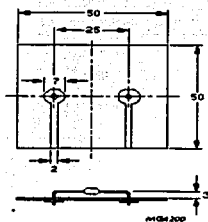
BYV27-600 and 600
 $f = 1\text{ MHz}$; $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

Fig 23 Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.



M304200
 $f = 1 \text{ MHz}; T_j = 25^\circ\text{C}$.

Fig.24 Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.



Dimensions in mm.

Fig.25 Device mounted on a printed-circuit board.

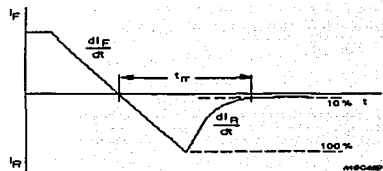
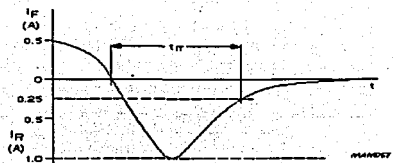
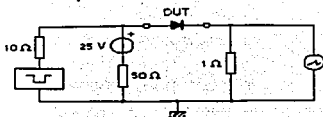


Fig.26 Reverse recovery definitions.



Input impedance oscilloscope: $1\text{ M}\Omega$, 22 pF , $\tau_s \leq 7\text{ ns}$.
 Source impedance: $50\ \Omega$, $\tau_s \leq 15\text{ ns}$.

Fig.27 Test circuit and reverse recovery time waveform and definition.

TESIS GRU
 LA DE ORIGEN

International IOR Rectifier


Bulletin I2715 rev E 08/97

MB & JB SERIES

SINGLE PHASE BRIDGE

Power Modules

Features

- Universal, 3 way terminals:
push-on, wrap around or solder
- High thermal conductivity package,
electrically insulated case
- Center hole fixing
- Excellent power/volume ratio
- ULE 62320 approved 

10 A
25 A
35 A

Description

A range of extremely compact, encapsulated single phase bridge rectifiers offering efficient and reliable operation. They are intended for use in general purpose and instrumentation applications.

Major Ratings and Characteristics

Parameters	100JB-L	26MB-A 250JB-L	36MB-A 35MB-A	Units
I_o	10	25	35	A
$\ominus T_C$	65	65	60	°C
I_{FSM} \ominus 50Hz	148	400	475	A
\ominus 60Hz	155	420	500	A
I_t \ominus 50Hz	110	790	1130	A ² s
\ominus 60Hz	100	725	1030	A ² s
V_{RRM} range	50 to 1600			V
T_J	-40 to 150			216

RESIS CON
FALLA DE ORIGEN

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Voltage Ratings

Typenumber	Voltage Code	V_{RRM} , maximum repetitive peak reverse voltage V	V_{RSM} , maximum non-repetitive peak rev. voltage V	I_{RRM} max. ⊗ T_J max. mA
100JB..L 25MB..A 250JB..L 35MB..A 35MB..A	5	50	75	2
	10	100	150	
	20	200	275	
	40	400	500	
	60	600	725	
	80	800	900	
	100	1000	1100	
	120	1200	1300	
	140	1400	1500	
	160	1600	1700	

Forward Conduction

Parameters	100JB-L	26MB-A 250JB-L	36MB-A 35MB-A	Units	Conditions
b Maximum DC output current ⊗ Case temperature	10	25	35	A	Resistive or inductive load
	8	20	28	A	Capacitive load
	65	65	60	°C	
I_{FSM} Maximum peak, one-cycle non-repetitive forward current	148	400	475	A	t = 10ms No voltage reapplied
	155	420	500		t = 8.3ms 100% V_{RRM} reapplied
	125	335	400		t = 10ms 100% V_{RRM} reapplied
	130	350	420		t = 8.3ms 100% V_{RRM} reapplied
R Maximum I^2t for fusing	110	790	1130	A ² s	t = 10ms No voltage reapplied
	100	725	1030		t = 8.3ms 100% V_{RRM} reapplied
	78	560	800		t = 10ms 100% V_{RRM} reapplied
	71	512	730		t = 8.3ms 100% V_{RRM} reapplied
I^2t Maximum I^2t for fusing	1.1	5.6	11.3	KA ² s	I^2t for time $t_s = I^2 t_s \times \eta$; $0.1 \leq t_s \leq 10ms, V_{RRM} = 0V$
V_{FTO1} Low-level of threshold voltage	1.00	0.76	0.79	V	(16.7% $\times \pi \times I_{R(AV)} < I < \pi \times I_{R(AV)}$), ⊗ T_J max.
V_{FTO2} High-level of threshold voltage	1.17	0.92	0.96		($I > \pi \times I_{R(AV)}$), ⊗ T_J max.
r_{f1} Low-level forward slope resistance	15.4	6.8	5.8	mΩ	(16.7% $\times \pi \times I_{R(AV)} < I < \pi \times I_{R(AV)}$), ⊗ T_J max.
r_{f2} High-level forward slope resistance	10.8	5.0	4.5		($I > \pi \times I_{R(AV)}$), ⊗ T_J max.
V_{FM} Maximum forward voltage drop	1.3	1.11	1.14	V	$T_J = 25^\circ C$, $I_{FM} = I_{F(AV)}$ (arm) $\times \pi$, $t_D = 400\mu s$
I_{RRM} Max. DC reverse current	10	10	10	μA	$T_J = 25^\circ C$, per diode at V_{RRM}
V_{INS} RMS isolation voltage base plate	2700	2700	2700	V	f = 50 Hz, t = 1s

ORIGEN

Thermal and Mechanical Specifications

Parameters	100JB-L	25MB-A	35MB-A	Units	Conditions
	250JB-L	35MB-A	35MB-A		
T_j Junction temperature range	-40 to 150			°C	
T_{stg} Storage temperature range	-40 to 150			°C	
$R_{th(j-c)}$ Max thermal resistance junction to case	3.5	1.7	1.2	k/W	Per bridge
$R_{th(j-s)}$ Max thermal resistance, case to heatsink	0.2			k/W	Mounting surface, smooth, flat and greased
w Approximate weight	20			g	
T Mounting Torque $\pm 10\%$	2.0			Nm	Bridge to heatsink

Ordering Information Table

Device Code

36 MB 160 A

①
②
③
④

25 & 35

100 & 250 & 35

= 10A (Avg)
= 25A (Avg)
= 35A (Avg)

American coding
European coding

- 1** - Current rating code
- 2** - Circuit configuration
JB = Single phase American coding
MB = Single phase European coding
- 3** - Voltage code MB series = code $\times 10 = V_{RRM}$
JB series = code $\times 100 = V_{RRM}$
- 4** - Bridge rectifier
A = 25MB, 35MB, 35MB Series
L = 100JB and 250JB Series

Outline Table

Not To Scale

Suggested plugging force:
200 N max; axially applied to piston terminals

All dimensions in millimetres (inches)

