

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE
DE ESTADO SOLIDO PARA MAQUINAS D.C.**

RUBEN PERDOMO

"

ALVARO VELASCO PADUA

Trabajo de grado presentado
como requisito parcial para
optar al título de Ingeniero
Electricista.

Universidad Autónoma de Occidente
Sección Biblioteca

8500

CORPORACION UNIVERSITARIA AUTONOMA DE OCCIDENTE

DIVISION DE INGENIERIAS

PROGRAMA DE INGENIERIA ELECTRICA



**C.U.A.O
BIBLIOTECA**

Cali, 1987.



0017975

T
621.3132
P433d

Aprobado por el Comité de trabajo
de grado en cumplimiento con los
requisitos exigidos por la
Corporación Universitaria Autónoma
de Occidente para optar al título
de Ingeniero Electricista.

PRESIDENTE DEL JURADO

JURADO

JURADO

Cali, Mayo de 1987.

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos :

**A ALBERTO FRANCO POSADA. I.E., U.C. Profesor en el área
de electrónica de la Corporación Universitaria Autónoma
de Occidente y Director del trabajo.**

A LA CORPORACION UNIVERSITARIA AUTONOMA DE OCCIDENTE.

**A Todas aquellas personas que en una u otra forma
colaboraron en la realización del presente trabajo.**

TABLA DE CONTENIDO

	Pág
INTRODUCCION.....	1
1. SEMICONDUCTORES.....	3
1.1 GENERALIDADES.....	3
1.2 IMPUREZAS.....	10
1.3 JUNTURAS PN.....	19
1.4 DIODOS.....	26
1.5 JUNTURAS NPN Y PNP.....	28
1.6 TRANSISTORES BIPOLARES.....	38
1.7 TRANSISTOR UNIJUNTURA.....	41
1.8 RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO SCR.....	44
1.9 TRIACS.....	47
1.10 PUT.....	50

	Pág
1.11 INTEGRADOS.....	51
1.12 LA LOGICA Y COMPUERTAS LOGICAS.....	58
1.12.1 Buffers y Drivers.....	66
1.12.2 Multiplexores.....	69
1.12.3 Decodificadores.....	72
1.12.4 Demultiplexores.....	72
2. FUENTES DE ALIMENTACION CC.....	74
2.1 GENERALIDADES.....	74
2.2 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA.....	75
2.3 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.....	77
2.4 RECTIFICADOR EN PUENTE DE WIEN.....	81
2.5 FILTRADO DE SEÑALES RECTIFICADAS.....	85
2.5.1 Valor Medio y Valor Eficaz de una Señal Periodica.....	85
2.5.2 Factor de Riple de una Señal.....	88
2.5.3 Filtro Capacitivo.....	89

	Pág
2.5.4 Análisis Sobre el Riple.....	96
2.5.5 Filtro Inductivo.....	102
2.5.6 Filtro Capacitivo Activo.....	107
2.6 REGULADORES ELEMENTALES.....	111
2.6.1 Reguladores con Diodo Zener.....	113
2.6.2 Regulación Serie Simple de (Seguidor de Emisor).....	121
2.6.3 Regulador Paralelo.....	231
2.7 REGULACION SIMPLE DE CORRIENTE.....	136
2.7.1 Reguladores Simples Mejorados.....	150
2.7.2 Utilización de Montajes Tipo Darlington....	150
2.8 REGULADORES SIMPLES VARIABLES.....	155
2.8.1 Reguladores Variables de Tensión.....	156
2.8.2 Reguladores Variables de Corriente.....	159
3. CONTROLES DE VELOCIDAD PARA MOTORES DC.....	161

	Pág
3.1 GENERALIDADES.....	161
3.2 EL MOTOR D.C.....	167
3.2.1 Máquinas de Corriente Continua.....	167
3.2.2 Regulación de la Velocidad del Motor	
Eléctrico.....	186
3.2.3 Características de Trabajo en Estado	
Estable de Diferentes Tipos de Motores DC.	195
3.3 FUNCIONAMIENTO DEL SCR.....	210
3.3.1 Cebado del SCR.....	215
3.4 CIRCUITOS DE CEBADO.....	223
3.4.1 Disparo con Señal DC.....	223
3.4.2 Disparo con Señal A.C.....	225
3.4.3 Disparo con Pulso.....	230
3.5 OSCILADOR DE RELACION.....	234
3.5.1 Cebado con Transistor UJT.....	240
3.6 CEBADO CON PUT.....	247

	Pág
3.7 CEBADO CON DIAC.....	249
3.8 CEBADO CON SUS.....	251
3.9 CONTROLES PRACTICOS.....	253
4. ESTABILIZADORES DE VOLTAJE.....	262
4.1 GENERALIDADES.....	262
4.2 TIPOS DE ESTABILIZADORES.....	264
4.2.1 Electromecánicos con Relevos.....	264
4.2.2 Electromecánicos con Servomotor.....	264
4.2.3 Núcleo Saturado.....	265
4.2.4 Electrónicos de Núcleo Saturado.....	266
4.2.5 Electrónicos a Base de Triac.....	266
4.2.6 Electrónicos con Varios Triac's.....	267
4.3 ESTABILIZADOR DE VOLTAJE DE 340 + 10%.....	267
4.3.1 Funcionamiento.....	268
4.3.2 Calibración del estabilizador.....	283

	Pág
4.4 LISTA DE PARTES.....	293
5. FUENTE REGULADA DE 0 A 125 VDC.....	297
5.1 GENERALIDADES.....	297
5.2 FUNCIONAMIENTO DE LA TARJETA DE COMANDO.....	298
5.3 CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DEL CONTROL DE VELOCIDAD.....	307
5.4 ESPECIFICACIONES.....	312
6. FUENTE REGULADA DE 0 A 48 VDC.....	313
6.1 GENERALIDADES.....	313
6.2 CIRCUITOS BASICOS Y FUNCIONAMIENTO.....	314
6.2.1 Criterios para el Diseño de la Fuente Regulada de 0 a 48 Voltios.....	320
6.3 LISTA DE PARTES.....	326

	Pág
7. OPERACION, MANTENIMIENTO Y USO DE LAS FUENTES	
D.C.....	328
7.1 FUENTE REGULADA DE 0 - 125 VDC 4 AMPS.....	328
8. CONCLUSIONES.....	335
BIBLIOGRAFIA.....	336

LISTA DE FIGURAS

	Pág
FIGURA 1. Bandas de energía de un aislador.....	5
FIGURA 2. Estructura de las bandas de energía para el diamante (C), silicio (Si) y germanio (Ge).....	6
FIGURA 3. Resistividad de un conductor, semiconductor y aislador típicos.....	11
FIGURA 4. Estructura reticular para un material semiconductor puro.....	13
FIGURA 5. Estructura reticular del material tipo "n".....	15
FIGURA 6. Estructura reticular del material tipo "p".....	17
FIGURA 7. Difusión de portadores en la unión.....	20

FIGURA 8. Gradiente de potencial a través de la región de carga espacial.....	22
FIGURA 9. Circulación de la corriente de electrones en las junturas "p-n" polarizadas.....	24
FIGURA 10. Descripción de elementos semiconductores.....	27
FIGURA 11. Polarización en junturas NPN y PNP....	29
FIGURA 12. Circulación de portadores en las junturas "p-n" de entrada y salida por separado.....	32
FIGURA 13. Circulación de portadores en la estructura NPN y flujo de corriente en toda la estructura respectivamente....	34
FIGURA 14. Circulación de portadores en la estructura PNP.....	37
FIGURA 15. Sentido de corriente en los transistores NPN y PNP.....	39

	Pág
FIGURA 16. Circuito equivalente del UJT.....	42
FIGURA 17. Analogía estructural del SCR.....	45
FIGURA 18. Analogía estructural del TRIAC.....	48
FIGURA 19. Compuertas AND de 2, 3 y 4 entradas...	61
FIGURA 20. Compuertas OR de 2 y 4 entradas.....	63
FIGURA 21. Compuertas negadoras.....	64
FIGURA 22. Compuertas EQUI y OR-EX.....	65
FIGURA 23. Compuertas NAND y NOR.....	67
FIGURA 24. Compuertas TRE-STATE.....	68
FIGURA 25. Diagrama en bloques de una recombinatoria.....	70
FIGURA 26. Diagrama en bloques de un múltiple XOR	71

	Pág
FIGURA 27. Diagrama en bloque de un demúltiple XOR.....	73
FIGURA 28. Rectificador de media onda y sus formas de onda.....	76
FIGURA 29. Rectificador de media onda con el diodo invertido y sus formas de onda.....	78
FIGURA 30. Rectificador de onda completa y sus formas de onda.....	80
FIGURA 31. Rectificador de onda completa con los diodos invertidos y sus formas de onda	82
FIGURA 32. Rectificador fuente de Wien y formas de onda.....	83
FIGURA 33. Señales rectificadas de media y onda completa.....	87
FIGURA 34. Filtraje para media y onda completa. Formas de onda después de filtrar. Formas de onda para la carga de capacitor.....	90

	Pág
FIGURA 35. Efecto de la capacidad sobre la corriente en el diodo y la tensión de salida.....	95
FIGURA 36. Aproximación triangular para facilitar el estudio.....	98
FIGURA 37. Filtro inductivo para media onda y efecto de la inductancia.....	103
FIGURA 38. Filtro inductivo para rectificador de onda completa, representación equivalente, formas de onda.....	105
FIGURA 39. Filtro capacitivo activo.....	108
FIGURA 40. Filtro capacitivo activo con Darlington	110
FIGURA 41. Regulador Zener simple, recta de carga, efecto de regulación casos 1 y 2, esquema equivalente para variaciones..	115
FIGURA 42. Regulador con carga, circuito transformador Thevenin.....	118

FIGURA 43. Regulador serie, visto de otra forma circuital, regulador compensado térmicamente para el diodo base emisor	122
FIGURA 44. Esquemas para transistor híbrido simplificado y de giacoletto simplificado.....	124
FIGURA 45. Determinación de R_s y S_v	127
FIGURA 46. Regulador paralelo, Zener equivalente.	132
FIGURA 47. Característica de salida en emisor común y base común.....	137
FIGURA 48. Regulador de corriente.....	139
FIGURA 49. Regulador serie de tensión, obtención de I_e Cte, regulador de corriente....	141
FIGURA 50. Montaje teórico en base común, representación equivalente, circuito práctico $V_e = V_b$ y $V_z = V_E - V_Z$	142

	Pág
FIGURA 51. Recta de carga y punto de polarización, efecto de un aumento de R (caso 1), de Ve (caso 2).....	143
FIGURA 52. Regulador de corriente con polo negativo común.....	145
FIGURA 53. Compensación térmica de la juntura base - emisor, caso del montaje PNP...	149
FIGURA 54. Regulador Zener mejorado, aplicación al regulador serie compensado.....	151
FIGURA 55. Montaje tipo Darligtón.....	153
FIGURA 56. Regulador serie con Darligtón, regulador mejorado con Darligtón NPN - PNP, regulador paralelo por Darligtón.	154
FIGURA 57. Reguladores Zener variables.....	157
FIGURA 58. Reguladores de voltaje variable.....	158
FIGURA 59. Reguladores variables de corriente....	160

FIGURA 60. Diagrama en bloques de un sistema de control con realimentación.....	166
FIGURA 61. Máquina de continua elemental.....	169
FIGURA 62. Densidad de flujo en el entrehierro de una máquina D.C elemental y forma onda entre escobillas.....	170
FIGURA 63. Representación esquemática de una máquina de continua.....	174
FIGURA 64. Tensiones de bobinas rectificadas y tensión resultante entre escobillas de una máquina de D.C.....	176
FIGURA 65. Curvas de magnetización de una máquina de continua.....	180
FIGURA 66. Sistema magnético rotatorio con dos fuentes de excitación.....	181
FIGURA 67. Motor D.C. de campo controlado.....	185
FIGURA 68. Motor D.C. de armadura controlada.....	187

FIGURA 69. Motor derivación D.C. motor compuesto D.C. motor serie DC.....	197
FIGURA 70. Circuitos equivalentes para operación en estado estable para motor derivación motor compuesto, motor serie.....	198
FIGURA 71. Características de par Vs corriente de armadura para los motores DC, en derivación, compuesto y serie.....	201
FIGURA 72. Características de par Vs velocidad, velocidad angular de los motores DC. derivación, serie (valores pequeños de Ia), serie (valores grandes de Ia), serie (curva combinada).....	204
FIGURA 73. Característica velocidad angular Vs corriente de armadura de los motores DC. en derivación, serie y compuesto..	208
FIGURA 74. Curva característica de corriente contra voltaje en un SCR.....	211

	Pág
FIGURA 75. Diferentes curvas características corriente - voltaje en un SCR, para varias tensiones de puerta.....	213
FIGURA 76. Efecto del disparo del SCR con dos ángulos de abertura diferentes.....	216
FIGURA 77. Ubicación del bloque de disparo en el SCR (media onda).....	218
FIGURA 78. Potencia transferida a la carga con ángulo de abertura de 0 grados (media onda).....	220
FIGURA 79. Potencia transferida a la carga con ángulo de abertura de 90 grados (media onda).....	221
FIGURA 80. Ubicación del bloque de disparo en un SCR (onda completa).....	222
FIGURA 81. Disparo del SCR con voltaje directo...	224
FIGURA 82. Cebado del SCR alimentado con CA., por medio de resistencia fija.....	226

	Pág
FIGURA 83. Cebado del SCR alimentado con CA., por medio de resistencia variable.....	228
FIGURA 84. Sistema de cebado para obtener ángulo de abertura entre 0 y 180 grados.....	229
FIGURA 85. Curva característica de los dispositivos de disparo SCR'S y diagrama en bloques para lograr de abertura de 0 a 180 grados.....	233
FIGURA 86. Oscilador de relajación con UJT.....	235
FIGURA 87. Formas de onda del oscilador de relajación.....	237
FIGURA 88. Diferentes zonas de trabajo en la curva V_e contra I_e en un UJT.....	238
FIGURA 89. Regulación de motores DC. con UJT, en media onda y onda completa.....	241
FIGURA 90. Circuito de control básico con UJT, utilizando señal retroalimentada.....	243

FIGURA 91. Adición del Zener estabilizador para los transistores en el circuito de la figura.....	244
FIGURA 92. Resultado en puerta al comparar las señales de referencia y retroalimentación.....	246
FIGURA 93. PUT símbolo representación interna y circuito de cebado con el mismo.....	248
FIGURA 94. Símbolo y curva característica del dial.....	250
FIGURA 95. Disparo con Dial.....	252
FIGURA 96. Símbolos y curvas características del SUS.....	254
FIGURA 97. Disparo con SUS.....	255
FIGURA 98. Control para motor universal.....	256
FIGURA 99. Control para motor DC. con excitación independiente.....	258

	Pág
FIGURA 100. Diagrama en bloques de un estabilizador de AC.....	263
FIGURA 101. Diagrama general del regulador.....	271
FIGURA 102. Temporizador.....	274
FIGURA 103. Shmit Trigger.....	277
FIGURA 104. Decodificación configuración driver para el rango de los relés TAPS.....	285
FIGURA 105. Circuito impreso de la tarjeta de control del estabilizador.....	288
FIGURA 106. Diagrama de conexiones de un integrado 4011 UB.....	289
FIGURA 107. Diagrama esquemático.....	290
FIGURA 108. Diagrama lógico.....	291
FIGURA 109. Diagrama en bloques de los comandos para motores DC.....	299

Pág

FIGURA 110. Diagrama circuital de la tarjeta de mando, para controlar un motor DC....	300
FIGURA 111. Equivalencia entre circuitos en configuración de emisor común.....	309
FIGURA 112. Fuente regulada de 0 - 24 VDC. con integrado.....	315
FIGURA 113. Corrientes en el integrado regulador.	318
FIGURA 114. Diagrama interno del integrado LM317K	319
FIGURA 115. Diagrama en bloques de la fuente regulada variable de 0 - 48VDC.....	321
FIGURA 116. Esquema circuital completo de la fuente regulada de 0 - 48VDC.....	322
FIGURA 117. Vista externa de la fuente regulada de 0 - 125 VDC - 4 AMP.....	329
FIGURA 118. Vista externa de la fuente regulada de 0 - 48 VDC - 3 AMP.....	333

LISTA DE TABLAS

	Pág
TABLA 1. A, B, C, D, E salida de 5 comparadores..	280

RESUMEN

Este proyecto es el estudio de diseño y construcción de cuatro fuentes reguladas y variables de voltaje de estado sólido, con capacidad de suministrar una potencia máxima de 500 wattios cada una, para poder alimentar el mismo número de motores monofásicos de D.C., de 1 / 3 H.P., voltaje de 125 VDC y un consumo de 4.0 amperios como característica.

Además se diseñó y construyó una fuente regulada y variable de D.C. de estado sólido con una potencia máxima de 144 wattios, para poder alimentar dispositivos electrónicos.

Con éste proyecto la Universidad adquiere dispositivos propios para prácticas en el laboratorio de máquinas.

INTRODUCCION

El propósito de éste proyecto es suministrar en forma adecuada alimentación DC, regulada y variable a cuatro motores DC, para el laboratorio de máquinas.

Se implementaron cuatro subsistemas de control independientes, uno para cada motor, logrando así versatibilidad en el nuevo sistema.

Se desplazó así la antigua fuente de alimentación, la cual adolecía de serias insuficiencias, que conllevaban a dificultades en las prácticas del laboratorio. Se proyectó independizar los subsistemas de control de las variaciones en la carga, regulando su modo de funcionamiento y de los altibajos en la red, anteponiendo un estabilizador de potencia de 5 KVA.

Cada subsistema de control para motor DC, puede entregar una tensión entre 0 - 125 VDC, con una corriente nominal de 4 amps, logrando así variar la velocidad DC, desde un mínimo hasta un valor máximo y viceversa.

Las protecciones de entrada y salida en éstos controles, se efectúan por medio de fusibles adecuados.

El estabilizador puede entregar una tensión de 340 VAC, con una corriente nominal de 16 amps, su protección se efectúa mediante interruptores adecuados, dispuestos en la entrada y salida del mismo.

La frecuencia de trabajo son 60 Hz.

Se construyó también una fuente regulada y variable DC, con una entrega de 0 - 48 VDC y una corriente de 3 amps, con un rizado de 0.01% para alimentar especialmente dispositivos electrónicos.

Cada sistema fué implementado con dispositivos de estado sólido, tales como diodos, transistores, integrados, tiristores, triac, etc., según la necesidad para obtener así gran confiabilidad en los circuitos diseñados.

1. SEMICONDUCTORES

1.1 GENERALIDADES

Las bandas de energía asociadas con las capas completas internas de los átomos originarios, tienen las cuotas exactas de electrones que le permite el principio de exclusión de Pauli, que dice "Cada nivel puede acomodar dos electrones, y una banda de energía correspondiente a un estado atómico dado, puede acomodar un máximo de $2n$ electrones, ó dos electrones por ión, donde n es el número de nivel ". En éstas bandas los electrones están más o menos localizados. Sin embargo, la banda correspondiente a la capa atómica más externa, ocupada por los electrones de Valencia es la más interesante en lo que se refiere a las propiedades de los sólidos. Si ésta banda no está completamente llena, se llama banda de conducción, pero si está llena se llama banda de Valencia

*

PHILIPS, Cutler. Análisis de circuitos con semiconductores. Ed. Mc Graw Hill. p. 14

y la banda vacía que queda justamente encima de ésta última recibe el nombre de banda de conducción. Entre las bandas de conducción y de Valencia, hay una región energética de transición, a la cual se le denomina banda prohibida.

Se considera, el caso de una sustancia en la cual la banda más baja está completamente llena y no se superpone con la siguiente que está completamente vacía, como se vé en la Figura 1.

Como todos los estados de la banda de Valencia están ocupados, la energía del electrón está congelada, ésto es, los electrones no pueden cambiar su estado dentro de la banda, sin violar el principio de exclusión de Pauli. La única posibilidad para excitar un electrón es transferirlo a la banda de conducción vacía, pero ésto requiere una energía de algunos electrón-voltios. En consecuencia, un campo eléctrico aplicado no puede acelerar los electrones en la banda de Valencia, y por lo tanto no producir una corriente eléctrica.

Esta sustancia es entonces un aislante. La mayoría de los sólidos covalentes los cuales están compuestos de átomos que tienen un número par de electrones de Valencia, son aisladores. La Figura 2 muestra un esquema simplificado

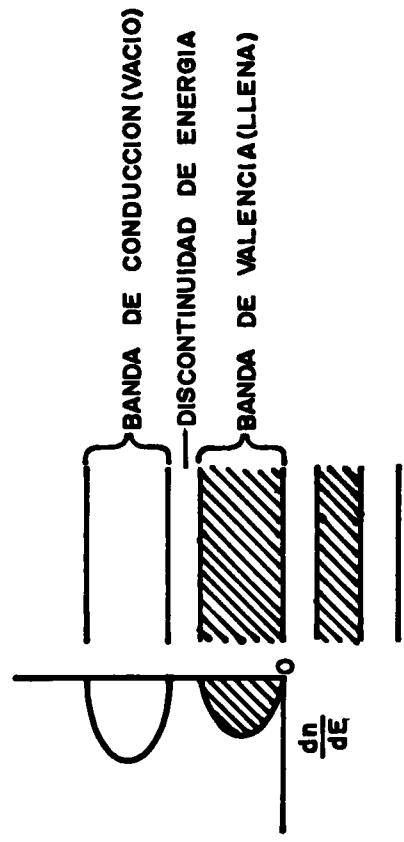
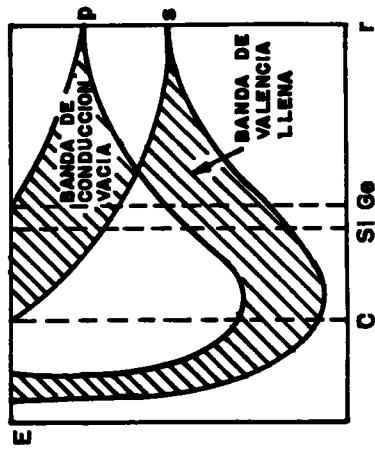


FIGURA I. Bandas de energía de un aislador

FIGURA 2. Estructura de las bandas de energía para el Diamante (C), Silicio (Si) y Germanio (Ge)



de las bandas en el diamante (c). Las bandas correspondientes a los niveles atómicos 2s y 2p del diamante, los cuales pueden acomodar hasta ocho electrones. Sin embargo el átomo de carbono tiene solamente cuatro electrones disponibles para éstos niveles. A medida que los átomos están más cerca el uno del otro, las bandas 2s y 2p comienzan a superponerse. A menor distancia interatómica, se desdoblan en dos bandas, acomodando cada una cuatro electrones por átomo. Entonces los cuatro electrones están normalmente en la banda más baja (o de Valencia), mientras que la banda superior está vacía. A la distancia de equilibrio en el diamante, alrededor de 1.5×10^{-10} m, indicada con C en la Figura 2. La discontinuidad que separa la banda más baja ó de Valencia de la superior ó vacía es cerca de 5 eV.

Esta es una discontinuidad de energía relativamente grande, que explica porqué el diamante es tan buen aislador.

El mismo esquema de bandas se aplica también al silicio y al germanio (excepto que las bandas corresponden a diferentes energías). También se muestra en la Figura 2 la separación de equilibrio de los átomos en el estado sólido.

Sin embargo, en éste caso, el espaciamiento entre las bandas de Valencia ó de conducción a la distancia interatómica de equilibrio es mucho menor (1.1 eV Silicio y 0.1 eV en el Germanio) y ésto hace más fácil excitar a los electrones más altos de la banda de Valencia a la banda de conducción. A medida de que la temperatura crece, más electrones son capaces de saltar a la banda siguiente. Esto dá lugar a dos resultados:

Los pocos electrones de la banda superior ó de conducción actúan como si estuvieran en un metal y los estados vacíos ó huecos que quedan en la banda inferior ó de Valencia actúan de modo similar, pero como si fueran electrones positivos (además su masa efectiva puede ser diferente, ya que están en una banda diferente de energía).

De éste modo hay conducción eléctrica proveniente de los electrones excitados en la banda de valencia; la conductividad aumenta rápidamente con la temperatura porque más electrones son excitados a la banda de conducción. Por ejemplo, en el Silicio, el número de electrones excitados aumenta en un factor de 10 cuando la temperatura se eleva de 250 °K hasta 450 °K. Por tanto, los semiconductores son aisladores en los cuales la discontinuidad de energía entre la banda de Valencia y la

de conducción es de aproximadamente 1 eV ó menos, de modo que es relativamente fácil excitar térmicamente a los electrones desde la banda de Valencia a la de conducción.

La conducción que se ha descrito es denominada conductividad intrínseca. Resumiendo las notas anteriores se puede decir, que en general, todos los materiales pueden clasificarse en tres categorías principales, conductores, semiconductores y aisladores, según su aptitud para conducir una corriente eléctrica. Como su nombre lo indica, un material semiconductor tiene menor conductividad que un conductor, pero mayor productividad que un aislador.

Los materiales que se utilizan frecuentemente en los dispositivos semiconductores son el Germanio y el Silicio.

El Germanio tiene mayor conductividad eléctrica (menor resistencia a la conducción de la corriente) que el Silicio y se lo utiliza en numerosos diodos y transistores de mediana y baja potencia. Una razón de ello es que él puede emplearse a mayor temperatura. En general se prefiere el Silicio y el Germanio, porque las técnicas de procesamiento del primero proporcionan dispositivos más económicos.

La aptitud de un material para conducir corriente es directamente proporcional al número de electrones libres (unidos débilmente) del material. Los buenos conductores tales como la plata, el cobre y el aluminio, tienen gran cantidad de electrones libres; sus resistividades son de unas pocas millonésimas de ohm por centímetro. Los aisladores tales como el caucho, el vidrio y la mica, tienen muy pocos electrones unidos débilmente, por eso tienen resistividades que alcanzan varios millones de ohm por centímetro. Los materiales semiconductores se ubican entre éstos dos extremos como se muestra en la Figura 3. El Germanio puro tiene una resistividad de 60 ohm por centímetro.

El silicio puro posee una resistividad considerablemente mayor, del orden de 60000 ohm por centímetro.

1.2 IMPUREZAS

Los materiales semiconductores usados en los dispositivos de estado sólido contienen cantidades cuidadosamente controladas de ciertas impurezas que reducen su resistividad aproximadamente dos ohm por centímetro a la temperatura ambiente.

Los materiales semiconductores preparados cuidadosamente

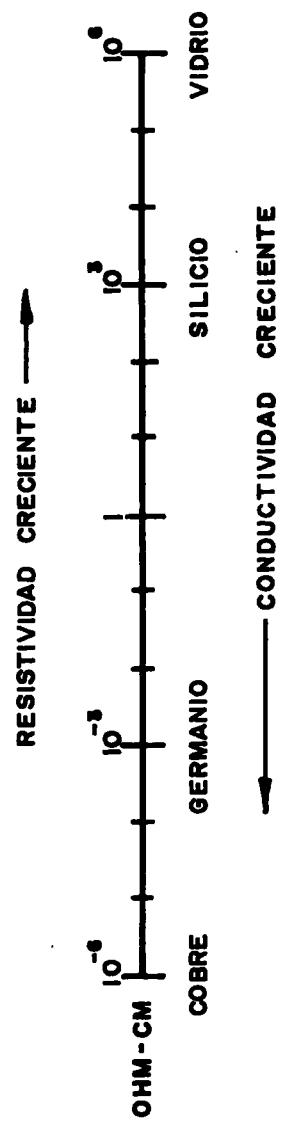


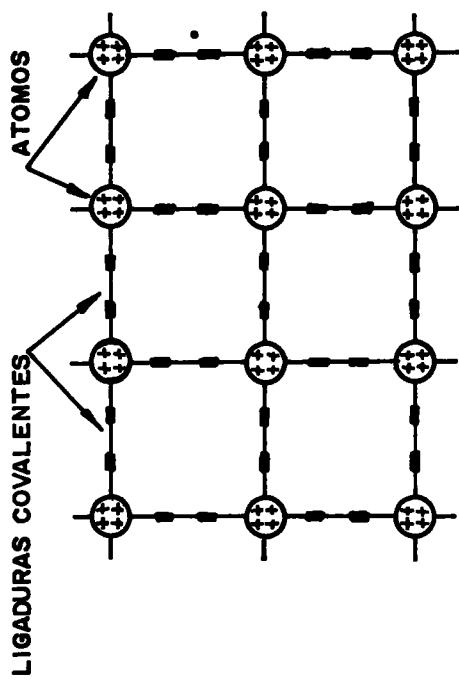
FIGURA 3. Resistividad de un conductor, semiconductor y aislador típicos

tienen una estructura cristalina. En éste tipo de estructura, los electrones periféricos o de Valencia de cada átomo están intimamente unidos a los electrones de los átomos adyacentes, en las ligaduras de pares de electrones ó ligaduras covalentes tal como se observa en la Figura 4. Debido a que tal estructura no tiene electrones unidos débilmente, los materiales semiconductores son malos conductores en condiciones normales, siendo necesario aplicar altas temperaturas ó campos eléctricos intensos, para poder separar las ligaduras covalentes y proveer electrones libres para la conducción eléctrica.

Otra manera de obtener electrones libres, es alternar la estructura cristalina, agregando pequeñas cantidades de otros elementos, con una estructura atómica diferente, mediante el agregado de cantidades casi infinitesimales de esos elementos, llamados impurezas, es posible modificar y controlar las propiedades eléctricas básicas de los materiales semiconductores.

Cuando el átomo de impureza tiene un electrón de Valencia más que el átomo del semiconductor, este electrón adicional no puede formar una ligadura covalente debido a que no hay electrón de Valencia adyacente. Este electrón adyacente es entonces atraído débilmente por el átomo,

FIGURA 4. Estructura reticular para un material semiconductor puro



como se vé en la Figura 5, y sólo requiere una ligera excitación para separarse, en consecuencia, la presencia de tales electrones excedentes hace al material mejor conductor; es decir su resistencia a la circulación de la corriente disminuye.

Los elementos de impurezas, que se agregan a los cristales de germanio y silicio para proveer electrones excedentes, incluyen al fósforo, arsénico y el antimonio.

Cuando se introducen éstos elementos, el material resultante se denomina tipo n debido a que los electrones libres excedentes tienen carga negativa.

Debe hacerse notar, que la carga negativa de los electrones se equilibra con la carga positiva equivalente situada en el núcleo de los átomos de impureza. Por consiguiente, la carga eléctrica neta del material semiconductor no varía.

Se produce un efecto diferente cuando en la estructura cristalina, se incluye un átomo de impureza que tiene un electrón de Valencia menos que el átomo del semiconductor.

Aquí una de las ligaduras de la estructura cristalina no

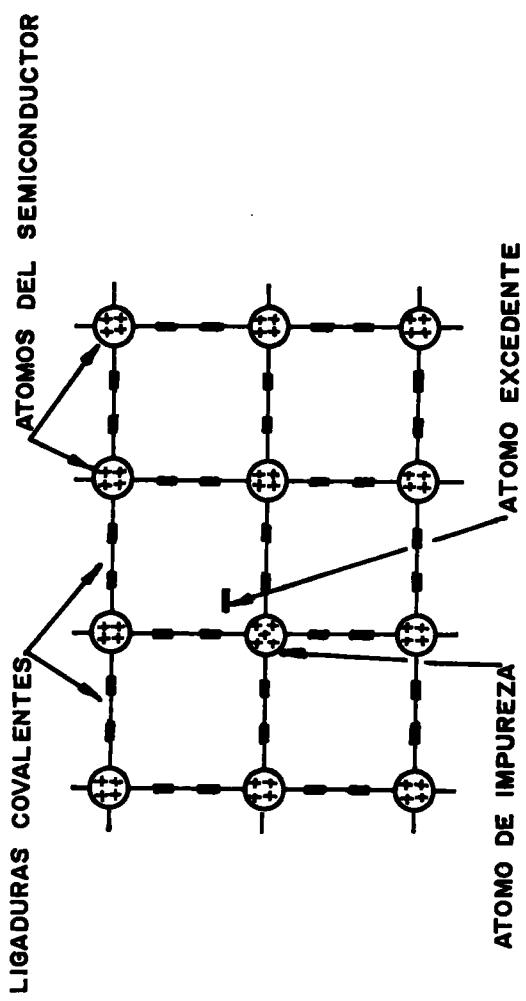


FIGURA 5. Estructura reticular del material tipo "n"

puede complementarse debido a que al átomo de impureza le falta un electrón de Valencia. Como consecuencia aparece un vacío ó hueco, como se observa en la Figura 6. Un electrón de la ligadura covalente adyacente puede absorver suficiente energía como para llenar el hueco. Al igual que el caso de los electrones excedentes, la presencia de huecos favorece la circulación de electrones en el material semiconductor; en consecuencia la conductividad aumenta.

Se considera que el hueco en la estructura cristalina tiene una carga eléctrica positiva porque representa la ausencia de un electrón. Sin embargo, aquí también la carga neta del cristal permanece invariable. El material semiconductor que tiene éstos huecos ó cargas positivas se denomina tipo p.

Los materiales tipo p se forman mediante el agregado de boro, aluminio, galio ó indio. Aunque existe poca diferencia en la composición química de los materiales tipo p y tipo n, la diferencia de las características eléctricas de los dos tipos son sustanciales y resultan muy importantes en el funcionamiento de los dispositivos semiconductores.

Aunque un semiconductor tipo n conduce con más facilidad

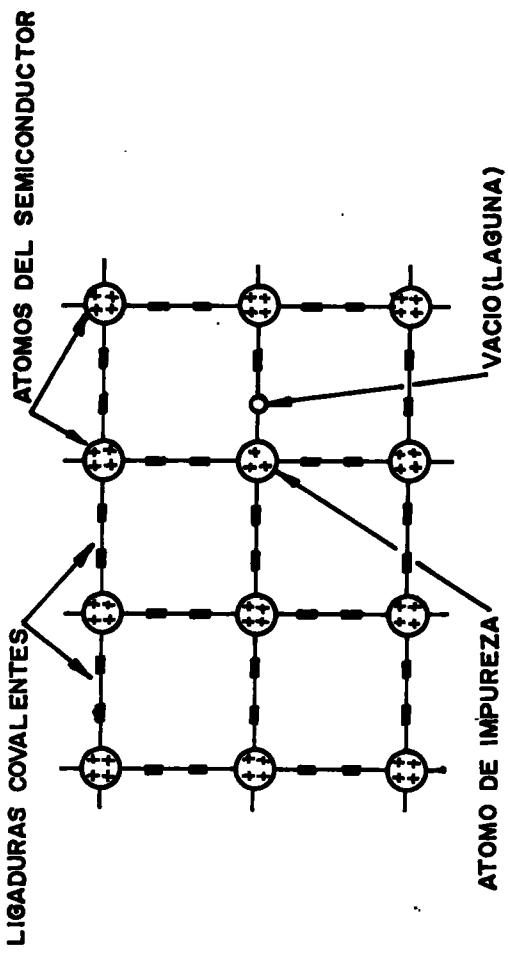


FIGURA 6. Estructura reticular del material tipo "p"

que uno del tipo p, ésto no significa que hay un voltaje dado, el flujo de corriente en el primero será mayor que en el segundo. La cantidad de corriente que fluye en cada uno depende del número de portadores extra que contengan, es decir, de las impurezas que hayan sido inyectadas.

Los portadores estudiados, es decir los electrones libres producidos por la inyección de impurezas en el tipo n, y los huecos producidos de la misma manera en el tipo p, se llaman portadores extras de un tipo u otro, generados por inyectado.

Hay otros portadores que se originan debido a la agitación térmica:

Los electrones de Valencia que al desprenderse dejan un número igual de huecos. En el tipo n los electrones de Valencia se convierten en portadores mayoritarios, porque se agregan a los electrones libres extra que ya estaban en el semiconductor, debido al inyectado. Por otra parte los huecos que se mueven en dirección opuesta se convierten en portadores minoritarios. En resumen cuando se aplica un voltaje a un semiconductor tipo n, se obtiene una corriente mayoritaria de huecos que fluye en dirección opuesta a la anterior.

Es un semiconductor del tipo p los huecos que produce la agitación térmica se unen a los huecos extra producidos por el inyectado y se convierten en portadores mayoritarios. Los electrones liberados por la agitación térmica son en éste caso portadores minoritarios. Así al aplicar un voltaje en un semiconductor del tipo p, se obtiene una corriente mayoritaria de huecos, y otra minoritaria de electrones libres que fluye en dirección contraria a la primera.

Otro modo de describir las dos clases de corriente, es decir una está formada por electrones libres extra que se desplazan en la capa de Valencia, mientras que la otra se forma por electrones de Valencia, liberados de sus uniones covalentes que se desplazan hueco a hueco.

1.3 JUNTURAS PN

Cuando se unen los materiales tipo n y tipo p, como se muestra en la Figura 7, se produce un fenómeno importantísimo, en el lugar donde se ponen en contacto, llamado Juntura pn.

En las vecindades de la última se produce una iteración como resultado de los electrones y huecos excedentes en uno y otro material.

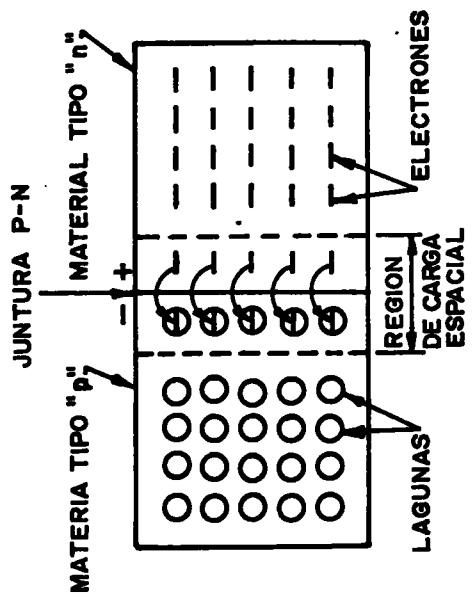


FIGURA 7. Difusión de portadores en la unión

Cuando se forma la Juntura pn, algunos de los electrones libres del material tipo n, cercanos a la juntura, se difunden a través de la misma y llenan los huecos libres del material tipo n, más cercanos a unión. Esta interacción es puesta en equilibrio por una pequeña región de carga espacial. Así el material tipo p adquiere en la vecindad una ligera carga negativa, mientras que el material tipo n adquiere una carga positiva en la cercanía a la unión.

Debido al proceso descrito anteriormente, es decir debido a ésta circulación de portadores de carga, que se denomina corriente de difusión, se presenta en la juntura una barrera de potencial, que se puede presentar como lo indica la Figura 8, mediante una batería imaginaria conectada a través de la juntura pn, y que impiden que se sigan difundiendo los portadores de carga a través de la unión. En efecto los electrones tipo n que tienden a pasar, son repelidos por la ligera carga negativa, ubicada en la vecindad de la juntura, mientras que los huecos son repelidos por la ligera carga positiva ubicada al otro lado. A la zona de carga especial se le llama Barrera de Potencial.

Cuando se conecta una batería externa, la cantidad de corriente que circulará a través de la juntura, está

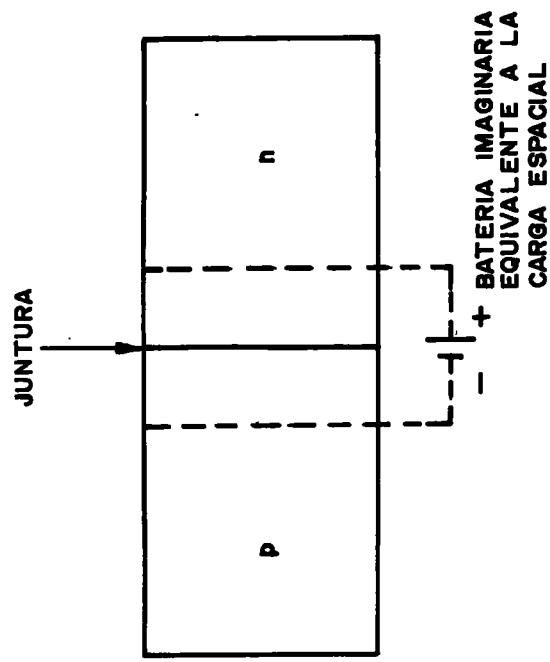


FIGURA 8. Gradientes de potencial a través de la región de cara espacial

determinada por la polaridad de la tensión aplicada y por su efecto en la región de carga especial. En la Figura 9, el borne positivo de la batería, está conectado al material tipo n y el borne negativo al material tipo p. En ésta disposición los electrones libres del material tipo n son atraídos hacia el borne positivo de la batería, alejándolos de la juntura. Al mismo tiempo los huecos del material tipo p son atraídos hacia el borne negativo de la batería separándolos de la juntura. Como resultado de ésto la región de carga espacial en la juntura se hace mayor y crece la barrera de potencial. En éstas condiciones se dice que la juntura pn está polarizada inversamente.

Se ha analizado lo que ocurre con los portadores mayoritarios en una y otra sección del material semiconductor. Se verá que ocurre con los portadores minoritarios, pues se puede originar una corriente inversa aprovechando éstos portadores. Ahora bien, la sección p fué inyectada para que tenga un exceso de huecos pero, comúnmente hay algunos electrones que se liberan debido a la agitación térmica. Además aunque la sección n fué inyectada para tener un exceso de electrones libres, algunos electrones de Valencia se liberaron y produjeron huecos en ella. Al aplicarse la polarización inversa los potenciales de la batería

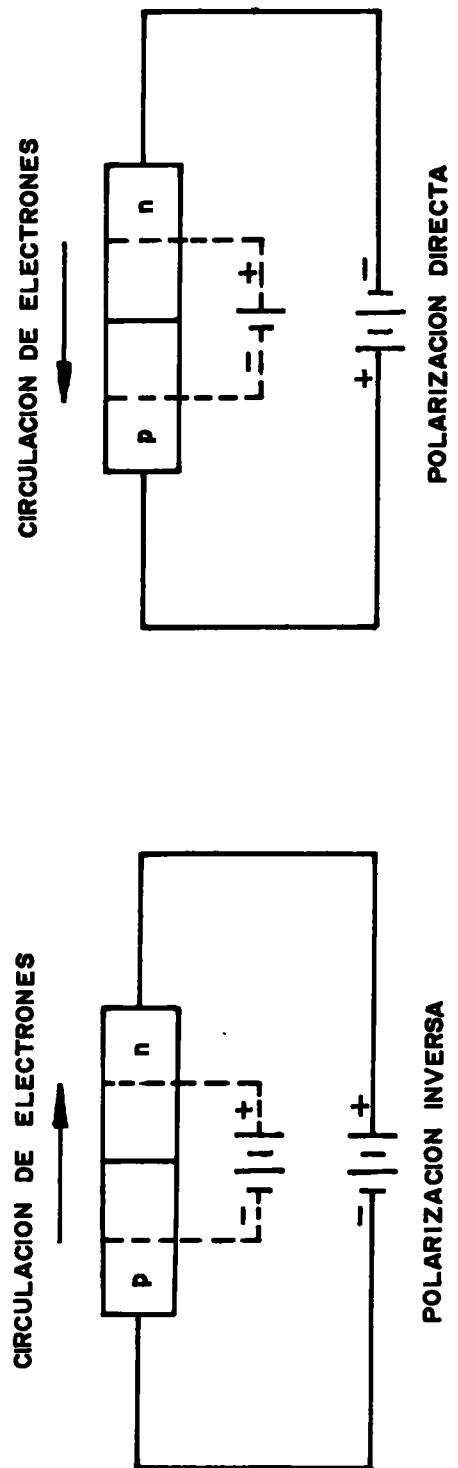


FIGURA 9. Circulación de la corriente de electrones en las junturas "p-n" polarizadas

repelen los portadores minoritarios hacia la juntura, en donde se combinan los electrones con los huecos. Entonces otros electrones pueden entrar a la sección tipo p y salir por la sección tipo n. Sin embargo como los portadores minoritarios son muy pocos la corriente resultante es **pequeñísima**.