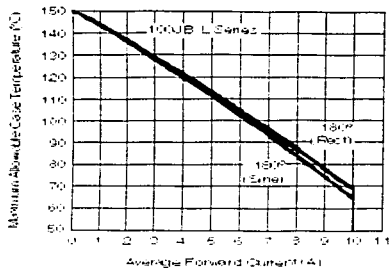


Fig 1 - Current Ratings Characteristics

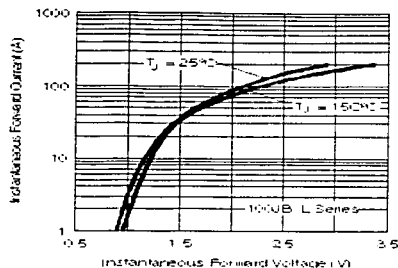


Fig 2 - Forward Voltage Drop Characteristics

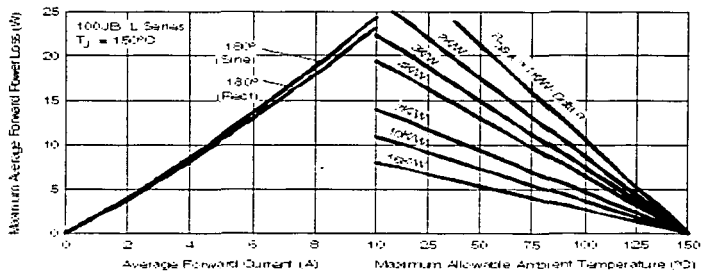


Fig 3 - Total Power Loss Characteristics

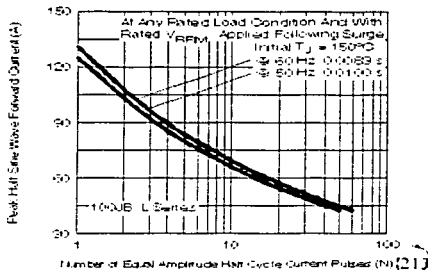
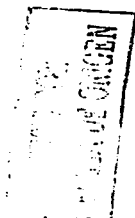


Fig 4 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

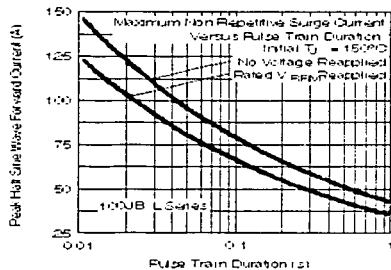


Fig 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

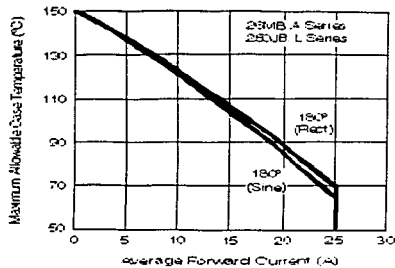


Fig. 6 - Current Ratings Characteristics

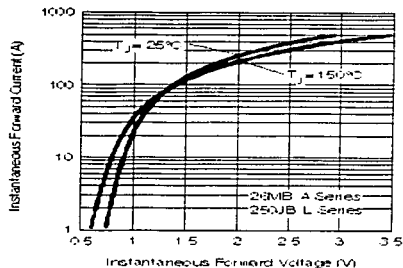


Fig. 7 - Forward Voltage Drop Characteristics

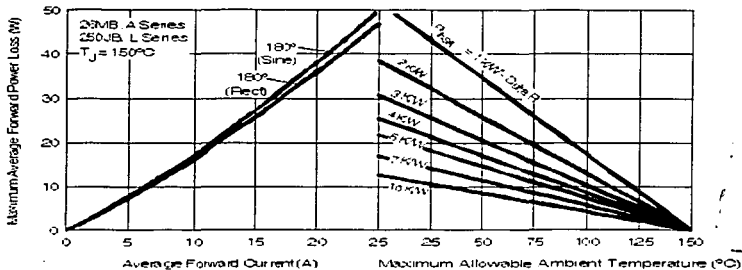


Fig. 8 - Total Power Loss Characteristics

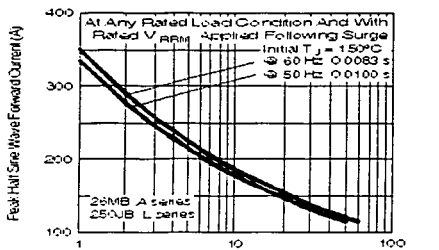


Fig. 9 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

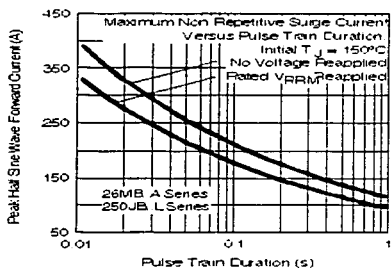


Fig. 10 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

PALL...
 ...
 ...

214

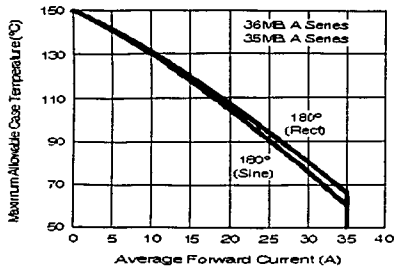


Fig. 11 - Current Ratings Characteristics

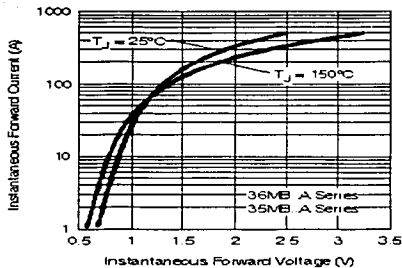


Fig. 12 - Forward Voltage Drop Characteristics

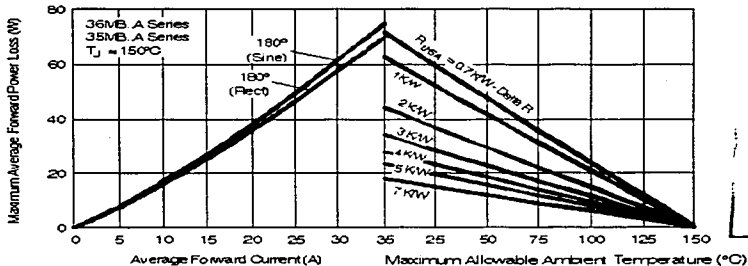
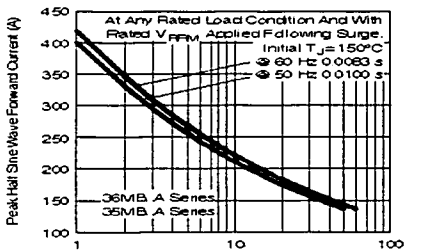


Fig. 13 - Total Power Loss Characteristics



Number Of Equal Amplitude Half Cycle Current Pulses (15)

Fig. 14 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

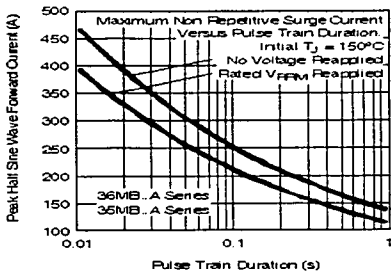


























Fig. 15 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

FALLA DE VENTILADOR

215

Especificaciones Generales.

	Diodo rectificador		Diodo rectificador
	Diodo rectificador		Diodo zener
	Diodo zener		Diodo zener
	Diodo zener		Diodo zener *
	Diodo varicap *		Diodo varicap
	Diodo varicap		Diodo Gunn Impatt
	Diodo supresor de tensión *		Diodo supresor de tensión
	Diodo de corriente constante		Diodo de recuperación instantánea, Snap
	Diodo túnel *		Diodo túnel
	Diodo rectificador túnel		Diodo Schottky
	Diodo Pin *		Diodo Pin
	Fotodiodo		Diodo LED



Fotodiodo bidireccional NPN



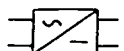
Fotodiodo de dos segmentos cátodo común PNP



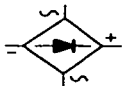
Fotodiodo de dos segmentos cátodo común PNP



Diodo sensible a temperatura



Puente rectificador



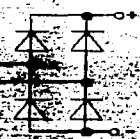

Puente rectificador

TIRISTORES.