En la Figura 9, el borne positivo de la batería externa está conectada al material tipo p y el borne negativo al material tipo n.

En ésta disposición los electrones del material tipo p cercanos al borne positivo rompen sus ligaduras covalentes y entran en la batería, creando nuevos huecos.

Al mismo tiempo los electrones del borne negativo de la batería, entran en el material tipo n y se difunden hacia la juntura. Así la región de carga espacial se estrecha y la barrera de potencial disminuye hasta un valor insignificante.

Los electrones excedentes pueden entrar en la región de carga espacial, circular a través de la juntura, y dirigirse por medio de los huecos del material tipo p hacia el borne positivo de la batería. Se tiene así que la juntura está polarizada directamente.

En cuanto a los portadores minoritarios o sea los electrones en el segmento tipo p y los huecos en el segmento tipo n, son atraídos por los bornes de la batería y alejados de la juntura, razón por la que en éste momento no contribuyen para formar corriente.

1.4 DIODOS

Estos son elementos que constan de una unión pn pueden ser germanio ó silicio. Tienen dos terminales denominados cátodos (región de material tipo n), y ánodo (región de material tipo p).

Su principal característica es permitir el paso de la corriente en un sólo sentido, es decir si están directamente polarizados hay flujo de corriente es directamente proporcional al nivel de excitación; pero si se polarizan inversamente no hay flujo de corriente inversa de ánodo a cátodo, que es tan pequeña que se puede despreciar.

El símbolo del diodo, así como su estructura interna y su curva de transferencia (V Vs I), se puede observar en la Figura 10.

Algunas de sus funciones son rectificadores,

NOMBRE	ESTRUCTURA INTERNA	SÍMBOLO	CURVA DE TRANSFERENCIA
DIODO			
TRANSISTOR BIPOLAR	PNP:		
	NPN:		
TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO	CANAL N:		
	CANAL P:		
TRANSISTOR UNIJUNTURA U.J.T.			
PUT			
SCR			
TRIAC			
DIODO ZENER			

FIGURA 10. Descripción de elementos semiconductores

demoduladores, sujetadores, conformadores de onda. A los dispositivos que sirven para realizar éstas tareas se les denomina diodos de uso común.

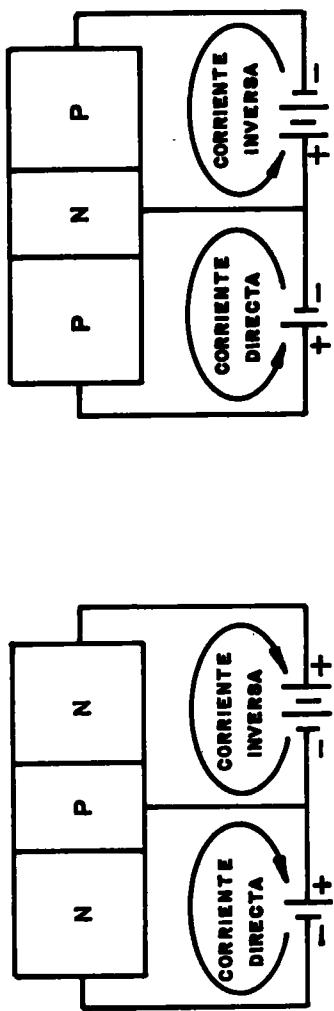
Los diodos de referencia de tensión ó diodos Zener son rectificadores de silicio en los cuales la corriente inversa permanece pequeña hasta que se llega a la tensión de ruptura, aumentando rápidamente, mientras que la tensión aumenta escasamente. Cuando a éstos dispositivos se les polariza directamente, trabajan de manera similar a los diodos de uso común. Son útiles, los diodos Zener como dispositivos estabilizadores, y como fuentes de referencia capaces de suministrar cargas de corriente muy constantes.

Sus dos terminales se denominan cátodo y ánodo. Su representación física, símbolo, y su curva de transferencia se pueden observar en la Figura 10.

1.5 JUNTURAS NPN Y PNP

La Figura 11 muestra que una juntura pn polarizada en sentido inverso es equivalente a un elemento de alta resistencia (baja corriente para una determinada tensión aplicada), y la otra juntura está polarizada en sentido directo (alta corriente).

FIGURA II. Polarización en junturas NPN y PNP



En razón de que la potencia desarrollada por una determinada corriente es mayor en un elemento de alta resistencia que uno de baja resistencia ($P = I \cdot R$), es posible obtener ganancia de potencia.

En una estructura que contiene dos junturas pn polarizadas en sentidos opuestos, se puede lograr la ganancia de potencia antes dicha.

Denominando circuito de entrada a la unión pn polarizada directamente, y circuito de salida a la unión pn polarizada inversamente se puede explicar el funcionamiento de los dispositivos de unión npn y pnp.

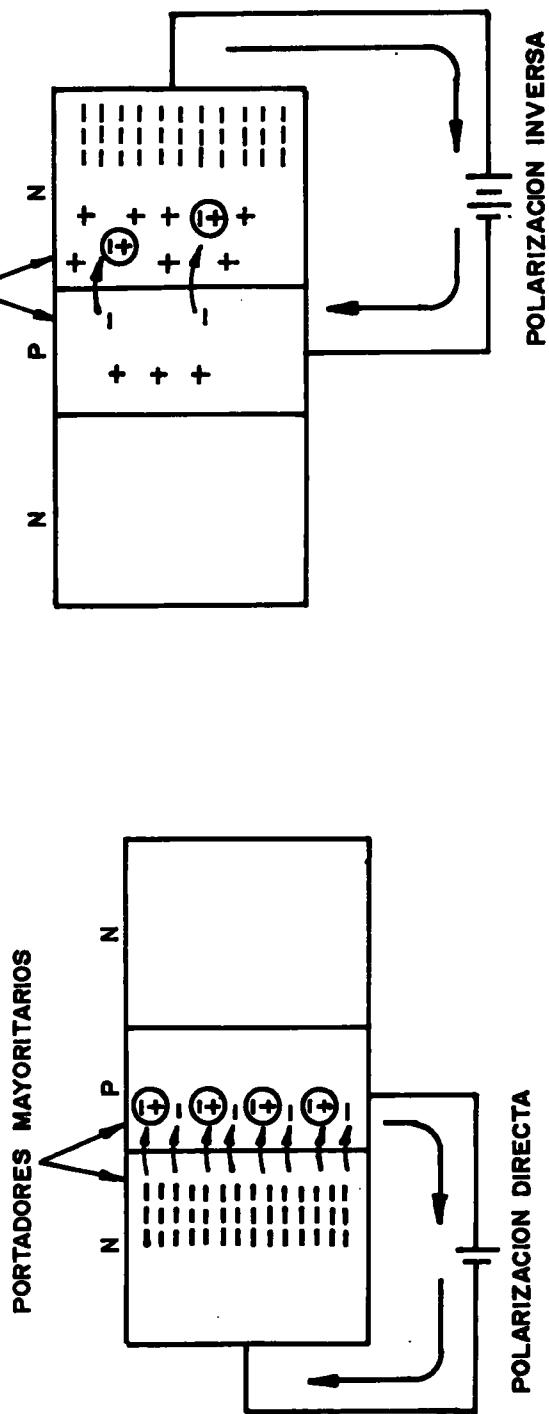
De acuerdo con lo estudiado acerca de las uniones pn, la corriente directa que atraviesa la juntura se forma por los portadores mayoritarios, debido a la interacción de electrones y huecos, por tanto el segmento tipo n el borne negativo de la batería repele los electrones libres que se desplazan hacia la juntura, y la cruzan llenando los huecos en el material tipo p. Sin embargo a diferencia de los diodos, en éste caso la región central (tipo p) es más delgada y esta mucho menos inyectada que la región tipo n, razón por la cual contiene menos portadores mayoritarios.

Como resultado los portadores mayoritarios que van desde la región n (electrones), son mayores en cantidad que los portadores mayoritarios presentes en la región tipo p (huecos). Debido a ello, muchos de éstos electrones no pueden llenar huecos y se acumulan en la región tipo p. Lo anterior, se ilustra en la Figura 12.

Si se conecta sólo la juntura pn de salida y que está polarizada inversamente, se tiene el caso del Figura 12. La corriente inversa está formada por los portadores minoritarios (huecos en la región tipo n y electrones en la región tipo p) y está constituida por el número de electrones que pasan de la región tipo p a la región tipo n. Esta última es construida de tal manera, que tiene los portadores minoritarios suficientes para dar una corriente inversa útil. Sin embargo en éste caso la corriente inversa circulante es muy poca.

Cuando están, conectados los tres segmentos npn, la operación del dispositivo cambia considerablemente. En el caso anterior la corriente en el circuito de entrada se mantuvo a un nivel bajo porque la región tipo p, no tenía suficientes portadores mayoritarios, que interactuaran con los electrones libres de la región tipo n. Además, la corriente inversa tuvo un valor bajo, porque en forma análoga el segmento tipo p tenía pocos portadores

FIGURA 12. Circulación de portadores en las junturas "p-n" de entrada y salida por separado



minoritarios, que se combinaran con los huecos de la región tipo n. Ahora bien, al tener conectado todo el dispositivo como se observa en la Figura 13, los electrones libres que llegan en exceso a la región tipo p y no encuentran huecos para llenar, fácilmente pueden pasar a la otra región tipo n, para llenar huecos allí, por otra parte, en la región tipo n a la entrada hay muchos portadores mayoritarios (electrones) que pueden pasar por la juntura, difundirse en la región tipo p y entrar en la región tipo n a la salida, aumentando de ésta manera el flujo de corriente directa en a la región tipo p de entrada. Además la región tipo p a la salida aumenta la corriente, porque tiene más huecos de los que pueden llenar los electrones libres, que llegan desde la región tipo p.

Puesto que la polarización aplicada al circuito de salida es inversa, ésta última influye ligéramente en la cantidad de corriente que fluye a través de la juntura de salida.

Esta, más bien, depende del número de electrones libres que suministra el exceso la región tipo n en el circuito de entrada, a la region tipo p. Por otra parte el circuito de entrada está polarizado directamente, de manera que la corriente en ésta juntura aumenta ó

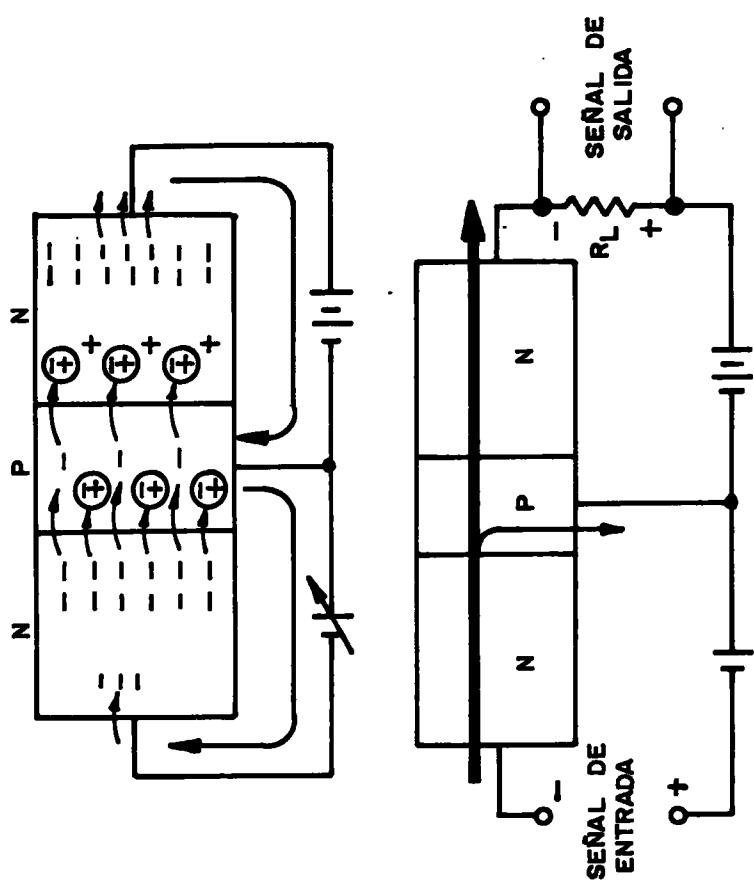


FIGURA 13. Circulación de portadores en la estructura NPN y flujo de corriente en toda la estructura respectivamente

disminuye según lo hace la polarización aplicada.

Estas variaciones también determinan la cantidad de corriente que mana de la sección tipo n en el circuito de salida.

Una disposición pnp opera de forma semejante al tipo npn, excepto que tiene los portadores mayoritarios y minoritarios opuestos. La polarización directa en el circuito de entrada, aleja los electrones de Valencia de la unión en un segmento tipo p, y hace que los huecos (portadores mayoritarios del segmento tipo n electrones), atraviesan la juntura para llenar huecos en el segmento tipo p. Sin embargo la sección tipo n es delgada y poco inyectada de impurezas, de manera que ordinariamente no tiene suficientes portadores mayoritarios, para llenar todos los huecos de la sección de la sección tipo p, razón por la que la corriente en el circuito de entrada es baja. Así en la sección tipo p, hay muchos huecos en exceso y éstos se acumulan cerca de la unión.

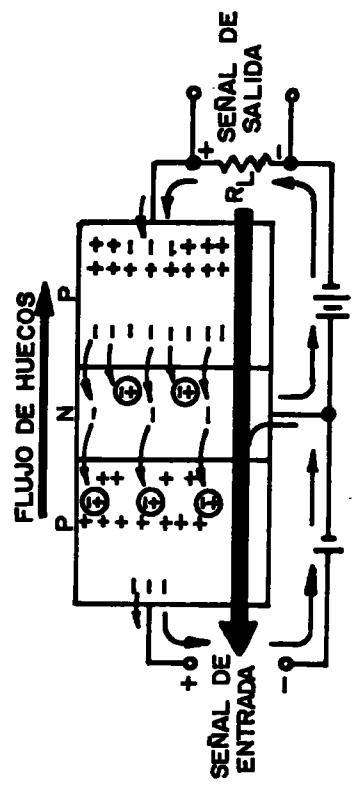
Como el circuito de salida está polarizado inversamente, en la sección tipo p, el borne negativo de la batería empuja hacia la unión los electrones libres (portadores minoritarios). Estos cruzan la unión para llenar los huecos de la sección tipo n (portadores minoritarios).

Sin embargo en ésta última sección hay pocos huecos de manera que la mayor parte de los electrones libres procedentes del segmento tipo p tienden a acumularse en ella.

Por otra parte éstos electrones libres ahora se convierten en portadores mayoritarios, en la sección tipo n y serán atraídos a través de la unión en el circuito de entrada para llenar los huecos acumulados en el primer segmento tipo p. Debido a ésto habrá un gran flujo de corriente tanto en el segmento p de entrada como en la sección p de salida.

La cantidad de corriente está determinada por el número de huecos en el segmento p de entrada, en el cual se introducen los electrones que llegan desde el segmento p, ubicado a la salida, y que se difunden a través de la base. El número de huecos a su vez está determinado por la polarización directa aplicada al circuito de entrada, y se pueden obtener mayor ó menor corriente en el circuito de salida, aumentando ó disminuyendo el valor de polarización, en el circuito de entrada respectivamente. En la Figura 14 se observa el gráfico que explica lo antes dicho.

FIGURA 14. Circulación de portadores en la estructura PNP



1.6 TRANSISTORES BIPOLARES

Estos dispositivos están formados por tres capas semiconductoras alternadas, npn ó pnp, y son construidos de silicio ó de germanio. Tienen tres terminales que se denominan emisor base y colector. Recordando lo estudiado en el numeral anterior, entonces el circuito de entrada lo componen el emisor y la base, y el circuito de salida la base y el colector.

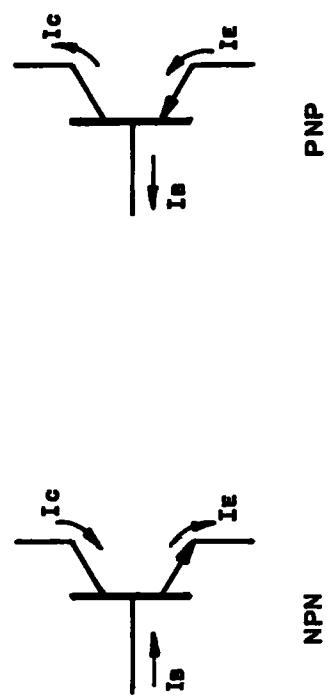
Las aplicaciones de los transistores son diversas, pueden trabajar con osciladores, amplificadores, impulsores drivers, conmutadores, mezcladores, etc.

En el caso típico de amplificadores, se conocen tres configuraciones bien definidas:

Emisor común, colector común (seguidor de emisor), base común. Se usa cada una de ellas dependiendo de las necesidades (ganancia, adaptación de impedancia, amplificación de voltaje, amplificación de potencia, etc.).

Por cada terminal, circula una corriente, y el sentido de éstas se puede observar en la Figura 15, donde se presentan los dos tipos de transistor npn y pnp en

FIGURA 15. Sentido de corrientes en los transistores NPN y PNP



configuración de emisor común.

Los transistores bipolares tienen dos zonas definidas:

Corte y saturación (elegidas para los circuitos de conmutación). En éstas zonas el transistor no conduce ó conduce completamente. Hay otra zona que es la de trabajo, y en la cual se logra proyectar al transistor como amplificador. Esta zona está comprendida entre las de corte y saturación.

La forma física interna, su símbolo y las curvas de transferencia cuando se utilizan los transistores en configuración de emisor común.

Se define para cada transistor la ganancia en base común α como:

$$\alpha = I_c / I_e$$

De la misma forma la ganancia en emisor común B es:

$$B = I_c / I_b$$

Y la ganancia en configuración del colector común será:

$$\beta + 1 = I_e / I_b$$

1.7 TRANSISTORES UNIJUNTURA

El UJT es un transistor de una unión pn y consta de tres terminales; base 1, base 2 y emisor. Bajo determinadas condiciones presenta dos estados perfectamente definidos, bloqueo y conducción.

El valor Ohmico entre las bases,

$$R_{BB} = R_{B_1} + R_{B_2}$$

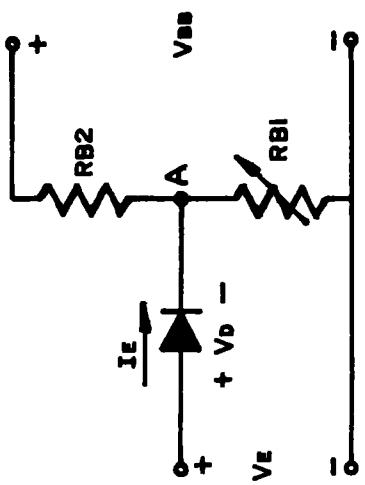
y cuyo valor oscila entre 4 y 12 K-ohm depende del tipo de UJT que se utilice.

El diodo que aparece en la Figura 16 es equivalente a la unión de las bases (capa N) y el emisor tipo p, siendo V el voltaje de umbral de dicho diodo, que puede estar comprendido entre 0,4 y 0,7 voltios. Sobre el punto A, aparece un voltaje dado por la expresión:

$$V_A = (R_{B_1} / R_{B_1} + R_{B_2}) V_{BB} = \gamma V_{BB}$$

Al aplicar un voltaje en el emisor, el diodo aparece cortado, hasta que el voltaje aplicado sea igual al

FIGURA 16. Circuito equivalente del UJT



voltaje de umbral más el voltaje en A, así:

$$V_p = V_D + V_A$$

Si el diodo entra en conducción, fluye una corriente I , la que hace que disminuya el valor de R_{el} al aumentar ésta.

Se dá la curva de transferencia de V_E , I_E y en la cual podemos ver las diferentes zonas de funcionamiento del UJT:

Región de bloqueo, donde I_E es menor que I_P y el diodo está polarizado inversamente.

Región de resistencia negativa que está comprendida entre I_P e I_V , aquí hay conducción.

Región de saturación, en la cual la corriente es tan alta que la resistencia presenta una pendiente positiva, la corriente está por encima de I_V .

El UJT es usado como generador de pulsos para disparar SCR'S y TRIACS.

1.8 RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO, SCR

El SCR es un dispositivo unidireccional por la unión de dos capas tipo p y dos capas n, alternadas.

Tiene tres terminales que son:

Anodo, cátodo y compuerta (gate).

Para comprender el funcionamiento del SCR, se puede considerar constituido por dos transistores npn y pnp, interconectados entre sí, como se muestra en la Figura 17 si entre ánodo y cátodo se polariza en sentido inverso (positivo de la fuente al cátodo), se observa que los transistores T_1 y T_2 se hayan en estado de corte, y por ésta razón no hay circulación de corriente entre ánodo y cátodo.

Cuando el SCR presenta estado de corte se dice que está en bloqueo inverso. Al polarizar en sentido directo (positivo de la fuente al ánodo), se puede hacer que T_1 y T_2 conduzcan si se polariza adecuadamente la compuerta. Este estado se denomina de bloqueo directo. Polarizado adecuadamente la compuerta, estando el SCR en el estado de bloqueo directo, T_2 entra en conducción originando la corriente de base T_1 , haciendo que entre

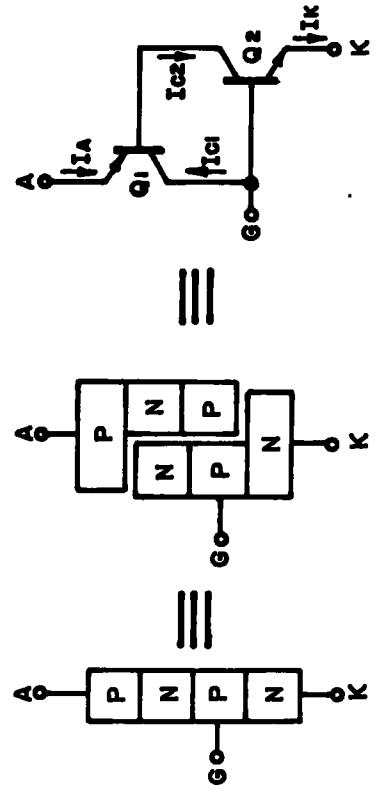


FIGURA 17. Analogía estructural del SCR

en conducción y a su vez originando la corriente I_{C1} , que es la misma corriente de base T_2 ; se establece, I_C entonces, una malla cerrada para producir realimentación positiva, hasta que los transistores lleguen al estado de saturación. En éste momento el SCR entra en el estado de conducción y fluirá corriente desde el ánodo al cátodo.

Comúnmente, se dice que cuando el SCR pasa del estado de bloqueo directo al estado de conducción se dispara.

El disparo del SCR se puede lograr mediante señales DC y AC, pulsos, etc. aplicados a la compuerta.

Una vez disparado el SCR su estado de conducción no puede ser modificado por ninguna acción sobre la compuerta, y para desactivarlo es necesario realizar uno de los siguientes procesos:

Disminuir la corriente del ánodo por debajo del valor de la corriente de sustentación.

Interrumpir la alimentación al ánodo.

Polarizar inversamente el SCR.

El SCR tiene muchos usos, tales como; control de fase y

potencia, interruptor electrónico, etc. Se puede usar también como rectificador ya que direcciona la corriente en un sólo sentido y como amplificador de corriente, pues la corriente de compuerta es muy pequeña comparada con la corriente que pasa del cátodo al ánodo.

1.9 TRIACS

Este elemento es muy parecido al SCR, con la diferencia notable de que puede conducir en los dos sentidos. Internamente consta de uniones pn alternadas, o sea, un pnpn y otro npnp. Tiene tres terminales:

Anodo 1, Anodo 2 y Compuerta.

Las características del TRIAC son muy parecidas a las que presentan dos SCR colocados en antiparalelo como se vé en la Figura 18.

Sin señal de compuerta no hay conducción entre A_1 y A_2 , y el TRIAC puede considerarse circuito abierto, a pesar de polarizar los terminales A_1 y A_2 . Teniendo el TRIAC polarizado adecuadamente. Positivo de la batería al terminal A_1 y negativo de la misma al terminal A_2 , ó al contrario y aplicando una polarización y así, su conducción.

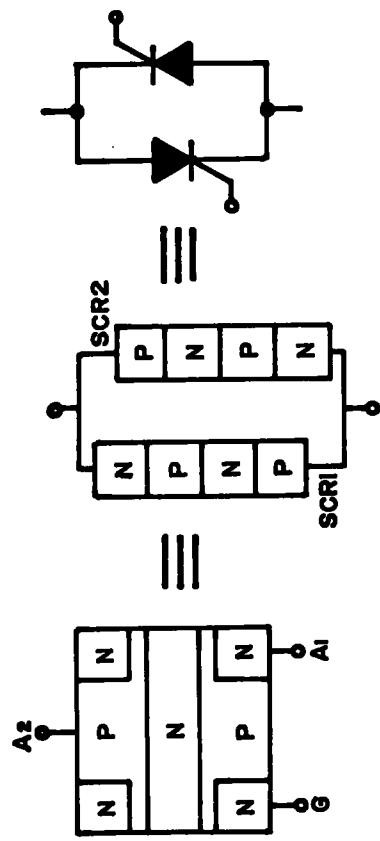


FIGURA 18. Analogía estructural del TRIAC

Lo mismo que el SCR una vez el TRIAC se ha disparado, la compuerta pierde control sobre él, necesitándose cumplir cualquiera de las condiciones necesarias para desactivar el SCR, anteriormente descritas.

El TRIAC puede dispararse aplicando en compuerta señales AC, DC ó pulsos, y en cuatro cuadrantes diferentes a saber:

Primer cuadrante:

Con A_2 positiva y señal de compuerta positiva.

Segundo cuadrante:

Con A_2 positiva y señal de compuerta negativa.

Tercer cuadrante:

Con A_2 negativa y señal de compuerta negativa.

Cuarto cuadrante:

Con A_2 negativa y señal de compuerta positiva.

Es mucho más sensible al disparo en el primer y tercer

cuadrante.

Tal como el SCR, el TRIAC tiene muchas aplicaciones como control de potencia y fase.

1.10 · PUT

El transistor de una sola unión programable, es un pequeño tiristor compuerta de ánodo.

La razón de llamarlo UJT programable es el hecho de que presenta las mismas características que UJT, pero algunos de sus parámetros pueden programarse mediante las resistencias exteriores R_1 y R_2 . Estos parámetros programables son:

$$I_p, I_v \text{ y } R_{BB}$$

Si la compuerta se mantiene a un potencial constante, el dispositivo permanecerá en estado de bloqueo, hasta que el voltaje de ánodo sea ligeramente superior al voltaje de compuerta en donde conduce.

Una característica importante del PUT, que lo hace particularmente útil para disparar tiristores de alta corriente en su elevado pico de corriente de salida.

Debido a su naturaleza pnpn, la conductividad de sentido directo es muy elevada y el tiempo de subida rápido. La resistencia dinámica en la región de saturación resulta del orden de 3 ohmios.

1.11 INTEGRADOS

El avance de la tecnología del estado sólido ha sido causa de que la electrónica se aplique con más frecuencia cada vez a diversos aspectos de nuestra vida diaria.

Con la aparición de los circuitos integrados, los usos y aplicaciones de la electrónica están creciendo a ritmo considerable, incluso en áreas que se consideraban anteriormente pertenecientes a la ingeniería mecánica ó industrial, más que a la electrónica.

El circuito integrado, un circuito funcional completo, fabricado en una minúscula placa de silicio, permite ahora al usuario, ya sea ingeniero electrónico ó industrial, preocuparse menos de los detalles internos del circuito que de un funcionamiento general, definido por varios parámetros de entrada y salida.

Se está convirtiendo en una necesidad fundamental para todo ingeniero el tener un conocimiento general básico de

la tecnología del estado sólido y de los circuitos integrados en sus productos.

Al analizar el gran impacto de los circuitos integrados, se deben de tener en cuenta los siguientes aspectos:

Tal vez el mayor efecto recaerá sobre el cliente ó usuario de los circuitos integrados.

El fabricante de equipo electrónico, tradicionalmente, se presentaba los distintos componentes, y entonces, llevaba a cabo el diseño del circuito y una fabricación del prototipo antes de la construcción del equipo.

En la actualidad, tiene a su alcance, a un precio más reducido por circuito, una serie de circuitos que son más pequeños y de mejor calidad, con un rendimiento semejante, sino mejor, en muchas ocasiones.

En el circuito integrado monolítico, todos los componentes, tanto activos como pasivos, se forman al mismo tiempo dentro de una pequeña placa de silicio, normalmente entre 1,6 y 6,45 mm². De ésta forma el encapsulado puede ser de 3,25 mm de ancho por 65 mm de largo, lográndose la primera gran ventaja del circuito integrado, o sea la reducción de espacio.

Otro aspecto del tamaño reducido concierne a la operación del circuito. El pequeño volumen de los elementos diversos y sus interconexiones dentro de la unidad reduce la posibilidad de señales eléctricas expuestas, debidas a los campos magnéticos variables. Debido a que los circuitos integrados pueden trabajar a niveles de señal más reducidos, permiten el uso de tensiones de alimentación menores con la consiguiente reducción en los requerimientos de potencia.

Los términos microelectrónico y circuito integrado se emplean en el mismo sentido, lo cual no es estrictamente correcto. Microelectrónica es la denominación general dada a los componentes electrónicos y montajes de circuitos extremadamente pequeños, construidos con las técnicas de película delgada, película gruesa ó semiconductor. Un circuito integrado es un caso particular de la microelectrónica, y se asigna ésta denominación a un circuito que ha sido fabricado como un conjunto inseparable de componentes electrónicos, en una única estructura, la cual no puede ser dividida sin que se destruyan sus propiedades electrónicas.

De éste modo, los circuitos integrados se hallan bajo la categoría general de la microelectrónica, pero no todas las unidades microelectrónicas tienen que ser

necesariamente circuitos integrados.

Hay dos divisiones básicas en la microelectrónica, los circuitos integrados monolíticos y los circuitos películares.

En los primeros todos los elementos, tanto activos como pasivos, se forman simultáneamente sobre una única y diminuta placa de silicio. Dichos elementos se conectan entre sí, para construir el requerido circuito electrónico, por medio de tiras metálicas depositadas sobre la superficie oxidada de la placa de silicio empleando técnicas de evaporación.

Los circuitos películares son circuitos electrónicos microminiatura construidos por la formación directa de los componentes electrónicos pasivos y las interconexiones metálicas sobre la superficie de un substrato aislante, con la subsiguiente adición de los componentes semiconductores activos, generalmente bajo la forma de placas diferentes. Hay dos tipos de circuitos películares; de película delgada y película gruesa. En los primeros, los componentes pasivos y el conexionado se forma sobre substratos cerámicos ó de vidrio, empleando técnicas de evaporación. Los componentes activos se fabrican en placas semiconductoras separadas, y se montan

en el circuito. Los de película gruesa se preparan de forma análoga, excepto que los componentes pasivos se forman sobre substratos cerámicos por técnicas serigráficas.

Los circuitos integrados híbridos son formados por combinaciones de las técnicas monolítica y películar.

Los circuitos integrados se dividen en dos grandes ramas, según su aplicación a saber:

Los digitales.

Los lineales.

Los circuitos integrados han encontrado su mayor utilización hasta el momento en aplicaciones digitales, especialmente en los computadores digitales los que precisan gran número de circuitos lógicos idénticos.

Los fabricantes han adoptado diferentes métodos en el diseño de circuitos, habiendo aparecido en el mercado una serie de familias de circuitos lógicos, especializándose cada compañía en su diseño preferido.

Los diferentes tipos de familiares son:

Lógica de acoplamiento directo de transistor DCTL.

Lógica de resistencia transistor RTL.

Lógica de diodo transistor. Transistor TTL.

Lógica de acoplamiento por emisor ECL.

Lógica con Fet Canal P. PMOS.

Lógica con Fet Canal N. NMOS.

Lógica con Fet's complementarios CMOS.

Cada familia tiene sus cualidades y sus desventajas frente a las otras, y éstas se miden en base a criterios como:

Costo relativo por compuerta.

Tiempo de propagación por compuerta.

Disipación de potencia por compuerta.

Márgen de ruido típico.

Abanico de entrada típico.

Máximo abanico de salida.

Los circuitos integrados digitales trabajan normalmente con señales que presentan bajo ó alto nivel (0 y 1 lógico), sin embargo algunos convierten señales análogas en digitales ó viceversa. Las aplicaciones de éstos son muy variadas y así podemos encontrar:

Multiplexores, contadores, registros, flip-flops, memorias, compuertas and, or, nor, nand, codificadores, fotoacopladores, negadores, microprocesadores, conversores A-D, D-A, etc.

Un circuito lineal es aquél en que se conserva en todo momento una relación proporcional entre las señales de entrada y salida.

La función usualmente llevada a cabo por los circuito lineales es la amplificación.

Los circuitos integrados lineales se han popularizado en la última década y ahora es muy común encontrarlos en diversos aparatos de uso industrial y doméstico.

Entre las aplicaciones de éstos últimos se puede señalar las siguientes:

Osciladores, mezcladores, amplificadores de frecuencia intermedia, amplificadores de radiofrecuencia, amplificadores de audio, amplificadores de banda ancha y video, amplificadores operacionales, amplificadores comparados diferenciales, circuitos integrados para microondas, amplificadores de potencia, reguladores, etc.

Los campos de aplicación de los circuitos integrados son vastos, así se diseña equipo como el siguiente:

Computadores, calculadoras de mesa, control industrial, equipo electrónico de aviación, misiles y vehículos espaciales, equipos electrónicos para automóviles, instrumentos de medida electrónicos, teléfonos y comunicaciones, usos recreativos, utensilios domésticos, equipo electrónico médico, etc.

1.12 LA LÓGICA Y COMPUERTAS LÓGICAS

La lógica es la ciencia del razonamiento que nos permite hacer deducciones. En la electrónica, los circuitos encargados de hacer deducciones lógicas son los circuitos lógicos. La lógica electrónica sólo conoce dos

posibilidades si y no (cierto y falso). Estos símbolos elementales se pueden relacionar con dos niveles de voltaje diferentes o sea:

Verdadero = 1 = voltaje alto

Falso = 0 = voltaje bajo

En la lógica se utilizan los conectivos binarios, los cuales relacionan a dos proposiciones componentes. Pues el interés de la lógica aparece, cuando se reúnen varias proposiciones para demostrar en base a la veracidad o falsedad de éstas primeras, otras proposiciones formadas por el asocio de ellas. Los diferentes tipos de conectivos son:

Conectivo AND:

Relaciona proposiciones mediante la conjunción Y.

Conectivo OR:

Relaciona dos proposiciones mediante la disyunción O.

Conectivo OR-EX:

Relaciona dos proposiciones mediante el operador OR-exclusivo.

Conectivo NEGADOR:

Nos aclara que para cualquier proposición positiva hay una proposición negativa correspondiente, y viceversa.

Conectivo EQUI:

Relaciona dos proposiciones mediante el operador equivalente (Es la condición opuesta al OR-ex).

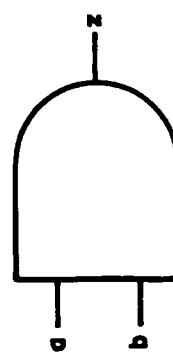
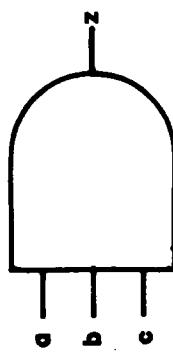
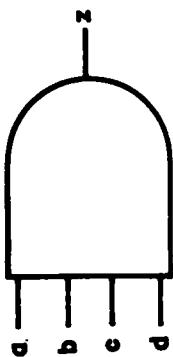
Se denomina unidad lógica aquella que realiza una actividad lógica específica. Veamos algunas de éstas unidades de interés:

Compuerta AND:

Son dispositivos con dos ó más entradas y una salida que toma el valor lógico 1 si todas las entradas lo toman.

En la Figura 19 se observa el esquema de dispositivos NAND de dos, tres y cuatro entradas.

FIGURA 19. Compuertas AND de 2, 3 y 4 entradas



Compuertas OR:

Son dispositivos con dos ó más entradas y una salida que toma el valor lógico 1 si al menos una de las entradas lo toma.

Su símbolo se muestra en la Figura 20.

Compuerta NEGADOR:

Es un dispositivo con una entrada y una salida que toma el valor lógico 1, si la entrada no la toma. Los símbolos de la compuerta se muestran en la Figura 21.

Compuerta EQUI:

Es un dispositivo con dos entradas y una salida que toma el valor lógico 1, sólo si las dos entradas son iguales. Su símbolo aparece en la Figura 22.

Compuerta OR-EX:

Es un dispositivo con dos entradas y una salida que toma el valor lógico 1, si las dos entradas, son diferentes. Su símbolo aparece en la Figura 22.

FIGURA 20. Compuertas OR de 2 y 4 entradas

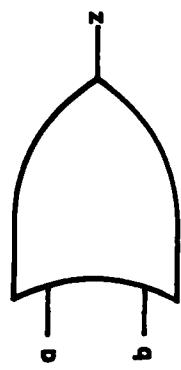
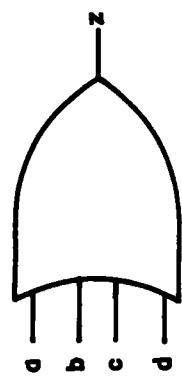




FIGURA 21. Compuertas negadoras

FIGURA 22. Compuertas EQUI y OR-EX



Compuerta NAND:

Es una compuerta AND seguida de un negador. Su símbolo aparece en la Figura 23.

Compuerta NOR:

Es una compuerta OR seguida de un NEGADOR. Su símbolo aparece en la Figura 23.

Compuerta TRE STATE:

Como su nombre lo indica éste tipo de compuertas, además de las dos posibles salidas lógicas, que tienen las compuertas, tiene una tercer salida de alta impedancia que no carga. La salida de alta impedancia se maneja desde un pin adicional que tiene éstas compuertas. La representación simbólica se observa en la Figura 24.

1.12.1 Buffers y Drivers

Este tipo de compuertas, que se encuentran integradas tienen mucha aplicación práctica en las técnicas digitales.

Los Buffers son separadores que en muchas circunstancias

FIGURA 23. Compuertas NAND y NOR

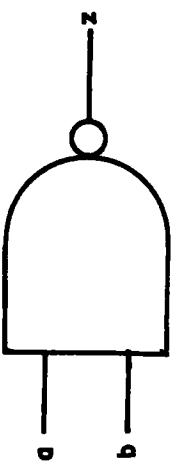
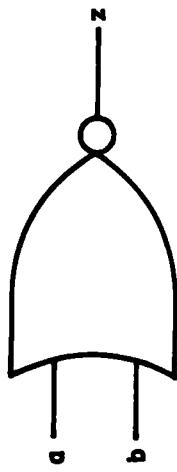
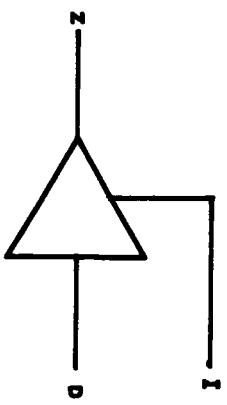
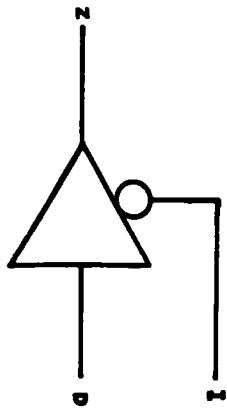


FIGURA 24. Compuertas TRE-STATE



se utilizan para compensar retardos de compuerta.

Los Drivers son manejadores puesto que el nivel de corriente que pueden manejar es muchísimo mayor que en las compuertas generales.

1.12.2 Multiplexores

Una red combinatoria es aquella en la cual el estado de salida depende únicamente del estado (combinación) de las variables de entrada a la red. La Figura 25 muestra el diagrama en bloques de una red combinatoria.

Los multiplexores son redes combinatorias que constan de m entradas de datos, n , líneas de selección y una salida Z . En bloques se observa un multiplexor en la Figura 26.

Donde m = Canales de datos

n = Líneas de selección

Z = Salida

Se debe cumplir la condición de que $2^n = m$. A cada canal corresponde una dirección dada por la combinación de las líneas de selección.

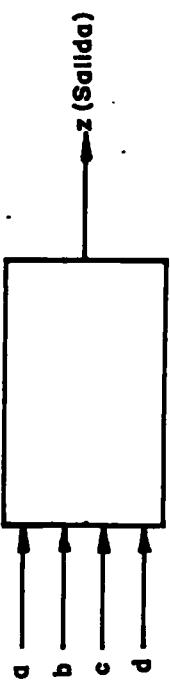
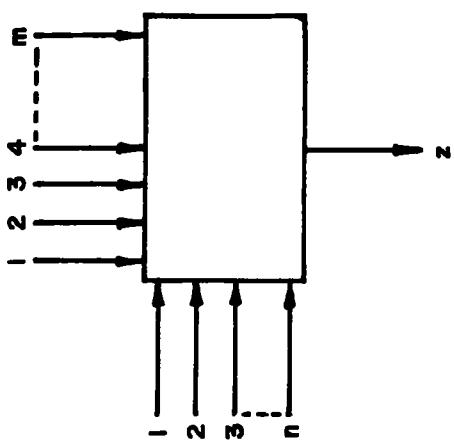


FIGURA 25. Diagrama en bloques de una red combinatoria

FIGURA 26. Diagrama en bloques de un múltiple XOR



Al tener cuatro canales de datos se necesitan dos líneas de selección para direccionar. El número de canales de datos de un multiplexor coloca en la salida el valor del dato correspondiente al canal seleccionado.

1.12.3 Decodificadores

Los decodificadores son redes combinatorias que generan los productos canónicos de una combinación binaria aplicada a sus entradas, dependiendo, de que sus salidas puedan ó no.

1.12.4 Demultiplexores

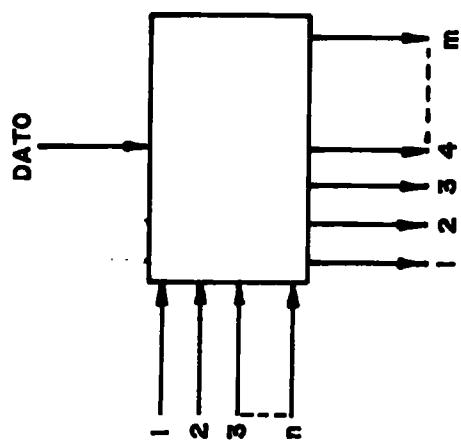
Los demultiplexores son redes combinatorias con D datos de entrada a multiplexar, n líneas de selección y m salidas.

Se debe cumplir la condición de que:

$$m = 2^n$$

En la Figura 27 se observa un diagrama en bloques de un demultiplexor.

FIGURA 27. Diagrama en bloques de un doméstico XOR



2. FUENTES DE ALIMENTACION CC

2.1 GENERALIDADES

La mayoría de máquinas y aparatos que utilizan dispositivos electrónicos, trabajan con corriente continua, pues ésta sirve para proveer la potencia para su polarización.

Así para asegurar el funcionamiento correcto de los transistores, integrados y muchos otros dispositivos de estado sólido, es necesario aplicarles determinados voltajes de operación. Por lo general dichos voltajes se obtienen de una fuente de alimentación CC.

Tales fuentes convierten la potencia de entrada de corriente alterna, en uno ó varios voltajes de corriente continua. La función de una fuente de alimentación consiste en:

Rectificar la potencia de entrada CA sinusoidal.

Alisar ó filtrar la corriente fluctuante.

Muchas fuentes de alimentación utilizan un transformador para elevar y/o reducir el voltaje CA, antes de que tenga lugar la rectificación y el filtrado. Además, algunos están provistos de circuitos reguladores para evitar fluctuaciones en los voltajes de CC.

2.2 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

La principal ventaja del diodo es su facultad de convertir la corriente alterna en continua pulsatoria.