Tipo	V _{max}		I _{max}		I _{av} 25°C 10 ms	R _{th} sin-100 °C/W	G _{max}
	V _{CR}	V _{RRM}	A	C			
SKT 10	600	1200	10	108	250	1,32	B.13
SKT 16	400	1600	16	103	370	0,9	B.2
SKT 24; 24 UNF	400	1600	24	94	450	0,9	B.2
SKT 40	400	1800	40	80	700	0,66	B.3
SKT 50, 50 UNF	600	1800	50	78	1050	0,60	B.3, B.4
SKT 55	400	1800	55	62	1300	0,47	B.5
SKT 80	400	1800	80	65	1700	0,26	B.5
SKT 100; 100 UNF	400	1800	100	65	2000	0,28	B.5
SKT 130	400	1600	130	65	3500	0,18	B.5
SKT 160; 160 UNF	400	1600	160	65	4300	0,18	B.6
SKT 250	400	1600	250	65	7000	0,123	B.7
SKT 300; 300 UNF	400	1600	300	93	11000	0,099	B.7
SKT 240	400	2200	240	62	5000	0,072	B.8
SKT 340	400	1800	340	62	5700	0,073	B.9
SKT 481	400	2200	480	60	8000	0,047	B.11
SKT 551	1200	1800	560	62	9000	0,047	B.12
SKT 520	1800	2800	520	65	9000	0,040	B.10
SKT 600	400	1800	60	65	11500	0,040	B.10
SKT 760	400	1600	0760	60	15000	0,040	B.10
SKT 1000	400	2900	1000	65	19000	0,0255	B.14
SKT 1200	1200	1800	1200	65	30000	0,0255	B.14
SKT 1400	2600	3600	1500	55	29000	0,0185	B.19
SKT 1800	1200	1800	2500	60	53000	0,0155	B.19
SKT 2000	2200	2800	2450	55	45000	0,0110	B.20
SKT 2400	1200	1800	3000	56	55000	0,0110	B.20

TEL. 123
 CALI

PUNTES RECTIFICADORES CON DIODOS DE POTENCIA.

Type	V_{RRM}		I_b	T_{case}	I_{Fsm} 10 ms, 25°C		Circuit (IEC 971)	Case	
	V	A			°C	A			A's
SKB 19	200	1800	15	117	370	600		G 16	
SKB 25	100	1800	15	85	370	600		G 25	
SKB 28	200	1800	15	78	370	600		G 29	
SKB 35	200	1800	22	60	370	600		G 23	
SKB 50	200	1800	40	50	370	600		G 24	
SKB 65	200	1800	65	40	370	600		G 22	
SKB 80	400	1800	67	30	370	600		G 20	
SKB 75	200	1800	70	100	700	2000		G 21	
SKD 25	200	1800	17.5	85	370	600			G 11
SKD 28	400	1800	28	85	300	400			G 52
SKD 35	200	1800	38	85	370	600			G 13
SKD 37	200	1800	40	85	370	600	G 26		
SKD 40	200	1800	50	88	700	2000	G 15		
SKD 50	400	1800	50	120	770	1000	G 59		
SKD 60	400	1800	65	92	1000	5000	G 18		
SKD 63	200	1800	60	110	500	1200	G 36		
SKD 82	200	1800	80	110	750	2500	G 36		
SKD 100	400	1800	110	85	1100	6000	G 18		
SKD 110	200	1800	110	100	1200	7000	G 37		
SKD 160	200	1800	160	100	1800	15000	G 37		

PUNTES RECTIFICADORES CON DIODOS DE POTENCIA CONTROLABLES.

Type	V_{RRM}		I_b	T_{case}	I_{Fsm} 10 ms, 25°C		Circuit (IEC 971)	Case
	V	A			°C	A		
SKB 35	200	1800	22	60	370	600		G 18
SKCH 28	400	1800	28	60	370	600		G 25

SKGH 40	400	1500	40	92	4700		G 20	
SKBH 25	400	1400	30	95	4700		G 23	
SKB 25	400	1400	30	95	4700		G 24	
SKBT 25	400	1400	30	95	4700		G 22	
SKBT 40	400	1400	40	92	4700		G 20	
SKDT 60	400	1400	60	86	4700	1100		G 21
SKDT 100	800	1400	100	84	4700	1100		

MOS-FETS

TEJES CON
FALLA DE ORIGEN

Types	V _{GS}	I _D	R _{DS(on)}	R _{GS}	R _{DS}	Case
	V	A	Ω	Ω	Ω	Semitrans

SK 85 NH-10

100



IGBTs.

IGBT STANDARD TYPES Mod. SKIP Dispositivo IGBT de potencia con sistema de control integrado en la misma capsula, minimizan el equipo de control y activacion de dicho dispositivo. Las intensidades de trabajo pueden ser de 600 a 3300 V. e intensidades de 200 a mas de.

TYPE	Circuitos	V. nominal	Intensidad	Intensidad	Options	Case
202 GD 081-3DU	1-pcck	600	200	315		83
302 GD 081-3DU	1-pcck	600	220	330	U.F.L.W.	86
402 GD 081-3DU	1-pcck	600	240	345	U.F.L.W.	83
802 GD 081-3DU	2-pcck	600	280	400	U.F.L.W.	52
1602 GD 081-3DU	4-pcck	600	330	495	U.F.L.W.	36

TYPE	Circuitos	V. nominal	Intensidad	Intensidad	Options	Case
413 GD 081-3DU	2-pcck	600	300	450	L.W.	833
613 GD 081-3DU	3-pcck	600	330	495	L.W.	833
803 GD 081-3DU	4-pcck	600	360	540	L.W.	833

SKIM

Elementos modulares multi-IGBT con driver de control potencia de trabajo entre 400 y 2800V e intensidades entre 75 y 1200 A en configuraciones con y sin elementos integrados.

IGBT MODULOS Mod. SKIM

TYPE	V. nominal	Intensidad	Intensidad	Intensidad	Options	Case
SKIM 100 GD 063D	600	85	75	110	0,4	1,25
SKIM 300GD 063D	600	220	75	110	0,2	1,35
SKIM350GD063DM	600	240	75	110	0,135	1,35
SKIM351GD063DM	600	280	75	110	0,135	1,35
SKIM 400GD 063D	600	330	75	110	0,13	0,9

TYPE	V. nominal	Intensidad	Intensidad	Intensidad	Options	Case
SKIM 850D 127D	1200	75	75	110	0,32	1,25
SKIM 1250D 127D	1200	100	75	110	0,28	1,25
SKIM 200GD 125D	1200	120	75	110	0,28	1,15
SKIM 250GD 125D	1200	150	75	110	0,20	1,15
SKIM350GD 250D	1200	220	75	110	0,135	1,35

RESIS CON
FALLA DE ORIGEN

SKM 400GD 128D	1200	270	75	1.8	980	0.13	0.8
SKM500GD128DN	1200	345	75	1.8	1300	0.08	1.15
					1700 V (transitorio)		
SKM1500GD174	1700	100	70	2.8	875	0.22	1.15
SKM 250GD174D	1700	170	70	2.8	890	0.14	0.9

SEMITRANS™

IGBTs de potencia encapsulados para funcionamiento multiproposito: tensiones entre 600 y 1700 V e intensidades de

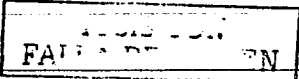
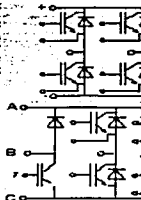
IGBT MODULES Mod: SEMITRANS

Types	V _{CE(sat)}	I _C	T _{case}	V _{CE(sat)} at I _C	P _{tot} at I _C	R _{th(j-c)}	R _{th(j-amb)}	Case	Circuit
SKM75GAL063D	600	75	75	2.1	380	0.35	0.05	2	
SKM145GAL063DN	600	145	75	2.1	700	0.18	0.05	2N	
SKM195GAL063DN	600	195	80	2.1	960	0.13	0.05	2N	
SKM300GAL063D	600	300	70	2.1	1350	0.08	0.038	3	
SKM75GAR083D	600	75	75	2.1	350	0.35	0.05	2	
SKM195GAR063DN	600	195	80	2.1	960	0.13	0.05	2N	
SKM300GAR063D	600	300	70	2.1	1350	0.08	0.038	3	
SKM50GB063D	600	50	75	2.1	280	0.55	0.05	2	
SKM75GB063D	600	75	75	2.1	380	0.35	0.05	2	
SKM100GB063D	600	100	75	2.1	480	0.27	0.05	2	
SKM145GB063DN	600	145	75	2.1	700	0.18	0.05	2N	
SKM150GB063D	600	150	70	2.1	870	0.16	0.038	3	
SKM195GB063DN	600	195	80	2.1	960	0.13	0.05	2N	
SKM200GB063D	600	200	70	2.1	875	0.14	0.038	3	
SKM300GB063D	600	300	70	2.1	1350	0.08	0.038	3	
SKM100GD063DL	600	100	70	2.1	450	0.27	0.05	8L	

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

SKM50GH03D: 600 50 75 2.1 250 0.50 0.05 6L

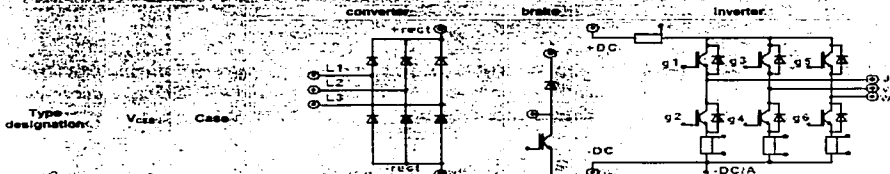
SKM50GDL03D: 600 50 75 2.1 250 0.50 0.05 7



MiniSKiipTM

Dispositivo de media potencia de alto nivel de integracion (montaje compacto y modular) tension de funcionamiento entre 100 y 1200 V, intensidad entre 5 y 150 A

IGBT Mod: MINISKIP



Type designation: Vcra: Case:

phases half-conducting current I_{AS} I_{AS} current shunts

Type designation	Vcra	Case	phases	half-conducting	I _{AS} (A)		current shunts
					25°C	80°C	
SKIP10NAB03T1	600	1	3	no	12	11	-
SKIP11NAB03T1	600	1	3	no	12	17	-
SKIP10NRC03T1	600	1	1	no	12	11	-
SKIP10NEC03T1	600	1	1	NO	12	11	yes
SKIP11NEC03T1	600	1	1	no	12	17	-
SKIP11NEC03T1	600	1	1	no	12	17	yes
MiniSKIP 2							
SKIP21NAB03T1	600	2	3	no	25	27	19
SKIP21NAB03T1	600	2	3	no	25	27	19
SKIP22NAB03T1	600	2	3	no	25	30	21
SKIP21NEB03T1	600	2	1	no	25	27	19
SKIP21NEB03T1	1200	2	-	-	-	33	25
SKIP23AC12T3	1200	2	-	-	-	22	25
SKIP23AC12T3	1200	2	-	-	-	58	40
SKIP20NAB03T1	1200	2	3	no	25	18	11

SKIP22NAB03T3	1200	2								16	yes
SKIP22NAB12T3	1200	2								16	yes
SKIP22NAB12T3	1200	2								16	yes
MINISAT 3											
SKIP31NAB03T1	600	3	3	no	29	yes	50	39			
SKIP32NAB03T1	600	3	3	no	29	yes	75	50			
SKIP30NAB12T10	1200	3	3	no	30	yes	33	22			
SKIP31NAB12T11	1200	3	3	no	30	yes	48	30			
SKIP32NAB12T11	1200	3	3	no	30	yes	68	48			
MINISAT 4											
CURRENT SENSORS											
SKIP81AC12T1	1200	8					65	45			
SKIP81AC12T2	1200	8					65	45			yes
SKIP82AC12T3	1200	8					65	65			
SKIP82AC12T4	1200	8					65	65			yes
SKIP86AC12T5	1200	8					120	80			
SKIP86AC12T6	1200	8					120	80			yes
SKIP87AC12T7	1200	8					120	80			
SKIP87AC12T8	1200	8					120	80			
SKIP87AC12T9	1200	8					120	80			
SKIP87AC12T10	1200	8					120	80			
SKIP87AC12T11	1200	8					120	80			
SKIP87AC12T12	1200	8					120	80			

SEMITOP

Mód. IGBT de baja potencia para montajes modulares y compactos tensión de trabajo entre 600 y 1200 V e intensidades de máximo entre 1 y 100 A.

Mód. semicond. A

IGBT 600V - 100A

SEMITOP 600


SK 600AL/400/050

SK 600AL/400/050

SK 600AL/400/050

SK 600AL/400/050

Circu



SK 00 OH 000	000	01/000	3
SK 0 OH 000	000	11/000	2
SK 10 OH 000	000	20/140	2
SK 20 OH 000	000	30/250	2
SK 40 OH 000	000	40/300	3
SK 8 OH 000	000	11/000	8
SK 13 OH 000	000	18/120	3
SK 20 OH 000	000	30/250	2
SK 40 OH 000	000	40/300	2
SK 80 OH 000	000	81/000	2



Los relés de estado sólido, representa una evolución en estado sólido de los típicos relés electromecánicos. Sus principales ventajas son:

- Alta velocidad de conmutación.
- Ausencia de rebotes mecánicos.
- Vida infinita de trabajo a alta velocidad.
- Capacidad de conmutación de altas potencias.
- Ausencia de ruido mecánico y eléctrico.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

D44H8



NZT44H8



NPN Power Amplifier

This device is designed for power amplifier, regulator and switching circuits where speed is important. Sourced from Process 4Q.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	50	V
I _C	Collector Current - Continuous	8.0	A
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES

1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.

2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		D44H8	*NZT44H8	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	60 480	1.5 12	W mW/°C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	2.1		°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	62.5	83.3	°C/W

* Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 16 mm X 1.5 mm, mounting pad for the collector lead min. 6 cm².

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

OFF CHARACTERISTICS

$V_{BR}(\text{CEO})$	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	$I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 0$	50		V
I_{CBO}	Collector-Cutoff Current	$V_{CE} = 50 \text{ V}, I_B = 0$		1.0	μA
I_{EBO}	Emitter-Cutoff Current	$V_{EB} = 5.0 \text{ V}, I_C = 0$		100	μA

ON CHARACTERISTICS

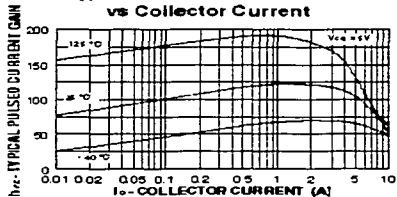
I_{DC}	DC Current Gain	$I_C = 2.0 \text{ A}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ $I_C = 4.0 \text{ A}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	50 40		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 8.0 \text{ A}, I_B = 0.4 \text{ A}$		1.0	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 8.0 \text{ A}, I_B = 0.8 \text{ A}$		1.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 2.0 \text{ V}$	0.52	0.65	V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

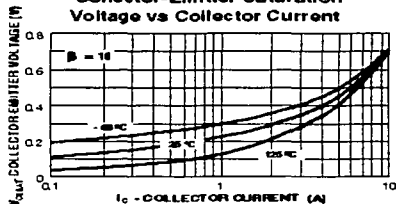
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 500 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	50		MHz
-------	----------------------------------	---	----	--	-----

DC Typical Characteristics

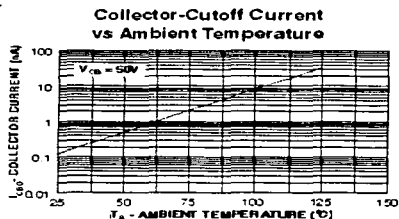
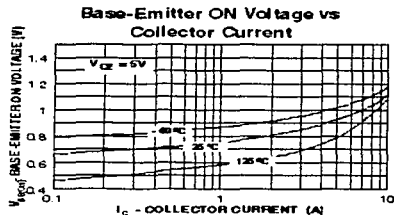
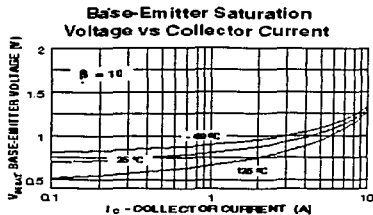
Typical Pulsed Current Gain vs Collector Current