En la Figura 28 se observa el gráfico de un rectificador típico de media onda. La señal sinusoidal de CA, tomada de la red es aislada, elevada ó atenuada por el transformador según la necesidad y aplicada al circuito serie formado por la carga, y el diodo.

El diodo sólo conduce en una dirección (cuando está polarizado directamente), y ésto ocurre cuando la alternancia positiva ataca al ánodo del mismo. Se produce entonces una corriente que parte desde el cátodo hacia el ánodo, y cierra el circuito a través del secundario del transformador y la carga.

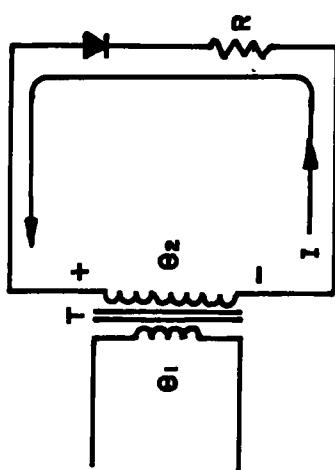
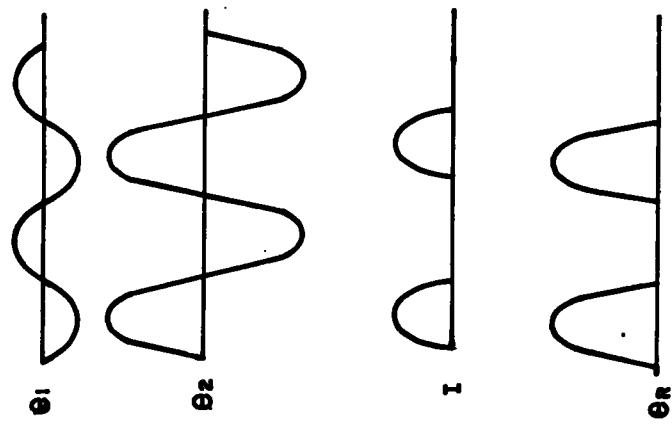


FIGURA 28. Rectificador de media onda y sus formas de onda

Dicha corriente tiene la misma forma del semicírculo, pues el diodo dejará pasar mayor ó menor corriente dependiendo de la amplitud de la alternancia.

Cuando llega la alternancia negativa al ánodo el diodo se polariza inversamente, razón por la cual no hay circulación de corriente. Luego viene otra vez la alternancia positiva y se repite el ciclo.

Se logra obtener en la carga una caída de tensión de forma de onda, similar a la de la corriente, pues la carga es pasiva.

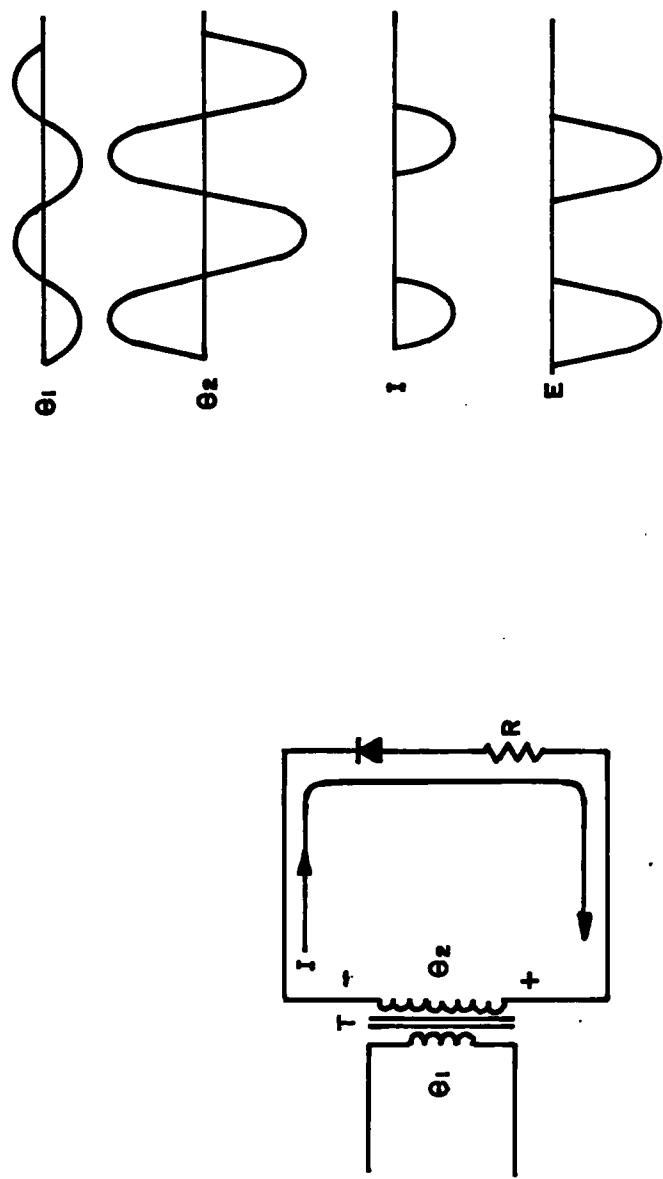
En la Figura 28 se pueden observar las formas de onda de éste tipo de rectificador.

Si se invierte el diodo, las condiciones antes aclaradas se invierten y así se obtendrá el caso de la Figura 29.

2.3 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

El rectificador de media onda toma potencia de la fuente de alimentación AC, sólo durante la mitad del ciclo de entrada, por tanto, es limitada la cantidad de corriente que a su vez puede suministrar a la carga.

FIGURA 29. Rectificador de media onda con el diodo invertido y sus formas de onda



Otra desventaja de dicho rectificador, es que, el flujo de electrones en el secundario del transformador siempre se efectúa en la misma dirección, debido a ella se produce una elevada saturación en el núcleo del mismo, reduciendo la eficiencia de éste.

Las desventajas enumeradas se pueden superar utilizando un rectificador de onda completa. En éste caso se utilizan dos diodos, y un transformador con toma central, de tal forma que cada uno de ellos conduzca durante los semiciclos alternados de CA.

La Figura 30 muestra el circuito básico de un rectificador de onda completa. Los ánodos de los diodos están conectados a dos extremos opuestos del secundario en el transformador, los cátodos están unidos entre sí y con un extremo de la carga.

La Figura 30 muestra las formas de onda del circuito anterior. Se pueden observar que las alternancias AC presentes en los extremos del transformador, están desfasadas 180° una respecto a la otra.

Razón por la cual cuando la alternancia positiva ataca al ánodo D1 para hacerlo conducir, D2 está cortado, pues en su ánodo está presente una alternancia negativa. Así

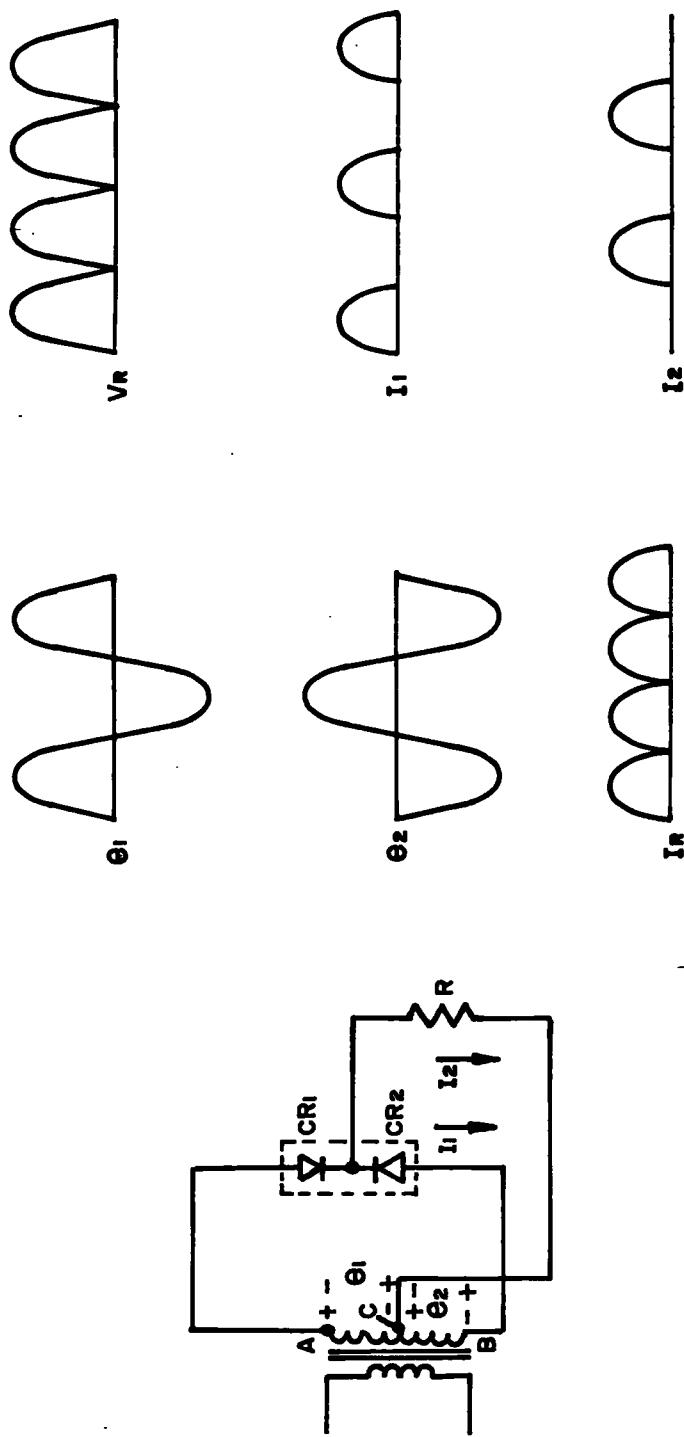


FIGURA 30. Rectificador de onda completa y sus formas de onda

circula corriente, partiendo desde el cátodo de D1, hacia su ánodo y cerrado el circuito vía el devanado superior del transformador y la carga.

En la alternancia siguiente se invierten las condiciones, de tal manera que D1 se corta, y D2 conduce partiendo de su cátodo hacia su ánodo y cerrando circuito a través de devanado inferior en el secundario y la carga.

Luego viene la otra alternancia y se repite el ciclo. Se puede observar que el sentido de la corriente a través de la carga, es el mismo en los dos semiciclos.

En la Figura 30 se presenta la forma de onda de la corriente y del voltaje, producido en la carga. Cuando se invierten los diodos, cambia el sentido de la corriente y se obtiene el resultado que se presenta en la Figura 31.

2.4 RECTIFICADOR EN PUENTE DE WIEN

La Figura 32 muestra un tipo especial de rectificador de onda completa, cuyo circuito incluya una red de cuatro diodos, y necesita sólo un transformador con dos líneas en su secundario.

Durante los semiperíodos en la entrada CA, que hacen

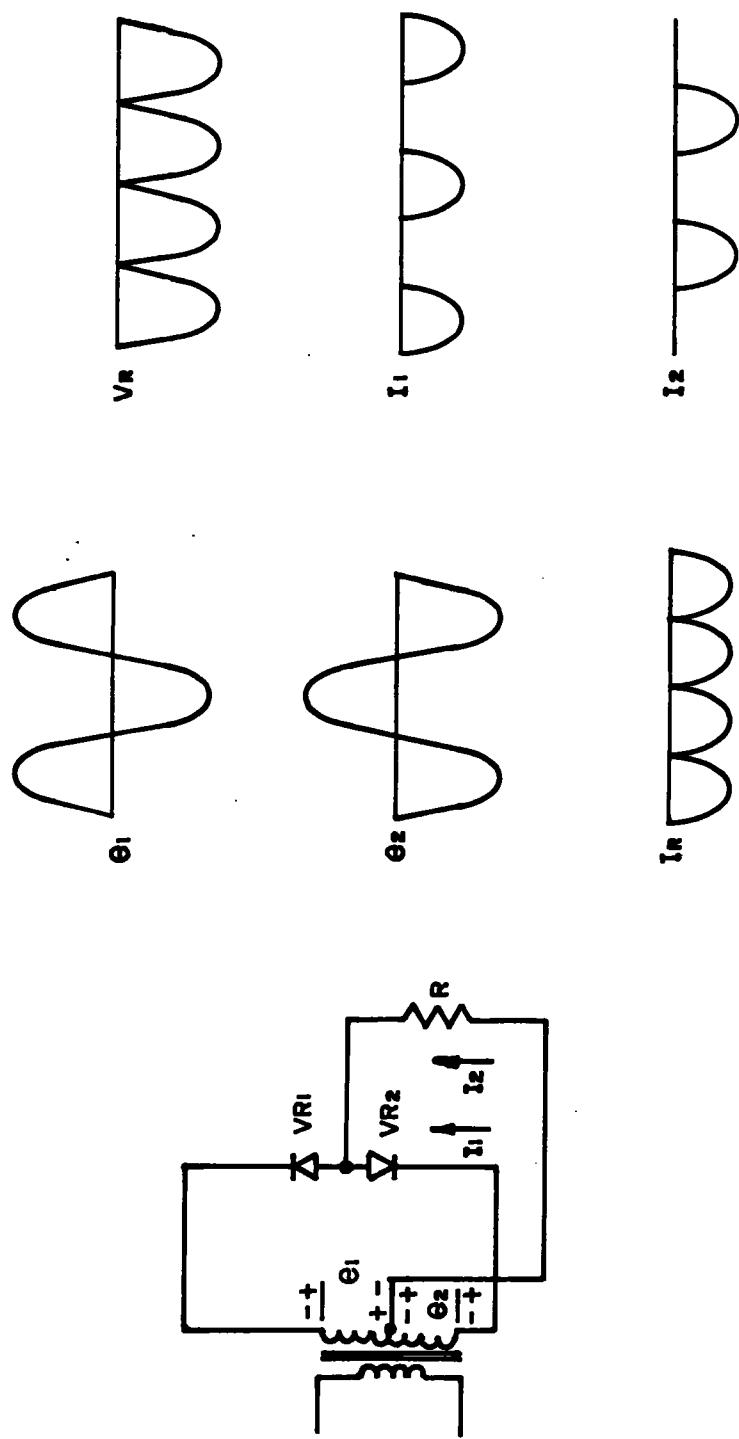


FIGURA 31. Rectificador de onda completa con los diodos invertidos y sus formas de onda

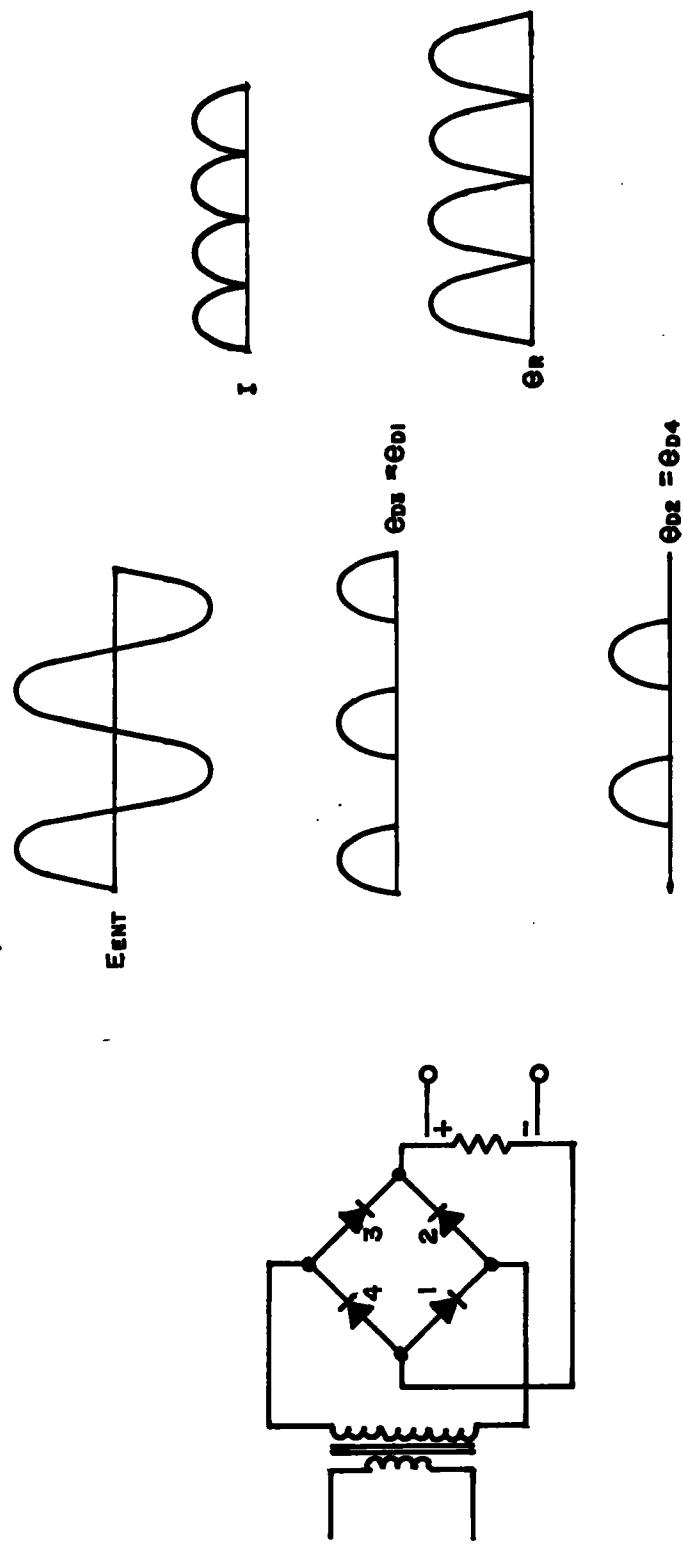


FIGURA 32. Rectificador puente de Wien y formas de onda

positiva la parte superior del secundario del transformador, la red funciona como si el voltaje del secundario se aplicara dos divisores de voltaje compuestos por: D_1 , R y D_3 para el primero; D_2 , R y D_4 para el segundo. Se tiene así que D_2 y D_4 se cortan, mientras que D_1 y D_3 conducen, dando paso a la corriente así:

Partiendo del cátodo de D_1 hacia su ánodo, luego pasando la carga para atravesar a D_2 de cátodo a ánodo y finalmente cerrar el circuito por medio del secundario del transformador.

Durante los otros semiciclos en que el transformador, es positivo en el extremo inferior de su secundario, se cortan D_1 y D_3 y ahora conducen D_2 y D_4 dando paso a la corriente de la siguiente manera:

Partiendo del cátodo de D_4 hacia su ánodo, siguiendo por la carga para atravesar D_2 de cátodo a ánodo y cerrar el circuito por medio del secundario del transformador.

Las formas de onda asociadas a este circuito se observan en la Figura 32.

2.5 FILTRADO DE SEÑALES RECTIFICADAS

Se observará en ésta sección los medios de que dispone en electrónica, para filtrar una señal rectificada, con elementos pasivos, para hacerla lo más constante posible.

Para justificar comparaciones, sera necesario expresar matemáticamente las señales que se obtuvieron en los rectificadores de media y onda completa.

2.5.1 Valor Medio y Valor Eficáz de una Señal Periódica

Cuando se utiliza un dispositivo para medir una señal, se debe saber qué representa exactamente la indicación del aparato.

Dispositivos medidores de corriente alterna, tales como voltímetros AC ó miliamperímetros AC indican el valor eficáz de la señal medida. En cambio aparatos medidores de corriente continua, tales como voltímetros DC ó miliamperímetros DC indican el valor promedio de la señal medida. Así mismo, un vatímetro indica el valor promedio del producto de la corriente instantánea por la tensión instantánea.

Para ilustrar las definiciones que se darán a

continuación, se utilizarán las señales rectificadoras de la Figura 33, para las cuales la ecuación de la señal original era $V_p \operatorname{sen} \omega t$, con $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

El valor medio V_{med} de una función periódica $v(t)$ representa el área algebraica en vuelta durante un periodo, por la función $v(t)$, dividida por el periodo T , o sea:

$$V_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega) d\omega \text{ con } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

Para un rectificador de media onda.

$$V_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_p \operatorname{sen} \omega d\omega = \frac{V_p}{2\pi} \left[-\cos \omega \right]_0^{\pi} = \frac{V_p}{\pi} = 0.32V_p$$

Para rectificador de onda completa.

$$V_{med} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{\pi} V_p \operatorname{sen} \omega d\omega = \frac{V_p}{\pi} \left[-\cos \omega \right]_0^{\pi} = \frac{2V_p}{\pi} = 0.64V_p$$

Por definición el valor eficaz V_{ef} de una función periódica representa la raíz cuadrada del área envuelta durante un periodo, por la función $V^2(t)$ dividida por el periodo T .

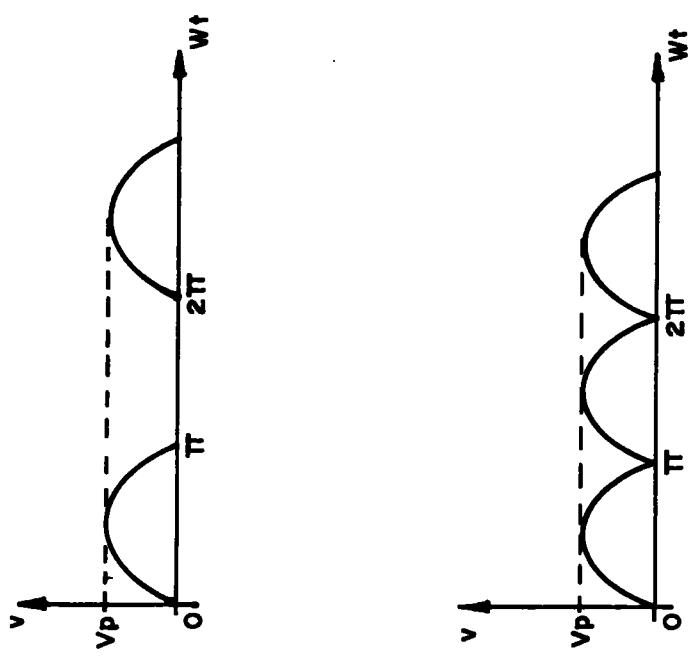


FIGURA 33. Señales rectificadas de media y onda completa

Por medio de procedimientos matemáticos obtenemos que:

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \operatorname{Sen}^2 \alpha d\alpha = 1 / 2\pi [\alpha - \operatorname{sen} \alpha \cos \alpha]_{\alpha_1}^{\alpha_2}$$

Para el caso de un rectificador de media onda.

$$V_{ef} = [1 / 2 \int_0^{\pi} V_p^2 \operatorname{Sen}^2 \alpha d\alpha]^{1/2} = V_p / 2 = 0.5 V_p$$

Para el caso de un rectificador de onda completa.

$$V_{ef} = [1 / 2 \cdot 2 \int_0^{\pi} V_p^2 \operatorname{Sen}^2 \alpha d\alpha]^{1/2} = V_p / \sqrt{2} = 0.71 V_p$$

2.5.2 Factor de Riple de una Señal

Una señal rectificada consta de una componente continua V_{med} , a la cual se le suma una ondulación ó riple.

El factor riple- r traduce la importancia relativa del riple respecto a la componente continua. Por procedimientos matemáticos se define el factor de riple como:

$$r = \sqrt{(V_{ef} / V_{med})^2 - 1}$$

Para el caso de un rectificador de media onda.

$$r = \sqrt{(\pi / 2)^2 - 1} = 1.21$$

Para el caso de un rectificador de onda completa.

$$Rr = \sqrt{(\pi / 2\sqrt{2})^2 - 1} = 0.48$$

En una fuente de cc se busca que las variaciones sean minimas, en otras palabras que el factor de riple sea lo más pequeño posible. En los rectificadores estudiados el factor de riple es amplio, lo que justifica el uso de filtros, cuya función es reducir el factor de riple.

2.5.3 Filtro Capacitivo

La salida de un rectificador se caracteriza por sus ondulaciones, porque la energía aplicada a la carga se suministra a ésta en pulsos. Tales ondulaciones se podrían atenuar considerablemente, si se almacenara una parte de la salida producida, por los pulsos, a fin de liberarla y suministrarla a la carga en los intervalos que hay entre el pulso y pulso. Este principio se basa en el funcionamiento de un tipo especial de condensador.

Según se aprecia en la Figura 34, éste circuito consta de un condensador conectado en paralelo con la carga. Dicho capacitor, después de unos cuantos ciclos alcanza un

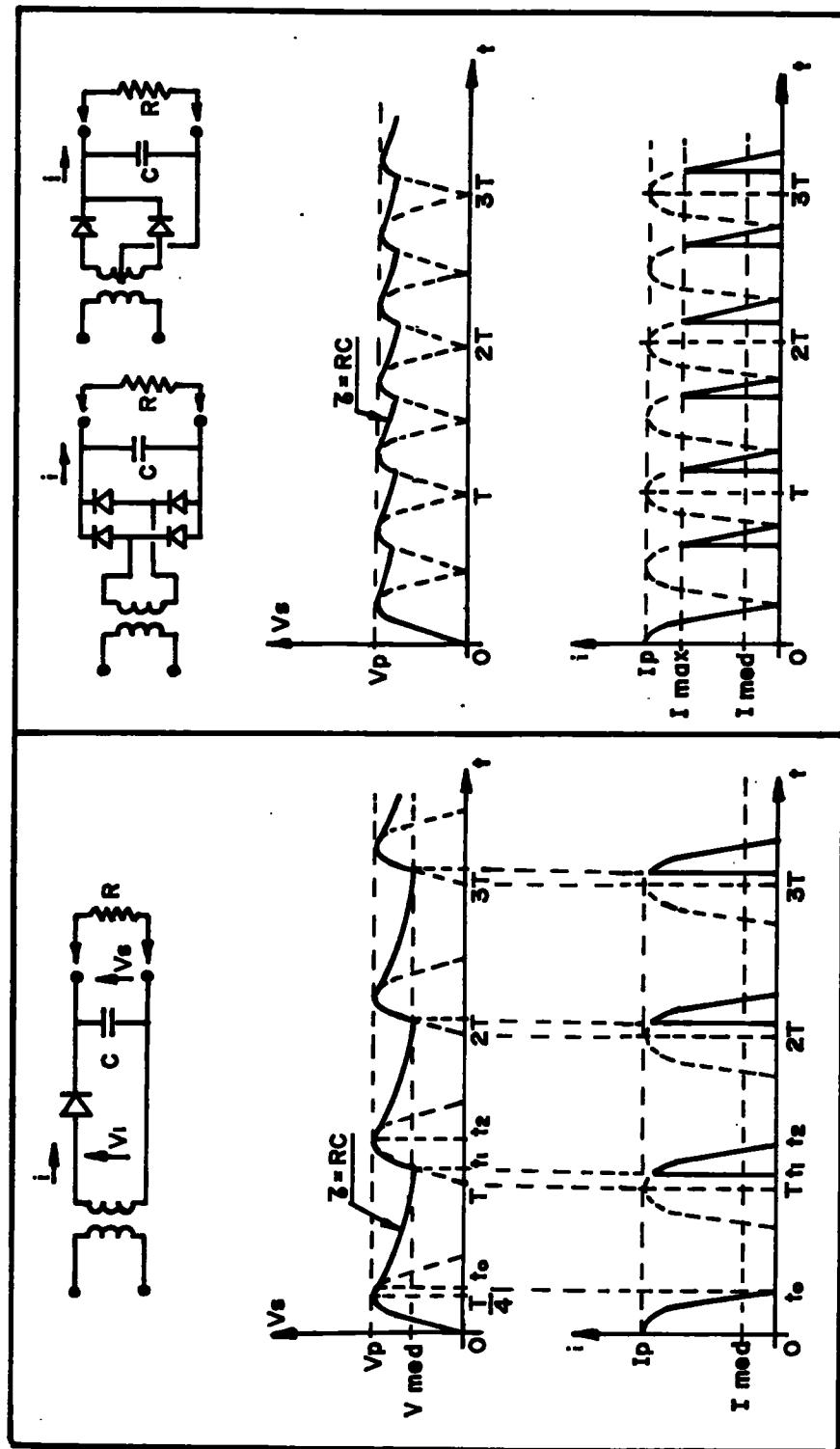


FIGURA 34. -Filtreaje para media y onda completa.
 -Formas de onda después de filtrar.
 -Formas de onda para la carga del capacitor.

nivel de voltaje igual al voltaje de pico que entrega el rectificador, cuando la salida de éste se reduce a cero en los intervalos que separan los pulsos, el condensador suministra a la carga energía, con lo cual comienza a descargarse.

Sin embargo, su ritmo de descarga es lento en comparación con lo que dura un intervalo entre pulso y pulso, por tanto, el voltaje del condensador no se reduce a cero, después de cada intervalo.

Además el rectificador le proporciona al condensador un nuevo pulso, después de cada intervalo, de modo que vuelve a cargarse, al nivel de voltaje a la carga. Observando la Figura 34, se puede analizar lo que ocurre en el circuito rectificador de media onda, con ó sin carga.

Cuando no hay carga, a partir del instante $t = T / 4$ el condensador resulta cargado a la tensión $V_s = V_p$. Desde entonces el condensador conserva su carga, puesto que el diodo no puede servir como medio de descarga, ya que para ello debería conducir en forma inversa.

La tensión soportada por el diodo en éste montaje es:

$$V_D = V_2 - V_s - V_p \operatorname{sen} \omega t - V_p \quad \text{para } \omega t = 3\pi / 2$$

Resulta

$$V_D = - 2V_p$$

Es decir la tensión inversa máxima aplicada al diodo es:

$$(V_{in})_{\max} = 2V_p$$

Como se sabe que cuando no hay condensador se tiene:

$$(V_{in})_{\max} = V_p$$

Cuando hay carga $R \neq \infty$ y por tanto a partir del instante T_0 en el cual el diodo se bloquea, el condensador no conserva su carga sino que tiende a evacuarla exponencialmente a través de la carga R , con una constante de tiempo RC .

Si admitimos que, al instante T_0 .

$V_s = V_p$, la ecuación de descarga del condensador es:

$$V_i = V_p e^{-(t - T_0) / RC}$$

Este proceso exponencial de descarga que empieza al instante t_0 , dura hasta que nuevamente la tensión V_2 se vuelva mayor que V_s .

Esto se produce en el instante t . En el instante T_2 el diodo se bloquea y empieza una nueva descarga parcial del condensador a través de la resistencia de carga.

Se vé que, mientras el diodo conduce el condensador almacena una energía que es igual a:

$$W = C (V_p^2 - V_{max}^2) / 2$$

Y la transmite a la carga cuando el diodo está bloqueado.

En la Figura 34 también podemos observar que la corriente suministrada por el rectificador al conjunto RC está constituida por una serie de pulsos, que corresponden a los instantes de carga del condensador, (conducción del diodo).

La ecuación de ésta corriente (válida sólamente cuando el diodo conduce) es:

$$i = (1 / R + J_{wc}) V_2 = [\sqrt{(1 / R)^2 + w^2 C} \operatorname{tg}^{-1} wRc] V_2$$

Puesto que V tiene una tensión de pico V resulta:

$$i = V_p \sqrt{W^2 C^2 + 1 / RC} \operatorname{Sen}(Wt + \phi) \text{ Con } \phi = \operatorname{tg}^{-1} WRC$$

Para que la descarga del condensador sea poca en la ausencia de pulsos, se asume:

$$RC \gg 1 / w \text{ para } \phi = \pi / 2$$

Esta expresión muestra que al utilizar un condensador de la capacidad elevada para mejorar el filtrado, se aumenta la intensidad de los picos de corriente. Además en la Figura 35, se nota que al aumentar C los pulsos de corriente en cuestión se hacen más agudos y los tiempos de conducción del diodo más cortos. Se recuerda que se trata aquí de la corriente que cruza el rectificador y no la carga. La corriente a través de la carga R tiene evidentemente una forma similar a la de V_s , pues:

$$i_R = V_s / R$$

Para facilitar comparaciones la gráfica de la Figura 34 numerales I y II están a la misma escala y corresponden a valores idénticos de R y C , así como de V_p . De ésto resulta que los valores de I_{med} correspondientes son sensiblemente idénticos también, cosa que gráficamente se

FIGURA 35. Efecto de la capacidad sobre la corriente en el diodo y la tensión de salida



traduce por el hecho siguiente; el área delimitada por un pulso de corriente en la Figura 34 II, es igual a la mitad del pulso de la Figura 34 I, ya que los primeros aparecen con frecuencia doble.

Otra observación interesante es que, considerando individualmente uno cualquiera de dos diodos de la Figura 34 I, éste sólamente es atravesado por un pulso de corriente cada dos, es decir que la corriente media en cada diodo es igual a la mitad sólamente de la corriente total.

$$I_{Dmed} = I_{med} / 2$$

En los rectificadores de onda completa la tensión inversa máxima aplicada a los diodos es, independiente de la presencia del condensador.

Rectificador en puente de Wien (V_{in}) max = V_p

Rectificador difásico (V_{in}) max = $2 V_p$

2.5.4 Análisis sobre el Riple

Para escoger un filtro adecuadamente, es importante expresar el valor medio de la tensión filtrada, así como

el factor de riple en función de la capacidad C. El estudio se simplifica mucho, si asimilamos las señales reales de la Figura 36, a las de las señales aproximadas, aproximación justificada.

Siempre que el riple no sea demasiado grande $RC \gg 1 / W$.

Para una señal rectificada de media onda, de la Figura 36 se desprende la expresión siguiente:

$$V_{med} = V_p - \Delta V / 2$$

El valor eficaz del riple se puede calcular matemáticamente, a partir de la definición:

$$V_{ref} = [1 / T \cdot 2 \int_0^{\tau/2} V_r \, dt]^{1/2} \quad \text{con } V_r = \Delta V / T \cdot t$$

$$V_{ref} = [2(\Delta V)^2 / T] \cdot [t^3 / 3]_0^{\tau/2} = \Delta V / 2\sqrt{3}$$

La descarga siendo exponencial la ecuación de la porción de curva es en realidad:

$$V_s = V_{med} e^{-t/RC}$$

De modo que, en el origen, la pendiente de la curva es:

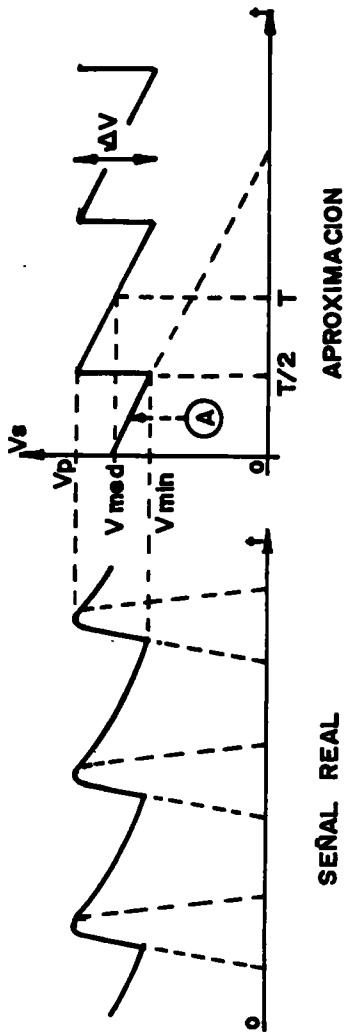


FIGURA 36. Aproximacion triangular para facilitar el estudio

$$ds / dt = V_{med} / RC$$

Entonces muestra aproximación triangular conduce a:

$$\Delta V = TV_{med} / RC$$

Observando que la frecuencia es:

$$f = 1 / T \quad (50 \text{ ó } 60 \text{ Hz en general})$$

Resulta finalmente:

Valor eficaz del ruido:

$$V_{ref} = V_{med} / 2fRC \sqrt{3}$$

Tensión promedio:

$$V_{med} = V_p - V_{med} / 2fRC$$

$$V_{med} = V_p / (1 - 1 / 4fRC)$$

Factor del ruido:

$$r = V_{ref} / V_{med} = 1 / 2fRC \sqrt{3}$$

Es interesante ver como varía la tensión promedio de salida en función del consumo promedio I_{med} .

$I_{med} = V_{med} / R$ se tiene pues:

$$V_{med} = V_p - I_{med} / 2fC$$

La resistencia de salida es:

$$R_{sal} = \Delta V_{med} / \Delta I_{med} = 1 / 2fC$$

Notamos que, al aumentar la capacidad C se disminuye la resistencia de salida así como el factor de riple, por eso se deben utilizar condensadores de capacidad elevada (usualmente 20 Mf a 2000 Mf).

Esto se logra con capacitores electrolíticos.

Para un filtrado correcto, lo que en realidad debe ser elevado es el producto RC , puesto que comercialmente la capacidad de los condensadores disponibles no pasa de unos miles de Mf, vemos que éste filtro resulta insuficiente para circuitos de alto consumo (R pequeño).

Al hacer una análisis similar a un rectificador de onda completa nos daría:

$$V_{med} = V_p - \Delta V / 2$$

$$V_{ref} = \Delta V / 2\sqrt{3}$$

$$V = T V_{med} / 2RC$$

Si tenemos en cuenta que:

$$T = 1 / f$$

$$\text{El valor eficaz del ruido } V_{ref} = V_{med} / 4fRC\sqrt{3}$$

Tensión promedio:

$$V_{med} = V_p - V_{med} / 4fRC$$

$$V_{med} = V_p / (1 - 1 / 4fRC\sqrt{3})$$

Factor de ruido:

$$r = 1 / 4fRC\sqrt{3}$$

Expresando V_{med} en función de I_{med} :

$$V_{med} = V_p - I_{med} / 4fC$$

La resistencia de salida será:

$$R_{sal} = \Delta V / I_{med} = 1 / 4fC$$

Vemos que la señal rectificada de onda completa es más fácil de filtrar que la de media onda, puesto que con los mismos valores de R y C, se obtiene una resistencia de salida y un valor de riple dos veces menor. Dicha razón nos lleva a escoger un rectificador de onda completa.

Para atenuar el riple hemos visto que se puede poner un condensador en paralelo con la carga. Intuitivamente se adivina que por medio de una inductancia en serie también se podrá impedir parcialmente que el riple cruce hacia la carga.

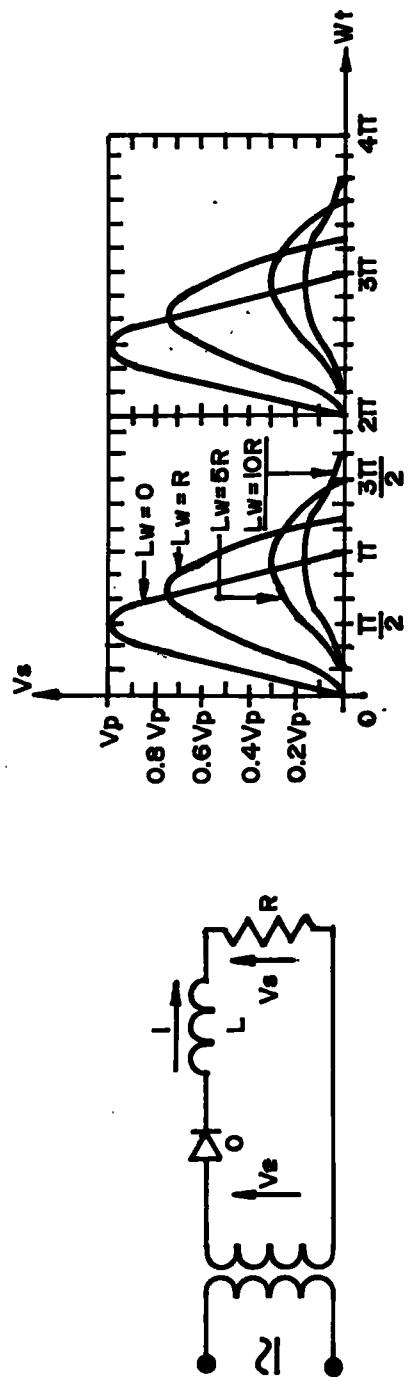
2.5.5 Filtro Inductivo

El filtro inductivo, sin embargo, no se utiliza para rectificadores de media onda. De acuerdo con la Figura 37 la ecuación del circuito es:

$$V_2 = V_p \operatorname{sen} \omega t = L \frac{di}{dt} + R_i$$

Es necesario observar que la solución $i(t)$ de ésta ecuación es válida sólamente mientras que el diodo conduce

FIGURA 37. Filtro inductivo para media onda y efecto de la inductancia



$(i > 0)$.

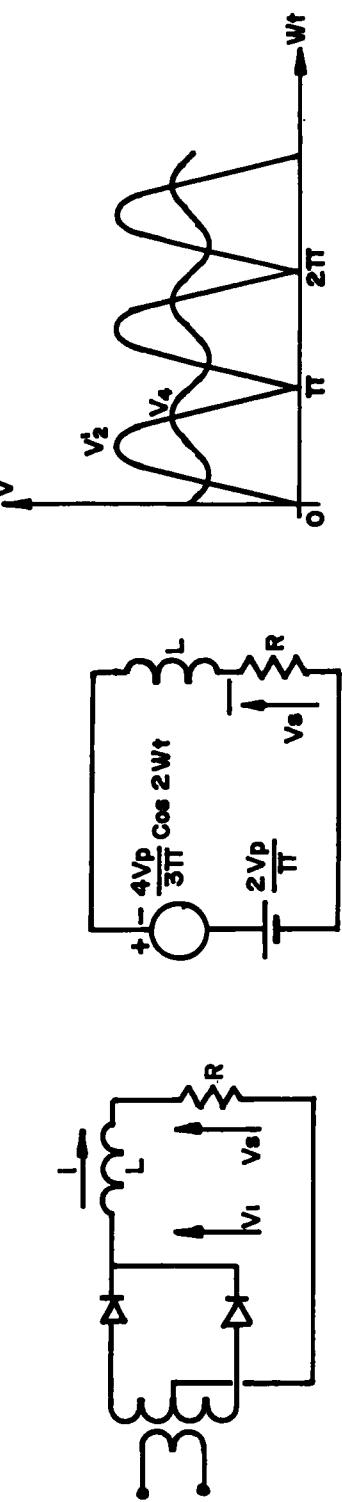
En la Figura 37 se representa el efecto del filtro inductivo, para diferentes valores de LW / R , sobre la tensión de salida V_s , ($V_s = Ri$).

La Figura 37 muestra que el filtro inductivo es inapropiado para extraer una componente continua a partir de un rectificador no alterno.

Una señal rectificada de doble alternancia se puede expresar como una serie de Fourier. En ésta expresión aparece un término constante y términos alternos de pulsación $2w$, $4w$.

Sabemos que una bobina en serie con una resistencia montados como muestra la Figura 38, constituyen un filtro pasa bajo, que idealmente sólo deja pasar la componente continua, pero que en realidad también dejará pasar atenuadas componentes de pulsación $2w$, $4w$,... De éstas la menos atenuada será la de más baja pulsación $2w$ razón por la que en éste estudio se desprecia el efecto de los demás componentes. Se nota que ésta aproximación queda justificada, porque la pulsación $4w$ es sólamente el 20% de la pulsación $2w$. Las siguientes pulsaciones $8w$, $16w$, etc., serán mucho más pequeñas.

FIGURA 38. Filtro inductivo para rectificador de onda completa, representación equivalente, formas de onda.



De éstas consideraciones resulta que:

$$V = 2V_p / \pi R - 4V_p / 3\pi \cos(2wt - \phi) / \sqrt{R^2 + 4w^2 L^2}$$

$$\text{Con } \phi = \tan^{-1} 2wL / R$$

Para atenuar las ondulaciones mínimas $L / R \gg 1 / 2w$

Esto justifica la gráfica de la Figura 38.

Las formas de onda de tensión se observan en la Figura 38.

Las expresiones establecidas son válidas, siempre que no impliquen una inversión de la corriente en la bobina, cosa que, los diodos no permiten. Esta inversión empezaría a producirse cuando el valor de pico ($\sqrt{2} I_{ref}$) de la corriente de ríptle se vuelve igual a la corriente promedia:

$$I_{med} = V_{med} / R$$

$$V_{med} / R > \sqrt{2} I_{ref}$$

2.5.6 Filtro Capacitivo Activo

Después de una etapa de rectificación y filtración, subsiste siempre en la salida cierta ondulación residual. Eliminar casi totalmente éste riple se podría hacer utilizando como filtros condensadores, y eventualmente inductancias de muy altos valores, y con costos altos. Una solución racional para eliminar más eficazmente el riple consiste en utilizar, suponiendo que los niveles de consumo no sean prohibitivos un filtro capacitivo activo (Asociación transistor - condensador), en un montaje como el que se aprecia en la Figura 39.

Si W es la pulsación del riple existente en la señal V_e se necesita para un buen filtrado $RC \gg 1 / w$. Siendo R la resistencia efectiva vista por el condensador.

En la Figura 39 se puede ver que el valor de R es:

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) R_L$$

Si se quiere que la calidad de la filtración sea independiente de R , se escogería la relación:

$$R_1 \parallel R_2 \ll (\beta + 1) R_L$$

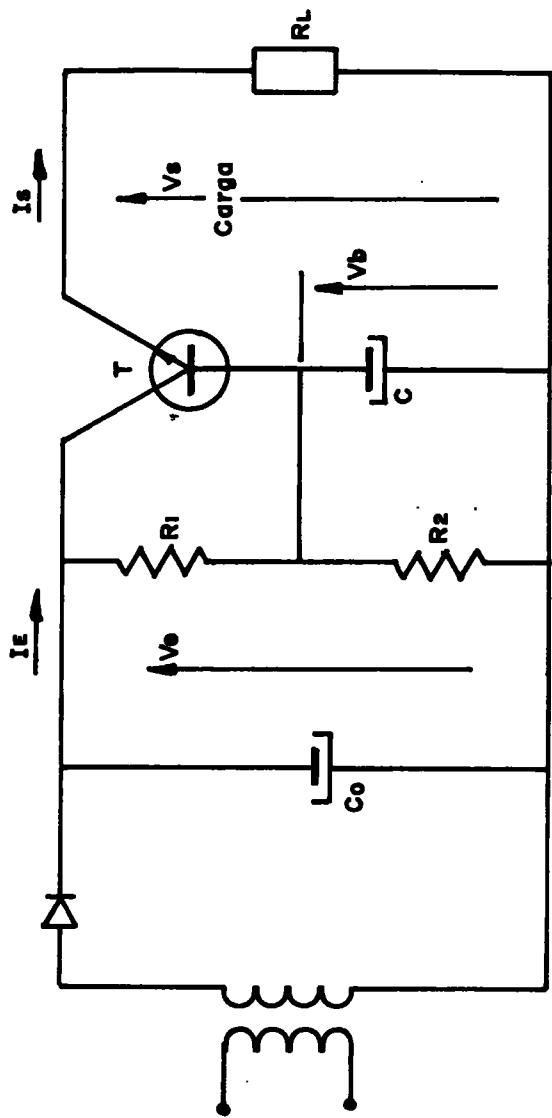


FIGURA 39. Filtro capacitivo activo

No obstante no se deberá tampoco escoger R_1 y R_2 muy pequeñas porque al disminuir R_1 disminuye el producto RC_e , (C_e = capacitor de entrada) y el filtrado pierde calidad. Además el consumo aumenta inútilmente en el divisor R_1 , R_2 .

Vemos que para que ésta condición se pueda cumplir fácilmente, sería bueno utilizar un transistor de ganancia muy elevada, ó utilizar un montaje tipo Darlington, como el de la Figura 40.

El divisor R_1 , R_2 es necesario para garantizar una polarización correcta del transistor, que siempre debe estar funcionando en su zona activa. (tensión de colector superior a la de la base en todo instante).

Puesto que para el transistor funcione correctamente hay necesidad de perder unos voltios entre su colector y su emisor, se ve que necesariamente la tensión de salida deberá (a todo instante) menor que el voltaje de entrada.

Se nota que se tiene $V_s = V_b - V_{be}$ es decir que la tensión de salida es determinada por la tensión de base V_b del transistor.

$$\text{Suponiendo } R_1 \parallel R_2 \ll (\beta + 1) R_L$$

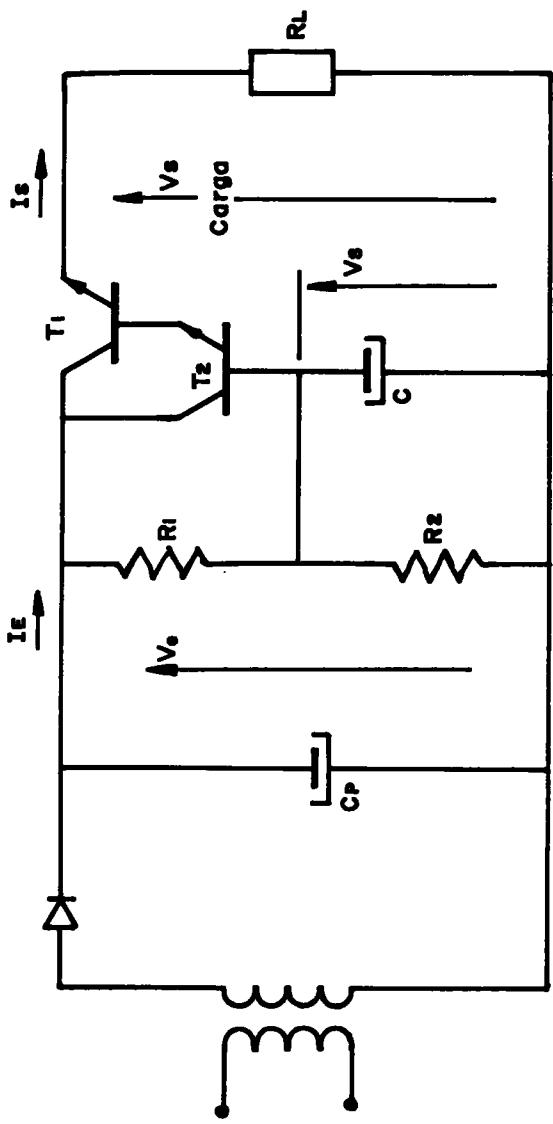


FIGURA 40. Filtro capacitivo activo con Darlington

El potencial V_b resultante en la base es:

$$V_b \approx R_1 / (R_1 + R_2) V_{med} \text{ con } V_{en} = V_e \text{ maz} - \Delta / 2$$

2.6 REGULADORES ELEMENTALES

En el estudio hecho anteriormente, hemos observado que asociando un rectificador con un filtro se puede obtener una tensión continua constante, pero en realidad, si varía la amplitud de la tensión sinusoidal de entrada, la misma variación relativa se hace sentir en la salida. Por otra parte, si el consumo de corriente media no es constante, la tensión de salida tampoco lo será debido a que su resistencia de salida no es despreciable.

La función de los circuitos reguladores, es atenuar esos efectos manteniendo la salida casi constante, a pesar de las perturbaciones que puedan actuar sobre el sistema.

Tres efectos principales pueden causar variaciones en la tensión de salida V_s , a saber:

Variación de voltaje de entrada.

Variación del consumo de corriente de salida.

Variación de la temperatura.

Para caracterizar cada uno de esos factores se pueden introducir los tres parámetros respectivos:

S_v = Coeficiente de regulación:

$$S_v = \Delta V_s / \Delta V_e \quad I_s = 0 \quad \Delta T = 0$$

R_s = Resistencia de salida R_s:

$$R_s = -\Delta V_s / \Delta I_s \quad \Delta V_e = 0 \quad \Delta T = 0$$

S_t = Coeficiente de temperatura:

$$S_t = \Delta V_s / \Delta T \quad \Delta V_e = 0 \quad \Delta I_b = 0$$

De acuerdo con las definiciones anteriores, suponiendo variaciones T, I_s, V_e, la variación resultante de salida será:

$$\Delta V_s = S_v \Delta V_e - R_s I_s + S_t \Delta T$$

Una fuente perfectamente regulada debería tener:

$$S_v = R_s = S_t = 0 \text{ (caso ideal)}$$

Las variaciones del V_e pueden ser debidas a la presencia de riple ó a variación del voltaje de la red de distribución.

2.6.1 Reguladores con Diodo Zener

La característica inversa de un diodo presenta una ruptura, que como sabemos puede ser debida al efecto Zener ó de la avalancha.

Los diodos Zener con componentes especialmente fabricados para que trabajen en la zona de ruptura, y presentan en esa zona una resistencia dinámica r_z particularmente baja.

En la tensión de ruptura V_z , se obtiene una tensión prácticamente constante, e independiente de la corriente.

Existen diodos Zener desde un voltio a varios centenares de voltios, con potencia máxima entre 0.1 W a 10 W según el tipo.

Estos componentes son muy utilizados como referencia de tensión en fuentes reguladas de alimentación.

El diodo Zener como todo semiconductor, es termosensible,

en cierta proporción de la temperatura.

Para caracterizar ese efecto se utiliza un coeficiente K, llamado coeficiente de temperatura relativo. En porcentaje se tiene:

$$K \% = \frac{1}{V_z} = \frac{\Delta V_z}{T} * 100$$

Las curvas de K, dicen que para diodos menores de cinco voltios, el coeficiente de temperatura es negativo, y que para diodos de más de cinco voltios es posible obtener un coeficiente de temperatura K nulo escogiendo convenientemente la corriente.

Otro parámetro importante para el diodo Zener es su resistencia dinámica r_z en la zona Zener.

Los diodos Zener que presentan r menor son los de seis a ocho voltios cuando se les exige unos 10 miliamperios.

El regulador Zener más sensible se encuentra en la Figura 41.

Suponiendo que el regulador trabaje sin carga ($I_s = 0$), la recta carga y su funcionamiento correspondiente es la que se halla en la Figura 41.

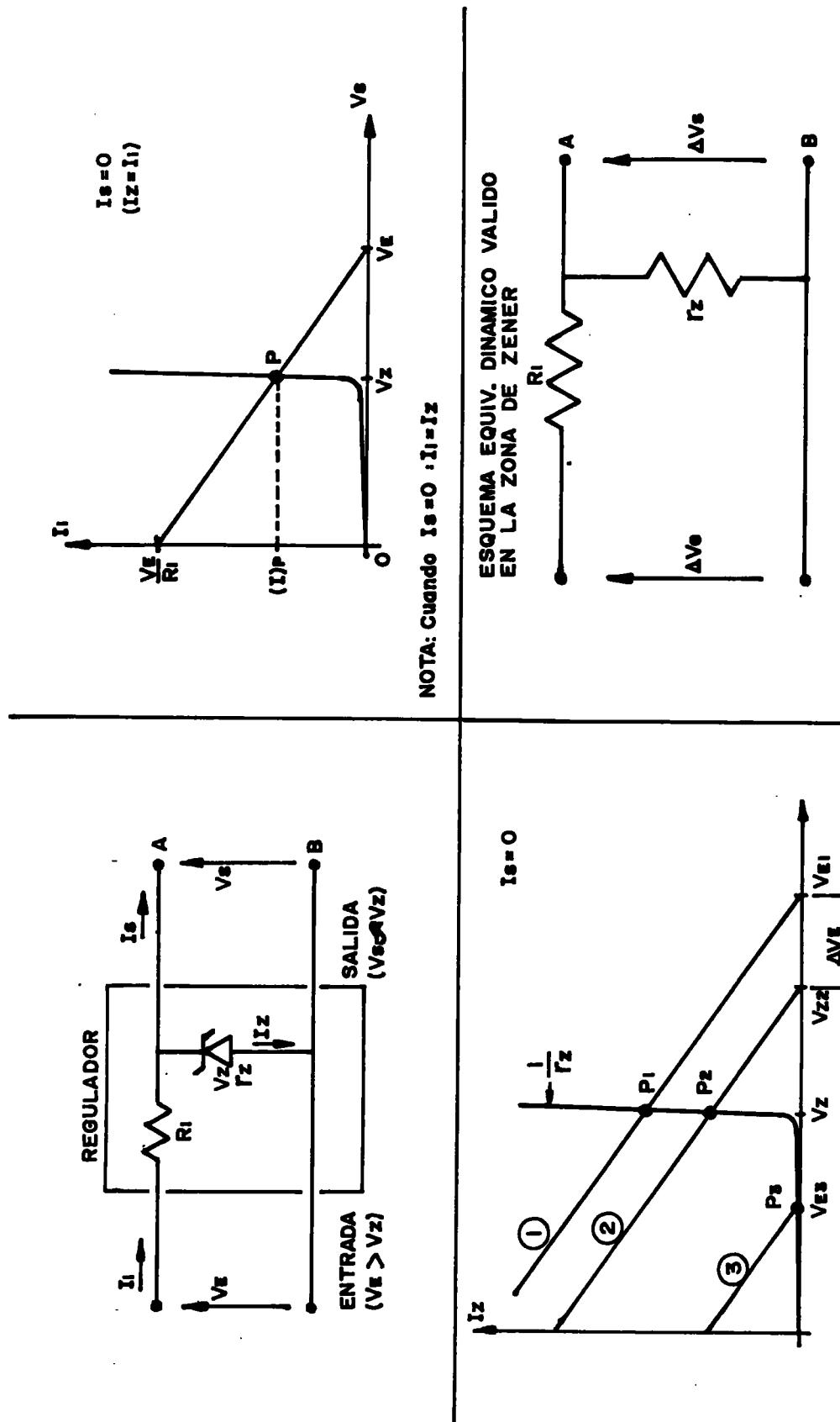


FIGURA 4i. Regulador Zener simple, recta de carga, efecto de regulación
casos ① y ②, esquema equivalente para variaciones.

Se observa en la Figura 41, que una variación importante de la tensión V_e , no produce casi variación en V_s . Se tiene $V_s = V_z$.

Siempre que V_e sea mayor a V_z (casos 1 y 2).

Si V_e es inferior a V_z , el punto de funcionamiento se sale de la zona Zener y resulta $V_s \approx V_e$, no hay regulación.

Más precisamente, como lo confirma el esquema equivalente dinámico de la Figura 41, válido en la zona Zener ($V_e > V_z$), se puede ver que una variación V_e provoca la variación V_s siguiente:

$$\Delta V_s = r_z / (r_z + R_i) * \Delta V_e$$

Como R_i es mucho mayor que r_z , la ecuación anterior se puede aproximar a:

$$\Delta V_s \approx r_z / R_i * \Delta V_e$$

La resistencia de salida R_s , del regulador considerado es:

$$R_s = r_z // R_i \approx V_z \quad \text{ya que } R_i \gg r_z$$

Las características esenciales del regulador Zener, estudiado se pueden resumir así:

Coeficiente de regulación:

$$S_v = \Delta V_s / \Delta V_e = r_z / r_z + R_1 \approx r_z / R_1$$

Resistencia de salida:

$$R_s = -\Delta V_s / \Delta I_s = r_z // R_1 \approx r_z$$

Coeficiente de temperatura:

$$S_T = \Delta V_s / \Delta T = K(\%) V_z / 100 \text{ (propio del diodo)}$$

En la realidad el regulador debe servir para alimentar un circuito, es decir, que la corriente I_s de salida no será nula como se ha supuesto hasta aquí.

El diseño debe hacerse, justamente, para que el regulador funcione aún en el caso de consumo máximo.

Observando la Figura 42, se puede asegurar que si $(I_s)_{max}$ es la corriente máxima que debe suministrar el regulador, ésta corresponde a la resistencia de carga mínima:

FIGURA 42. Regulador con carga, circuito transformado Thevenin



$$R_{min} = V_z / (I_s)_{max}$$

Como se indica en la Figura 42, el circuito V_e , R_1 , R_2 se puede cambiar a un equivalente, por medio de transformación Thevenin a V_{th} y R_{th} , es decir, reemplazando V_e por V_{th} y R_2 por R_{th} , así:

$$V_{th} = R_1 / (R_1 + R_2) * V_e \quad y \quad R_{th} = R_1 \parallel R_2 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$$

Para asegurar que el punto de funcionamiento está en la zona Zener es necesario cumplir lo siguiente:

$$V_{th} > V_z \text{ o sea } V_e > V_z (R_1 + R_{min}) / R_{min} \text{ ó}$$

$$R_1 < (V_e - R_{min} / V_z) - R_{min}$$

Esa misma condición expresada con corriente, en lugar de tensiones se puede escribir:

$$I_z > 0 \text{ es decir } I_1 - I_s > 0 \text{ ó } I_1 > (I_s)_{max}$$

Por otra parte es necesario que la potencia disipada en el diodo no sea excesiva, ésta debe ser menor que la potencia máxima (P_z) max del diodo. Se debe tener siempre:

$$I_z < (I_z)_{\text{max}} \quad \text{con} \quad (I_z)_{\text{max}} = P_z \text{ max} / V_z$$

Se nota que la corriente I_z en el diodo es máxima cuando $I_s = 0$.

$$I_z = I_s - I_s$$

Eso decir en vacío ($R = \infty$).

En ese caso debemos tener:

$$V_e - V_z / R_1 < (P_z)_{\text{max}} / V_z$$

es decir,

$$R_1 > (V_e - V_z) V_z / (P_z)_{\text{max}}$$

R_1 no se puede escoger ni demasiado grande, ni demasiado pequeño, puesto que debe satisfacer las condiciones A y B a la vez.

En la práctica es razonable trabajar el diodo Zener a un nivel de potencia igual a $P_z \text{ max} / 5$ aproximadamente.

2.6.2 Regulación Serie Simple de (Seguidor de Emisor)

El regulador por diodo Zener simple es eficiente para bajos niveles de corriente, pero es insuficiente cuando se quieren alcanzar consumos del orden del amperio, con buena constancia de tensión.

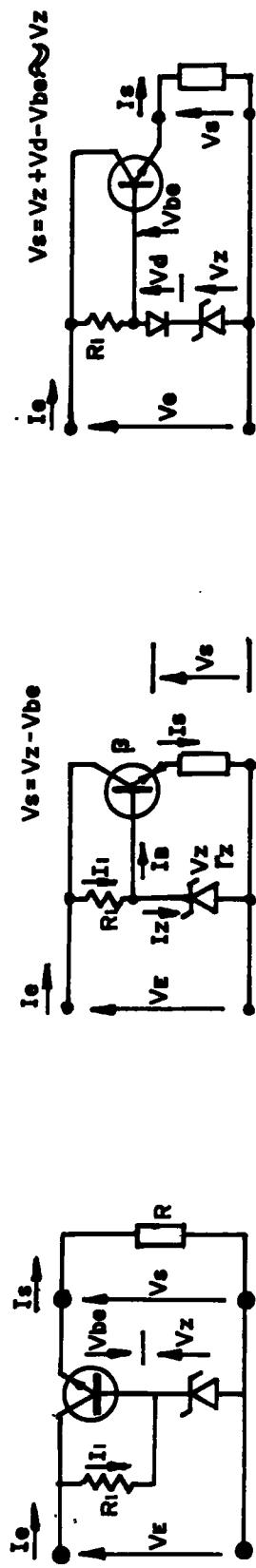
En esos casos se necesita una resistencia de salida inferior, a la que se puede obtener con un regulador Zener simple. Por otra parte será necesario utilizar un Zener de alta potencia (decenas de wattios) muy costoso y difícil de conseguir.

Es preferible asociar el diodo Zener con un transistor como lo muestra la Figura 43, en el cual se ve que dicho transistor está en serie en la carga. En éste caso las funciones quedan repartidas, así el transistor será el componente de potencia y el diodo el componente de referencia.

Considerando la tensión del Zener como entrada y observando que la carga está en el emisor, podemos notar que se trata de un montaje de emisor, observar la Figura 43.

El diodo Zener asociado con R_1 constituye un regulador

FIGURA 43 Regulador serie, visto de otra forma circuital, regulador compensado térmicamente para el diodo base emisor



elemental, que suministra a la base del transistor una tensión constante y prácticamente igual a V_z . Si V_{be} es la tensión del diodo base emisor en esa juntura del transistor, cuando éste último conduce, la tensión de salida resulta igual:

$$V_s = V_z - V_{be} \text{ con } V_{be} \approx 0.6 \text{ (para transistores de silicio).}$$

Con el objeto de adelantar el estudio de éste regulador, utilizaremos para el transistor la representación híbrida simplificada de la Figura 43, en la cual se desprecia el parámetro de reacción h_{12} comparando ésta configuración con el esquema simplificado de giacoletto, Figura 44 se pueden deducir éstas relaciones:

$$h_{11} e = r_{bb} + r_{be} \quad (I)$$

$$\text{con } r_{be} = V_t / I_e = (\beta + 1) V_t / I_e$$

$$1 / h_{22} e = r_{ce} \quad \text{con } r_{ce} = r_c / \beta + 1$$

$$\beta = g_m r_{be} \quad \text{con } g_m = \beta / r_{be} = I_c / V_t$$

(transconductancia).

Esos parámetros se definen así:

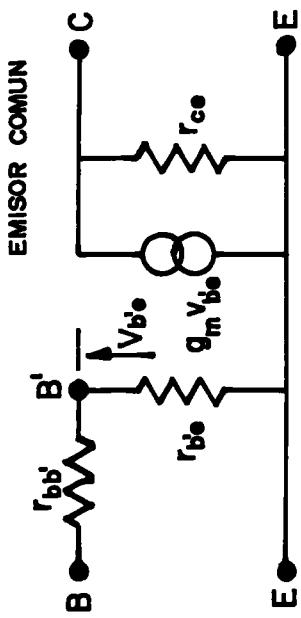
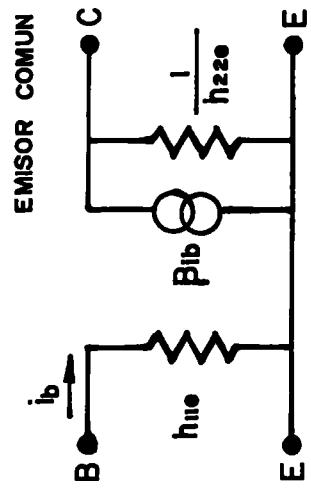


FIGURA 44. Esquemas para transistor híbrido simplificado y de Giacoletto simplificado

r_{bb} = Resistencia repartida de base.

r_c = Resistencia inversa del diodo colector base. ($M\Omega$).

V_T = Tensión termodinámica ($V = 26 \text{ mV a } 300 \text{ K}$)

La ecuación (I) es interesante porque relaciona a h_{11} e con r_{be} es decir, con el valor de la corriente de emisor I_E . Los parámetros dependen del punto de funcionamiento.

Recordaremos que, si la base de un transistor ve una resistencia R_B , la resistencia aparente que se vé desde el emisor es:

$$R_B + h_{11} e / \beta + 1$$

Recíprocamente si el emisor ve una resistencia R_E , la resistencia que se ve desde la base es:

$$h_{11} e + (\beta + 1) R_E$$

El efecto de reacción en el transistor es debido a la variación del ancho efectivo de la base con la tensión colector base. Este efecto se puede despreciar en el caso de impedancias de carga bajas (ganancias de tensión moderadas). Con objeto de simplificación y claridad de

los resultados se ha adoptado esquemas equivalentes que no tienen en cuenta ese efecto.

Veamos las características esenciales del regulador.

$$\text{Con } \Delta V_E = 0 \quad \Delta T = 0$$

Si utilizamos el esquema de la Figura 45 vemos que la resistencia vista efectivamente por la base del transistor es:

$$R_B = r_z \parallel R_i$$

$$R_B \approx r_z \text{ ya que } R_i \gg r_z$$

La resistencia aparente por emisor es:

$$R_S = R_z + h_{11} \approx / \beta + 1 = r_z + r_{bb'} / \beta + 1 + V_T / I_E$$

$$\text{Con } \Delta I_S = 0, \quad \Delta T = 0 \quad (\text{factor de regulación})$$

La tensión de salida es:

$V_S = V_Z - V_{BE}$ con V_{BE} cte (tensión del diodo) base emisor conduciendo.

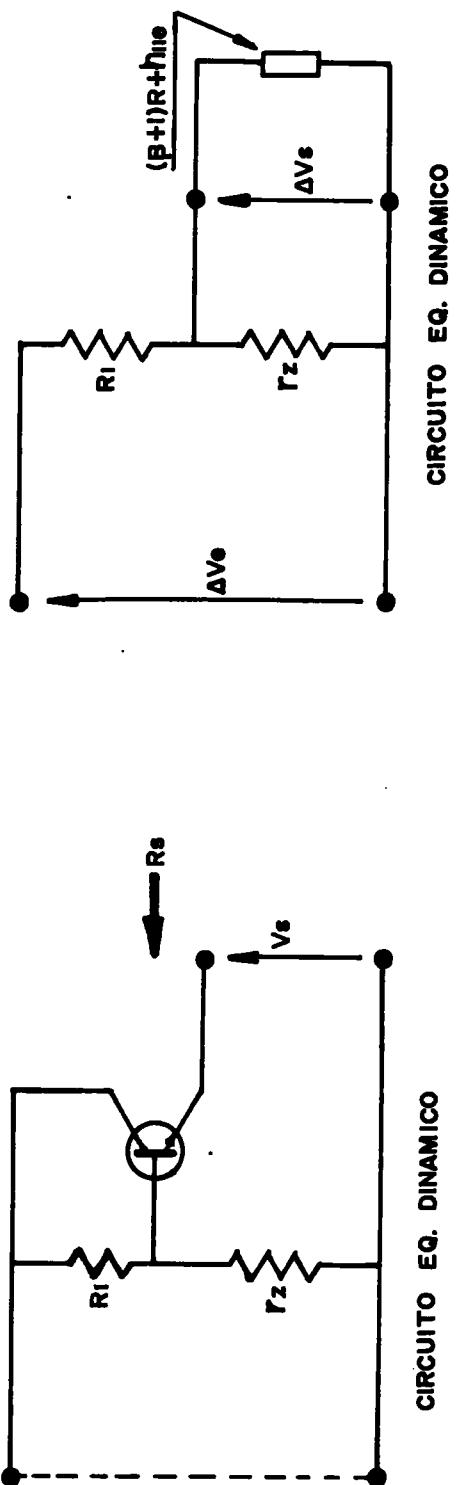


FIGURA 45. Determinación de R_s y v_s

$$S_v = \Delta V_s / \Delta V_e \approx \Delta V_z / \Delta V_e$$

De acuerdo con el esquema de la Figura 45 y suponiendo:

$$[(\beta + 1) R + h_{ie} e] \gg r_z$$

$$S_v = \Delta V_z / \Delta V_e \approx r_z / R_i + r_z \approx r_z / R_i$$

$$\text{ya que } R_i \gg r_z$$

Con $\Delta V_e = 0$. $\Delta I_S = 0$ (coeficiente de temperatura).

Un aumento de temperatura provoca una variación ΔV_z de la tensión Zener y una variación ΔV_{be} de la tensión de conducción del diodo base emisor.

Puesto que se tiene:

$$V_s = V_z - V_{be} \text{ resulta } \Delta V_s = \Delta V_z - \Delta V_{be}$$

$$\text{con } \Delta V_{be} = K \Delta T \quad (K \approx -2.5 \text{ mV / } ^\circ\text{C})$$

$$\text{y } \Delta V_z = K \% / 100 * V_z \Delta T$$

Finalmente obtenemos:

$$S_T = \Delta V_S / \Delta T = K \% / 100 * V_Z - K$$

Se observa que, para tener una resistencia baja es necesario r_z y $r_{bb'}$, sean pequeñas, y que sea grande.

Para tener un buen coeficiente de regulación se debe tener:

$$R_i > V_Z$$

Para tener un buen comportamiento térmico es preferible utilizar un diodo Zener de bajo coeficiente de temperatura K. Se observa que si se tiene $K \% V_Z / 100 = k$ hay compensación térmica entre el diodo Zener y la juntura base emisor del transistor ($S_T = 0$).

Se puede neutralizar el efecto térmico de variación de V_{be} conectando en serie con el Zener, un diodo del mismo tipo que el transistor (Si ó Ge). Entonces la tensión disponible a la salida queda prácticamente igual a V_Z :

$$V_S = V_Z + V_d - V_{be} \approx V_S$$

Donde V_d es la tensión de conducción del diodo en sentido directo.

Observando que la configuración de la Figura 45, es equivalente a la del regulador Zener simple, reemplazando R por $h_{\text{e}} + (\beta + 1) R$, podemos deducir que el estudio y las condiciones de diseño serán similares.

Se precisa pues que el regulador Zener simple, el diodo Zener toda la corriente de salida I_s , en el caso del presente circuito el Zener suministra sólamente una pequeña fracción de I_s , $I_D = I_s / (\beta + 1)$.

En transistor se encarga de la multiplicación por $\beta + 1$.

Esta es la ventaja esencial del presente montaje con respecto al anterior. Al hacer el diseño es necesario tener en cuenta la pérdida de tensión en el diodo base emisor del transistor. Se recuerda que:

Para transistores de silicio V_{be} vale de 0.5 a 0.7 V.

Para transistores de germanio V_{be} vale de 0.1 a 0.2 V.

También hay que tener en cuenta las características límites del transistor que son:

Tensión colector emisor máxima, corriente máxima de colector, potencia máxima, etc. y asegurarse de que no se

sobrepasen. Se puede observar también que si por algún motivo se coloca la salida del regulador en corto circuito, la corriente en el transistor será muy elevada, por lo que el resultado será la avería del mismo.

2.6.3 Regulador Paralelo

Otra configuración posible de regulador con transistor único es la de la Figura 46, en la cual se vé que el transistor está en paralelo con la carga.

En realidad, vista por los puntos A y B, la combinación diodo-transistor presentada es equivalente a un diodo Zener, como se observa en la Figura 46.

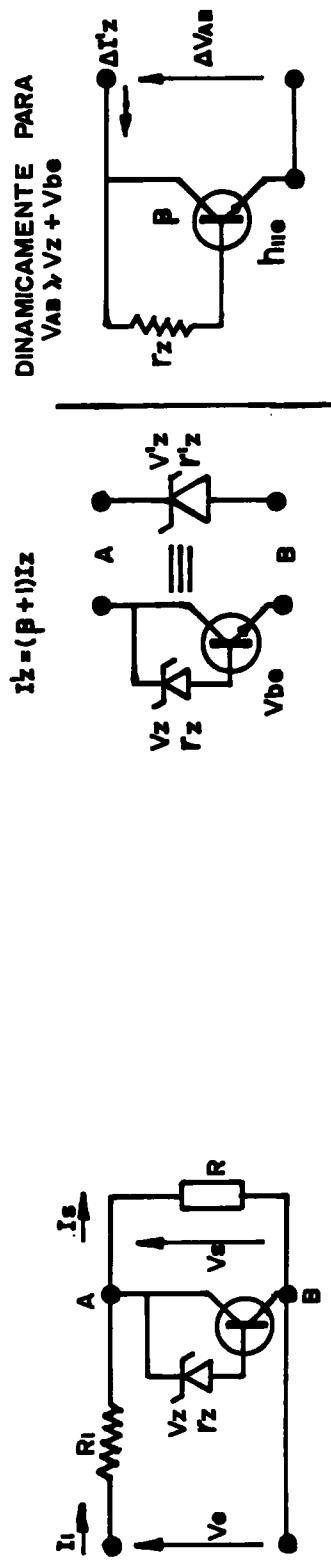
Se observa que para que pueda haber conducción, es necesario que la tensión V_{AB} sea mayor que V_z más el umbral de conducción del diodo emisor-base.

Veamos ahora cuáles son las características del Zener equivalente:

Tensión de ruptura:

$$V^I_z = V_z + V_{be}$$

FIGURA 46. Regulador paralelo, Zener equivalente



Resistencia dinámica:

$$r_z' = r_z + h_{11} e / \beta + 1 = (r_z + r_{bb} / \beta + 1) + V_T / I_e$$

$$\text{Ya que } R_{bb} e = (\beta + 1) * V_T / I_e$$

Coeficiente térmico relativo:

$$K' \% \approx K \% + 100 * K / V_z$$

Con V = Tensión termodinámica

$$V_T = KT / Q = 16 \text{ mvq para } T = 300^\circ\text{K}$$

I_e = Corriente de emisor

K = Coeficiente térmico de la juntura E-B para $k \approx -2.5$ mv / °C.

Las características esenciales de éste regulador, son las mismas que las del regulador Zener simple, reemplazando los parámetros V_z , r_z , $K\%$ por los del Zener equivalente $V'z$, r'_z , $K\%$.

Expresando éstas características en función de los parámetros propios del transistor y del diodo Zener

resulta:

Resistencia de salida:

$$R_s \approx r_z' \approx r_z + h_{11} e / \beta + 1 = (r_z + r_{bb} / \beta + 1) + V_T / I_e$$

Coeficiente de regulación:

$$S_v = r_z' / R_i = r_z + h_{11} e / R_i (\beta + 1) = (r_z + r_{bb} / R_i (\beta + 1)) + V_T / R_i I_e$$

Coeficiente de temperatura

$$S_t = K \% V_z / 100 = K \% V_z / 100 + k$$

Vemos que para obtener una resistencia de salida pequeña es necesario tener r_z y r_{bb} pequeños y β elevado. Además, para una buena regulación hace falta tener:

$R_i \gg r_z'$ un buen comportamiento térmico es recomendable que $k\%$ sea lo más bajo posible. Hay que tener en cuenta que la tensión de salida es distinta de V_z , pues en éste caso se tiene:

$$V_s \approx V_z' = V_z + V_{be}$$

Debemos de asegurarnos de que no se sobrepasen las características límites del transistor, como son:

Corriente de colector máxima, voltaje colector emisor máximo, potencia máxima del transistor etc.

Si por inadvertencia se coloca la salida en corto circuito queda bloqueado el Zener equivalente, es decir hay autoprotección para el transistor.

En éste circuito la resistencia R soporta una tensión $V_e - V_s$ con una corriente $I_r = I_s + I'_z$, con $I'_z = (\beta + 1)I_z$.

Esto nos dice que R debe ser de alta potencia.

Esa condición queda automáticamente satisfecha asegurándose que, aún con el valor mínimo de V_e , se tenga $I_r > I_s$ ó mejor dicho:

$$V_e - V_z / R_r > I_s$$

es decir,

$$R_r < (V_{emin} - V_z) / I_s$$

2.7 REGULACION SIMPLE DE CORRIENTE

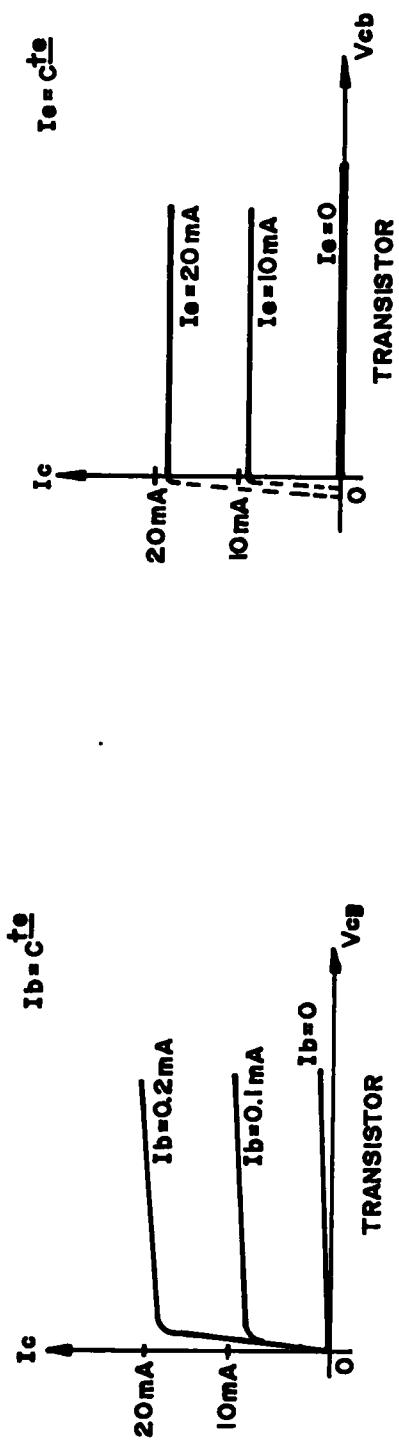
Para realizar una fuente tensión, se utiliza un componente que idealmente puede suministrar una tensión constante e independiente de la corriente, el diodo Zener.

Para realizar una fuente de corriente se buscará utilizar un componente que suministre una corriente constante e independiente de la tensión.

Observando, las características de salida de un transistor, vemos que, para cada valor de la corriente de entrada la característica correspondiente de salida es casi constante. Esto nos sugiere que el transistor se puede utilizar como fuente de corriente. Comparando las características base común (I_b cte) y emisor común (I_e cte) en la Figura 47, se ve que el montaje base común permite obtener referencias de corriente de mejor calidad (características más horizontales). Efectivamente se sabe que la resistencia de salida en una base común es $\beta + 1$ veces mayor a la misma en emisor común.

Idealmente la resistencia de salida de una fuente de corriente debe ser infinita (conductancia nula).

FIGURA 47. Características de salida en emisor común y base común



Generalmente un regulador de corriente se presenta como en la Figura 48 y sus cualidades esenciales se pueden definir por los siguientes parámetros, que traducen la amplitud de la corriente I_s de salida a permanecer constante cuando varían.

La tensión de entrada V_e

La tensión V_s aplicada en la salida

La temperatura T

S_R = Coeficiente de regulación (transconductancia):

$$S_R = \left| \frac{\Delta I_s}{\Delta V_e} \right| \quad \Delta V_s = 0 \quad \Delta T = 0$$

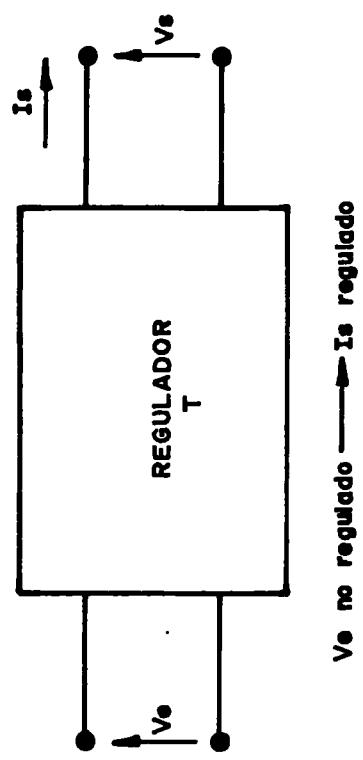
G_s = Conductancia de salida:

$$G_s = - \left| \frac{\Delta I_s}{\Delta V_s} \right| \quad \Delta V_e = 0 \quad \Delta T = 0$$

S_T = Coeficiente de temperatura:

$$S_T = \left| \frac{\Delta I_b}{\Delta T} \right| \quad \Delta V_e = 0 \quad \Delta V_s = 0$$

Idealmente éstos coeficientes deberían ser todos nulos.



V_o no regulado $\longrightarrow I_s$ regulado

FIGURA 48. Regulador de corriente

Sabemos que el regulador serie representado en la Figura 49 permite tener entre emisor y masa, una tensión constante. De ésto resulta, que para obtener una corriente de emisor constante, basta conectar una resistencia pura R_E ver la Figura 49. La corriente de colector será:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

Esta corriente I_C se puede utilizar conectando la carga en serie, en el circuito colector, ver la Figura 49.

Otro modo de llegar al mismo resultado es por medio de razonamiento de pasos que se representan en la Figura 50.

Los esquemas correspondientes muestran que el transistor está efectivamente funcionando en base común. (Esto supone sin embargo que se tenga $R_E \gg r_z$. Si queremos representar el punto de funcionamiento sobre las características de salida del transistor, se irá observando que la recta de carga está definida por la siguiente ecuación:

$$V_{cb} - V_{cc} - RIC \text{ ó también } V_{cb} = (V_E - V_Z) - RIC$$

El resultado se muestra en la Figura 51. Esta muestra que

FIGURA 49. Regulador serie de tensión, obtención de I_e cte. regulador de corriente

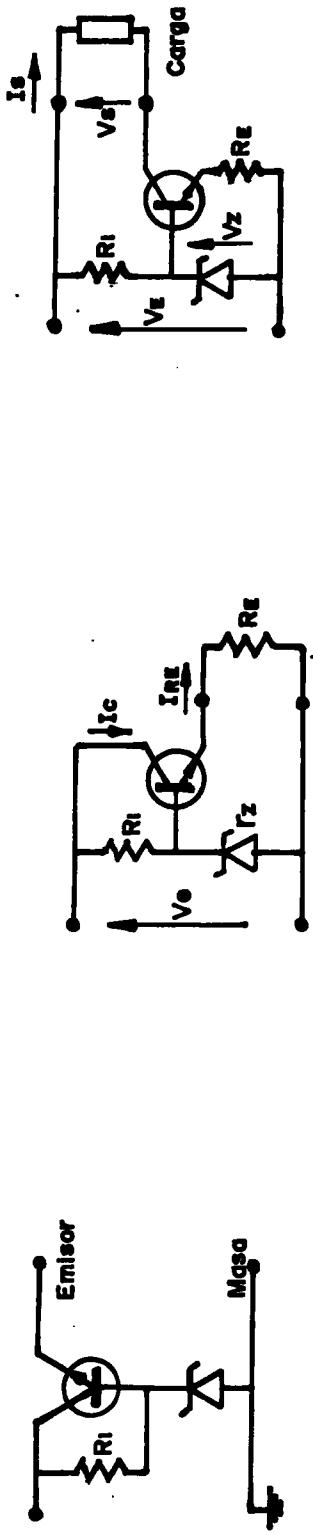
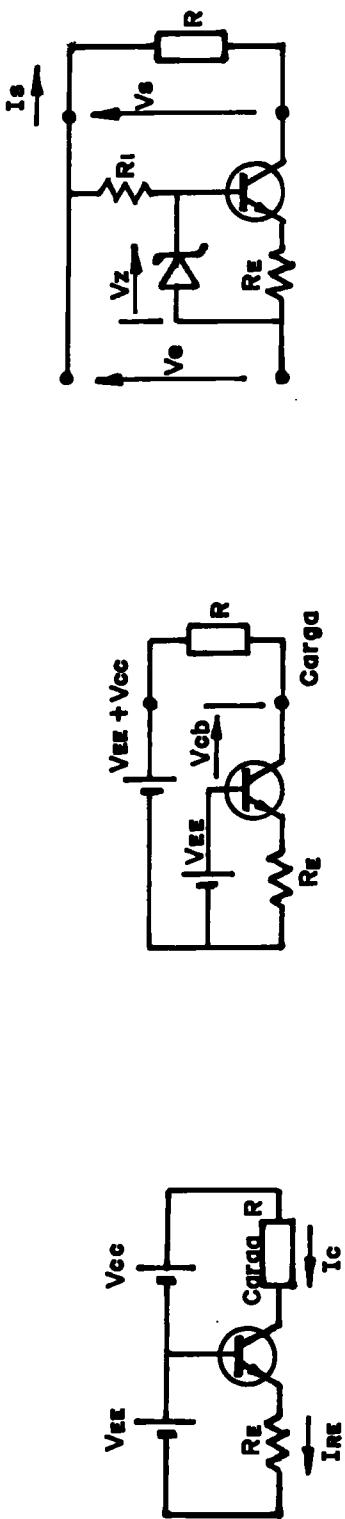


FIGURA 50. Montaje teórico en base común, representación equivalente, circuito práctico $V_{RE} = V_Z$ y $V_{CC} = V_o - V_Z$



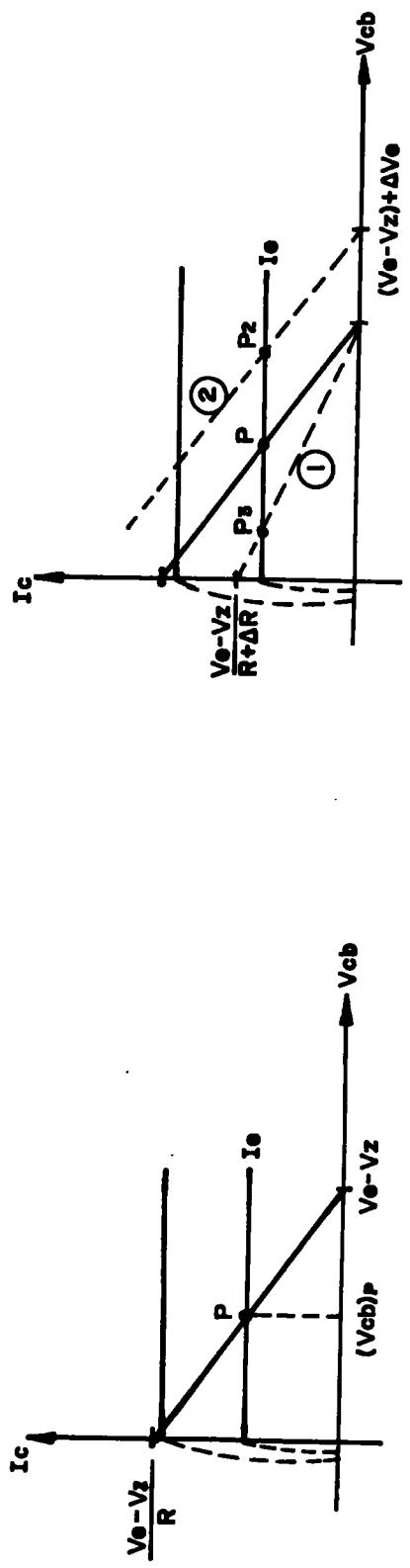


FIGURA 51. Recta de carga y punto de polarización, efecto de un aumento de R (Caso 1), de V_e (Caso 2)

si se aumenta R (caso 1) ó V_E (caso 2), la corriente resultante en el colector es prácticamente la misma. Es importante que V_Z no cambie, porque cambiaria el valor I_E y por consiguiente el de I_C .