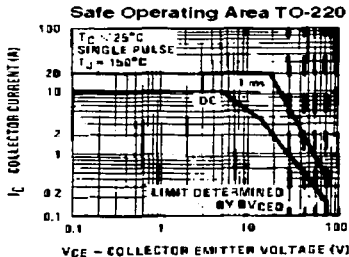
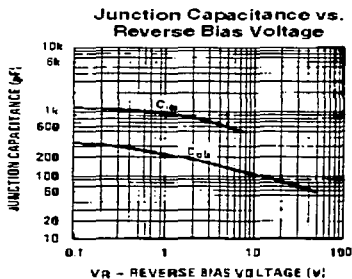
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current

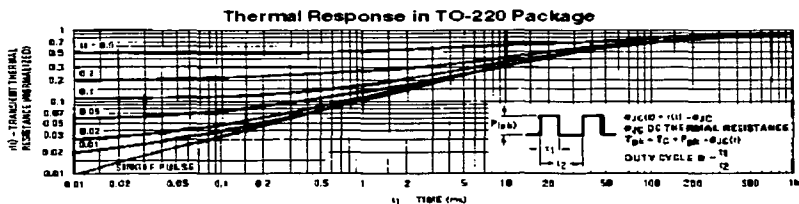
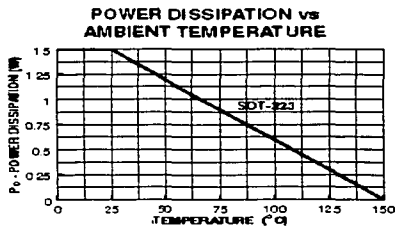
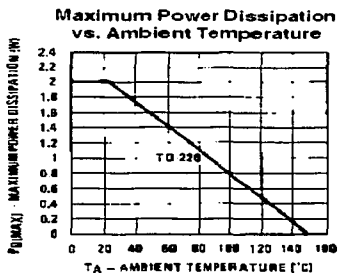
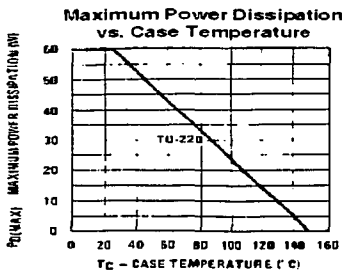


RESISTOR
FALLA DE ORIGEN



AC Typical Characteristics





TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

NPN Darlington transistors

BDX42; BDX43; BDX44

FEATURES

- High current (max. 1 A)
- Low voltage (max. 80 V)
- Integrated diode and resistor.

APPLICATIONS

- Industrial switching applications such as:
 - print hammers
 - solenoids
 - relay and lamp drivers.

DESCRIPTION

NPN Darlington transistor in a TO-126; SOT32 plastic package. PNP complements: BDX45 and BDX47.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	collector, connected to metal part of mounting surface
3	base

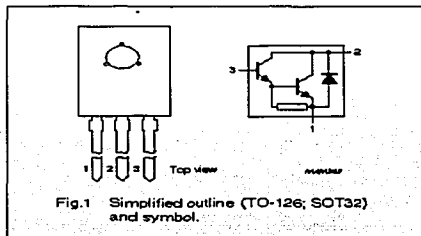


Fig.1 Simplified outline (TO-126; SOT32) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYR.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage BDX42 BDX43 BDX44	open emitter	–	–	60 80 90	V
V_{CES}	collector-emitter voltage BDX42 BDX43 BDX44	$V_{BE} = 0$	–	–	45 60 80	V
I_C	collector current (DC)		–	–	1	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ $T_{mb} \leq 100^\circ\text{C}$	–	–	1.25 5	W
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	1000 2000	–	–	–
f_T	transition frequency	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	–	200	–	MHz

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CB0}	collector-base voltage	open emitter	-	60	V
	BDX42		-	80	V
	BDX43		-	90	V
V _{CEs}	collector-emitter voltage	V _{BE} = 0	-	45	V
	BDX42		-	60	V
	BDX43		-	80	V
V _{EB0}	emitter-base voltage	open collector	-	5	V
I _C	collector current (DC)		-	1	A
I _{CM}	peak collector current		-	2	A
I _B	base current (DC)		-	100	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	-	1.25	W
		T _{mb} ≤ 100 °C	-	5	W
T _{stg}	storage temperature		-65	+150	°C
T _J	junction temperature		-	150	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		-65	+150	°C

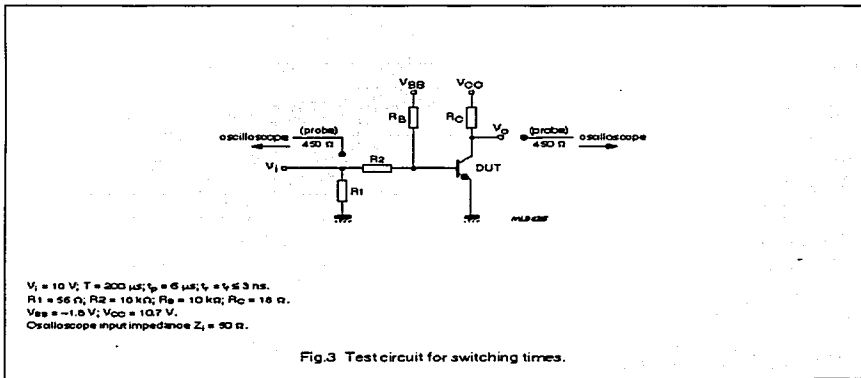
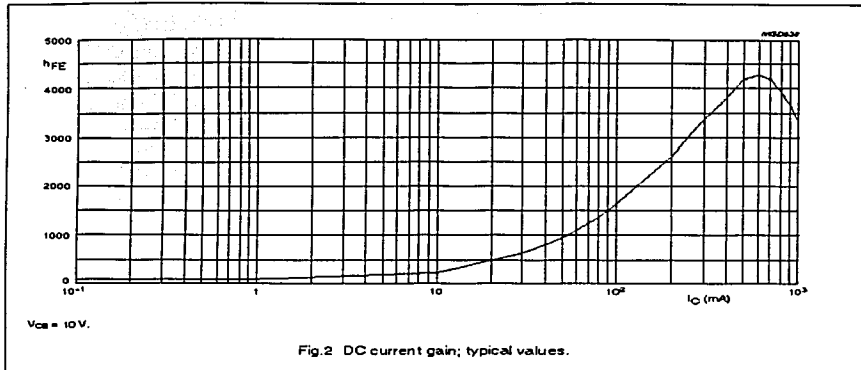
THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R _{th(j-a)}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	100	K/W
R _{th(j-mb)}	thermal resistance from junction to mounting base		10	K/W