En los circuitos de las Figuras 49 y 50, el punto en común entre la salida y la entrada es el polo positivo. Si se quisiera tener un punto común negativo, se lograría utilizando un transistor PNP como lo muestra la Figura 52.

Se calcula los parámetros principales para el esquema que representa la Figura 50 teniendo en cuenta la relación:

$$I_S = \alpha I_{RE} + I_{CEO}$$

con

α = Ganancia de corriente del transistor en base común.

I_{CEO} = Corriente de fuga (colector a base)

La transconductancia de regulación:

$$S_R = \Delta I_S / \Delta V_E = \alpha I_{RE} / V_E = \alpha / R_E * \Delta V_{RE} / \Delta V_E$$

Se observa que $\Delta V_{RE} / \Delta V_E$ constituye el coeficiente de

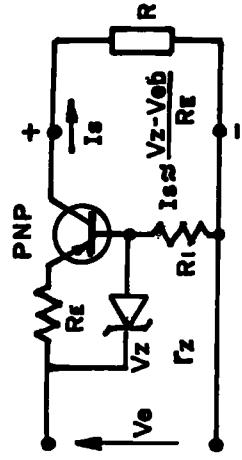


FIGURA 52. Regulador de corriente con polo negativo común

regulación ordinaria de un regulador serie de tensión y
aproximándolo resulta:

$$S_R \approx 1 / R_E * r_z / R_i$$

Expresión válida si se tiene:

$$R_i \gg r_z$$

$$(\beta + 1) R_E + h_{11} e \gg r_z$$

La conductancia de salida:

$$G_s = - \Delta I_S / \Delta V_S \approx h_{22} b \approx h_{22} e / (\beta + 1)$$

Se nota que éste resultado es aproximado y supone un
montaje en base común puro.

$$R_E \gg h_{11} e + r_z$$

Para el coeficiente de temperatura, recordemos que para
transistores de silicio I_{CBO} es del orden de los mA
(generalmente despreciable) y su valor se dobla cada seis
grados centígrados.

Para transistores de germanio I_{CBO} es del orden de los

microamperios y su valor se dobla cada 10°C.

Observando que $\Delta V_{RE} / \Delta T$ constituye el coeficiente de temperatura ordinario de un regulador serie de tensión resulta finalmente:

$$S_T \approx 1 / R_E [(K\% / 100) * V_Z - K] + \Delta I_{CBO} / \Delta T$$

Se observa que si no se cumple la relación $R_E \gg r_z + h_{11}$ e no se trata de un montaje de base común puro, y el término $\Delta I_{CBO} / \Delta T$ se convierte en $S (\Delta I_{CBO} / \Delta T)$ en donde S es el factor de estabilidad térmica propio del transistor así montado.

Recordemos que una expresión simple y válida para ese siempre que se tenga $(\beta + 1) R_E \gg h_{11} e + r_z$

$$S = [(h_{11} e + r_z) / R_E + 1]$$

o más generalmente

$$S = [(h_{11} e + R_B) / R_E + 1]$$

La calidad de regulación aumenta con R es decir con V_Z , pues:

$$R_E = V_{RE} / I_{RE} \approx V_Z / I_S$$

Se observa que, al aumentar el valor de R_e , aumenta V_z .

Para comprender las variaciones térmicas de la tensión base emisor del transistor, se puede colocar en serie con el Zener un diodo como se observa en la Figura 53.

Al hacer el diseño debe asegurarse que el diodo trabaja en la zona de ruptura ($I_d > I_b$) es decir se debe tener:

$$(V_e - V_z) / R > I_s / \beta$$

Entonces,

$$R_i < \beta (V_e - V_z) / I_s$$

La misma condición expresada en términos de R_e se escribe:

$$(V_e - V_z) / R_i > V_z / (\beta + 1) * R_e$$

Entonces,

$$R_i < (\beta + 1) * R_e (V_e - V_z) / V_z$$



FIGURA 53. Compensación térmica de la junta base-emisor, caso del montaje PNP

2.7.1 Reguladores Simples Mejorados

Se observa que la expresión de coeficiente de regulación Zener simple, se vé que la regulación puede mejorar aumentando R_z , pero si se quiere conservar la corriente I_z , en R_z , sin cambio, ésto supone que también aumente V_{ce} .

Una solución consiste en reemplazar la resistencia R_z por una fuente de corriente idéntica a las que se acaban de estudiar y que se puede observar en la Figura 54. Esta solución permite obtener a la vez una corriente I_z deseada y una resistencia dinámica r_z elevada (resistencia de salida de la fuente de corriente), todo a partir de un valor razonable de V_{ce} .

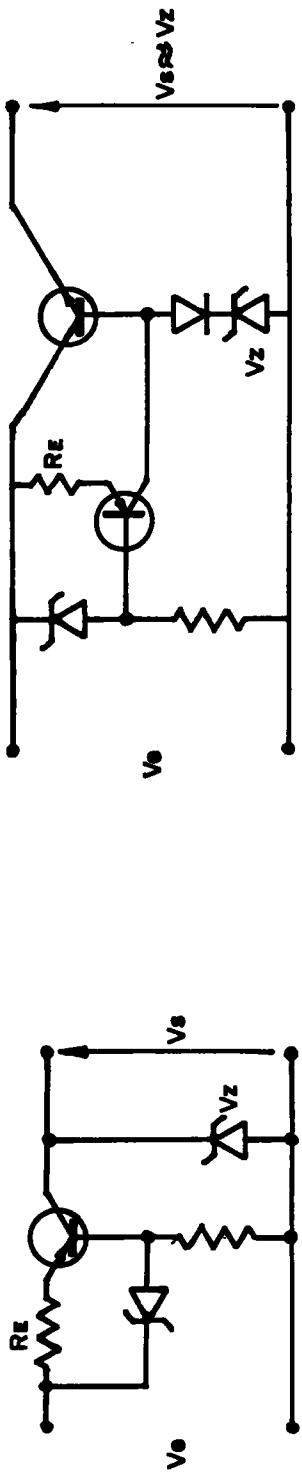
En la Figura 54 se muestra que se puede aplicar la misma solución al caso del regulador serie de tensión compensado.

2.7.2 Utilización de Montajes Tipo Darlington

Se sabe que para obtener resistencias de salida bajas es necesario utilizar transistores de ganancia β elevada.

Otra ventaja muy importante de tener gran valor de β , es

FIGURA 54. Regulador Zener mejorado, aplicación al regulador serie compensado



que, aún con fuertes consumo de salida, el consumo Ib en la base es relativamente pequeño y ésto permitirá utilizar un diodo Zener de baja potencia. Una forma de obtener ganancias más elevadas, es asociando dos transistores (o más) en montajes tipo Darlington.

Recordar que el montaje Darlington de la Figura 55, es equivalente a un transistor único cuyas características están indicadas en la misma figura.

Otras combinaciones tipo Darlington son posibles asociando un transistor PNP con un NPN. La Figura 56 muestra por ejemplo como se puede obtener un transistor equivalente NPN cuyas características se indican en la misma figura.

Es importante anotar que en éstos montajes la corriente de fuga del transistor resultante, es igual a la primera multiplicar por $\beta_2 + 1$ del segundo por eso es necesario que el primer transistor tenga una fuga térmica I mínima.

Se puede decir que el primer transistor (T_1), determina esencialmente la calidad de transistor equivalente y el segundo (T_2), sus limitaciones en potencia.

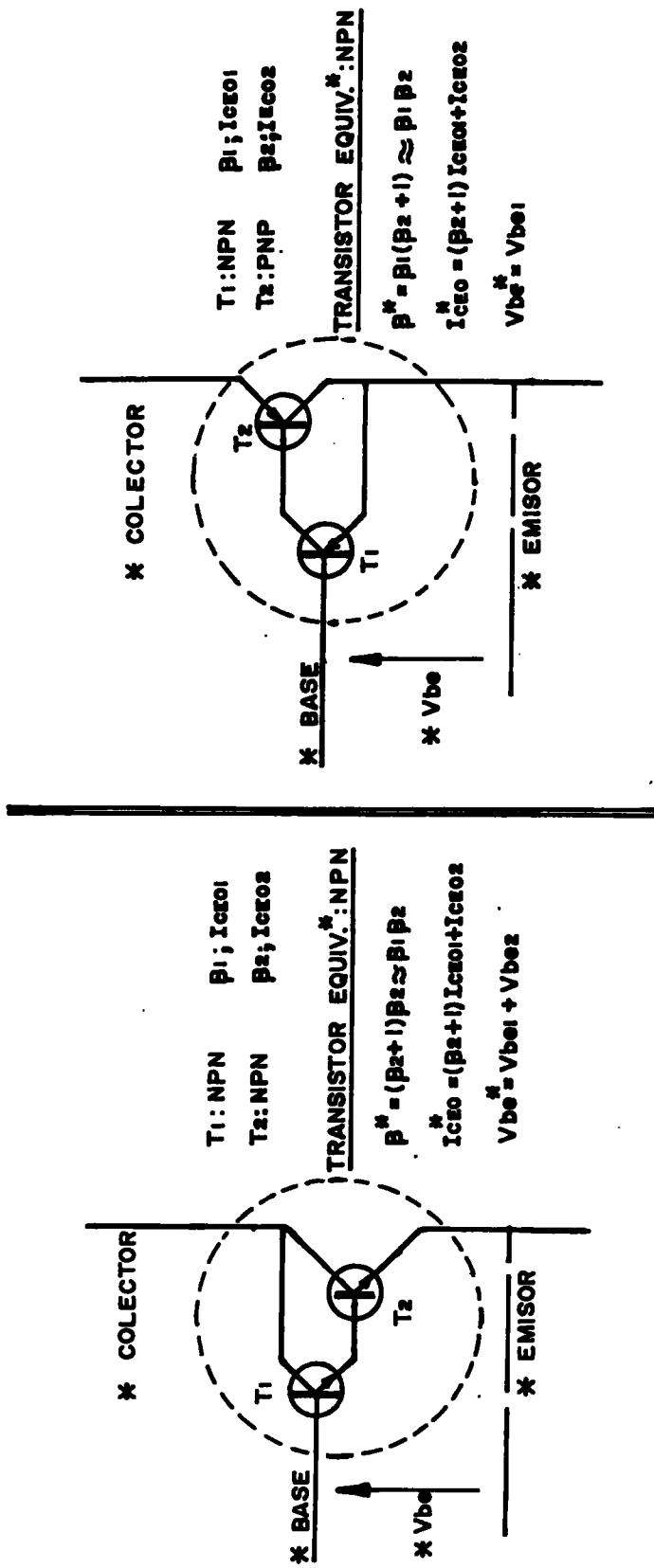
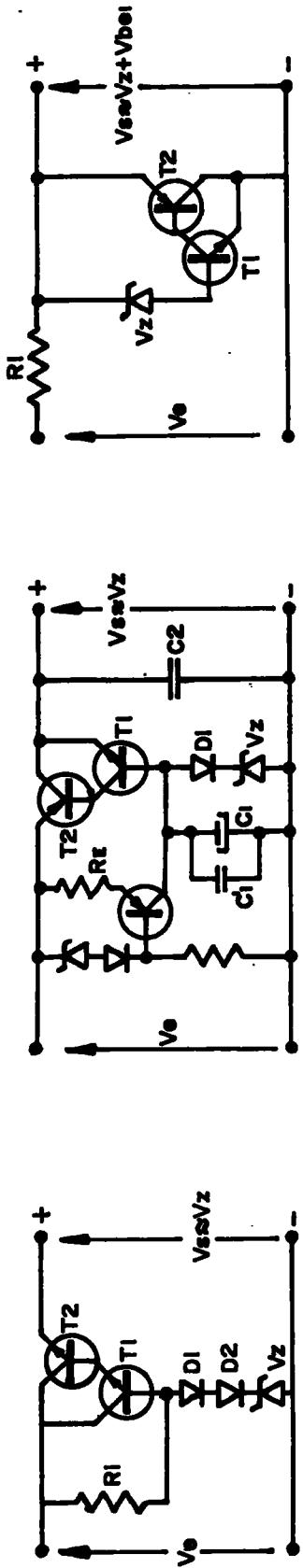


FIGURA 55. Montajes tipo Darlington

FIGURA 56. Regulador serie con Darlington, regulador mejorado con Darlington NPN - PNP, regulador paralelo con Darlington.



La Figura 56 muestra como se puede aplicar éstos montajes el caso del regulador serie, y al regulador seria mejorado respectivamente. En ésta figura la función de los diodos es compensar térmicamente las junturas base emisor de los transistores.

La Figura 56 muestra una aplicación al caso del regulador paralelo simple.

Algunas veces para disminuir la impedancia de salida a la alta frecuencia del regulador de tensión, se conecta en paralelo con los puntos de salida. Un condensador C2, de capacidad relativamente baja. Este caso se observa en C2 de la Figura 56. Si la capacidad de éste condensador fuera excesivamente alta la fuerte corriente instantánea de carga podría dañar el transistor serie T_2 .

A veces se desacopla el diodo Zener por medio de un condensador, cuya función principal es observar los ruidos propios eventuales que ese componente podría producir.

2.8 REGULADORES SIMPLES VARIABLES

En algunas aplicaciones es necesario tener a disposición fuentes reguladas que varien de un margen preestablecido.

Se habla en ésta sección de las formas de obtener dichas fuentes y de sus principios básicos.

2.8.1 Reguladores Variables de Tensión

El más simple es el regulador Zener asociado con un divisor de tensión variable, lo que se logra con un potenciómetro. En la Figura 57 se ilustra su circuito. Evidentemente ésta configuración no es muy aconsejable porque conduce a resistencias de salida demasiado altas.

Una solución más racional consiste en reemplazar, el circuito anterior por un transistor serie como aparece en la Figura 57, pues de esa manera se reduce considerablemente la resistencia de salida, ya que resulta dividida por el factor $\beta + 1$ del transistor.

Para obtener mayor ganancia el transistor serie puede ser reemplazado por un montaje Darlington. Ver Figura 57.

Podemos conseguir un Zener variable, utilizando el circuito de la Figura 58, consiguiendo de esa manera un regulador paralelo variable. Este Zener variable también se puede utilizar como referencia para un regulador serie resultando así, el regulador serie variable de la Figura 58. Una ventaja de éste montaje es que las junturas base

FIGURA 57. Reguladores Zener variables

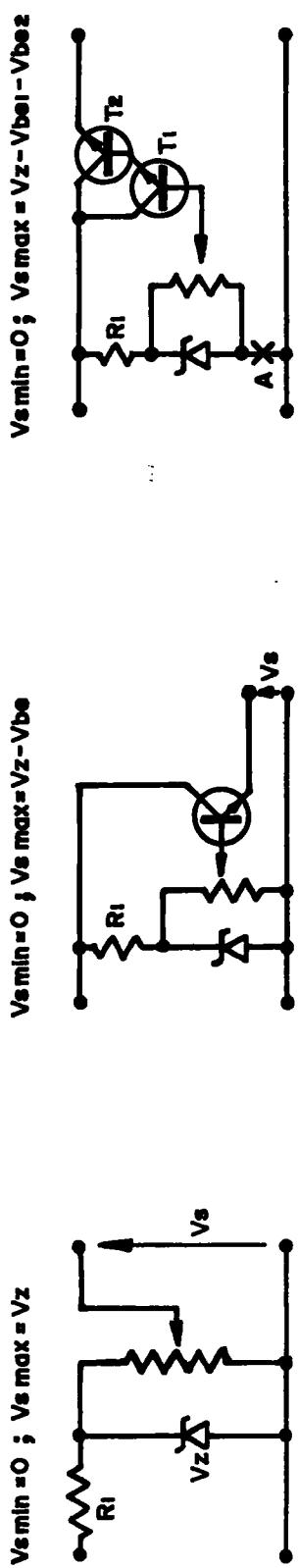
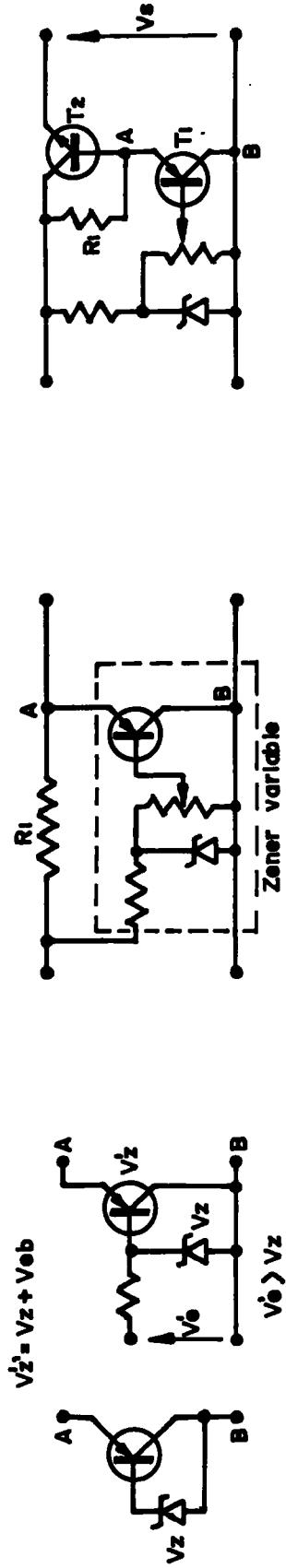


FIGURA 58. Reguladores de voltaje variables



emisor de los transistores se compensan mutuamente, desde el punto de vista térmico.

2.8.2 Reguladores Variables de Corriente

Toda característica en un transistor en base común, corresponde a un valor particular de la corriente I_e .

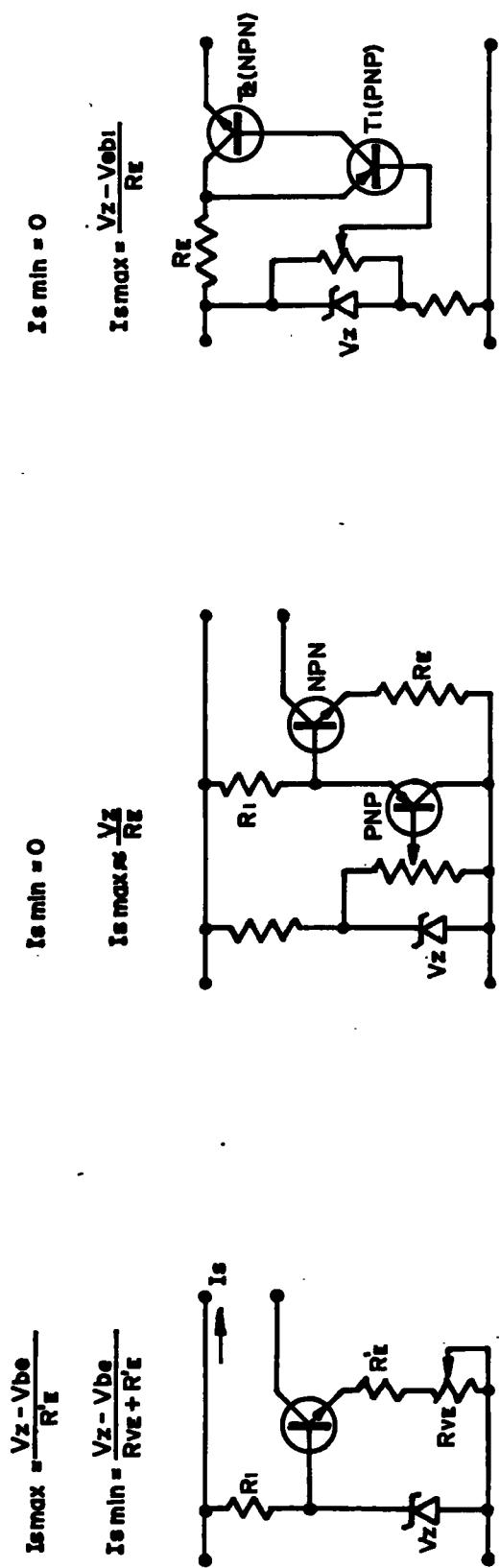
Variar la corriente de salida supone cambiar de característica, es decir, cambia I_e .

La variación I_e se puede lograr por varios métodos:

Colocando una resistencia de emisor variable como en la Figura 59. Aquí se tiene una resistencia de protección, que cuando el potenciómetro está en su valor mínimo, impide que la corriente supere el valor límite de la corriente emisor.

Utilizando como referencia un Zener variable tal como se definió. Observar la Figura 59.

FIGURA 59. Reguladores variables de corriente



3. CONTROLES DE VELOCIDAD PARA MOTORES DC

3.1 GENERALIDADES

Gradualmente la industria, buscando métodos de producción más rápidos y seguros, ha adoptado innumerables equipos electrónicos para cubrir sus propias necesidades.

Podemos decir que la electrónica industrial estudia fundamentalmente la aplicación de las técnicas electrónicas al control automático de esos equipos y procesos industriales.

Las dos razones fundamentales para utilizar controles automáticos son de tipo económico:

Insuficiente número de operarios para realizar una cierta función ó demasiado costoso el utilizar el número suficiente.

Mayor eficiencia del control automático.

Los controles automáticos eliminan la necesidad de una supervisión constante de un proceso rutinario. En éste caso, los controles no hacen nada que un operario de aptitudes calificadas no pudiera hacer, pero existen procesos que suponen tareas superiores a la habilidad de cualquier operario, bien sea porque el proceso implica parámetros que no son sensibles al operario (demasiado rápidos, poco visibles, etc.), bien sea que el proceso implica parámetros sensibles al operario, pero, para obtener un control óptimo se utilizan tal número de variables, que un sólo operario ó varios, aún no alcanzan a realizar.

Por otra parte, los operarios pueden trabajar con una eficiencia óptima sólo durante períodos de tiempo relativamente cortos y en condiciones ambientales adecuadas. En cambio, los controles automáticos nunca ó rara vez se cansan y pueden ser diseñados para trabajar prácticamente en cualquier tipo de ambiente.

Las principales ventajas de los equipos de control electrónico pueden resumirse así:

Velocidad. Los dispositivos electrónicos operan prácticamente en forma instantánea.

Adaptabilidad. Las unidades electrónicas básicas pueden combinarse en un número prácticamente ilimitado en formas, de modo que pueda conseguirse cualquier forma de señal ó amplificación que se deseé.

Ausencia de partes móviles. Esto supone menor costo de mantenimiento y mayor vida útil.

Posibilidad de transmisión a larga distancia. Usando equipos electrónicos es posible transmitir a distancia las señales de control a sitios alejados del operador o inaccesibles para él. Esto se conoce como telemundo.

Otras ventajas generales. Los equipos electrónicos son silenciosos en su funcionamiento, y en condiciones normales no necesitan cuidados especiales. La energía requerida es a menudo muy pequeña y puede obtenerse de baterías, en lugares donde haya red de suministro AC.

Generalmente las ventajas de los equipos electrónicos superan en buen grado los inconvenientes, y comparados con otras técnicas de control, ninguna de ellas pueden mejorar lo que hacen esos equipos.

En modo general pueden considerarse dos sistemas de control:

El de bucle cerrado y el de bucle abierto.

El sistema de bucle abierto constituye la forma más sencilla, e implica el hecho de que el equipo de control opera independientemente de la carga controlada.

Ejemplos sencillos pueden ser el control de volumen de un radio receptor ó el control de voltaje en un generador.

Este sistema pude operar en dos formas diferentes:

Continua ó discontinua (ON/OFF). Como ejemplo de la discontinua puede considerarse el funcionamiento de un calefactor, el cual se conecta a la red de alimentación por intermedio de un interruptor, cerrando y abriendo el interruptor puede lograrse una temperatura promedio como resultado final. Por el contrario, si en lugar del interruptor se utiliza un reóstato, se tiene un control de bucle abierto de forma continua. El circuito permanecerá cerrado, pero la temperatura dada al calefactor dependerá de la posición del reóstato, pudiendo variarse de mínimo a máximo de una manera continua, lográndose mayor exactitud.

En el sistema de bucle cerrado, la salida ó carga controlada esta ligada al equipo ó unidad de control a

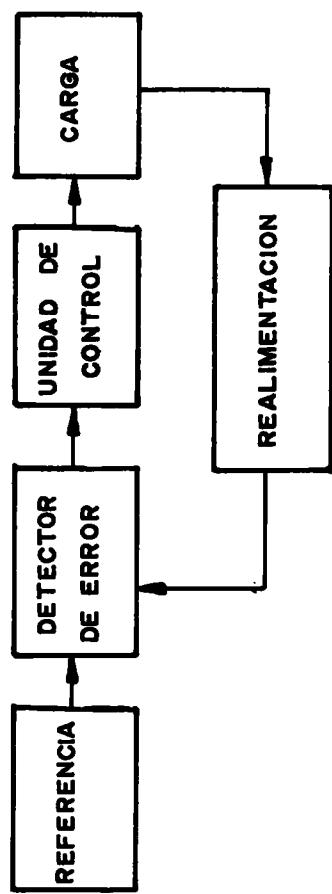
través de un sistema adicional de realimentación. Un ejemplo sencillo es el del horno casero que mantiene su temperatura constante con ayuda de un termóstato. El funcionamiento del termóstato depende de la temperatura del horno, y a su vez, el termóstato opera como interruptor para el circuito del horno, estableciéndose así el proceso de realimentación.

Este sistema también puede funcionar en forma continua ó discontinua. El ejemplo anterior es un caso de control en forma discontinua.

A partir de 1940 tomó importancia el sistema de control de bucle cerrado en forma continua. Especialmente tratándose de cargas de tipo mecánico. Este sistema se conoce con el nombre de servo sistema ó servomecanismo, y el diagrama en bloques de éste puede verse en la Figura 60.

La señal de realimentación proporcional a la carga, se compara continuamente con la señal de referencia a través de un detector de error para tratar de mantener una salida de carga constante.

FIGURA 60. Diagrama en bloques de un sistema de control con realimentación



3.2 EL MOTOR D.C.

Los dispositivos rotatorios de conversión de energía electromecánica son conocidos popularmente como máquinas rotatorias. Están clasificadas como máquinas de corriente directa ó si la energía de entrada a las máquinas proviene de una fuente de corriente directa. Se llaman máquinas de corriente alterna, si sus salidas son periódicas ó si la energía primaria de entrada proviene de una fuente de corriente alterna.

Una máquina rotatoria es un generador si convierte energía mecánica en energía eléctrica y se denomina motor si convierte energía eléctrica en mecánica.

Los generadores son usados para proporcionar energía eléctrica a las casas e industrias, y los motores para hacer girar dispositivos mecánicos tales como ventiladores, bombas, aplicaciones en el uso de máquinas en sistemas de control, para transportar información de una parte a otra dentro del complejo en que operen.

3.2.1 Máquinas de Corriente Continua

El debanado inducido de un generador de corriente continua está situado en el rotor, tomándose la corriente

de él a través de escobillas de carbón. El debanado inductor está en el estator y se excita con corriente continua.

En la Figura 61 se representa esquemáticamente una dinamo muy elemental de dos polos. El debanado inducido se reduce a una única bobina con N espiras cuyos laterales representados por a y $-a$ están situados paralelamente al eje sobre generatrices diametralmente opuestas al rotor. Este último gira a velocidad uniforme arrastrando mecánicamente por su eje. El flujo en el entrehierro se distribuye según una onda aproximadamente plana como se puede ver en la Figura 62.

La rotación de la bobina induce en ella una tensión en función del tiempo, cuya forma de una es semejante a la distribución espacial de la densidad de flujo. Aún cuando el fin perseguido es el de engendrar una tensión continua, la tensión inducida en una bobina única es siempre alterna, por lo que se requiere rectificarla posteriormente, lo que en ocasiones se realiza en el exterior mediante rectificadores semiconductores. En los dinamos clásicos la rectificación se hace mecánicamente por medio del colector, que es un cilindro formado por segmentos de cobre (Delgas) aislados entre sí con mica y montado el conjunto sobre el mismo eje del rotor aunque

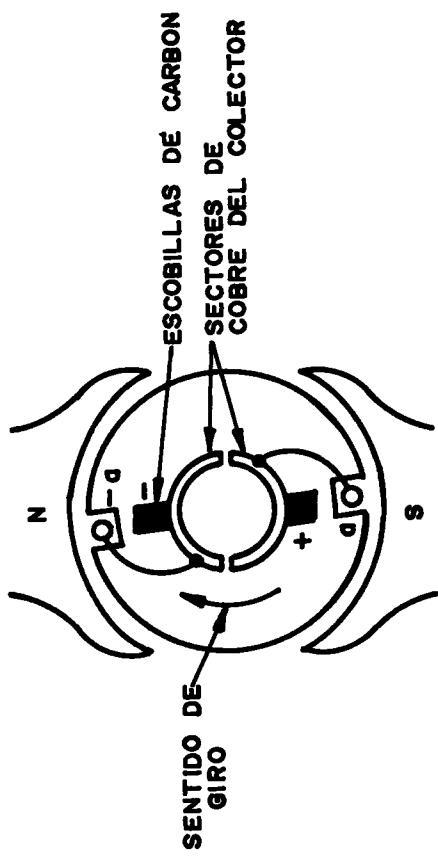


FIGURA 61. Máquina de continua elemental

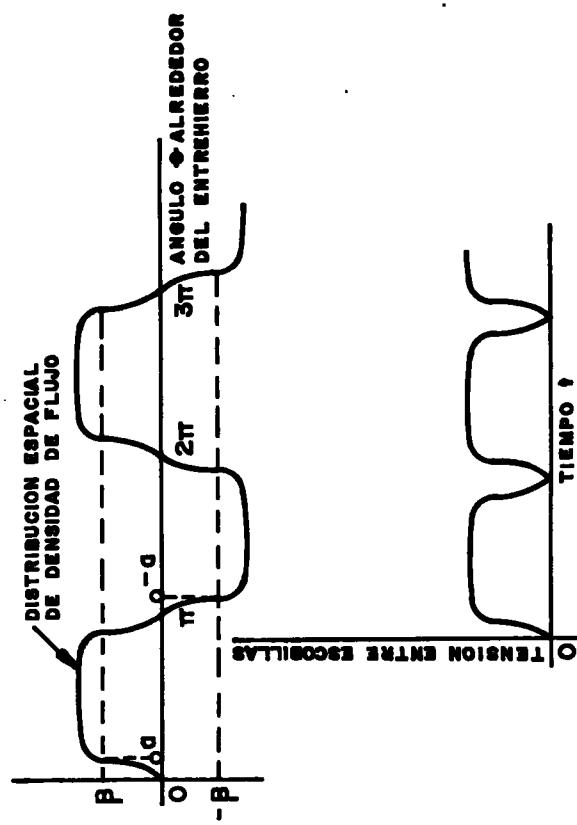


FIGURA 62. Densidad de flujo en el entreierra de una máquina D.C.
elemental y forma de onde entre escobillas

eléctricamente aislado de él.

Unas escobillas fijas que se apoyan sobre la superficie del colector conectan el devanado inducido con el circuito exterior. Se procede a la conmutación porque en las máquinas de corriente continua el inducido se sitúa en el rotor. En un generador elemental el colector sería de la forma indicada en la Figura 61.

Para obtener el sentido de rotación señalado, el lado de bobina que en cualquier momento se haya bajo el polo sur queda siempre conectado a la escobilla positiva, y el que se haya bajo el polo norte a la negativa. El conmutador realiza una rectificación de onda completa, transformando la onda de tensión entre escobillas a la forma de la Figura 62.

Si circula una intensidad por el circuito exterior derivado de las escobillas, nacerá un par debido a la interacción entre los campos magnéticos del rotor y del estator.

Si la máquina actúa como generador éste par se opone al movimiento, y si actúa como motor, par y movimiento tendrán el mismo sentido.

Con el colector elemental descrito anteriormente se consigue una rectificación mecánica, que en el caso de una bobina única como la de la Figura 61, es una rectificación de onda completa. Sitúan daños bajo el supuesto de una distribución senoidal del flujo, la forma de onda de tensión media ó continua expresada matemáticamente así:

$$E_a = 1 / \pi \int_0^{\pi} W N \phi \quad \text{Sen } \omega t \quad d(\omega t) = 2 / \pi * W N \phi$$

En las máquinas de corriente continua es conveniente expresar la tensión E_a en función de la velocidad mecánica W_m .

$$\text{Como } W = P / 2 * W_m$$

Donde P es el número de polos de la máquina.

Haciendo el reemplazo correspondiente:

$$E_a = P N / \pi \phi * W_m = 2 P N \phi * n / 60$$

El devanado de bobina única supuesto carece de realidad práctica, se hará necesario examinar luego con mayor atención la acción del colector, sin embargo, los resultados de la ecuación anterior son suficientemente

correctos para la mayor parte de los devanados distribuidos para corriente continua, siempre que N se tome como número total de espiras en serie comprendidas entre los terminales de inducido. Normalmente, la tensión se expresa en función del número total de conductores activos Za y del número a de ramales paralelos en el devanado, ya que dos laterales de bobina forman una espira, y 1 / a de éstas están conectadas en serie, el número total de espiras en serie será $N = Za / 2a$, por lo tanto la ecuación anterior nos dá:

$$E_a = PZa / 2a \tilde{\eta} \quad \emptyset_{Wm} = PZa / a \emptyset \quad n / 60$$

La Figura 63, representa esquemáticamente una máquina de corriente continua. El estator es de polos salientes excitado por una ó más bobinas cuyo flujo se distribuye en el entrehierro simétricamente alrededor del eje de los polos inductores ó eje principal del campo. Las escobillas están situadas de forma que la commutación tiene lugar cuando los laterales de la bobina correspondiente están en la zona neutra media entre los polos. El eje de la onda de fuerza magnetomotriz (F.m.m), del inducido queda situada alrededor de la linea de escobillas. (La posición geométrica de las escobillas en una máquina real difiere unos 90 grados eléctricos de la posición indicada en el dibujo, debido a la forma de las

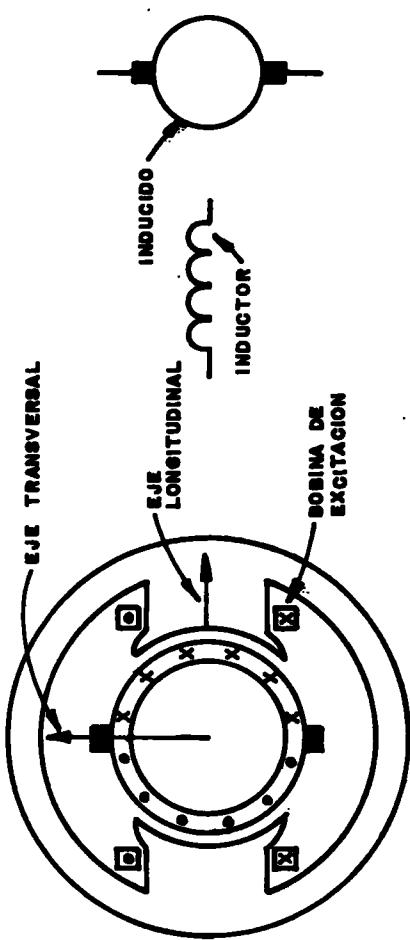


FIGURA 63. Representación esquemática de una máquina de continua

conexiones del colector, para mayor sencillez normalmente se representan los circuitos como puede verse en la Figura 63.

Aún cuando tanto el par magnético como la tensión inducida son independientes de la forma de onda de distribución de flujo, continuaremos suponiendo que la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro es senoidal. El par puede determinarse partiendo de los campos magnéticos, expresándose en función, de la interacción del flujo de excitación por polo en el entrehierro \emptyset_d y la componente espacial fundamental, F_a de la onda de F.M.M. del inducido.

Con las escobillas en cuadratura, el ángulo formado por éstos campos es 90 grados eléctricos así el par está dado por:

$$T = \pi / 2 (P / 2)^2 \emptyset_d * F$$

El valor punta de la onda triangular de la F.M.M del inducido y de su componente fundamental F_{al} es de $8 / \pi^2$ veces éste valor, entonces:

$$T = P Z_a / 2 \pi a \emptyset_a i_a = K_a * \emptyset_d * i_a \quad (3.1)$$

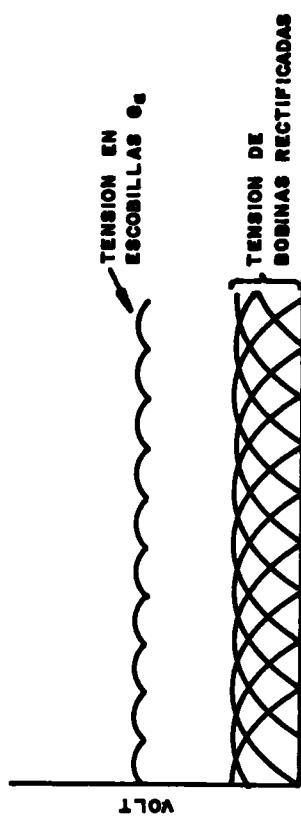


FIGURA 64. Tensiones de bobinas rectificadas y tensión resultante entre escobillas de una máquina de D.C.

Siendo I_a la intensidad en el circuito exterior del inducido Za el número total de conductores en el devanado inducido a el número de circuitos en paralelo en el mismo, y

$$K_a = PZa / 2\pi a$$

Una constante que depende del diseño del devanado.

El efecto de distribuir el devanado en varias ranuras puede verse en la Figura 64, en la que cada una de las senoides rectificadas corresponde a la tensión inducida en cada una de las bobinas, siempre que la conmutación tenga lugar en el momento en que sus laterales pasen por la zona neutra visto desde el colector la tensión inducida no es más que la suma de las tensiones rectificadas inducidas en cada una de las bobinas, conectadas en serie entre escobillas y en la Figura 64, está representada por e . Con unos doce segmentos ó del gás por polo en el colector, las ondulaciones se hacen muy pequeñas. La tensión media inducida, observada desde las escobillas, se obtiene de la ecuación:

$$e_a = PNbob / \pi \theta d * W_m$$

Siendo Nbob el número de espiras de una bobina. El

devanado distribuido con C bobinas conectadas a circuitos paralelos entre escobillas, la tensión en éstas es:

$$e_a = C / a * e_{abob} = PNbobC / 1 a * \phi_d * Wm$$

Pero $N_c C = Za / 2$ siendo Za el número total de conductores activos en el devanado, por tanto:

$$e_a = (Za / 2\pi a) * \phi_d \quad Wm = K_a * \phi_d * Wm$$

Comparando la ecuación (3.1) con la anterior se obtiene:

$$e_a * i_a = TWm$$

Esta sencilla ecuación nos dice que la potencia eléctrica instantánea relacionada con el par magnético, fluyendo dicha potencia en uno u otro sentido según la máquina actúe como generador ó como motor.

El flujo en el eje magnético principal es debido a la F.M.M. combinada $\leq N_f i_f$ de los devanados inductores, y la relación flujo F.M.M. para la geometría particular del hierro de una máquina viene dada por la correspondiente curva de magnetización, de las que la Figura 65 es un ejemplo en el que se ha puesto que la F.M.M. del inducido no tiene efecto sobre el flujo en el

eje principal, ya que sus ejes respectivos son perpendiculares entre sí.

Siendo la F.M.M. inducida proporcional a la velocidad de variación del flujo, es más conveniente trazar la curva de magnetización en función de la F.e.m. inducida e a la velocidad uniforme W_m , como se observa en la Figura 65.

Con un flujo dado, la F.e.m. inducida e a cualquier otra velocidad W_a es proporcional a ésta, es decir:

$$e_a / W_m = K_a \phi d = e_{a0} / W_{m0}$$

ó

$$e_a = W_m / W_{m0} e_{a0}$$

La Figura 65 corresponde a la curva de magnetización con sólo un devanado inductor excitado.

En el sistema mostrado en la Figura 66, supongamos que los lineamientos de construcción de la estructura magnética son tales que la reluctancia de la trayectoria magnética no varía conforme el rotor cambia su posición. Esto significa que las inductancias propias L_1 y L_2 de los dos embobinados, no varían respecto a \mathcal{L} (supongamos

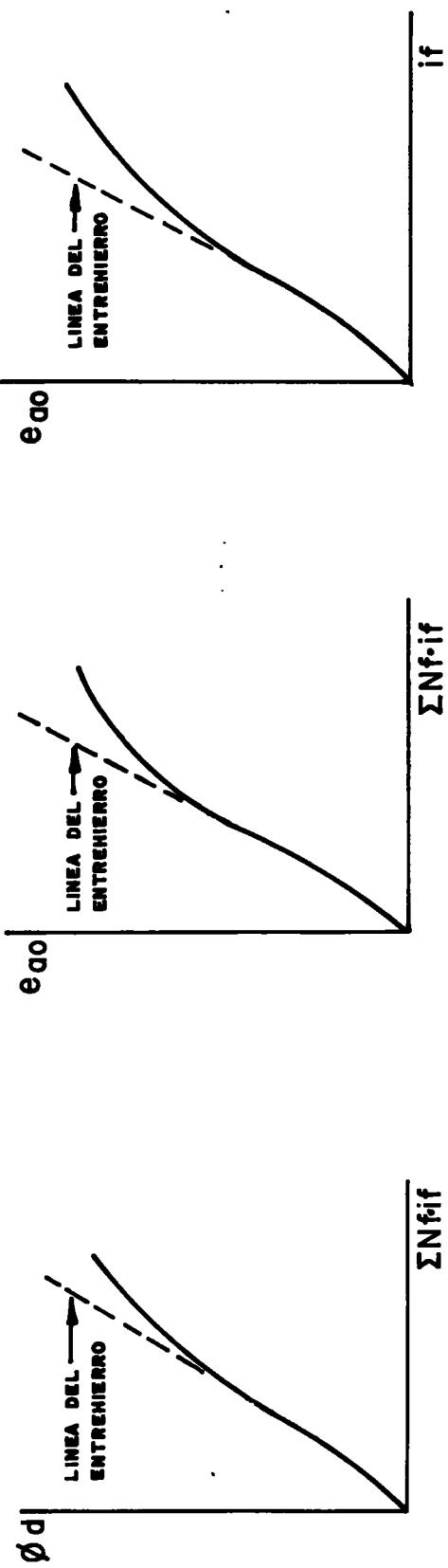
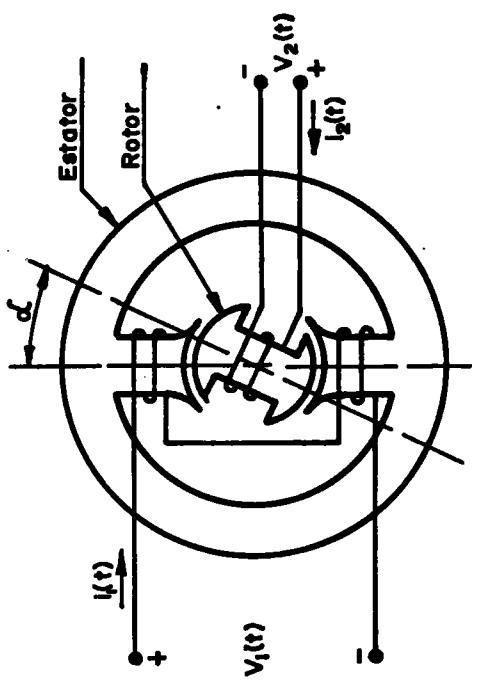


FIGURA 65. Curvas de magnetización de una máquina de continua

FIGURA 66. Sistema magnético rotatorio con dos fuentes de excitación



que el rotor gira a una velocidad angular constante ω , de modo que $\angle = \omega t$). La inductancia mutua de los bobinados, M variará con \angle , porque la orientación de los dos bobinados entre sí, cambia conforme cambia \angle , y consecuentemente cambia el acoplamiento magnético entre ellos. La magnitud de la inductancia mutua $M(\angle)$ es máxima cuando los dos bobinados están magnéticamente alineados a lo largo del mismo eje. Cuando los ejes de los dos bobinados son perpendicularmente entre sí, $M(\angle)$ es cero.

El valor de $M(\angle)$ en otras posiciones depende de la distribución espacial del campo magnético en el entrehierro. En la mayoría de los traductores prácticos ésta distribución puede considerarse senoidal. Si éste se supone que es el caso de la Figura 66 la variación de la inductancia mutua con respecto a \angle está dada por:

$$M(\angle) = M_{\max} \cos \angle$$

*Se mide a partir del eje del bobinado estacionario.

El valor de $\angle = 0$ implica que los dos bobinados están alineados a lo largo del mismo eje, y que su orientación es tal que los flujos debidos a $i_1(t)$, e $i_2(t)$ se suman en la trayectoria magnética mediante

procedimientos matemáticos llegando a la ecuación:

$$[V] = \{ [R] + P [L_z] + [L_{\alpha}] W \} [I]$$

Donde $[L_{\alpha}]$ es la matriz de inductancia en movimiento, y tiene valor máximo cuando los ejes magnéticos de los dos bobinados están formando ángulo recto entre sí. En otras palabras, la inductancia en movimiento es máxima cuando la inductancia mutua es cero. El término $P [L_z]$ $[I]$ representa los voltajes inducidos, puesto que el término $[L_{\alpha}] W [I]$ representa los voltajes inducidos y en movimiento, no alcanzan al mismo tiempo su máximo y mínimo.

Los motores usados como dispositivos de posición pueden considerarse como dispositivos lineales, puesto que el diseñador hace todos los esfuerzos que permiten asegurar que operarán en el rango lineal de sus características de magnetización, de suerte que el campo magnético es directamente proporcional a la corriente de excitación y no hay histéresis.

El control de los motores D.C. se realiza usualmente en dos formas diferentes:

La armadura se conecta a una fuente de corriente

constante, de suerte que su corriente I_a es también constante.

La excitación del campo en derivación se varía. Tal motor D.C. es llamado motor DC de campo controlado.

La corriente en el embobinado de campo en derivación se mantiene constante, de suerte que el campo magnético es constante. La armadura se conecta a una fuente de voltaje variable. Tal motor DC es llamado motor DC de armadura controlada.

La Figura 67 muestra un motor DC de campo controlado acoplado mecánicamente a una carga. En éste caso la carga está directamente acoplada al motor. Sin embargo, generalmente se usan trenes de engranaje entre el motor y la carga. La entrada al embobinado de campo del motor es $v_f(t)$. La velocidad angular del motor y de la carga, $W_m = W_L$ se considera como la salida. Los términos R_f y L_f son la resistencia y la inductancia respectivamente, del embobinado de campo ; $i_f(t)$ es la corriente, $i_g(t) = I_a$ es la corriente de armadura constante, J_m y f_m , son el momento de inercia y la fricción viscosa asociada al motor; y J_L y F_L son los parámetros correspondientes de la carga.

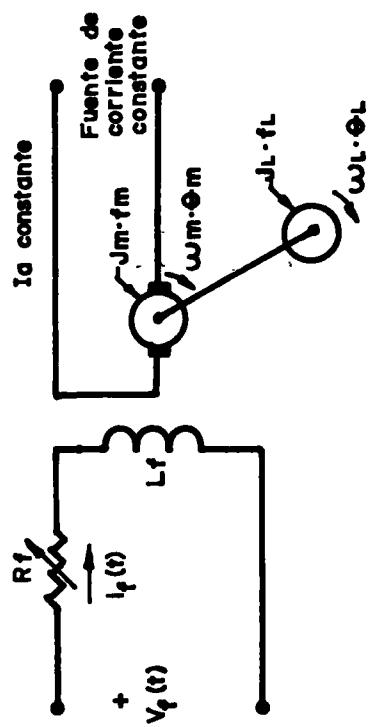


FIGURA 67. Motor D.C. de campo controlado

En la Figura 68 se representa un motor DC de armadura controlada. La carga está acoplada mecánicamente a la armadura, ya sea directamente ó a través de engranes.

El voltaje aplicado a la armadura es $V_a(t)$; R_a , es la resistencia de armadura; L_a , la inductancia de armadura; $i_a(t)$, la corriente de armadura y el voltaje generado en la armadura $e_b(t)$.

3.2.2 Regulación de la Velocidad del Motor Eléctrico

La industria requiere frecuentemente motores eléctricos en los que sea posible variar con continuidad el número de revoluciones; otras veces interesa mantener constante la velocidad, ante variaciones de la carga.

El motor casi exclusivamente usado, es el de corriente continua dada la gran facilidad con que se puede obtener dicho control, actuando sobre el circuito de armadura, ó bien sobre el de excitación.

La velocidad rotórica de un motor asincrónico (ca), viene dada por la expresión:

$$n = (60 * f) / p$$

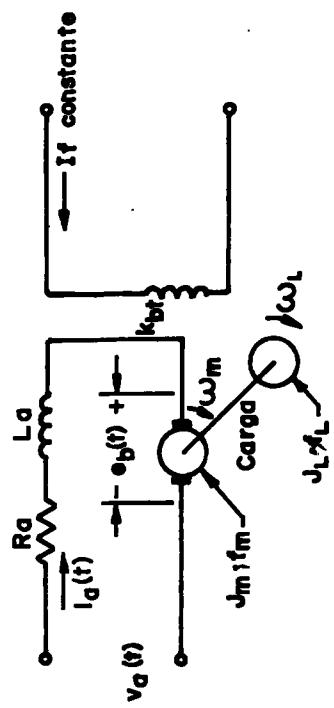


FIGURA 68. Motor DC de armadura controlada

Siendo $n = r.p.m$; $f = Hz$; $P = \text{pares de polos}$.

Por lo tanto para lograr una variación de velocidad se deberá actuar sobre:

Variando el número de polos. Esto obliga a construir motores voluminosos y pesados; además la variación de velocidades no puede hacerse gradualmente; sino a saltos bruscos (3000, 1500, 750, 600, 100 r.p.m).

Este procedimiento se denomina Dahlander y suele hacerse mediante contactores.

Variando la frecuencia de la red: éste método precisa disponer de una fuente de alimentación de potencia separada, cuya frecuencia y tensión puedan regularse a la vez y en razón directa una de otra. Una instalación de este tipo resulta muy cara.

Variando las resistencias retóricas. Consiste en conectar en los anillos colectores del rotor, y en serie a los bobinados rotóricos, unas resistencias variables.

Cuando se emplea éste método, la velocidad puede variarse de forma continua sin saltos bruscos, y dentro de un margen amplio.

Sin embargo debe tenerse en cuenta la pérdida de potencia sobre las resistencias añadidas, que en ningún caso es despreciable, por éste motivo el rendimiento de éste tipo de instalaciones es muy bajo.

Por los motivos que acabamos de exponer y por la gran facilidad que hoy en dia es posible obtener corriente continua regulable (mediante los modernos SCR'S), se prefieren los motores de cc., para regular la velocidad de giro.

El motor cc., es una máquina que convierte una potencia eléctrica, en una potencia mecánica al eje de rotación.

El principio de funcionamiento se basa en los fenómenos electromagnéticos; ésto es, en el hecho que una espira libre al girar alrededor de su eje, y recorrida por una corriente continua, sumerja en un campo magnético normal al eje se traslada de forma que tiende a abrazar en todo momento el flujo máximo. El par resulta máximo cuando la espira no abraza el flujo, y nulo cuando corta el flujo máximo. Disponiendo muchas espiras iguales y radiales al eje de rotación común, con el artificio de alimentar únicamente la espira que no corte el flujo de líneas de fuerza (mediante el colector de pacinotli), se logra tener en el eje un par constante en el tiempo.

Las espiras rotóricas, con su movimiento cortan un flujo de líneas de fuerza, induciéndose a ellas una tensión alterna, que por efecto del colector, se manifiesta en los extremos de la máquina, como una tensión unidireccional que se opone a la tensión de alimentación; recibe el nombre de fuerza contraelectromotriz (E).

Finalmente, debe tenerse en cuenta la caída de tensión en los bobinados rotóricos.

Las ecuaciones que regulan el comportamiento del motor cc., son en general:

$$V = E + R_a I_a \quad (3.2)$$

$$E = K.W.Oe \quad (3.3)$$

$$C_m = K_i O_i I_a \quad (3.4)$$

$$P_m = K_w C_m \quad (3.5)$$

Donde V = tensión aplicada en los bornes del motor.

E = Fuerza contraelectromotriz.

I_a = Corriente de armadura.

R_a = Resistencia de armadura.

Φ_e = Flujo de excitación.

ω = Velocidad angular.

C_m = Par motor.

P_m = Potencia mecánica.

Una de las características más estimables del motor de cc., es su capacidad para ofrecer un amplio margen de velocidad con sencilla regulación.

Es importante el hecho de que en general, pueden emplearse en tales aplicaciones con buen rendimiento los motores serie, Shunt y Compound de cc. porque las variaciones de tensión de armadura y de flujo de excitación, cuando se efectúan adecuadamente, influyen en alto grado en el comportamiento de éstos motores.

De las ecuaciones (3.2) y (3.3) expresadas arriba se deduce:

$$\omega = E / K \cdot \Phi_e = V - R_a \cdot I_a / K \cdot \Phi_e \quad (3.6)$$

Esta última ecuación indica que la velocidad de un motor eléctrico de cc., puede regularse haciendo variar la tensión de armadura (V) ó bien el flujo de excitación

(\emptyset e).

El motor preferencialmente usado es aquél de excitación independiente, ya que ofrece la posibilidad de realizar separadamente tanto el control de armadura como el de excitación.

Para pequeñas potencias se están difundiendo con enorme éxito los controles electrónicos de velocidad de motores universales, es decir motores con excitación serie, que en tantas aplicaciones industriales y domésticas se encuentran.

El control de armadura y el control de excitación deben proyectarse teniendo como referencia valores de placa facilitados por la casa constructora; especial la tensión de armadura (V_b) que, no debe ser superada, por motivos de aislamiento, la corriente de excitación (I_{eb}), la corriente de armadura (I_{ab}) por motivos de calentamientos.

Estudiaremos ahora el motor cc., con excitación independiente en condiciones de trabajo límites, ésto es, con par máximo y con potencia máxima.

El motor está parado, dispuesto al arranque, en éstas

condiciones se le exige el par máximo. Por lo tanto deberán ser máximos el flujo de excitación y la corriente de armadura, mientras deberá deducirse la tensión de armadura ya que la fuerza contraelectromotriz es nula en el momento de arranque.

El motor girado a una velocidad comprendida entre cero y velocidad nominal (n_b), debe mantenerse trabajando a par constante (par máxima), para que ello sea posible, el flujo de excitación y la corriente de armadura deberán ser máximos. Pero al girar el rotor la F_{cem} . (E) ha aumentado, y por consiguiente deberá incrementarse la tensión de armadura (V) a fin de mantener la corriente la constante al valor máximo (I_{ab}); consecuentemente la potencia crece linealmente.

$$G - P_m = K_3 * E I_{ab} \quad (3.7)$$

Si Ahora deseamos superar el número de r.p.m (n_b) de placa, no se deberá incrementar la tensión de armadura (V_b) a fin de garantizar el aislamiento de los bobinados.

Observando la ecuación (3.6) anotada, se llega a la conclusión que el único modo de aumentar todavía la velocidad del motor es reduciendo el flujo de excitación (Φ_e), mientras que los demás valores V_h , E_b , I_b , de placa

deben permanecer constantes. El par motor disminuye según ley hiperbólica:

$$P_m = K_2 * C_m * W \quad (3.8)$$

Para velocidades inferiores a la velocidad nominal, o velocidad de placa (n_b), el par se mantiene constante y el control debe efectuarse sobre el circuito de armadura.

Por lo tanto el control de armadura es par constante.

Para velocidades superiores a la nominal, la potencia útil permanece constante y el control debe efectuarse en el circuito de excitación. Por lo tanto, el control, de excitación es una potencia constante.

Respecto al método de control de velocidad mediante el cambio de la tensión de inducido, se ha de hacer notar que, para cargas sumamente elevadas, es decir, para las que elevan la caída de tensión ($i_a * R_a$) hasta el valor de una parte apreciable del numerador de la ecuación (3.6) demostrada anteriormente, que facilita el valor de la velocidad angular del eje del motor, los cambios de tensión producen un efecto de disminución en el margen en que puede ejecutarse la velocidad rotórica. Para compensar ésta pequeña disminución del número de

revoluciones se suelen introducir otras dos contrareacciones, contrarreacción de tensión y de corriente.

Las contrareacciones de tensión y de corriente (realimentaciones) sirven no sólo para la estabilidad del número de revoluciones, sino como protección ante sobretensiones y sobreintensidades transitorias.

3.2.3 Características de Trabajo en Estado Estable de Diferentes Tipos de Motores D.C.

Los métodos analizados en la sección anterior o sea los de armadura y campo controlados, los embobinados están conectados a fuentes diferentes, de suerte que la corriente en cada embobinado, puede controlarse independientemente.

Estos métodos son usados en sistemas de control y los motores pueden considerarse como dispositivos lineales.

Se considera otra aplicación de los motores DC, o sea, para usarlos en el movimiento de cargas de tamaños diferentes. En éste método de operación el embobinado de campo y el de la armadura están conectados en paralelo ó en serie a través de la misma fuente DC.

Si el bobinado de campo está conectado en paralelo con la armadura, el motor se denomina motor derivación (motor shunt), si está conectado en serie, es llamado motor serie.

Algunas veces se utiliza más de un embobinado de campo, uno de ellos se conecta en paralelo a la armadura y el otro en serie con ella. Estos motores son llamados motores compuestos (motor compound). Los diagramas esquemáticos de los motores DC en derivación, compuesto y serie se ilustran en la Figura 69, y los circuitos equivalentes para operación en estado estable se muestran en la Figura 70.

Las características de trabajo de éstos motores, especialmente si se trata de motores de gran tamaño, están influenciadas en gran magnitud, por la presencia de saturación en sus estructuras magnéticas. Consecuentemente, los análisis que desprecian éstos y otros efectos no lineales, no explican completamente el comportamiento de éstos dispositivos, se analizan las características de estado estable, a saber:

Par Vs corriente de armadura.

Par Vs velocidad angular.

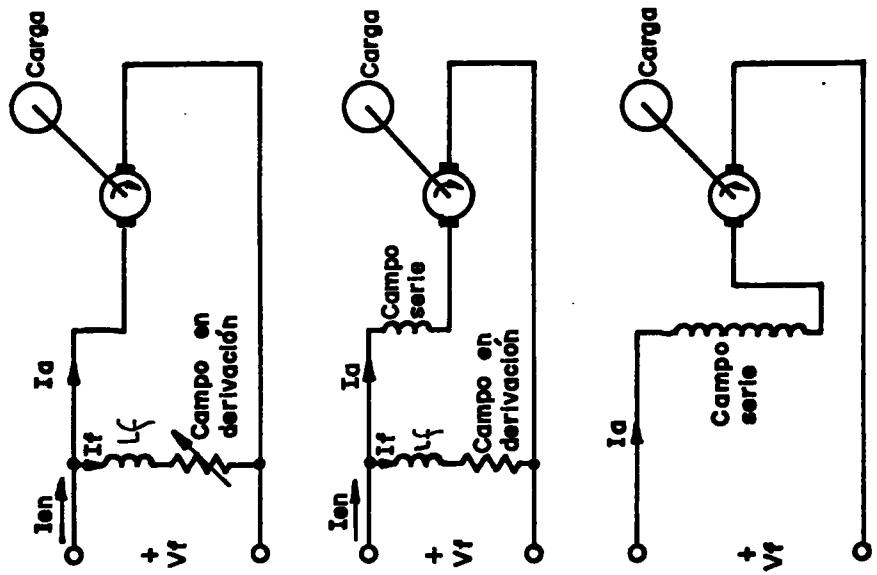


FIGURA 69. Motor derivación D.C.
Motor compuesto D.C.
Motor serie D.C.

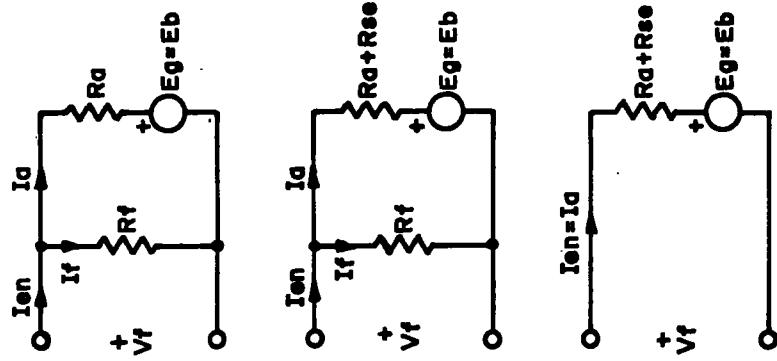


FIGURA 70. Circuitos equivalentes para operación en estado estable para:
Motor derivación, Motor compuesto y Motor serie

Velocidad angular Vs corriente de armadura.

Par Vs corriente de armadura.

El par desarrollado en una máquina DC, está dado por:

$$K_{qf} = K_q K_f$$

Donde K depende de los parámetros de la máquina, y K_f es una constante que relaciona a la corriente en el embobinado de campo y el campo magnético establecido por ella en un medio magnético lineal, o sea:

$$\phi(t) = K_f i(t)$$

Para un motor D.C.

$$i_q(t) = i_a(t)$$

Usando un subíndice m , el par de desarrollo puede escribirse como:

$$T_m(t) = K_q K_f i_f(t) i_a(t)$$

Para un motor D.C., lineal. Esta ecuación puede escribirse en una forma más general como:

$$T_m(t) = K_g \emptyset(t) i_a(t)$$

La ecuación anterior puede usarse aún cuando esté presente la saturación (la histéresis y la reacción de armadura deben despreciarse). Bajo condiciones en estado estable, el par desarrollado por un motor D.C. está dado por:

$$T_m = K_g \emptyset I_a \quad (3.9)$$

El motor derivación D.C. \emptyset es constante si V_t es constante así la ecuación anterior queda:

$$T_m = K_g \emptyset I_a = K_i I_a$$

El par varía linealmente con I_a . La corriente de armadura I_a se incrementa conforme la carga mecánica del motor se incrementa.

La variación se muestra en Figura 71. Para el motor compuesto D.C.

Compuesto acumulativo.

El flujo \emptyset se incrementa conforme I_a incremente, o sea:

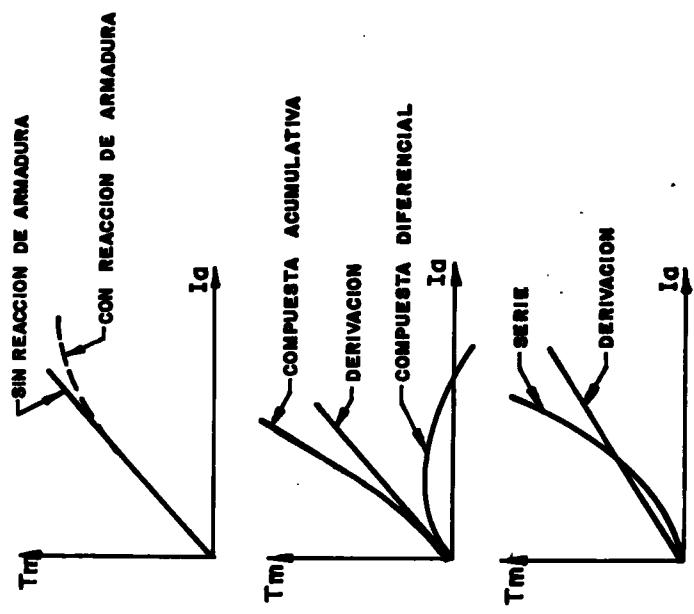


FIGURA 71. Características de par versus corriente de armadura para los motores DC: Derivación, Compuesto, Serie.

FIGURA 71.

$$\emptyset = \emptyset_0 * I_a$$

El incremento está limitado por la saturación y la ecuación (3.9) nos queda:

$$T_m = K_g \emptyset I_a = K_g \emptyset_0 I_a + K_g K_2 I_a$$

Compuesto diferencial:

$$\text{Flujo } \emptyset = \emptyset_0 - K_2 I_a$$

$$T_m = K_g \emptyset I_a = K_g \emptyset_0 I_a - K_2 K_g I_a^2$$

El par puede invertirse y llegar a ser negativo para grandes valores de I_a .

En el motor serie CC., el flujo \emptyset es directamente proporcional a I_a para valores pequeños de I_a y una vez que los polos se saturan \emptyset permanece constante. Por consiguiente, para valores pequeños de I_a .

$$T_m = K_g \emptyset I_a = K_3 I_a^2$$

Para valores grandes de I_a :

$$T_m = K_g \emptyset I_a = K_4 I_a$$

Características para Vs velocidad angular:

De la ecuación (3.9) se obtiene que:

$$Vt = IaRa + Eg = IaRa + K_g \cdot \Omega W$$

De la cual obtenemos:

$$Ia = (Vt - K_g \cdot \Omega W) / Ra$$

Sustituyendo la ecuación anterior en la ecuación (3.9) se obtendrá:

$$T_m = (K_g * Vt) / Ra \cdot \emptyset - (K_g^2 \cdot \emptyset^2) / Ra \cdot W$$

Para el motor derivación D.C., donde el flujo es constante la ecuación anterior nos queda:

$$T_m = A - BW$$

$$\text{Donde } A = (K_g * Vt) / Ra \cdot \emptyset \text{ y } B = (K_g^2 \cdot \emptyset^2) / Ra$$

Son constantes. La curva T_m Vs W se muestra en la Figura 72.

En el motor serie D.C., el flujo varía linealmente con

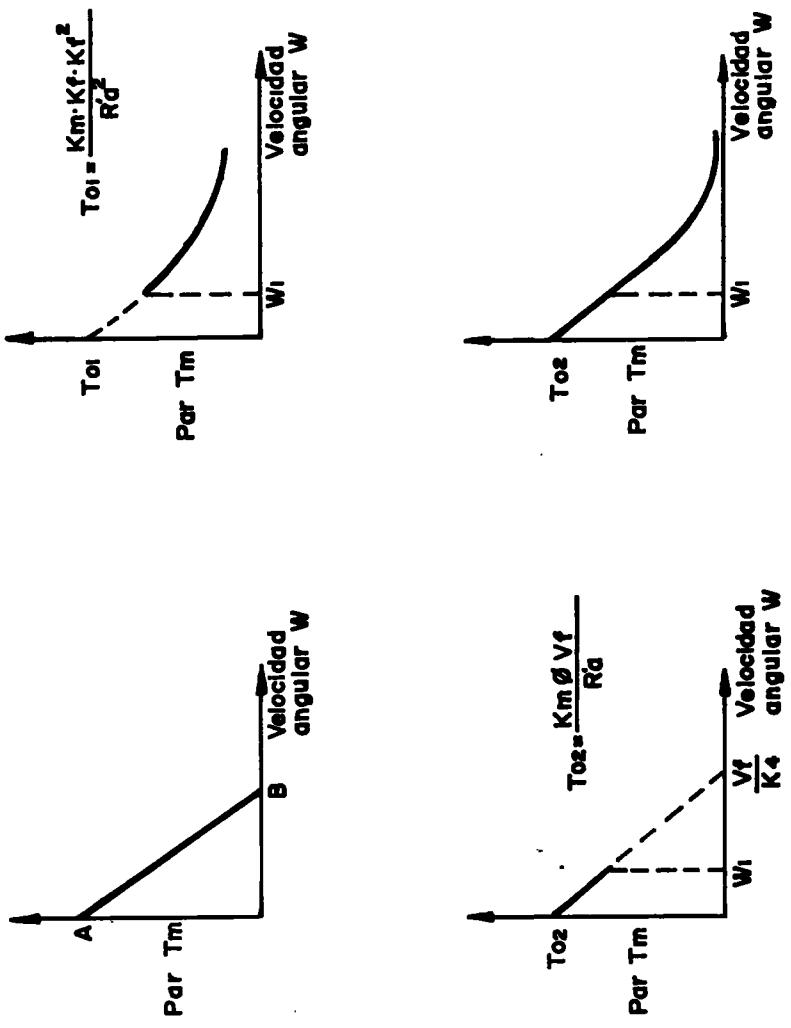


FIGURA 72. Características de par versus velocidad angular de los motores DC:
Derivación, Serie (Valores pequeños de I_a), Serie (Valores grandes
de I_a), Serie (Curva combinada)

I_a, para valores pequeños de I_a permanece esencialmente constante, para valores grandes de I_a los polos se saturan.

Así para valores pequeños:

$$\emptyset = K_f \ I_a \quad (3.10)$$

$$V_t = I_a (R_a + R_{se}) + E_g = I_a (R_a + R_{se}) + K \ \omega$$

Sea R_a + R_{se} = R_a entonces:

$$I_a = V_t / R_a + K_g \ K_f \ \omega$$

Substituyendo la ecuación anterior y la ecuación (3.10) en la ecuación (3.9) se obtiene:

$$T_m = K_g \ K_f \ V_t^2 / (R_a + K_g \ K_f \ \omega^2)$$

Para valores grandes de I_a, \emptyset es esencialmente constante así:

$$T_m = K_4 \ I_a$$

Donde,

$$K_4 = K \ y \ \emptyset$$

Así se tiene:

$$Vt = Ia R_a + K_w$$

$$Ia = (Vt - K_4 w) / R'a$$

y

$$T_m = (K_4 Vt / R'a) - (K_4^2 / R'a) w$$

En la Figura 72 se presentan las características de T_m vs w para valores pequeños y valores grandes de Ia respectivamente para D.C. serie.

Las características para V_s velocidad de los motores compuestos pueden obtenerse en forma similar.

Velocidad en estado estable V_s corriente de armadura.

La fuerza electromotriz E_b es:

$$E_b = Vt - Ia R_a = K_g \emptyset w$$

Donde $R_a = R_a$ en el motor serie y $R_a = R_a + R_{se}$ en un motor serie ó compuestos, así pues:

$$w = Vt - Ia R_a / K_g \emptyset$$

V_t , R_a y K_g son constantes.

En el motor en derivación D.C el flujo es constante, si el efecto magnetizante de I_a no es significativo. La ecuación anterior puede escribirse así:

$$W = (V_t / K_g \emptyset) - (R_a / K_g \emptyset) * I_a = W_{nL} - R_a / K_g \emptyset I_a$$

Donde W es la velocidad sin carga. La variación de W respecto a I_a se muestra en la Figura 73.

En el motor serie D.C. el flujo varía linealmente con la corriente para pequeños valores de I_a , y es esencialmente constante para grandes valores de I_a .

Para valores pequeños de I_a donde $\emptyset = K_f I_a$ tenemos:

$$W = (V_t - I_a R_a) / K_g K_f I_a = (V_t / K_g K_f I_a) - R_a / K_g K_f$$

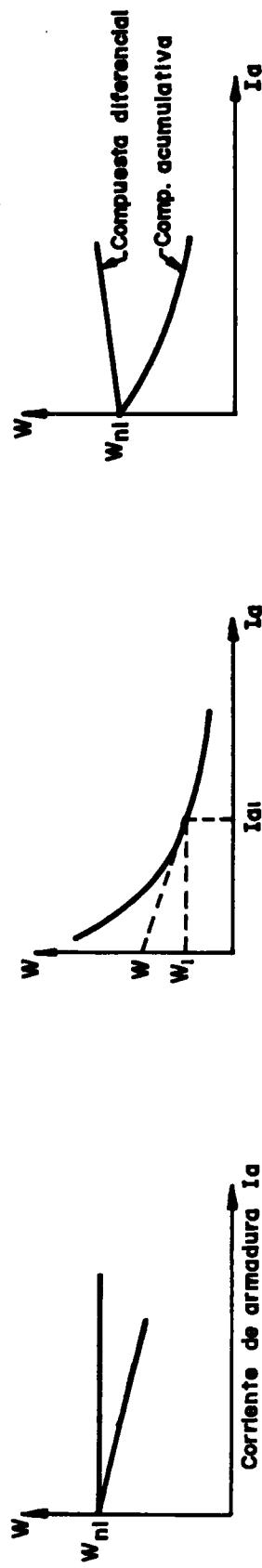
Para valores grandes de I_a :

$$W = V_t - I_a R_a / K_g \emptyset = V_t / K_g \emptyset - R_a / K_g \emptyset * I_a$$

La variación de W con respecto se muestra en Figura 73.

Para el motor compuesto acumulativo:

FIGURA 73. Característica velocidad angular versus corriente de armadura de los motores D.C. Derivación, Serie, Compuesto



$$\phi = \phi_0 + K_I a$$

Donde ϕ está limitado por la saturación así:

$$W = Vt - I_a R_A / K_g (\phi_0 + K_2 I_a)$$

La velocidad sin carga:

$$W_{NL} = Vt / K_g \phi_0$$

Conforme se incrementa la la disminución en el numerador es menor que el incremento en el denominador. Consecuentemente la curva de velocidades Vs corriente decrece como se muestra en la Figura 73.

Para el motor compuesto diferencial tenemos:

$$W = Vt - I_a R_A / K_g (\phi_0 - K_2 I_a)$$

La disminución en el flujo es más rápida que la disminución en el numerador, por consiguiente, W se incrementa conforme Ia se incremente (ver Figura 73). La velocidad sin carga es la misma que el motor compuesto acumulativo.

3.3 FUNCIONAMIENTO DEL SCR

En condiciones normales de funcionamiento, el SCR sólo conduce cuando el ánodo es positivo con respecto al cátodo, o sea cuando presenta el estado de bloqueo inverso. Sin embargo, esta conducción no tiene lugar inmediatamente. La Figura 74, muestra la curva característica de la corriente en función de la tensión de polarización para un SCR con el gate libre. Se observa que la aplicación de una polarización directa entre cátodo y ánodo, sólo permite al principio la circulación de una débil corriente, llamada corriente de bloqueo directa. Esta corriente permanece sensiblemente constante a medida que se incrementa la polarización pero aumenta súbita y rápidamente cuando ésta alcanza un valor llamado tensión disruptiva directa. A partir de este momento el SCR se dispara y permanece en estado de conducción mientras que la corriente no descienda por debajo de un valor mínimo, llamado corriente de mantenimiento, ó no se invierte de sentido, como sucede automáticamente si se trata de corriente alterna. Cuando la corriente anódica es inferior al valor de mantenimiento, el tiristor vuelve al estado de bloqueo.

Si se aplica al tiristor una polarización inversa, entre ánodo y cátodo, también circulará inicialmente por él una

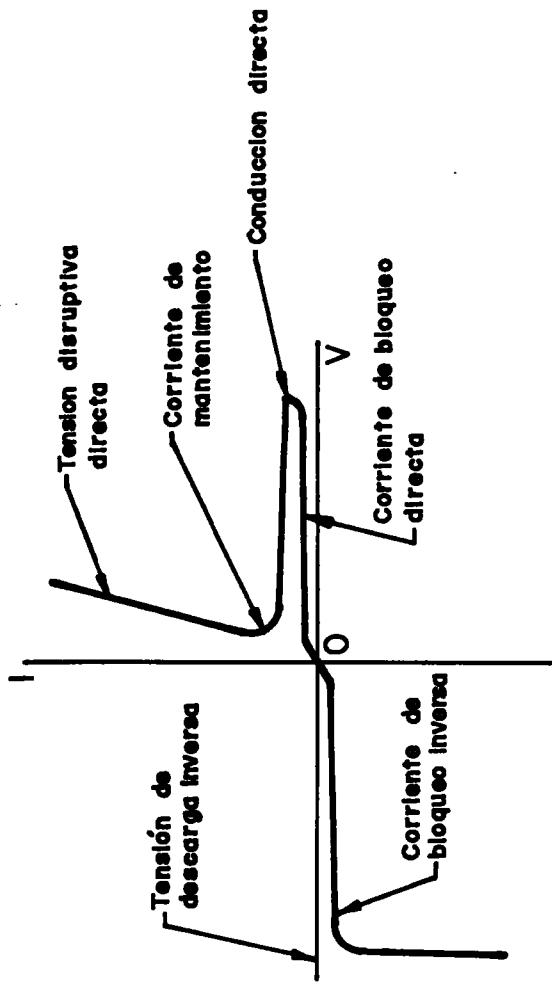


FIGURA 74. Curva característica de corriente contra voltaje en un SCR

débil corriente que se distingue por el nombre de corriente de bloqueo inversa.

Sin embargo, si la polarización aplicada llega a rebasar un límite llamado tensión de descarga inversa, la corriente aumenta súbita y vertiginosamente destruyendo la estructura interna del tiristor por calentamiento local excesivo de sus cristales.

El tiristor puede también dispararse por medio de polarizaciones directas inferiores a la tensión disruptiva, si se aplica al gate cierta tensión positiva respecto al cátodo. La Figura 75 muestra diversas curvas características de un tiristor para varias tensiones de gate. Se observa que la tensión disruptiva es tanto menor cuanto mayor es la tensión de puerta. Si ésta es suficientemente elevada se llega a suprimir prácticamente toda la zona de bloqueo, y el SCR se comporta como un rectificador normal. En condiciones prácticas de funcionamiento, el SCR se hace trabajar con una polarización directa muy inferior a la tensión disruptiva máxima (con el gate libre).

Basta entonces aplicar a la puerta un impulso positivo de suficiente amplitud, para que el tiristor se dispare en el punto deseado de la curva. Resumiendo lo antes

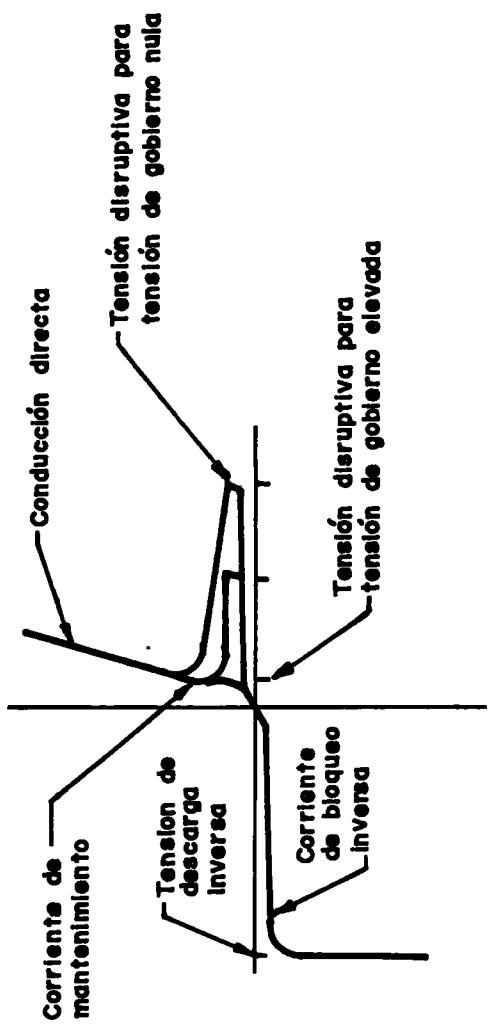


FIGURA 75. Diferentes curvas características corriente-voltaje en un SCR, para varias tensiones de puerta.

FIGURA 75.

dicho, un SCR, se dispara, sin necesidad de la polarización de gobierno en su gate, si la tensión directa aplicada es suficientemente elevada. Si la tensión de polarización es inferior al valor disruptivo y no varía, el SCR se dispara en cuanto se aplica a su puerta un impulso de tensión positiva lo suficientemente alto. Recíprocamente, el SCR también se dispara si, permaneciendo constante la tensión aplicada a su gate, la tensión de polarización alcanza determinado valor. En condiciones prácticas de funcionamiento, el SCR sólo entra en estado de conducción cuando su gate recibe un pequeño impulso positivo de tensión. Dicho impulso debe tener suficiente duración para dar tiempo a que se establezca la corriente anódica y lo cual requiere normalmente pocos microsegundos. Una vez en estado de conducción, el SCR permanecerá en él hasta que la corriente anódica descienda por debajo del valor de mantenimiento, que es muy pequeño, ó hasta que la tensión anódica se anule ó convierta de polaridad. Por consiguiente, si se aplica al SCR una tensión de polarización alterna, es evidente que sólo será capáz de conducir durante los semiperíodos positivos, durante los semiperíodos negativos la polarización será inversa y la conducción cesará automáticamente. Ahora bien, si por medio de un circuito especial de cebado puede conseguirse que el SCR se dispare en un instante determinado de cada

semionda positiva de tensión, se habrá obtenido sin duda un sistema excelente para gobernar ó ajustar la velocidad de un motor de corriente continua.

Basta en efecto, un pequeño impulso de tensión aplicado a la puerta del SCR, algo después de haber iniciado una semionda positiva de tensión, para modular una potencia de centenares de vatios a través del SCR.

El intervalo de tiempo que transcurre entre el origen de la semionda positiva, y el instante de aplicación del impulso se llama ángulo de abertura se modifica el tramo sombreado de cada semionda positiva, lo cual hace variar a su vez la potencia que recibe el motor, y por tanto, su velocidad. De ésta manera se consigue ajustar la velocidad de éste prácticamente a cualquier valor comprendido entre la gama posible. Cuando el ángulo de abertura sea 45° el motor girará más a prisa que cuando sea 90°. Figura 76.

3.3.1 Cebado del SCR

De las explicaciones precedentes se deduce que la facultad que posee un SCR de pasar del estado de no conducción al de conducción (o sea del estado abierto a cerrado), depende la simple aplicación de un pequeño

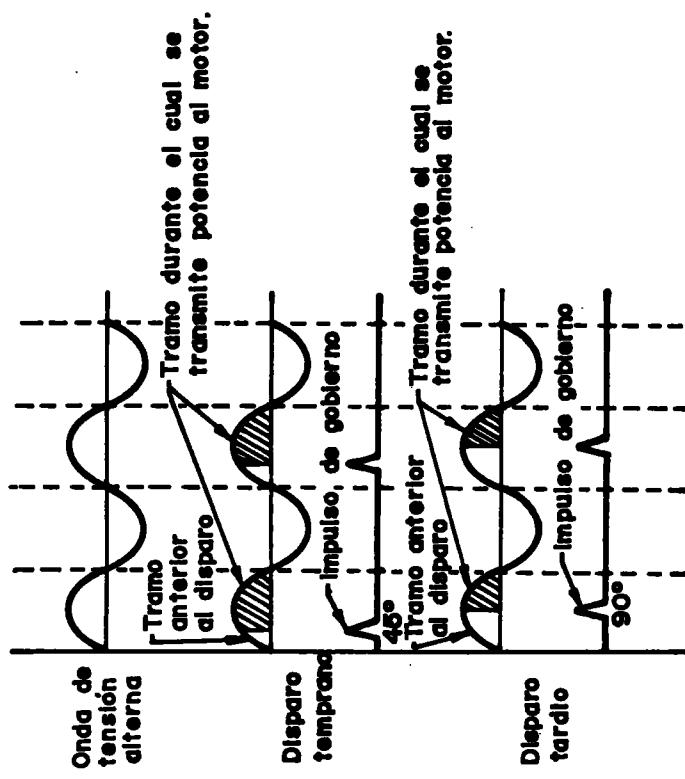


FIGURA 76. Efecto del disparo del SCR con dos ángulos de apertura diferentes

impulso de tensión al terminal de puerta. Este pequeño impulso, llamado señal de gobierno ó señal de disparo, es el que ceba al SCR al estado de conducción, siempre y cuando el ánodo reciba polarización positiva respecto al cátodo. Si se conecta el SCR en serie con una carga cualquiera, y entre los extremos de éste circuito se aplica una tensión alterna, el SCR sólo podrá cebarse durante los semiperíodos en que el ánodo es positivo. Provocando en cada semiperíodo positivo, el disparo del SCR con un determinado ángulo de abertura (por ejemplo 90 eléctricos) se conseguirá transmitir a la carga una potencia que sólo corresponde a una fracción definida de la total.

Si la carga es un motor de corriente continua la variación de la potencia transmitida se traducirá en una variación consecuente de velocidad. Existen circuitos que permiten ajustar a voluntad el momento de la aplicación del impulso y por consiguiente proporcionan una amplia gama de gobierno de la velocidad.

Supongamos que se aplica una tensión alterna al circuito serie motor SCR de la Figura 77 si de dispara el tiristor justo en el instante de iniciarse cada semionda positiva circulará corriente a través del SCR y motor durante cada semionda entera. Puesto que el SCR no conduce durante las

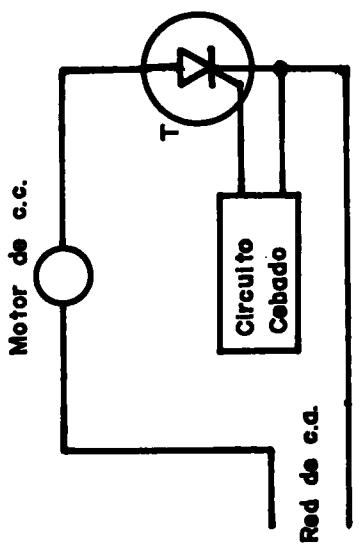
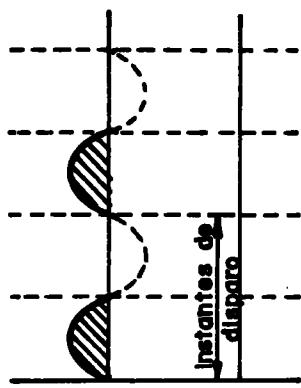


FIGURA 77. Ubicación del bloque de disparo en el SCR (Media onda)

semiondas negativas, el motor recibirá la mitad de la potencia total, como se observa en la Figura 78. Si el disparo del tiristor se provoca en el instante en que cada semionda positiva pasa por su valor máximo de la Figura 79, sólo circulará corriente a través del SCR y el motor durante la mitad de cada semionda positiva. Así el motor sólo recibirá la cuarta parte de la potencia aplicada no es difícil observar que la potencia transmitida al motor puede modularse a voluntad variando el ángulo de abertura entre 0 y 180 eléctricos. Esta clase de gobierno se llama de fase, porque con él se modifica el ángulo de fase existente entre el origen de cada semionda positiva y el ángulo de disparo.

La Figura 80 muestra un circuito para modular la velocidad de un motor de corriente continua, por medio de un SCR, pero ejerciendo el gobierno sobre la onda completa de tensión alterna. Es análogo éste circuito al de la Figura 77. Sin embargo, cuenta con un rectificador en puente suplementario, cuya misión es precisamente la onda completa de tensión alterna, en dos semiondas positivas, capaces de atravesar al SCR. Con éste circuito se puede variar la potencia entregada al motor de cero hasta la máxima.