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

CHARACTERISTICS
 $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I _{CBO}	collector cut-off current					
	BDX42	$I_E = 0; V_{CE} = 60\text{ V}$	-	-	100	nA
	BDX43	$I_E = 0; V_{CE} = 80\text{ V}$	-	-	100	nA
I _{CES}	collector cut-off current					
	BDX42	$V_{BE} = 0; V_{CE} = 45\text{ V}$	-	-	50	nA
	BDX43	$V_{BE} = 0; V_{CE} = 60\text{ V}$	-	-	50	nA
I _{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 4\text{ V}$	-	-	50	nA
	BDX44	$V_{BE} = 0; V_{CE} = 60\text{ V}$	-	-	50	nA
h _{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 10\text{ V}$; see Fig. 2 $I_C = 150\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$	1000 2000	- -	- -	
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 0.5\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}; I_B = 0.5\text{ mA}; T_j = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.3	V
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage					
	BDX42; BDX44	$I_C = 1\text{ A}; I_B = 4\text{ mA}$ $I_C = 1\text{ A}; I_B = 4\text{ mA}; T_j = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.6	V
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage					
	BDX43	$I_C = 1\text{ A}; I_B = 1\text{ mA}$ $I_C = 1\text{ A}; I_B = 1\text{ mA}; T_j = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.6	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage	$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 0.5\text{ mA}$	-	-	1.9	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage					
	BDX42; BDX44	$I_C = 1\text{ A}; I_B = 4\text{ mA}$	-	-	2.2	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage					
	BDX43	$I_C = 1\text{ A}; I_B = 1\text{ mA}$	-	-	2.2	V
t _r	transition frequency	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	-	200	-	MHz
Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig. 3						
t _{on}	turn-on time	$I_{C(on)} = 500\text{ mA}; I_{B(on)} = 0.5\text{ mA};$ $I_{B(off)} = -0.5\text{ mA}$	-	-	500	ns
t _d	delay time		-	-	200	ns
t _r	rise time		-	-	300	ns
t _{off}	turn-off time		-	-	1300	ns
t _s	storage time		-	-	950	ns
t _f	fall time		-	-	350	ns



ALIS CON
FALLA DE ORIGEN

• National Semiconductor

NDP5060L / NDB5060L

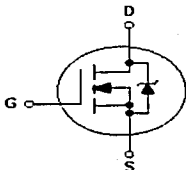
N-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor

General Description

These logic level N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using National's proprietary, high cell density, CMOS technology. This very high density process has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulses in the avalanche and commutation modes. These devices are particularly suited for low voltage applications such as automotive, DC/DC converters, PWM motor controls, and other battery powered circuits where fast switching, low in-line power loss, and resistance to transients are needed.

Features

- 26 A, 60 V $R_{DS(ON)} = 0.05 \Omega @ V_{GS} = 5V$
 $R_{DS(ON)} = 0.035 \Omega @ V_{GS} = 10V$
- Critical DC electrical parameters specified at elevated temperature
- Rugged internal source-drain diode can eliminate the need for an external Zener diode transient suppressor.
- 175°C maximum junction temperature rating
- High density cell design for extremely low $R_{DS(ON)}$
- TO-220 and TO-263 (D²PAK) package for both through T and surface mount applications.



Absolute Maximum Ratings

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	NDP5060L	NDB5060L	Unit
V_{DS}	Drain-Source Voltage	60	60	V
V_{GS}	Drain-Gate Voltage ($R_{DS} \leq 1 \text{ M}\Omega$)	60	60	V
V_{GS}	Gate-Source Voltage - Continuous - Nonrepetitive ($t_r < 50 \mu\text{s}$)	± 16	± 16	V
		± 25	± 25	
I_D	Drain Current - Continuous - Pulsed	26	26	A
		78	78	
P_D	Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	68	68	W
		0.45	0.45	
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-65 to 175		$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	U _I	
DRAIN-SOURCE AVALANCHE RATINGS (N _{DR} 1)							
W_{DSM}	Single Pulse Drain-Source Avalanche Energy	$V_{DS} = 30\text{ V}$, $I_D = 26\text{ A}$			100	f	
I_{CS}	Maximum Drain-Source Avalanche Current				26	f	
OFF CHARACTERISTICS							
BV_{DS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	60			f	
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 60\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$			250	f	
				$T_J = 125^\circ\text{C}$	1	f	
$I_{DSS(F)}$	Gate - Body Leakage, Forward	$V_{DS} = 16\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$			100	f	
$I_{DSS(R)}$	Gate - Body Leakage, Reverse	$V_{DS} = -16\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$			-100	f	
ON CHARACTERISTICS (N _{DR} 1)							
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	1	1.4	2	f	
				$T_J = 125^\circ\text{C}$	0.65	f	
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{DS} = 5\text{ V}$, $I_D = 13\text{ A}$		0.042	0.05	f	
		$V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 13\text{ A}$		0.07	0.08	f	
				$T_J = 125^\circ\text{C}$	0.031	0.035	f
$I_{D(on)}$	On-State Drain Current	$V_{DS} = 5\text{ V}$, $V_{GS} = 10\text{ V}$	26			f	
g_{fs}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 13\text{ A}$		16		f	
DYNAMIC CHARACTERISTICS							
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 30\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$		840		f	
C_{oss}	Output Capacitance			230		f	
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			75		f	
SWITCHING CHARACTERISTICS (N _{DR} 1)							
t_{turn}	Turn - On Delay Time	$V_{DS} = 30\text{ V}$, $I_D = 26\text{ A}$, $V_{GS} = 5\text{ V}$, $R_{\theta Jc} = 30\text{ }^\circ\text{C/W}$		13	20	f	
t_r	Turn - On Rise Time	$R_{DS(on)} = 30\text{ }^\circ\text{C/W}$		200	400	f	
t_{fall}	Turn - Off Delay Time			45	80	f	
t_f	Turn - Off Fall Time			102	200	f	
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DS} = 24\text{ V}$, $I_D = 26\text{ A}$, $V_{GS} = 5\text{ V}$		17	24	f	
Q_{gs}	Gate-Source Charge			4		f	
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			10		f	

100% CON
 FALLA DE ORIGEN

Electrical Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Ur
DRAIN-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS						
I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current				26	
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current				78	
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 13\text{ A (Max)}$		0.9	1.3	
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{SD} = 0\text{ V}, I_S = 26\text{ A},$ $dI_S/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$		54	120	
I_{rr}	Reverse Recovery Current			2.1	8	
THERMAL CHARACTERISTICS						
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case				2.2	$^\circ\text{C}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient				62.5	$^\circ\text{C}$

Typical Electrical Characteristics

TESIS CON
FALTA DE ORIGEN

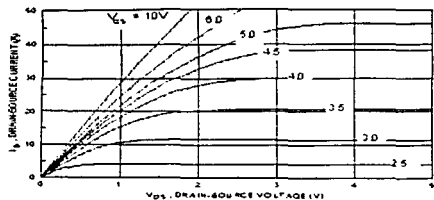


Figure 1. On-Region Characteristics.

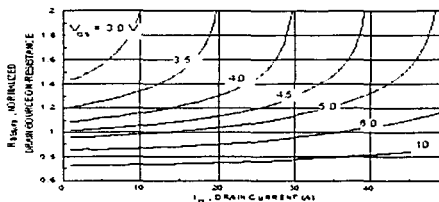


Figure 2. On-Resistance Variation with Gate Voltage and Drain Current.

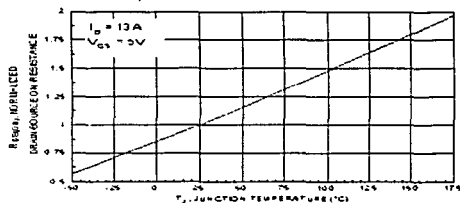


Figure 3. On-Resistance Variation with Temperature.

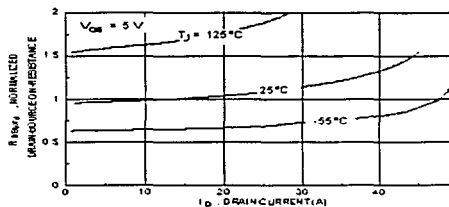


Figure 4. On-Resistance Variation with Drain Current and Temperature.

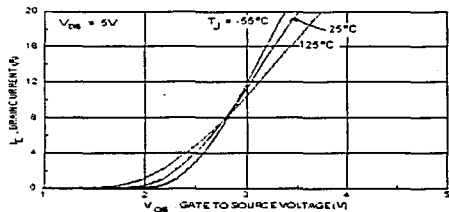


Figure 5. Transfer Characteristics.

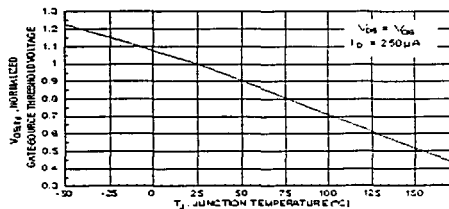


Figure 6. Gate Threshold Variation with Temperature.

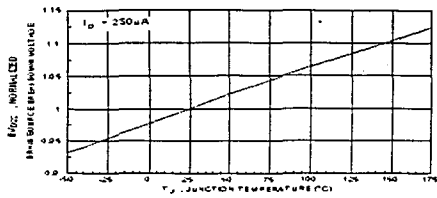


Figure 7. Breakdown Voltage Variation with Temperature.

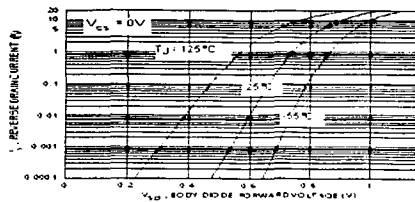


Figure 8. Body Diode Forward Voltage Variation with Current and Temperature

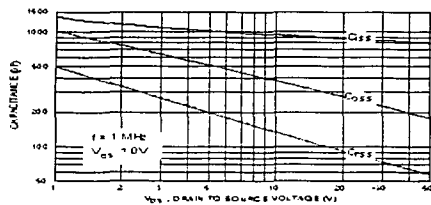


Figure 9. Capacitance Characteristics

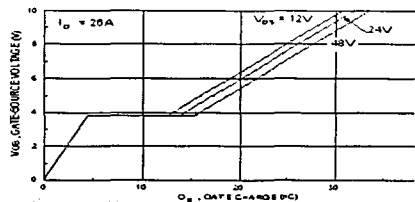


Figure 10. Gate Charge Characteristics

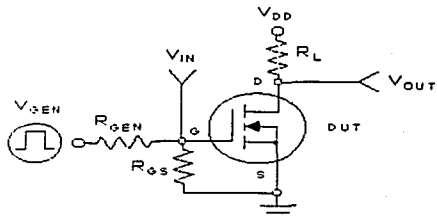


Figure 11. Switching Test Circuit.

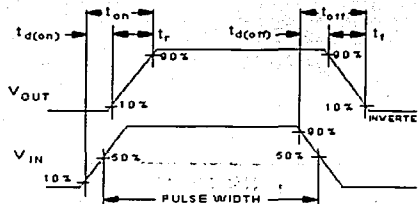


Figure 12. Switching Waveforms

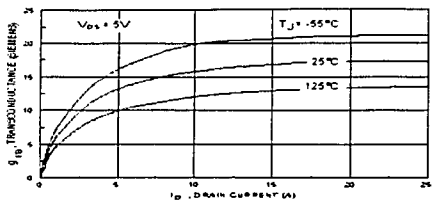


Figure 13. Transconductance Variation with Drain Current and Temperature

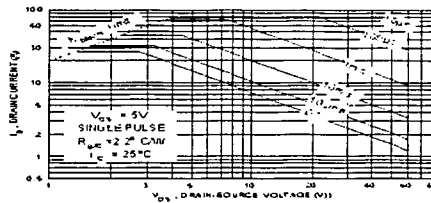


Figure 14. Maximum Safe Operating Area

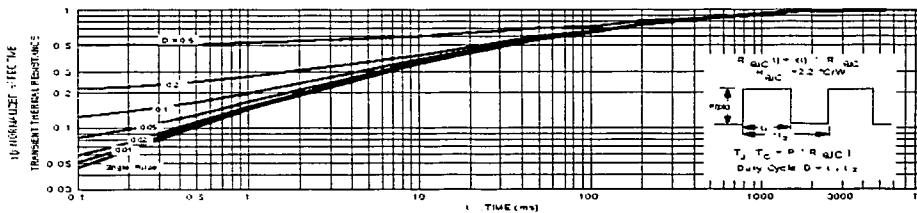


Figure 15. Transient Thermal Response Curve.

ISIS CON
FALLA DE ORIGEN

April 1995

5A, 400V and 500V N-Channel IGBTs

Features

- 5A, 400V and 500V
- $V_{CE(ON)}$ 2V
- $T_{R(1\mu s)}$ 0.5 μ s
- Low On-State Voltage
- Fast Switching Speeds
- High Input Impedance

Applications

- Power Supplies
- Motor Drives
- Protection Circuits

Description

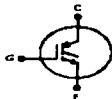
The 2N6975, 2N6976, 2N6977 and the 2N6978 are n-channel enhancement-mode insulated gate bipolar transistors (IGBTs) designed for high-voltage, low on-dissipation applications such as switching regulators and motor drivers. These types can be operated directly from low-power integrated circuits.

Package



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



PACKAGING AVAILABILITY

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
2N6975	TO-204A A	
2N6976	TO-204A A	
2N6977	TO-204A A	
2N6978	TO-204A A	

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Absolute Maximum Ratings $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified.

	2N6975/2N6977		2N6976/2N6978		UNITS
	(Note 1)	(Note 1)	(Note 1)	(Note 1)	
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	400	500	500	V
Collector-Base Voltage ($R_{\theta g} = 1\text{M}\Omega$)	V_{CGB}	400	500	500	V
Reverse Collector-Emitter Voltage	$V_{CES(REV)}$	5	5	5	V
Gate-Emitter Voltage	V_{GE}	≤ 20	≤ 20	≤ 20	V
Collector Current - Continuous	I_C	5	5	5	A
Collector Current Pulsed	I_{CM}	10	10	10	A
Power Dissipation Total at $T_C = +25^\circ\text{C}$	P_D	100	100	100	W
Power Dissipation Derating $T_C = +25^\circ\text{C}$		0.8	0.8	0.8	W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	°C

1. JEDEC registered value.

HARRIS SEMICONDUCTOR IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS:


4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,175	4,516,143	4,532,534	4,567,641
4,587,713	4,598,461	4,605,948	4,618,872	4,620,211	4,631,954	4,636,754	4,639,782
4,641,162	4,644,637	4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690
4,794,432	4,801,986	4,803,533	4,809,046	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606
4,860,060	4,883,767	4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,809	4,933,740	4,983,951
4,969,027							

Electrical Specifications $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS				UNITS
			2N6975/2N6977		2N6976/2N6978		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 1\text{ mA}, V_{GE} = 0$	400 (Note 1)	-	500 (Note 1)	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 1\text{ mA}$	2 (Note 1)	4.5 (Note 1)	2 (Note 1)	4.5 (Note 1)	V
Zero Gate Voltage Collector Current	I_{CES}	$V_{CE} = 400\text{ V}$	-	250 (Note 1)	-	-	μA
		$V_{CE} = 500\text{ V}$	-	-	-	250 (Note 1)	μA
		$T_C = +125^\circ\text{C}$	-	-	-	-	μA
		$V_{CE} = 400\text{ V}$	-	1000 (Note 1)	-	-	μA
		$V_{CE} = 500\text{ V}$	-	-	-	1000 (Note 1)	μA
Gate-Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{ V}, V_{CE} = 0\text{ V}$	-	100 (Note 1)	-	100 (Note 1)	ns
Reverse Collector-Emitter Leakage Current	I_{CES}	$R_{GS} = 0\Omega, V_{EC} = 5\text{ V}$	-	5 (Note 1)	-	5 (Note 1)	mA
Collector-Emitter On Voltage	$V_{CE(ON)}$	$I_C = 5\text{ A}, V_{GE} = 10\text{ V}$	-	2 (Note 1)	-	2 (Note 1)	V
		$I_C = 10\text{ A}, V_{GE} = 20\text{ V}$	-	2.5	-	2.5	V
Gate-Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = 5\text{ A}, V_{CE} = 10\text{ V}$	3.4 (Note 1)	6.8 (Note 1)	3.4 (Note 1)	6.8 (Note 1)	V
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = 5\text{ A}, V_{CE} = 10\text{ V}$	12 (Note 1)	25 (Note 1)	12 (Note 1)	25 (Note 1)	nC
Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$I_C = 5\text{ A}$ $V_{CE(CL)} = 300\text{ V}$ $L = 50\mu\text{H}$	50 Max				ns
Rise Time	t_r	$T_J = +125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 10\text{ V}$ $R_G = 50\Omega$	50 Max				ns
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		400 Max (Note 1)				ns
Fall Time	t_f		2N6975 2N6976	1000 Max (Note 1)			ns
			2N6977 2N6978	500 Max (Note 1)			ns
Turn-Off Energy Loss per Cycle (Off Switching Dissipation $W_{OFF} \times \text{Frequency}$)	W_{OFF}	$I_C = 5\text{ A}$ $V_{CE(CL)} = 300\text{ V}$ $L = 50\mu\text{H}$ $T_J = +125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 10\text{ V}$ $R_G = 50\Omega$	2N6975 2N6976	1000 Max (Note 1)			μJ
			2N6977 2N6978	500 Max (Note 1)			μJ
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$		1.25 (Note 1)				$^\circ\text{C/W}$