FIGURA 78. Potencia transferida a la carga con angulo de apertura de 0° (Media onda)



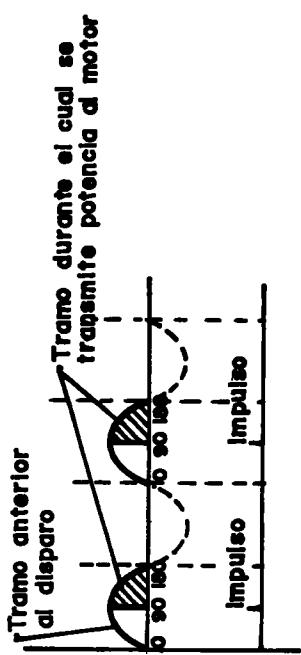
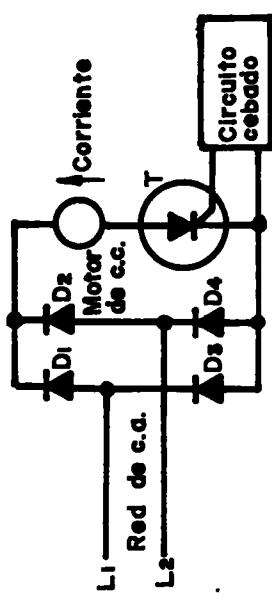


FIGURA 79. Potencia transferida a la carga con angulo de abertura de 90°(Media onda)

FIGURA 80. Ubicación del bloque de disparo en un SCR (Onda completa)



3.4 CIRCUITOS DE CEBADO

Como se ha discutido inicialmente, el proceso normal de disparo para un SCR es por medio de una señal aplicada en la puerta. Para el caso específico que nos atañe se puede considerar tres clases de señal en la puerta:

Señal DC

Señal AC

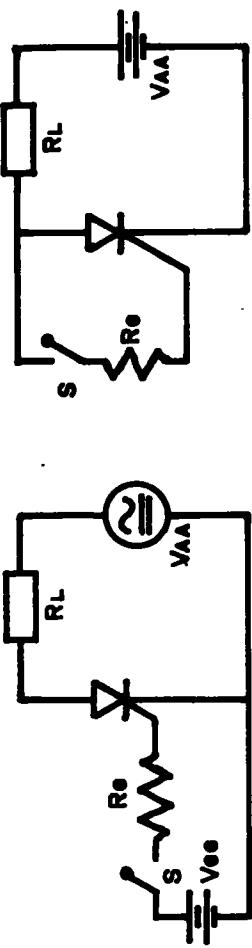
Pulsos.

3.4.1 Disparo con Señal DC

Esta es la forma más elemental y consiste en utilizar una fuente de voltaje DC como señal de puerta, tal como se ilustra en la Figura 81. Básicamente el circuito de disparo está dado por la fuente V_{GG} y la resistencia limitadora R_G .

El SCR se dispara al cerrar el interruptor S, siempre y cuando la tensión de ánodo sea positiva respecto al cátodo y la línea de carga del circuito de compuerta esté dentro de la zona preferida de la característica estática de disparo. Si el ánodo esta alimentado con tensión alterna, el SCR conducirá durante los semiciclos positivos únicamente.

FIGURA 81. Disparo del SCR con voltaje directo



Cuando la tensión de ánodo es continua, puede utilizarse también como fuente de alimentación para la compuerta, tal como se ilustra en la Figura 81.

3.4.2 Disparo con Señal AC

Una manera muy sencilla de conseguir el cebado automático de un SCR alimentado con una red de CA, es la representada en la Figura 82. Una vez cerrado el interruptor S_1 , durante cada semiperíodo positivo el ánodo y la puerta del SCR serán positivos respecto al cátodo. La tensión de puerta hará cebar al SCR, y circulará una corriente intensa de I_1 a I_2 a través del SCR y de la carga. Puesto que la caída de tensión en los bornes del SCR disminuye considerablemente mientras éste se haya en periodo de conducción, al potencial de puerta se reducirá en éste intervalo a casi cero.

Durante cada semiperíodo negativo el ánodo del SCR es negativo y el cátodo positivo; en consecuencia el SCR no conduce e interrumpe el paso de la corriente. El diodo D_1 impide la aplicación de una polarización inversa entre puerta y cátodo durante el transcurso de los semiperíodos negativos. La resistencia R_1 limita la corriente máxima de puerta a un valor admisible, y determina por tanto el instante de disparo del SCR. Por lo tanto en éste

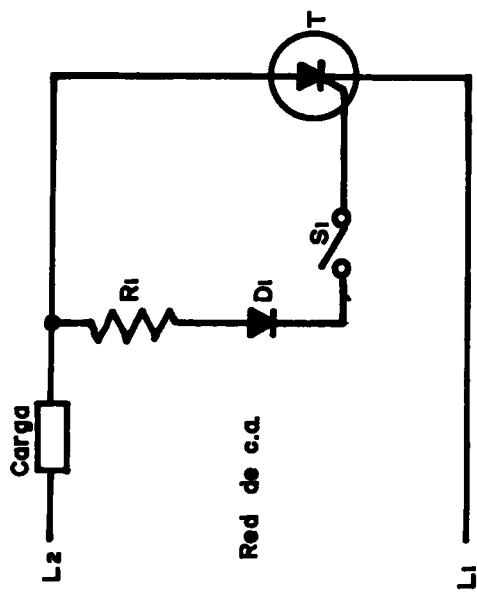


FIGURA 82. Cebado del SCR alimentando con C.A. por medio de resistencia fija

circuito, el ángulo de abertura ó fase será siempre el mismo para todos los semiperíodos positivos. Con el fin de variar el ángulo de fase sin modificar el esquema básico del circuito se sustituye la resistencia fija R por otra variable como se observa en la Figura 83. Con éste artificio se logra un ángulo de retraso en el disparo comprendido entre 0 y 90° eléctricos, según el valor al cual se ajuste la resistencia. No es posible incrementar éste ángulo por encima de 90°, puesto que la tensión de alimentación y la tensión de compuerta se hallan en fase. En resumen, con éste circuito, se consigue un gabinete variable de puerta e ue determina el disparo del SCR desde el principio de las semiondas positivas, cuando la resistencia se ajusta a un valor mínimo, hasta el punto medio de dichas semiondas, cuando la resistencia se ajusta a su valor máximo.

El circuito de cebado en la Figura 84 está constituido por una resistencia variable y un condensador C. Al iniciarse cada semiperíodo positivo, el condensador empezará a cargarse a través de la resistencia variable y su borne superior será por tanto, cada vez más positivo. Obsérvese que el potencial positivo de éste borne queda precisamente aplicado a la puerta del SCR. Cuando el potencial de puerta sea suficientemente elevado para disparar al SCR, ésta pasará al estado de conducción y

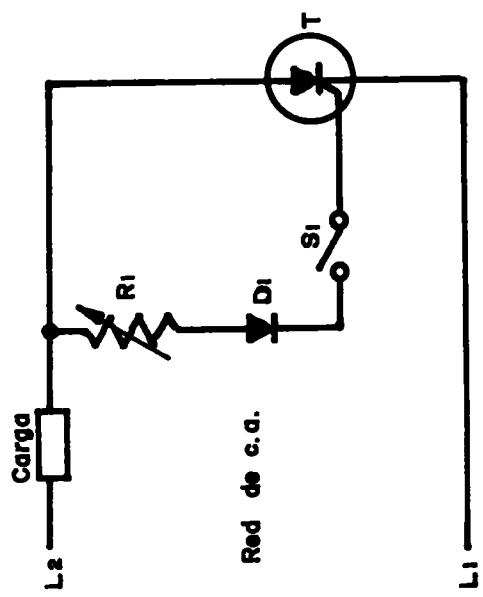
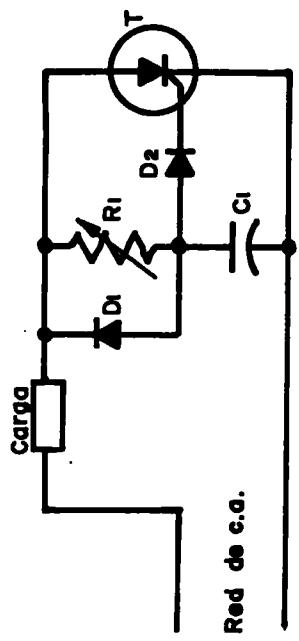


FIGURA 83. Cebado del SCR alimentando con C.A. por medio de resistencia variable.

FIGURA 84. Sistema de cebado para obtener ángulo de apertura entre 0° y 180°



dejará circular corriente a través de la carga. El tiempo que el tiristor tardará en cebar es precisamente el tiempo que el condensador tarda en cargarse a la tensión de puerta, que provoca el disparo, el cual depende sólo de los valores de R_s y C_s .

El diodo D1 permite la rápida carga del condensador durante los semiperíodos negativos, haciendo inmediatamente negativa su borne superior. Esto es necesario, puesto que el condensador debe estar enseguida a punto, para experimentar otra carga a través de la resistencia durante el próximo semiperíodo positivo.

Este circuito permite un gobierno completo de las semiondas positivas, es decir, permite ajustar el disparo del SCR a un ángulo de abertura cualquiera comprendido entre 0 y 180° eléctricos.

3.4.3 Disparo con Pulso

Los circuitos de disparo con resistencia y condensador estudiados antes dependen fuertemente de las características específicas de disparo para cada SCR. Además, el nivel de potencia en el circuito de compuerta es elevado, debido a que la corriente de disparo fluye continuamente a través de la resistencia R_s . Y por

último, éstos circuitos no se facilitan para realizar sistemas de control automático ó de realimentación.

El disparo con pulsos, en cambio, puede acomodarse fácilmente a un amplio margen de tolerancia en las características de disparo, sobreimpulsando la compuerta.

El nivel de potencia requerido en los circuitos de control por pulsos es además bastante bajo, debido a que la energía de disparo requerida puede almacenarse lentamente y luego descargarse rápidamente en el momento del disparo.

Por otra parte, el disparo con pulsos permite el uso de componentes y traductores pequeños y de baja potencia para controlar SCR grandes y de alta potencia.

Mediante el disparo, con pulsos es posible también obtener control del ángulo de abertura entre 0 y 180° eléctricos y realizar además sincronización. Por otra parte, existen gran variedad de dispositivos y circuitos que pueden producir pulsos adecuados para el disparo de un SCR.

La mayoría de los dispositivos utilizados para producir los pulsos de disparo, tienen una característica de

resistencia negativa (con dos ó tres terminales) y operan descargando un condensador en la compuerta del tiristor.

En la Figura 85 se muestra la característica de éstos dispositivos disparadores ó gatillos. El condensador C se carga a través de R con una constante de tiempo $R_1 C$, cuando el voltaje del condensador es igual al voltaje de disparo del dispositivo, éste entra en conducción, descargando el condensador con una constante de tiempo $R_2 C$, produciéndose así un pulso de corriente, que, desarrolla un pulso de voltaje sobre la resistencia R . (R_2 incluye la impedancia de compuerta del SCR).

La magnitud de los pulsos de voltaje E_p y de corriente I_p dependerá de la curva característica de dispositivo disparador.

Los dispositivos disparadores, más utilizados y que funcionan según el principio anterior son:

UJT = Transistor de una sola unión.

PUT = Transistor de una sola unión programable.

SUS = Switch unilateral de silicio.

SBS = Switch bilateral de silicio.

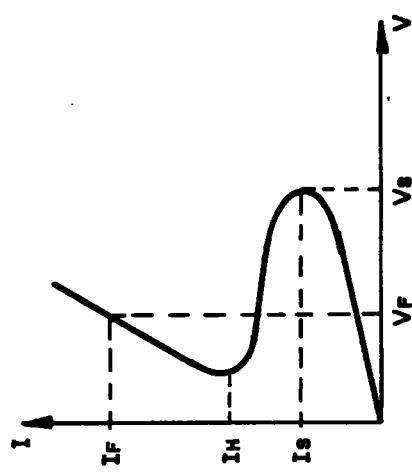
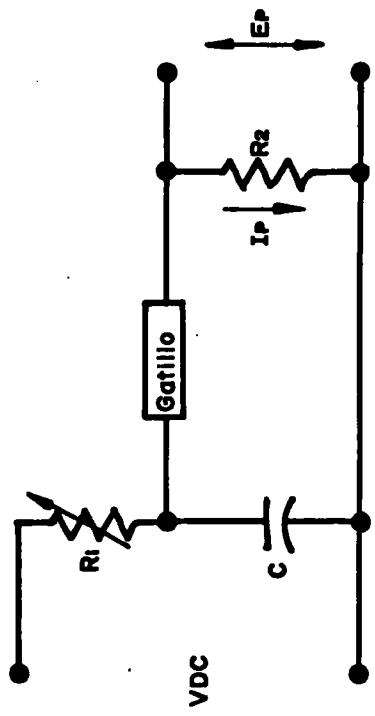


FIGURA 85. Curva característica de los dispositivos de disparo para SCR'S y diagrama en bloques para lograr ángulo de apertura de 0° a 180°

DIAC = Diodo AC semiconductor switch.

3.5 OSCILADOR DE RELAJACION

En la Figura 86 se observa el circuito de un oscilador de relajación compuesto por un UJT polarizado mediante los resistores R_1 y R_2 para las bases 1 y 2 respectivamente. El emisor está conectado a un condensador C_e llevado a tierra y una resistencia R_e derivada al positivo de la fuente cc, y un potenciómetro P en serie.

Al aplicar la alimentación al circuito, C_e comienza a cargarse, con una constante de tiempo $(P + R_e) C_e$. Cuando el voltaje en el condensador es igual a V_p , el UJT entra en conducción y el condensador se descarga, a través del diodo formado por la unión PN en el UJT, y la resistencia R_e , con una constante de tiempo $R_{eq} C_e$. Siendo R_{eq} la suma de R_e más la resistencia interna del diodo más R_{bb1} .

La constante de carga mayor que la constante de descarga. Al descargarse C_e el UJT entra de nuevo en estado de bloqueo, pues el voltaje de emisor es menor que V_p , comenzando nuevamente la carga de C_e , así se repite el proceso de carga y descarga.

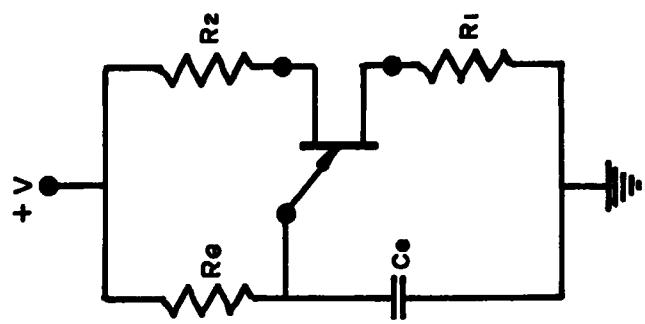


FIGURA 86. Oscilador de relajación con UJT

La Figura 87 ilustra las respectivas formas de onda presentes en terminales del UJT trabajando en el oscilador de relajación.

Puesto que el circuito anterior es un oscilador a base de un dispositivo de resistencia negativa, es necesario cumplir la condición general de éste tipo de circuito; o sea que la línea de carga intersecte la curva característica V , I en la zona de pendiente negativa.

Para facilitar el entendimiento de proceso se considera la línea de carga dada por la ecuación $R'e = P + Re$; $V = Ie R'e + Ve$ dependiendo del valor de Re se puede obtener tres diferentes clases de líneas de carga.

Si $R'e$ es muy grande (R_{e1}) la línea de carga queda sólamente en la región de bloqueo.

Si $R'e$ es muy pequeña (R_{e2}) la línea de carga queda sólamente en la región de conducción.

Si $R'e$ tiene un valor intermedio (R_{e3}) la línea de carga atraviesa la zona de pendiente negativa.

Esto queda ilustrado en la Figura 88.

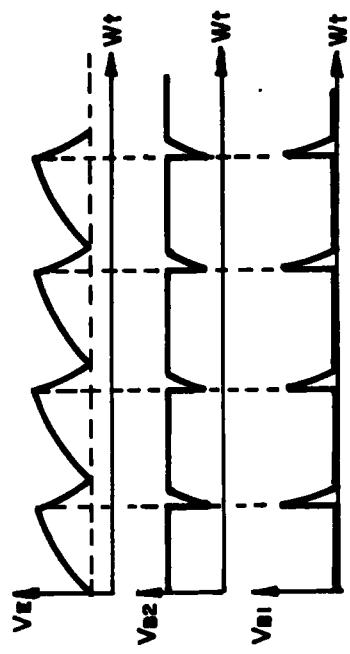
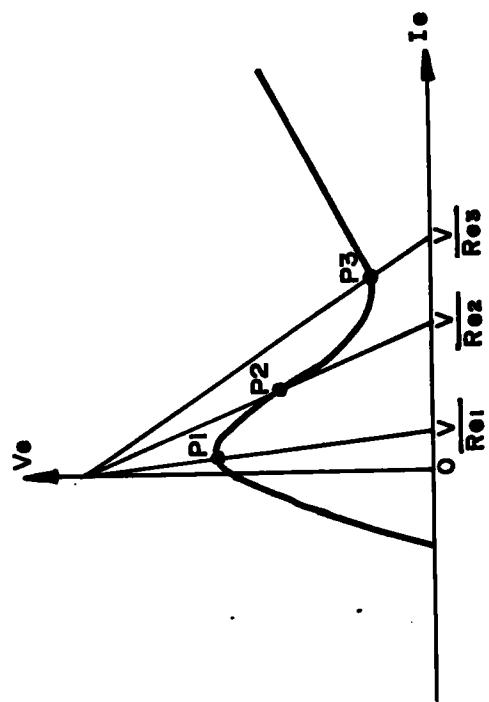


FIGURA 87. Formas de onda del oscilador de relajación

FIGURA 88. Diferentes zonas de trabajo en la curva V_e contra I_e en un UJT



Para obtener oscialción es necesario que la recta de carga intersecte la característica en un punto sobre la pendiente negativa.

Ello supone un valor R_E tal que:

$$R_E \text{ min} < R_E < R_E \text{ máx}$$

La resistencia R_E máx es aquella que permite un valor de corriente igual a I_P y queda definida por:

$$R_E \text{ máx} = V - V_p / I_p$$

Similarmente la resistencia R_E min es aquella que permite un valor de corriente igual a I_V y queda definida por:

$$R_E \text{ min} = V - V_v / I_v$$

En la práctica, y debido a que la variación de V_e en la vecindad del punto (V_v, I_v) es muy pequeña, para asegurar el bloqueo del UJT se escoge un valor de R_E igual a dos ó tres veces el valor de R_E min.

Normalmente el valor de R_E puede variar entre 3 KOhm y 3Mohm, el valor de C_e , entre 0.01 μ f y 0.5 μ f.

De manera aproximada y asumiendo un valor de R menor ó igual a 100 Kohm, el valor del periodo de oscilación puede expresarse por la relación:

$$T \approx R_e * C_e * \ln [1 / 1 - n]$$

3.5.1 Cebado con Transistor UJT

La Figura 89 muestra dos circuitos elementales para el gobierno de la velocidad de un motor de corriente continua a base del cebado con un UJT. El primero de ellos rectifica sólo media onda; el segundo rectifica la onda completa. Por consiguiente, se utilizará uno de los circuitos según la cantidad de potencia máxima que desee entregar al motor de la red de A.C.

En uno u otro el condensador C_1 , se carga a través de la resistencia variable R_1 . Cuando la tensión positiva en la placa superior del condensador es suficiente para vencer la de umbral del UJT, la resistencia entre E y B₁ se anula súbitamente, C_1 se descarga sobre R_2 y crea una diferencia de potencial entre los extremos de ésta última. Como la tensión que aparece en el extremo superior de R_2 unido a la puerta del SCR, es positiva, éste recibe un impulso y se ceba. En los circuitos más perfeccionados, precisos para funciones de regulación, se substituye la resistencia variable por un transistor

FIGURA 89. Regulación de motores DC con UJT, en media onda y onda completa

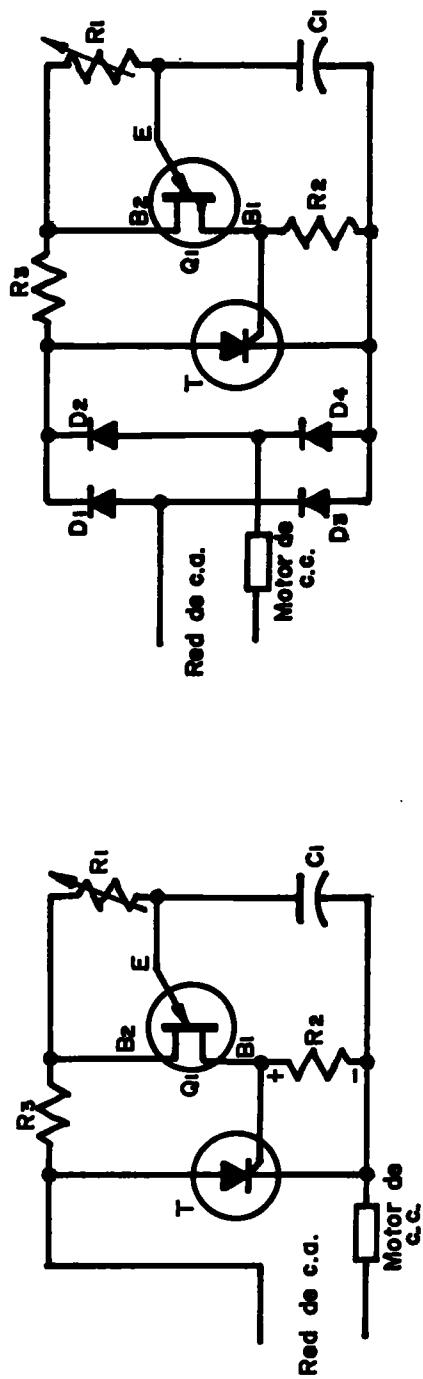


Figura 90.

Se sabe que basta que una pequeña corriente en base, para gobernar una corriente mucho mayor entre el emisor y colector, y que ésta corriente es proporcional a la primera. Por consiguiente no hay duda que la corriente de carga del condensador C_1 , puede gobernarse ajustando convenientemente la corriente entre emisor y base del transistor PNP, en vez de hacerlo por ajuste de una resistencia variable.

En el circuito de la Figura 91 se utiliza además de un diodo Zener D_1 , para estabilizar la tensión existente entre los bornes de ambos transistores. De éste modo se obtiene una respuesta más exacta de ambos a la señal de entrada de Q_1 .

Para regular la velocidad de un motor es preciso saber a todo momento el valor instantáneo de la misma y compararlo con otro valor preestablecido de referencia.

Esta comparación se efectúa cómodamente convirtiendo ambos valores en tensiones eléctricas, llamada señal de retroalimentación y señal de referencia. La señal de referencia se ajusta por medio de un potenciómetro, la señal de retroalimentación puede ser la propia fuerza

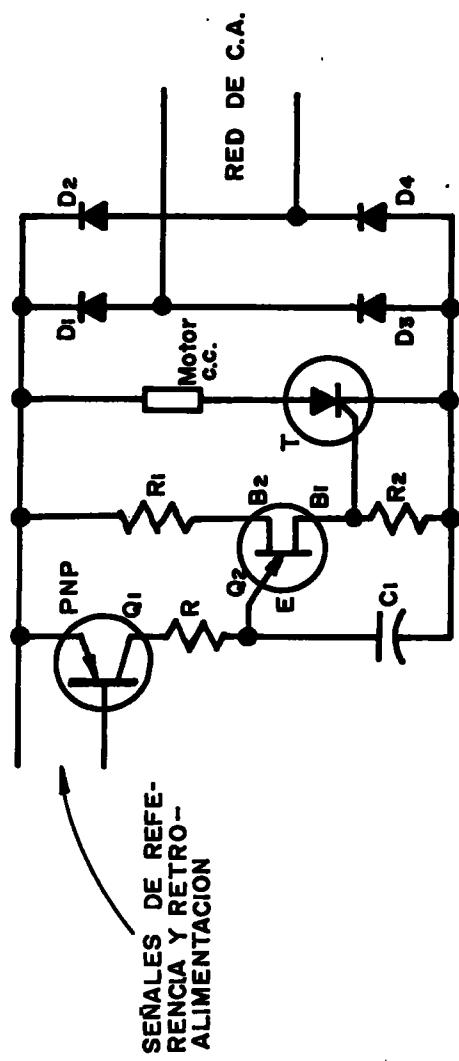


FIGURA 90. Circuito de control basico con UJT, utilizando señal retroalimentada

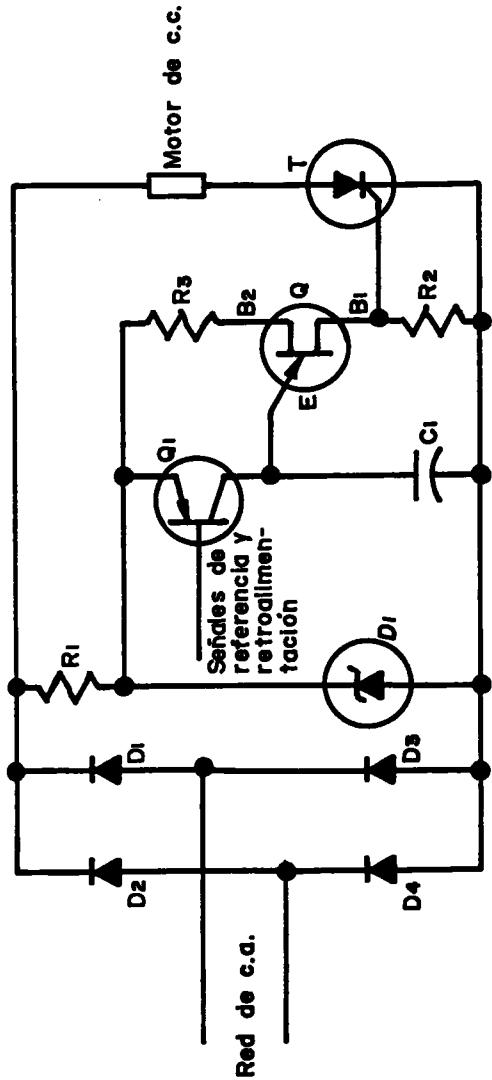


FIGURA 91. Adición del zener estabilizador para los transistores en el circuito de la figura

contraelectromotriz desarrollada por el motor, o bien la tensión generada por un dinamo tacometrónico montado sobre el mismo árbol del motor ya que una y otra son proporcionales a la velocidad de éste último; ambas señales se comparan mutuamente conectándolas en serie, o bien en paralelo, pero siempre en oposición de polaridades. En el primer caso la señal resultante en la referencia entre las dos tensiones (en magnitud y signo); en el segundo caso la diferencia entre las dos corrientes.

En el circuito de la Figura 92 se observa que la puerta de SCR, recibe una tensión continua positiva V_{ref} procedente de un potenciómetro, que se ajusta al valor de 20 voltios. Por otra parte el motor de corriente continua alimentado a través del SCR desarrolla una fuerza contraelectromotriz V_{cem} que la velocidad a la cual gira se supone sea de 15 voltios, puesto que ambas señales están en oposición sobre la puerta del SCR actuará una tensión resultante positiva.

$$V_6 = V_{ref} - V_{cem} = 20 - 15 = 5 \text{ voltios}$$

Esta tensión resultante es la que determina el instante de disparo del SCR durante cada semionda positiva de corriente alterna.

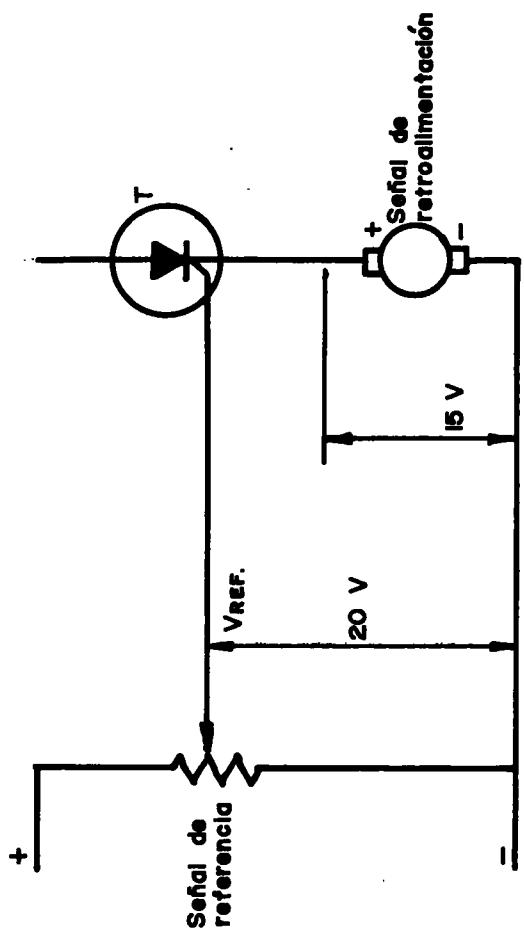


FIGURA 92. Resultado en puerta al comparar las señales de referencia y retroalimentación

Si la velocidad del motor tiende a variar en cualquier sentido, la tensión resultante varía en sentido opuesto y modifica la fase de disparo, de modo que la energía transmitida al motor tienda a conservar la velocidad ajustada con el divisor.

3.6 CEBADO CON PUT

La Figura 93 ilustra un circuito de aplicación del PUT para disparar un SCR y controlar la velocidad de un motor de C.C.

Su funcionamiento se puede describir de la manera siguiente:

El divisor de tensión R_1 , R_2 proporciona en el punto A un voltaje igual a:

$$V_A = R_1 / (R_1 + R_2) * V$$

Lógicamente ésta tensión se presenta cuando se cierra el interruptor S. Después de ejecutada dicha acción el capacitor C, comienza a cargarse con una constante de tiempo RC. La placa superior del capacitor C se va haciendo más positiva, al transcurrir el tiempo. Cuando la tensión de la carga se hace superior a V , el PUT

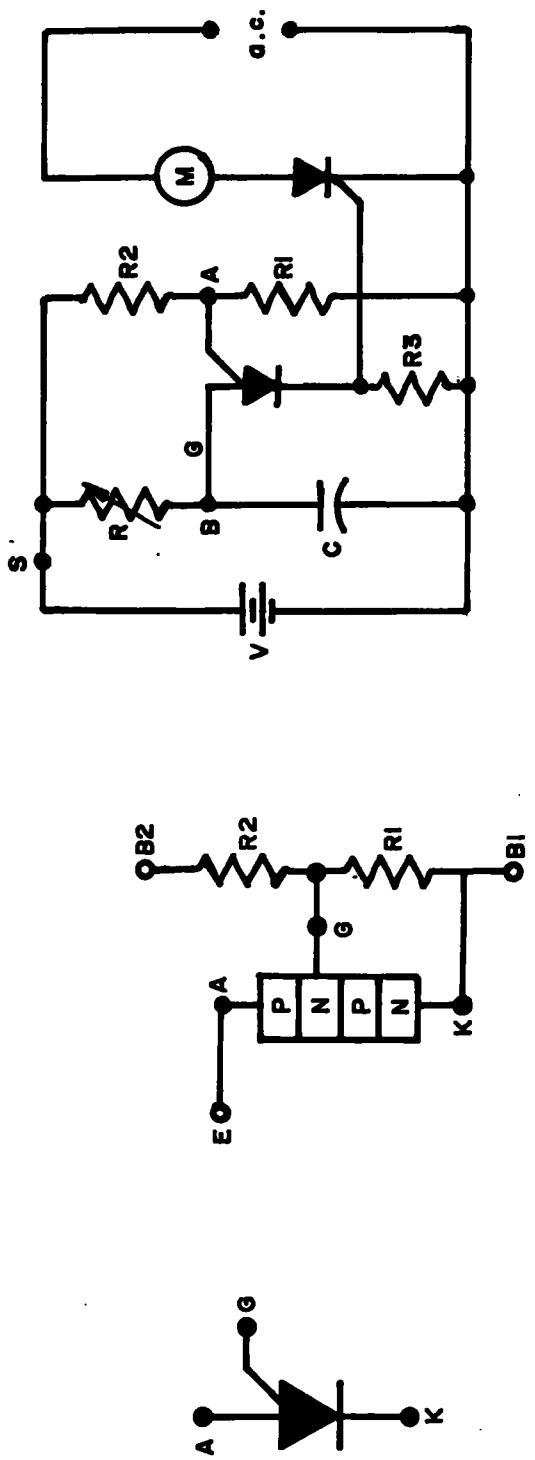


FIGURA 93. PUT símbolo representación interna y circuito de cebado con el mismo.

conduce internamente produciendo una caída de potencial en R_3 , la cual dispara al SCR. Por medio de éste circuito se puede variar el ángulo de abertura desde 0 a 180 grados eléctricos, combinando la constante de tiempo RC al variar el potenciómetro R entre sus valores mínimo y máximo respectivamente.

3.7 CEBADO CON DIAC

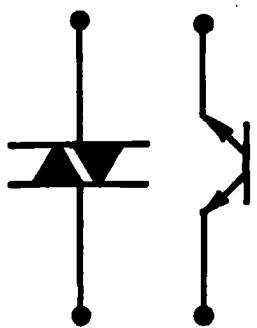
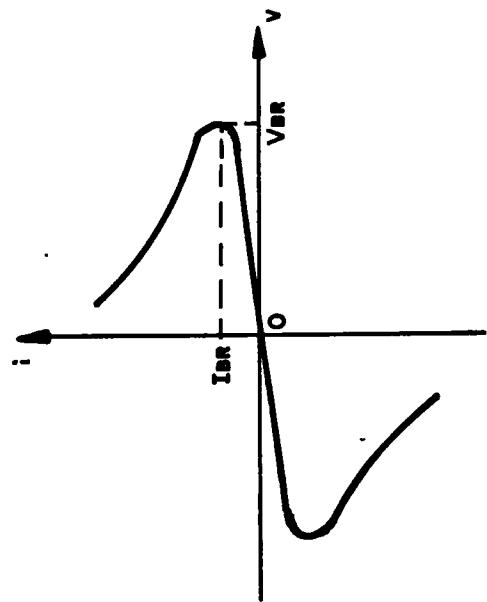
El diac es un dispositivo conmutador que tiene esencialmente la estructura de un transistor bipolar (tres capas), y presenta una característica de resistencia negativa, por encima de un cierto valor de corriente de conmutación I_{BR} .

En la Figura 94 se muestran los símbolos utilizados para representar al diac, así como su curva característica V, I.

La característica del Diac es simétrica y puesto que la zona de resistencia negativa se extiende a toda la región de funcionamiento, no es aplicable aquí el concepto de corriente de mantenimiento.

El voltaje de disparo tiene un rango de valores que puede oscilar entre 20 y 40 voltios normalmente, por su

FIGURA 94. Símbolo y curva característica del dial



caracter simétrico.

En la Figura 95 se muestra un circuito básico de disparo del SCR utilizando como gatillo el diac.

Cuando el voltaje en el condensador C, alcanza el valor de disparo del diac, éste conduce y el condensador se descarga a través del circuito compuerta cátodo. El SCR se dispara y queda en conducción por el resto del semiciclo.

Durante la conducción del SCR el voltaje entre ánodo y cátodo es prácticamente nulo y el condensador permanecerá descargado hasta la llegada del siguiente semiciclo para iniciar nuevamente el proceso. El diodo incorporado evita que se dispare el diac durante los semiciclos negativos en el que el SCR está polarizado inversamente y de esa manera se logra la protección de la juntura gate cátodo.

3.8 CEBADO CON SUS

El SUS es un dispositivo de voltaje controlado que tiene una característica de resistencia negativa, y es esencialmente un SCR en miniatura que tiene compuerta de ánodo y diodo Zener de bajo voltaje entre compuerta y cátodo.

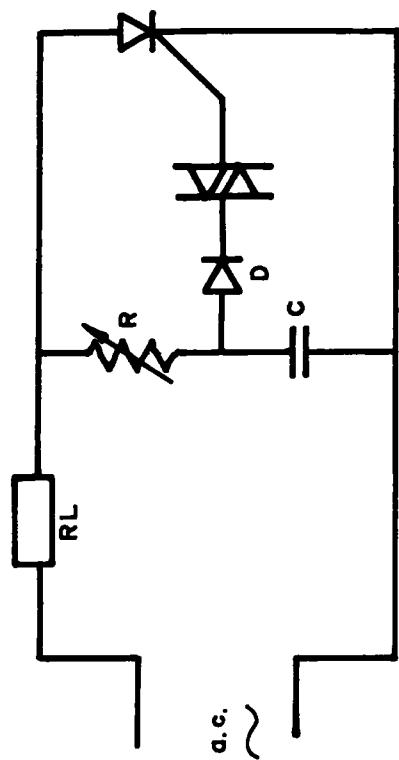


FIGURA 95. Disparo con diaC

En la Figura 96 se muestra su símbolo, su circuito equivalente y su curva característica V-I los valor típicos de voltaje de disparo V_s varían entre 6 y 10 voltios.

La mayor diferencia entre SUS y un UJT es que el UJT se dispara un voltaje fracción de otro (V_s) y en cambio el SUS se dispara para un voltaje fijo determinado por su diodo Zener interno. Puede anotarse también que el SUS el valor de corriente de disparo I_s es mayor que el UJT y más cerca del valor de mantenimiento.

En la Figura 97 se observa el circuito básico de disparo del SCR con el SUS; su funcionamiento es idéntico a los vistos anteriormente.

3.9 CONTROLES PRACTICOS

El circuito representado en la Figura 98 es muy indicado para pequeños motores ó imán permanente ó para motores SHUNT. El circuito tiene la ventaja de que con un único potenciómetro se puede regular la velocidad y el sentido de rotación del motor universal. El circuito de potencia comprende dos puente rectificadores de media onda en operación. El disparo de los SCR viene dado por el transistor UJT sobre las alternancias positivas, ó sobre

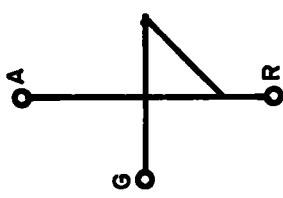
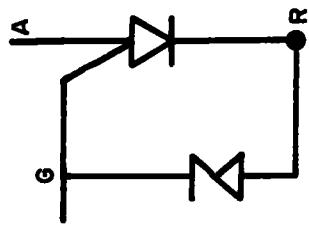
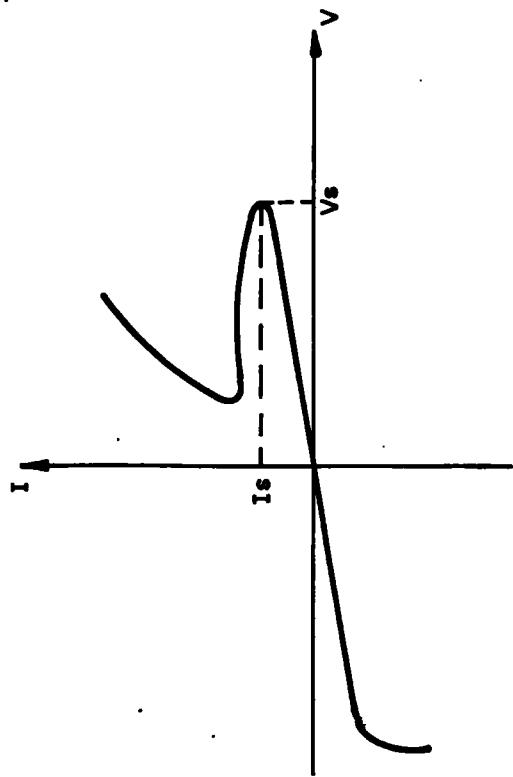


FIGURA 96. • Símbolos y curva característica del sus.

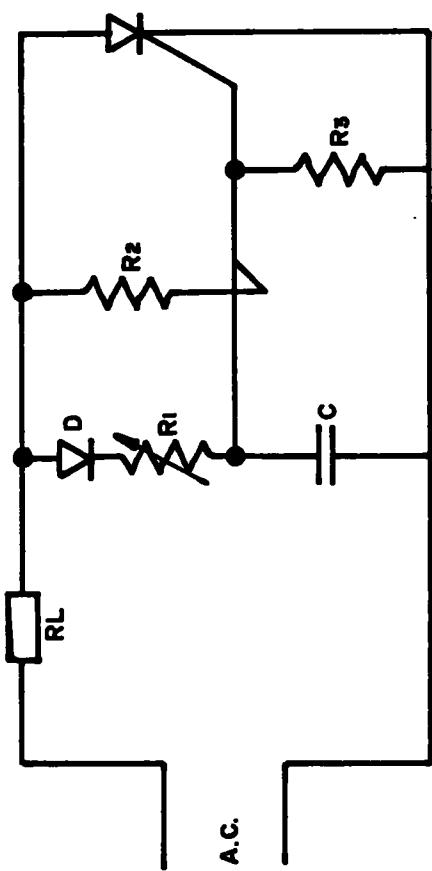


FIGURA 97. Disparo con SUS

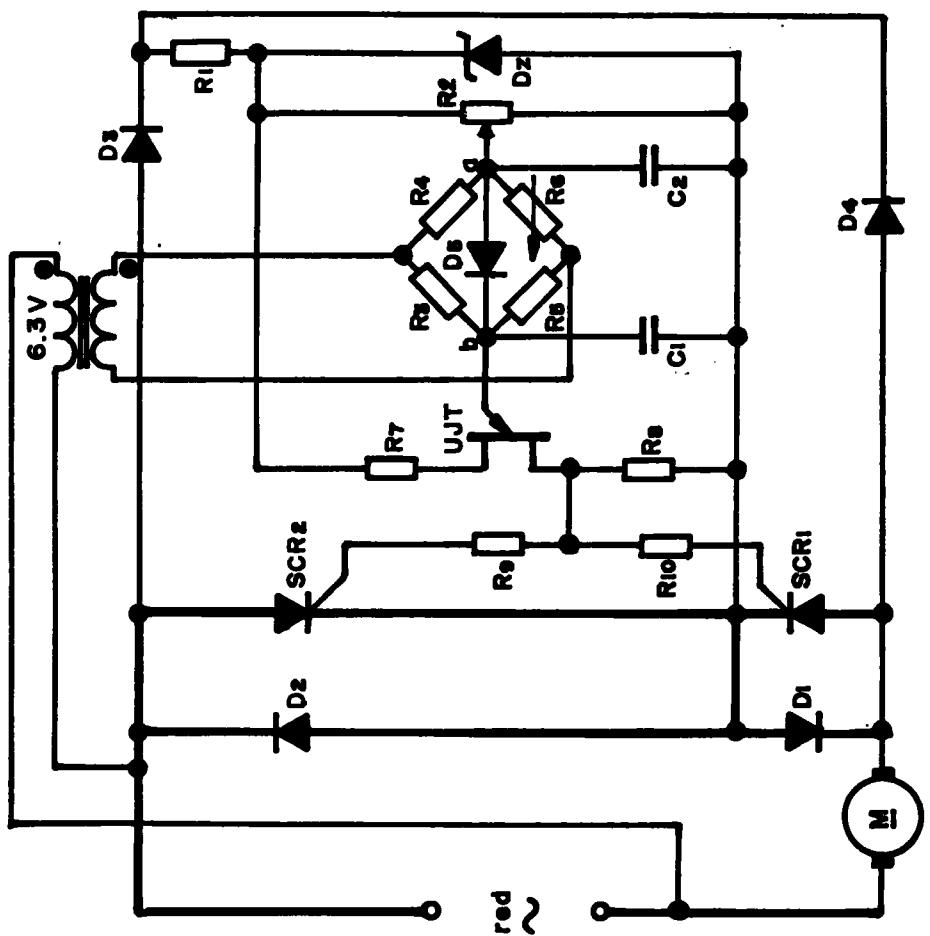


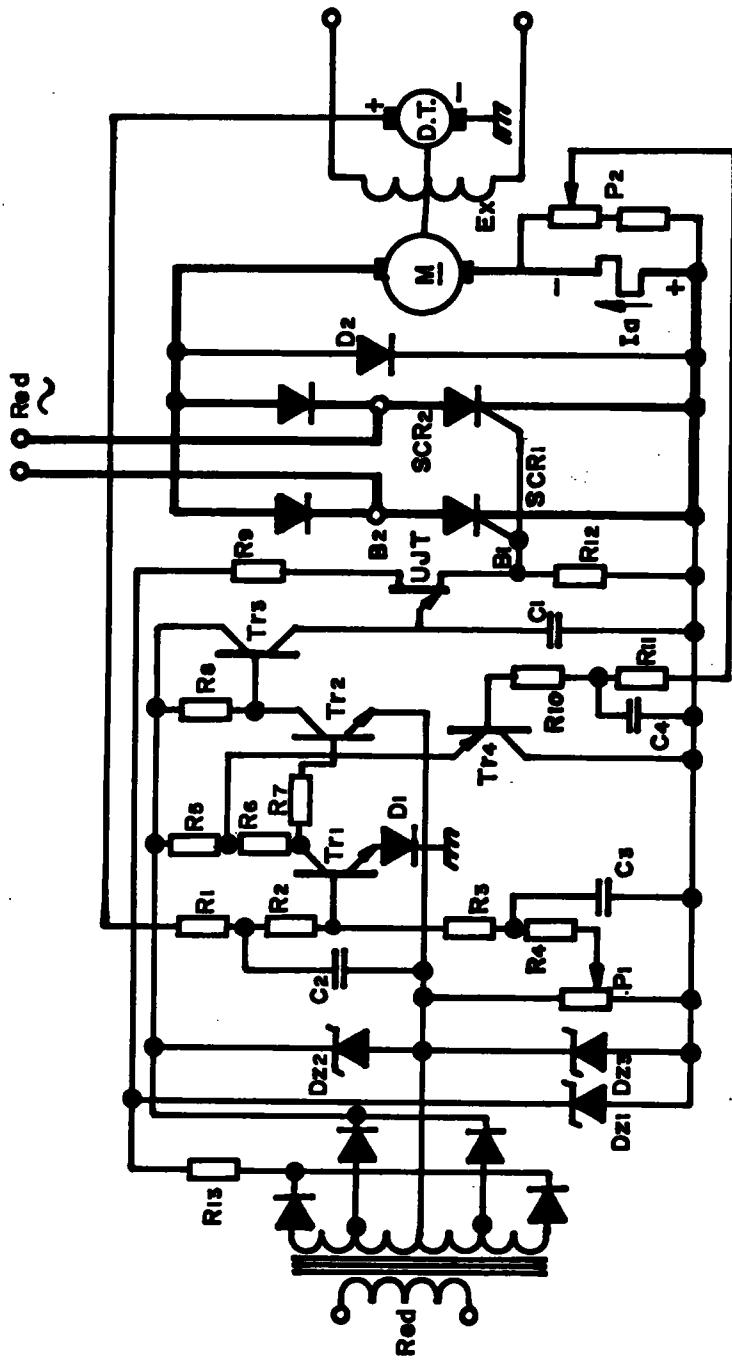
FIGURA 98. Control para motor universal

las negativas, según se desequilibre el puente de Wheastone formado por las resistencias R_3 , R_4 , R_5 , R_6 , el motor girará por tanto en uno u otro sentido, según sea la fase de la componente alterna presente sobre el emisor del UJT.