NOTE:

- JEDEC registered value.


**RESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Typical Performance Curves

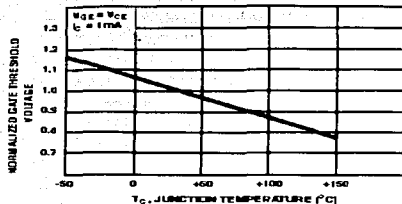


FIGURE 1. TYPICAL NORMALIZED GATE THRESHOLD VOLTAGE AS A FUNCTION OF JUNCTION TEMPERATURE FOR ALL TYPES

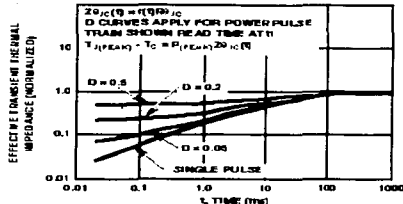


FIGURE 2. NORMALIZED THERMAL RESPONSE CHARACTERISTICS FOR ALL TYPES

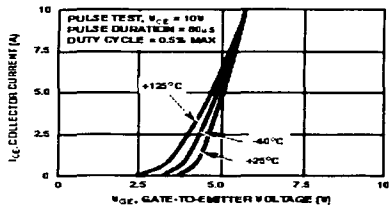


FIGURE 3. TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS FOR ALL TYPES

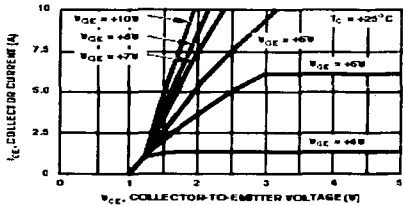


FIGURE 4. TYPICAL SATURATION CHARACTERISTICS FOR ALL TYPES

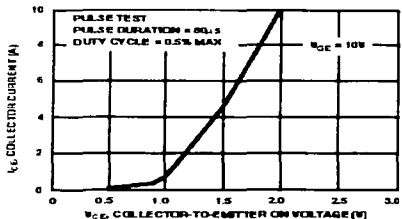


FIGURE 5. TYPICAL COLLECTOR-TO-EMITTER VOLTAGE AS A FUNCTION OF COLLECTOR CURRENT FOR ALL TYPES

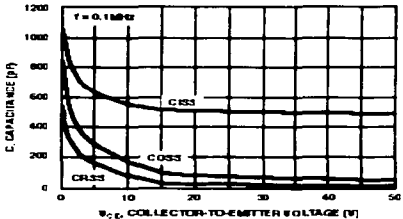


FIGURE 6. CAPACITANCE AS A FUNCTION OF COLLECTOR-TO-EMITTER VOLTAGE FOR ALL TYPES

FUENTES DE DATOS.

"Rectificadores, tiristores y triacs"

M. Gaudry
Ed. Paraninfo, Madrid

"Power electronics"

M. J. Fisher
PWS-KENT

"Power electronics, circuits, devices and applications"

H. Rashid Muhammad
Prentice Hall

"Elementos semiconductores de potencia: diodos"

"Elementos semiconductores de potencia: transistores"

Hamdi Habib-Allah, Antonio Gallo Torres, J. D. Aguilar Peña
E.U. Politécnica de Jaén, departamento de electrónica.

"Disipadores de calor para semiconductores de potencia"

J. D. Aguilar Peña, J. de la Cruz Molina Salido, J. Nieto Pulido y P. López Muñoz
Cámara de Comercio e Industria de Jaén

Apuntes de la asignatura de Electrónica Industrial

Impartidas en la E.U. Politécnica de Jaén
J. D. Aguilar Peña
J. Domingo Aguilar Peña
Miguel Ángel Montejo Ráez

Electronics of Power Action por Gadi Kaplan y "CCI" por Jayant Baliga que aparecía en la revista Espectro de IEEE.

FABRICANTES DE SEMICONDUCTORES.

Texas Instruments

Proporciona CD's y documentación gratuita por correo y on-line.

National semiconductors

Proporciona libros y hojas de características por correo y on-line.

Motorola semiconductors

Proporciona información y hojas de características on-line.

Dallas semiconductors

Proporciona información y hojas de características on-line.

Phillips semiconductors

Proporciona información y hojas de características on-line.

Harris semiconductor

Proporciona información y hojas de características on-line.

Fairchild semiconductors

Proporciona información y hojas de características on-line.

International rectifier

Proporciona información y hojas de características on-line.

PÁGINAS DE ENLACES (LINKS).

Página de recursos del ingeniero electrónico

información diversa y buscador especializado en electrónica.

IEEE Power Electronics Society

Página muy interesante como guía. Contiene muchos enlaces.

Tomu Engadhi's electronics info page

Página de enlaces a todo lo relacionado con electrónica.

BIOGRAFIA: Smart Power.com _buscador de google_

http://www.geocities.com/electronica4/unidad_1.html

SOFTWARE DE INGENIERÍA.

Interface Technologies

Software de ingeniería.

Interface Technologies Demo Software Download

Diversos programas de demostración accesibles on-line.

MATLAB

Programa de cálculo adaptado a las necesidades de la ingeniería.

Linear Technology Applications

Demos y documentación de diversos programas (CAD, SPICE...).

MotorSIM

Programa de simulación de motores.

Protel

autores de: Easytrax (diseñador de placas gratuito), Advanced PCB y Advanced Schematic.

OrCAD

aquí encontrarás las versiones limitadas de OrCAD (CD-ROM gratuito).

EWB (Electronic Workbench)

programa de simulación de circuitos electrónicos.

Artwork Conversion Software

software para Artwork.

IPC

EDA Schematic Capture/PCB Layout Software.

Vamp McCAD

software de simulación.

Micro-Cap

software de simulación.

Micronation CircSolver

software de simulación analógico para Win95/NT.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

The Educational Technology Resource Center

Página de recursos: tutoriales, software... para todas las ramas de ingeniería.

TUTORIALES Y ARTÍCULOS.

Dr. Mo-Yuen Chow

Página personal de este profesor

Elements of Power Electronics

Soporte para este libro de texto.

Power Electronics Group

Grupo de investigación universitario.

Página de J. Aguilar

Página personal de este profesor universitario.

Revista Española de Electrónica

Con interesantes artículos en HTML.

Electrónica y autómatas

Página en castellano con tutoriales.

CIRCUITOS.

Electronic Cookbook

Índice de montajes de todo tipo (con esquemas, software, etc...).

Circuit Cookbook Archive

Más circuitos listos para montar.

EE Circuits Archive

Archivos de circuitos electrónicos.

TFSIS CON
FALLA DE ORIGEN