El potenciómetro R_2 se ajusta de forma que con la resistencia R_6 igual a R_5 , el condensador C_1 se cargue al pedestal de tensión insuficiente para provocar el disparo del UJT.

Si ahora se aumenta el valor de la resistencia R accionando el potenciómetro, el puente de Wheastone se desequilibra y aparece una señal alterna entre los puntos a y b del circuito; ésta tensión queda aplicada en todo momento al condensador C_1 superponiéndose el pedestal de tensión recogido sobre el potenciómetro R_2 , haciendo posible el disparo del UJT. En éstas condiciones el motor girará por ejemplo en el sentido horario. Si por el contrario se disminuye el valor de la resistencia R_6 , la tensión alterna aplicada a C_1 cambia de fase y se tendrá el disparo del otro SCR; en éstas condiciones el motor girará en sentido antihorario. La Figura 99 se presenta un circuito que controla la velocidad de un motor con excitación independiente, el circuito de armadura es alimentado por un puente conformado por dos diodos de

FIGURA 99. Control para motor D.C. con excitación independiente



potencia y dos SCR.

El disparo de los tiristores se logra mediante un transistor de unijuntura. Es de notar que cuando los tiristores no son de gran potencia no es preciso amplificar los pulsos recogidos en la base de uno B del UJT. La sincronización de los impulsos de disparo en los SCR se obtienen aplicando a la base dos B_2 del UJT una tensión rectificada y recortada mediante un diodo Zener. La señal procedente de la dinamo tacométrica (DT coaxial al motor de cc.) es comparada con la señal de referencia recogida en el potenciómetro P_1 de la regulación de la velocidad de rotación.

Cuando el motor está parado, el transistor T_{r1} está bloqueado puesto que a su base llega sólo la tensión negativa de referencia.

Con el T_{r1} bloqueado, T_{r2} y T_{r3} estarán en conducción y por tanto la carga del condensador C, se efectuará en brevísimos tiempos, al que corresponderá lógicamente un elevado ángulo de conducción de los SCR que alimentan el circuito de armadura. Apenas la tensión precedente de la DT (dinamo tacométrica) igual a la tensión de referencia T_{r1} se pondrá a conducir, mientras que los transistores T_{r2} y T_{r3} disminuirán su condición provocando un retardo en la

carga del condensador C_1 , disminuyendo el ángulo de conducción de los SCR. Los tiristores rectificarán sólo la corriente necesaria para vencer el par motor ó par resistencia del eje.

El diodo D, sobre el emisor del transistor T_{r1} tiene por objeto impedir la conducción inversa del diodo base emisor, pués tratándose de un transistor plano, la máxima tensión inversa que puede soportar, es relativamente baja. La resistencia de entrada a la DT se ha dividido en dos partes R_1 y R_2 al igual que la resistencia de la tensión - referencia R_3 y R_4 , con objeto de disponer de dos filtros T. La emisión de éstos filtros es eliminar posibles perturbaciones procedentes de la DT que podrían afectar al amplificador.

El transistor T_{r4} forma parte del circuito que se podría denominar limitador de corriente. En efecto, cuando la corriente de armadura la supera un valor considerado prudencial, la tensión recogida por el potenciómetro P es tal, que lleva al transistor T_{r4} a trabajar en saturación. Cuando ésto ocurra los transistores T_{r2} y T_{r3} se bloquearán y el transistor UJT, dejará de mandar los impulsos de disparo a los SCR; ésta operación dà por resultado la disminución instantánea de la corriente de armadura. El mismo circuito sirve de protección ante

**variaciones bruscas de la corriente de armadura motivadas
accidentalmente ó por quedar bloqueado el eje del motor.**

4. ESTABILIZADORES DE VOLTAJE

4.1 GENERALIDADES

Un estabilizador de voltaje de A.C., tiene como función mantener constante el voltaje alterno a su salida, a pesar que el voltaje de entrada (línea) varie entre límites inferior y superior.

En la Figura 100 se presenta un diagrama general en bloques de un estabilizador. La sección de potencia está dada normalmente por un transformador, al que se hace variar de acuerdo a la información procedente desde la sección de control. Así la sección antes dicha recibe señal desde la entrada y la compara con una referencia, para establecer diferencias y si las hay dá orden a la sección de potencia para alternar los parámetros necesarios y así mantener la salida constante.

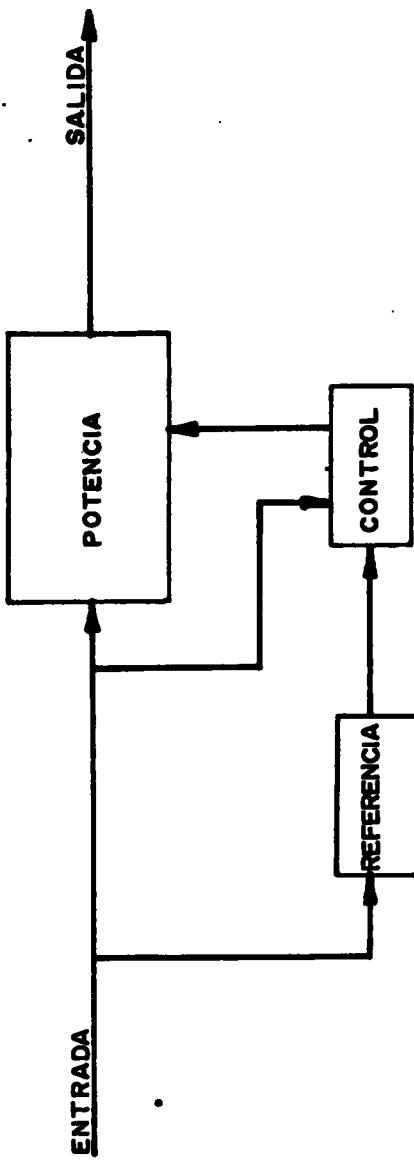


FIGURA 100. Diagrama en bloques de un estabilizador de A.C.

4.2 TIPOS DE ESTABILIZADORES

4.2.1 Electromecánicos con Relevos

Estos estabilizadores tienen un transformador cuyo primario está provisto de una entrada y el secundario de varios taps. Acoplados a cada taps tenemos un relé que se cierra dependiendo de las variaciones de voltaje de entrada (línea). Es lógico pensar que si cambia el voltaje de linea, la sección de control escoge el relevo adecuado y lo enclava, desaccionando al mismo tiempo el que estaba enclavado.

Las desventajas que presenta éste sistema son:

Reacción lenta y forma de trabajo en bucle abierto o sea que el voltaje de salida tiene un margen de variación, que depende del número de taps en el secundario.

4.2.2 Electromecánicos con Servomotor

Su principio de funcionamiento radica en un autotransformador, cuyo punto medio es móvil y se encuentra manejado por un servomotor, cuya posición dependa del circuito de control (normalmente electrónico) que convierte las variaciones de voltaje de la línea en

una señal que reposiciona al servomotor, para mantener la salida en el mismo nivel.

Como son de bucle cerrado, no hay margen de variación en la salida, su desventaja está en que si se presenta un pico de voltaje rápido, el servomotor no alcanza a reaccionar y dicho pico pasa ser recortado, por otro lado cuando hay cambios rápidos de tensión en la linea, la salida presenta variación hasta que el servomotor se reposicione correctamente.

4.2.3 Núcleo Saturado

Como la inducción de voltaje en el secundario de un transformador depende de las reactancias que presentan sus bobinas, se consigue en éste caso por medio de capacitores, que la reactancia del primario, sea de un valor tal que la inducción en el secundario es máxima en todo momento (se satura el núcleo para que el voltaje en el secundario no se suba), o sea que el voltaje a la salida es casi independiente del voltaje de entrada.

La gran desventaja de éste sistema se encuentra en el hecho, de que al estar saturado el núcleo el transformador trabaja forzado y si el voltaje de linea sube demasiado, todo el exceso de potencia se disipa en

él, provocando la avería en el mismo.

4.2.4 Electrónicos de Núcleo Saturado

Están compuestos de un transformador en cuyo primario hay tres devanados, uno central donde se aplica el voltaje de linea y dos laterales que se usan para variar el coeficiente de inducción.

Un circuito electrónico está haciendo variar el coeficiente de inducción linealmente con las variaciones de voltaje en la red.

Por ser de núcleo cerrado no hay margen de variación a la salida y en cuanto al consumo de potencia es menor que el de núcleo saturado visto en el aparte anterior.

4.2.5 Electrónicos a Base de Triac

En éste tipo se tiene un triac en serie con el primario del transformador, un circuito electrónico está haciendo variar el ángulo de disparo del triac, de acuerdo a la variación del voltaje en la red, para cambiar la potencia entregada al primario y así lograr una salida constante.

Su problema consiste en la forma de onda de salida, ya

que el triac produce distorsión por cruce de cero.

4.2.6 Electrónicos con Varios Triacs

Se tiene un transformador con varios taps en el primario y a cada uno de éstos se conecta un triac. Un circuito electrónico toma una muestra del voltaje de entrada y en base a ésta, se selecciona el triac a disparar, como en éste caso se dispara el triac durante todo el ciclo, no hay distorsión en la forma de onda que se toma a la salida.

4.3 ESTABILIZADOR DE VOLTAJE 340 V \pm 10%

Especificaciones:

Voltaje de entrada $115 \pm 25\%$ VAC

Frecuencia 60 Hz

Voltaje de salida 340 ± 10 VAC

Regulación 3%

Potencia máxima 5 KVA

Temperatura 70 C

4.3.1 Funcionamiento

Para la fabricación de éste estabilizador se pensó en lo siguiente:

Se necesitaba un estabilizador para manejar un sistema de motores con el propósito de garantizar el voltaje de salida hacia esos motores un voltaje en A.C. al rededor de los 340 VAC, por consiguiente se necesita un estabilizador de 340 VAC \pm 10% para el diseño.

Se pensó en las diferentes formas para diseñar el estabilizador.

Hay estabilizadores magnéticos donde el principio se hace a través de un transformador resonante, éste principio se descartó pués básicamente es un transformador, por consiguiente es un sistema de mucha pérdida. La segunda acción que existía era la fabricación de un regulador absolutamente electrónico sería el caso totalmente ideal pero comercialmente muy costoso, pero para nuestra aplicación se ha pensado en no usarlo por dos razones:

Primero por los costos muy elevados para su fabricación y segundo teniendo en cuenta que las cargas que vamos a manejar son cargas absolutamente inductivas, motores.

Se quería obviar todos los problemas que un estabilizador electrónico trae para éste tipo de cargas, entonces se pensó siempre en una configuración electromecánica donde hay parte electrónica que hace todo el manejo de la información y el switcheo sobre el regulador de voltaje se hace a través de contacto de relés, y se hace a través de contactos porque en éste caso pérdidas en milisegundos de voltaje a través de motores no tiene absolutamente ninguna influencia, se dá el caso de un computador donde la conmutación tiene que hacerse en uno ó dos milisegundos porque de lo contrario se borra la memoria.

Entonces como se eligió éste estabilizador electromecánico, se parte del hecho de hacer una conmutación de taps en el secundario del transformador permitiendo de ésta manera que el voltaje esté oscilando un 10% del voltaje de salida desplazándose hacia los taps altos ó hacia los taps bajos según sea que el voltaje baje ó el voltaje suba respectivamente, así cuando el voltaje baja el desplazamiento será hacia los taps bajos del transformador.

Existe además un taps que está ubicado dentro del secundario del transformador de potencia que en otras cosas es un transformador de voltaje elevador con características de 120 VAC de entrada 60 Hz y salida de

340 VAC que en condiciones de carga sería los 300 VAC estabilizados que se dan con los respectivos taps. El de éste transformador tiene un contacto de un relé CR que corresponde al relé de línea baja, cuyo propósito es proteger el sistema cuando el voltaje que está censado ha caído notablemente, éste voltaje ha caído notablemente por dos condiciones; una de ellas es extremado consumo o sea mucha carga se sobrepasa la especificación del estabilizador y la otra condición puede ser una condición de corto circuito ó que el voltaje de la entrada bien sea que se cayó una fase, ó que el transformador que alimenta éste estabilizador sufrió un daño, ese voltaje se hace supremamente abajo donde no es capáz de manejar la carga, entonces es preferible desconectar y se hace automáticamente censando esa linea baja.

Existe además otro contacto normalmente cerrado conectado a uno de los taps del secundario del transformador de potencia que se ha denominado contacto del relé de arranque CRA Figura 101 cuyo propósito es arrancar temporizadamente todo el sistema, quiere decir ésto que cada vez que el transformador se haya conectado no importa las condiciones de carga de linea de voltaje de entrada, el estabilizador siempre arrancará con la carga a ese taps máximo; el tiempo de arranque se ha elegido al rededor de unos 15 segundos y pasado ese tiempo el

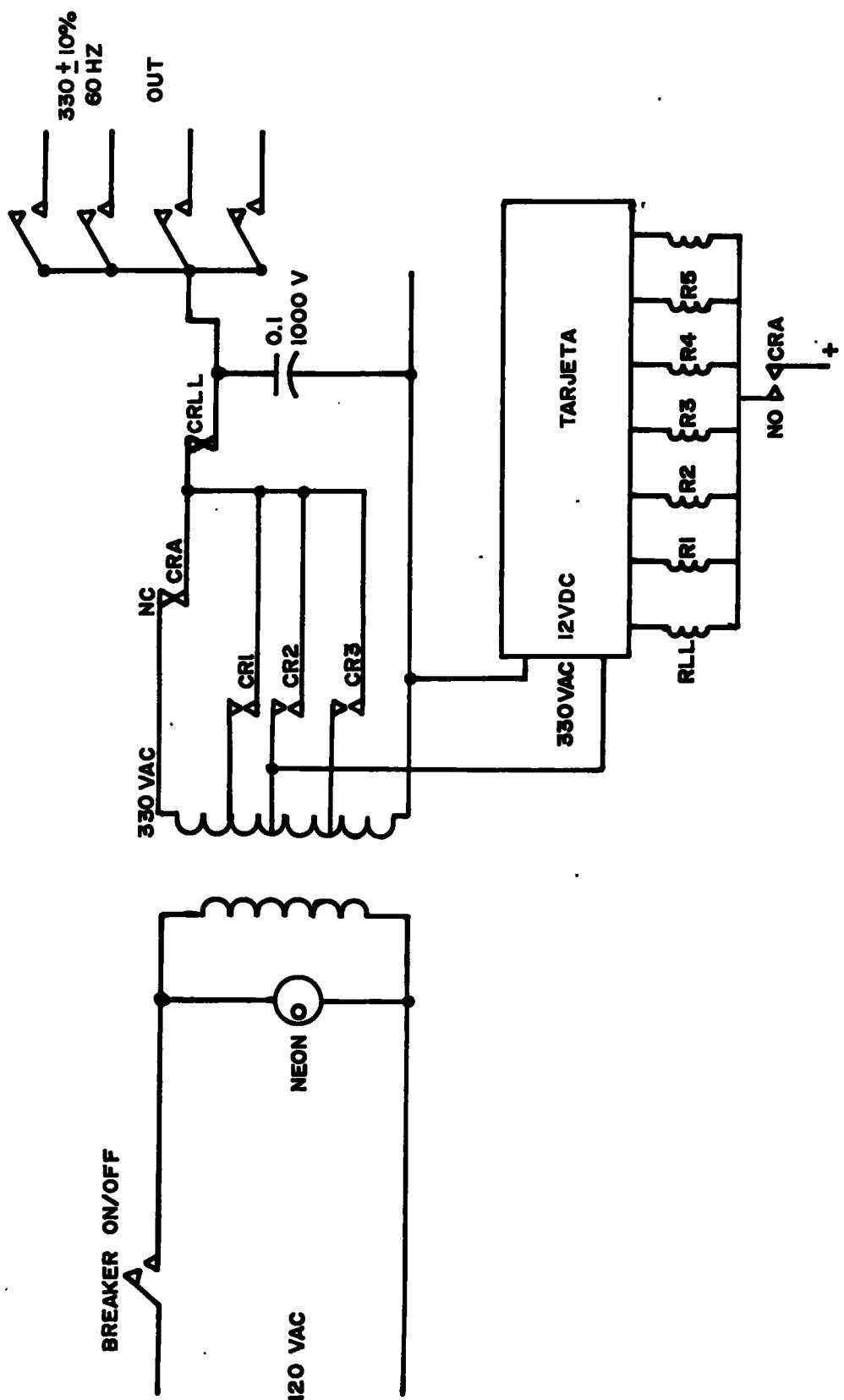


FIGURA 101. Diagrama general del regulador

taps se abrirá, pero simultáneamente un contacto normalmente abierto del relé de arranque se cerrará para darle alimentación a los relés que obedecen a las órdenes de la tarjeta de control y cuyo propósito es manejar cada uno de los taps del transformador.

Se tiene una tarjeta de control de los cuales se hizo mención anteriormente, que tendrá su respectivo transformador de control con su relación de 340 VAC y salida del secundario 12 VAC, cuyo propósito será permitir la alimentación DC de toda la parte electrónica del sistema y simultáneamente monitorear lo que pasa con el voltaje de entrada u de ésta manera alimentar cada uno de los comparadores, para que se establezcan las condiciones de conmutación de taps.

La tarjeta de control, que recibe la señal de 12 VAC del transformador de control que nos permite, al tener el transformador taps central, hacer una rectificación de onda completa con dos diodos y hacer uso de un filtro de 2200 μ f por 35 VDC, con el propósito de filtrar la señal rectificada, que es al rededor de unos 15 VDC y como toda la electrónica se quiere poner a trabajar a 5 VDC, hacemos uso de un regulador serie integrado con referencia 340 / 5 que permite suministrar 5 VDC estabilizados con regulación + 0.1% a una corriente

máxima de 1 amperio, entonces ésta es la fuente que alimentará el sistema, voltaje regulado, para conveniencia y facilidad de entendimiento será V_1 como se observa en la Figura 102 cada vez que se mencione.

Seguidamente se explicará el temporizador cuyo propósito es hacer el comando durante el arranque y cuyo periodo de trabajo es inicialmente de 15 seg. Se ha establecido que una corriente de tiempo CR, a través del condensador C y Ro de la Figura 102 que funciona de la siguiente manera:

Cuando se pone a cargar el condensador C a través de la resistencia Ro, haciendo uso de una compuerta integrada, sino de un integrado 4011 por especificaciones de la misma compuerta, se sabe que por arriba del 60% del voltaje de alimentación, la compuerta interpreta el voltaje de entrada como un uno y por debajo de un 10% de voltaje de fuente, la compuerta interpreta esa entrada como un cero, entonces en base a ese principio se hace los cálculos del tiempo y por consiguiente los valores de C y Ro que se deben usar.

Entonces en el momento en que se energiza el estabilizador en V_1 , aparece 5 VDC en un tiempo τ (tao), la compuerta verá esa señal en el punto V_2 , como uno.

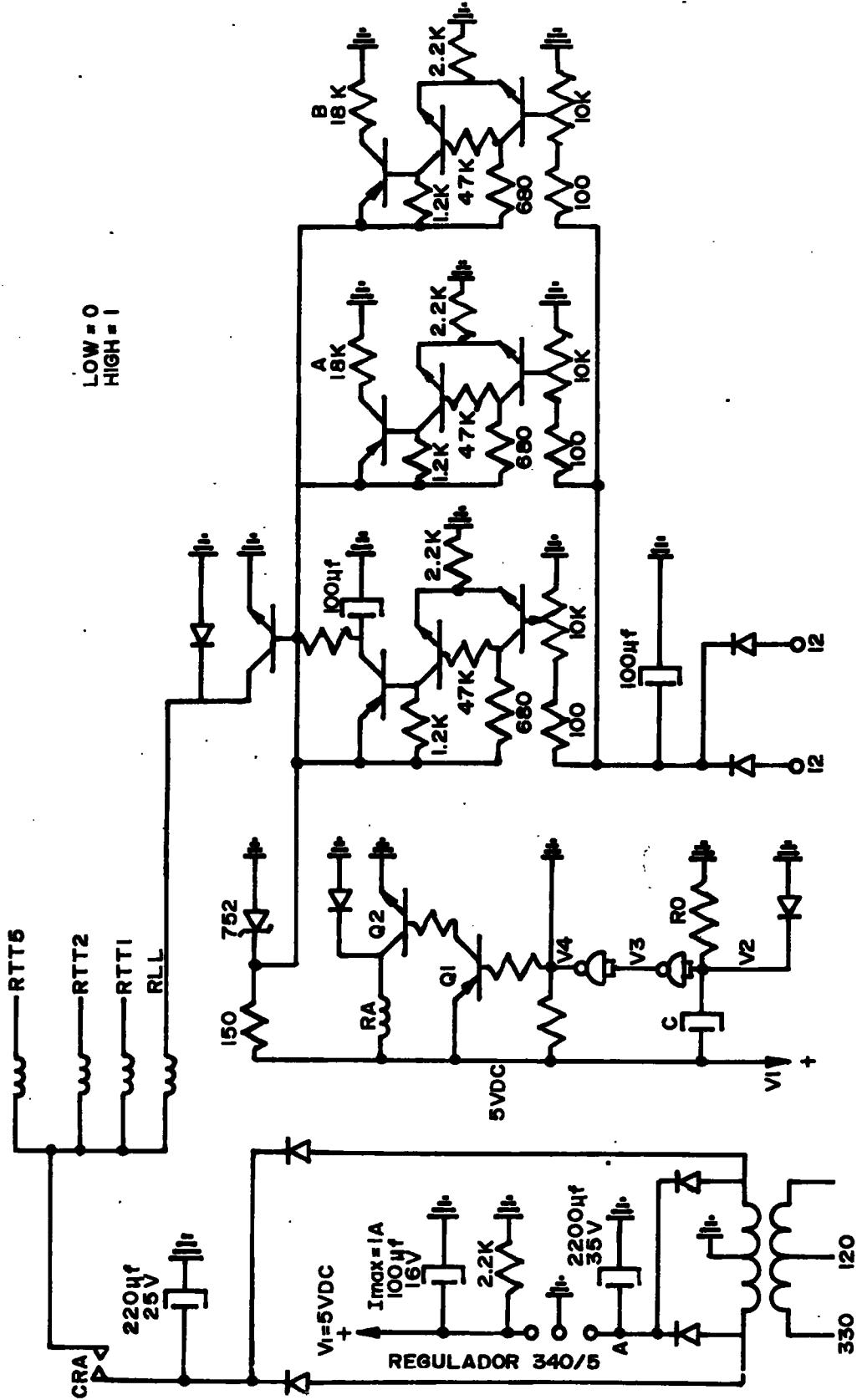


FIGURA 102. Temporizador

Al ver el punto V_2 ese voltaje como uno, en V_3 existirá un cero porque es una compuerta negadora, V_4 lo verá como un uno y al estar V_1 en V_4 bloqueará la corriente de base del transistor Q_1 , por consiguiente Q_1 no puede conducir, se encuentra en un estado de corte.

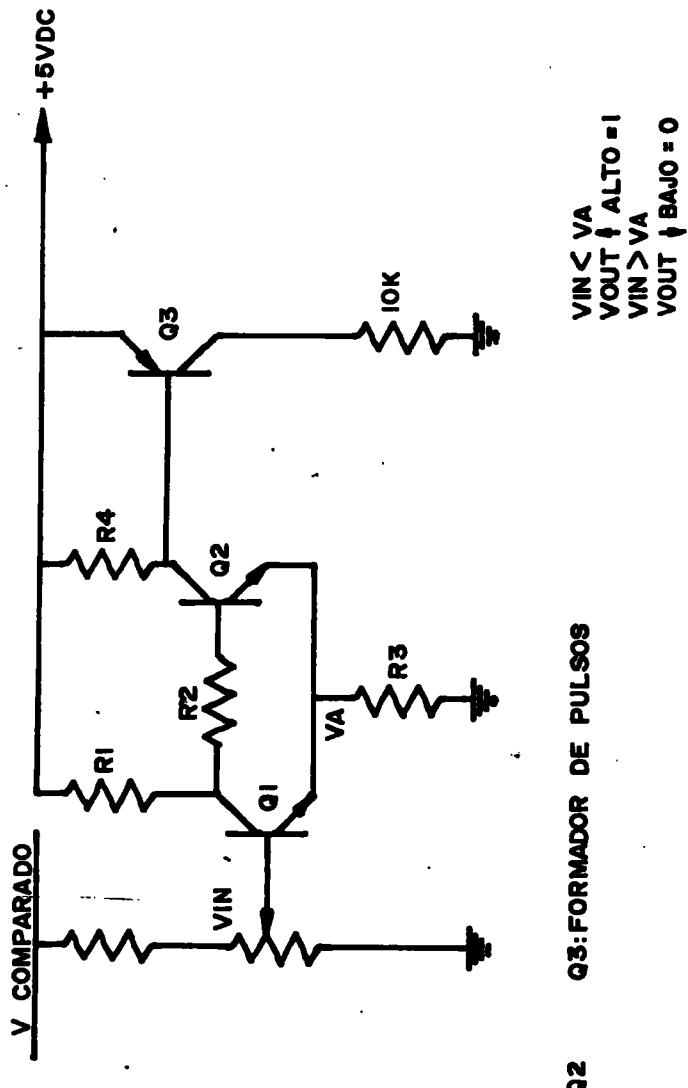
Al Q_1 no poder conducir bloque la corriente de base del transistor Q_2 y al estar Q_1 bloqueado el relé R_A estará en estado pasivo es decir de no funcionamiento, por consiguiente los contactos normalmente cerrados siguen cerrados y los contactos normalmente abiertos seguirán abiertos. Pasado ese tiempo, V_2 verá al voltaje de entrada inferior al 10% del voltaje de alimentación, porque el condensador ha tomado su carga, por consiguiente la compuerta en V_2 verá su entrada como un cero, la salida V_3 será un uno y la salida en V_4 será la negación de V_3 , o sea que tomará el valor cero, y al valer la salida $V_4 = 0$ se establece la corriente de base en Q_1 , por lo tanto se encuentra en condiciones de conducir, permitiendo el paso de la corriente de base del transistor Q_2 entonces el relé R_A se accionará, en ese momento los contactos normalmente cerrados (N.C.) del relé de arranque se abrirán y los contactos normalmente abiertos (N.O.) se cerrarán, permitiendo la alimentación a todos los relés de taps que son controlados por la tarjeta de control, lo anterior son los pasos de

funcionamiento del temporizador de arranque.

A continuación se analizará cada uno de los comparadores. Se utilizó el comparador como se observa en la Figura 103 que no es más que un comparador Shmit Trigger, formado por los transistores Q₁ y Q₂ y un formador de pulsos que ha denominado Q₃, el comparador va a tener las resistencias R₁, R₂, R₃ y R₄ y los transistores Q₁ y Q₂.

Para facilidad de análisis se asumirá que el voltaje de entrada es cero y el voltaje de alimentación de + 5 DVC; existe como es de suponer, al valer el voltaje de entrada cero el transistor Q₁ no conduce por consiguiente un diodo base-emisor no pasará corriente a través de él, por lo tanto el transistor Q₁ permanecerá abierto, es decir en estado de corte; pero en el instante en que el transistor Q₁ esté abierto se establece una corriente a través de R₁ y R₂ a la base del transistor Q₂.

Al conducir Q₂ su corriente de colector establece una caída de voltaje V_A a través de la resistencia R₃, quiere decir ésto que para que ese comparador cambie de estado es requisito indispensable que el voltaje de entrada supere al voltaje V_A que está establecido; en el momento que el voltaje de entrada sea superior a V_A el transistor Q₁ polariza su base, por consiguiente entra en



Q1 y Q2 Q3: FORMADOR DE PULSOS

$V_{IN} < V_A \rightarrow V_{OUT} = 1$
 $V_{IN} > V_A \rightarrow V_{OUT} = 0$

FIGURA 103. SCHMITT TRIGGER

conducción, en ese momento el divisor de voltaje que se ha establecido R_1 y R_3 es de tal forma que Q_2 debe quedar en estado de corte.

Ahora cuando Q_2 conduce, es apenas suponer que el transistor Q_3 puede establecer su corriente de base a través del colector de Q_2 y por lo tanto la salida Q_3 es decir V_{out} voltaje de salida será alta, mientras que cuando Q_2 está en estado de corte la corriente de base de Q_3 se suspende, por lo tanto V_{out} a través Q_3 será 0 quiere ésto decir que para voltaje de entrada bajo, la salida será alta y para voltaje de entrada alta, la salida del comparador será baja.

Con éste principio se partirá para hacer la descripción y entrara a definir cada unos de los estados posibles que pueden existir en los comparadores. En base a lo anterior y teniendo en cuenta que cuando el voltaje de entrada es bajo, la salida del comparador será alta, y cuando el voltaje de entrada sea alto, la salida del comparador será bajo. Entonces se conformará la tabla de verdad teniendo en cuenta que se va a tener cinco comparadores de voltaje que se denominará comparador de linea baja, cuyo propósito es únicamente establecer la protección.

En orden ascendente el comparador RE el de más bajo

voltaje al más alto voltaje se partirá de E o sea que el E es el menos significativo el de más bajo voltaje y el comparador de más alto voltaje es el A, en ese orden se trabaja, como se observa en la Tabla 1.

Al hacer uso de la tabla de verdad se vé que se ha establecido una primera condición, que todos los estados valen uno, en ese momento se dice que el voltaje de entrada escasamente alcanza a sobre pasar el punto de protección, pero no sobre pasa todavía en ninguno de los voltajes del comparador.

La siguiente condición es cuando el voltaje de entrada dentro de su ascenso ya sobre pasa al comparador más bajo que es el E, en ese momento el estado de A vale cero y BCD permanecerán altos.

La siguiente condición es cuando el voltaje siguió creciendo y no sólamente sobre pasa el comparador E sino que tambien lo hace con el comparador D, pero no siendo todavía tan altos comparadores ABC siguen altos.

La siguiente condición alcanza a sobre pasar los comparadores E D C, el siguiente estado sobre pasará B C D y E y la última condición es decir cuando el voltaje es muy alto todos los comparadores permanecerán en estado

TABLA 1. A, B, C, D, E Salida de 5 comparadores.

	Voltaje alto					Voltaje bajo	
	2^0	2^1	2^2	2^3			
	A	B	C	D	E		
	1	1	1	1	1E	0	VLL más bajo
	1	1	1	1	0E	0	
cuatro tap's	\bar{E}_7	1	1	1	0	0 \bar{E}	0 Tap A - 2
implementados	\bar{E}_3	1	1	0	0	0 \bar{E}	0 Tap A3
	\bar{E}_1	1	0	0	0	0 \bar{E}	0 Tap A4
	\bar{E}_0	0	0	0	0	0 \bar{E}	0 Tap A5
		1	1	1	1	1	Protección bajo voltaje

cero.

Conviene aclarar que siendo éste el estado de voltaje más alto dentro del alambrado que se hace del equipo, ese estado de codificación corresponderá al estado de voltaje más bajo y el estado menos alto de codificar es decir Enegado = 0 dentro del alambrado corresponderá a la condición más baja de voltaje decodificado.

Ahora si se observa la Tabla 1 se ha fraccionado en dos grupos, uno que se denomina función E ó Enegada según corresponda E al estado 1 ó corresponda al estado cero y otro segundo grupo que se ha llamado ABCD que perfectamente puede ser decodificado a través de un decodificador BCD a decimal para finalmente obtener la función y que permita el manejo de los drivers hacia los relés.

Entonces se dice que dentro de esa tabla de verdad aparece un estado decodificado que puede perfectamente corresponder a una función Enegado.

Existe un estado decodificado que obedece tal como aparece en la Tabla 1 Enegado 7, otra situación que corresponde al estado Enegado 1 y otra condición que corresponde al estado Enegado cero.

De donde salen los estados 0, 1, 3, 7 ?.

En la tarjeta de control se encuentran los comparadores A, B, C, D las salidas de esos comparadores que se hacen a través de la resistencia de 10 K, esas salidas se aplican directamente a las entradas del decodificador integrado CD 4028, que de acuerdo a las posibles combinaciones que tengan esas entradas, va ha suministrar las salidas 0, 1, 3, 7 decodificadas según el caso.

Por ejemplo si todas las entradas ABCD corresponden al estado 0, (cero), el pin cero decimal de ese integrado se pondrá alto. Si las entradas ABC y D obedecen al estado 3 es decir alta, B alta, C y D bajas, la pata 3, (salida 3) decimal de ese decodificador se pondrá alta y todas las demás bajas; ó si el estado decodificado ABCD obedece al 1110 que corresponde a la salida 7, la salida 7 decimal se pondrá alta y todas las demás permanecerán bajas, es decir va subiendo la del estado respectivo que aparece a la entrada.

Cada una de esas salidas del integrado 4028 combinadas tal como aparece en la tabla de verdad con la función Enegado a travéz de una matriz de diodos que se ha implementado, cuyo propósito es hacer la función, es decir forzar dos estados, que en el momento en que los

dos aparezcan altos bloqueeen los diodos D₁ y D₂ ó D₃ y D₄ ó D₅ y D₆ ó D₇ y D₈ como se observa en la Figura 104 para que en el momento de bloquearlos se establezca una corriente hacia la base del transitor Q_A que en ese momento entra en conducción estableciendo la corriente de base al transitor que va a manejar el relé del tap respectivo.

Vale la pena aclarar que en la Figura 104 ese grupo de transistores driver formado por Q_A y Q_B; en el colector de Q_B trae un diodo conectado a tierra inverso con el propósito de desacoplar el pico inverso producido por la bobina sobre el transitor, obedeciendo al di / dt alto de la conmutación del transitor.

4.3.2 Calibración del Estabilizador

Se ha dicho que hay taps 1, 2, 3, 4, 5 cada uno manejado por la decodificación dada por la función E del comparador de voltaje más bajo. Entonces se necesita cuadrar, si se le ha dado unos márgenes que para el propósito inicial obedecieron a voltaje de 8 voltios sobre la linea de 110 VAC, al tap más bajo que se ha elegido es el de 75 VAC en linea de 110 VAC que corresponde al comparador E, 8 VAC por arriba 83 VAC debe estar calibrado al comparador D, 8 VAC por arriba o sea

91 VAC ha de estar calibrado el comparador C, 8 VAC por arriba es decir 99 VAC debe estar calibrado el comparador B y 107 VAC debe estar calibrado al comparador A.

Se aclara que todas éstas calibraciones se hacen en un margen de 107 VAC obedeciendo a que la carga va ha estar chupando energía de un transformador, y un transformador en rendimiento es relativamente bajo, hablando de bajo rendimiento del orden del 85 al 90%, entonces éste estabilizador nunca va ha ser línea de alta, sino que siempre será sometido a línea baja; para el proceso de calibración si el punto de mira va ha ser 75 VAC en el voltaje más bajo y 107 en voltaje más alto y se aclara que el comparador menos significativo el de voltaje más bajo va ha ser el E y el comparador de voltaje más alto

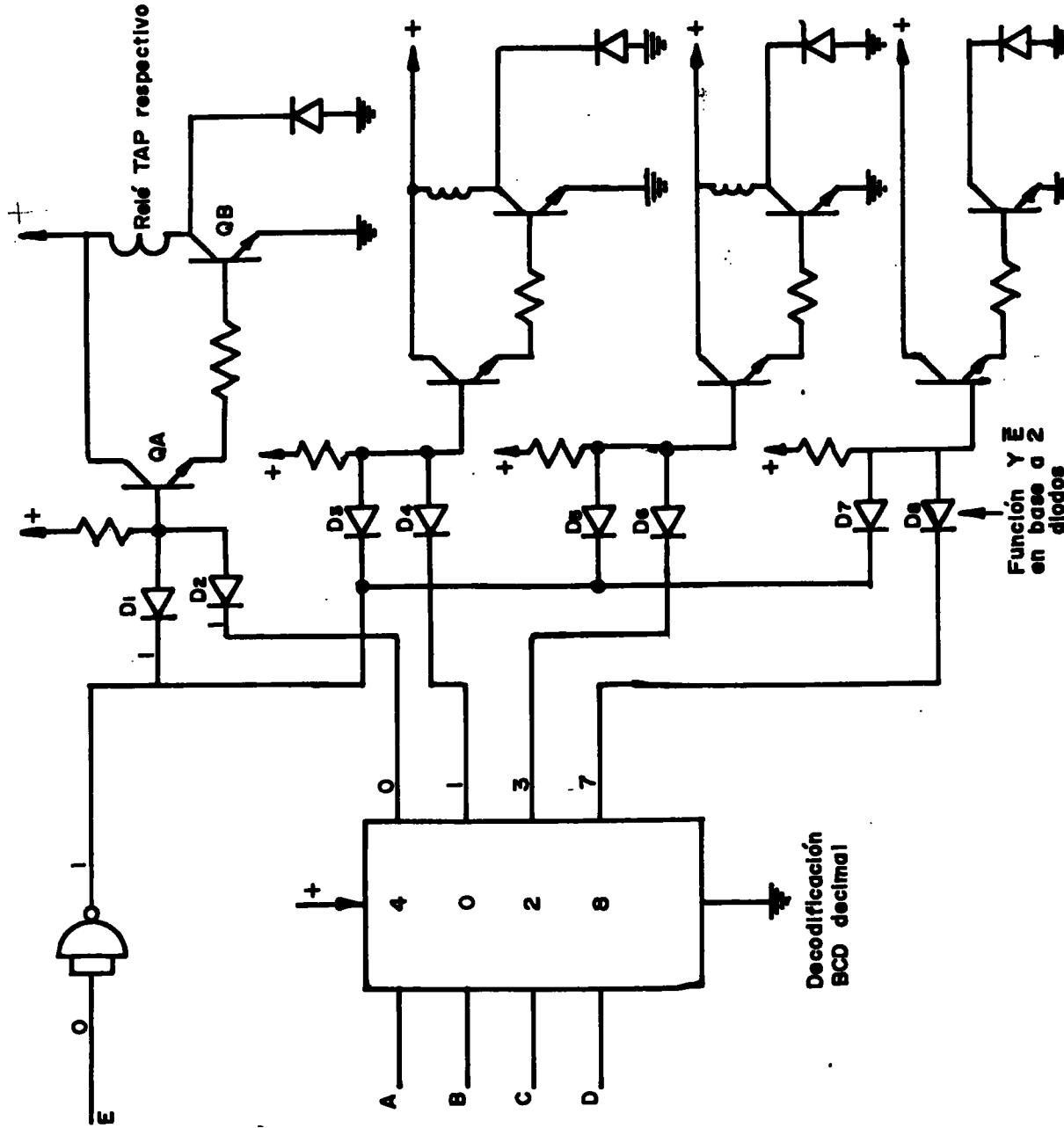


FIGURA 104. De codificación configuración driver para el rango de los Relés TAPS.

va ha ser el A. Se seguirá el siguiente procedimiento.

Colocando el variac en 75 VAC se mueven todos los potenciómetros desplazando el tester RT₁ hasta RT₅ de tal manera que al mover el potenciómetro del respectivo comparador todos esos puntos queden en un nivel alto de voltaje, en ese momento estarán todos los comparadores en estado de apagado, no hay ningún comparador conduciendo, a partir de ese instante se buscará la conducción, entonces se devuelve nuevamente al comparador E y con el tester RT₁ se ubica al transformador ya no en 75 VAC sino que se dá un margen de 76 VAC para dar una calibración más exacta, y con un desplazamiento lento del potenciómetro P_E se mueve lentamente muy despacio hasta que el voltaje leído en RT₁ caiga a cero, en ese momento se desconecta el tester de RT₁ y se pasa a RT₂ como el punto anterior estaba en 76 VAC se hace un desplazamiento de 8 voltios o sea 84 VAC se mueve el potenciómetro lentamente PT₂ hasta que ese voltaje leído en RT₂ caiga a cero, se está en 84 VAC, se ubica de nuevo la punta del tester en RT₃ se desplaza el variac 8 voltios es decir hasta 92 VAC y con el potenciómetro PT₃ desplazando lentamente se busca el voltaje en RT₃ caiga a cero. Seguidamente se coge la punta del tester hasta RT₄ se sube el voltaje a 100 VAC y con el potenciómetro PT₄ se mueve hasta que el voltaje leído en RT caiga a cero.

Igual que en los casos anteriores se desplaza la punta del tester hasta RT₅ y moviendo el potenciómetro PT₅ se mueve hasta que el voltaje en RT₅ caiga a cero, antes debe desplazarse el variac 8 voltios más adelante, o sea 108 VAC en éste momento se dice que el aparato ha quedado calibrado.

Observe la Figura 105 igual procedimiento se ha para calibrar el sistema de protección, que básicamente es un comparador de bajo voltaje.

Este comparador se ha graduado, con voltajes de entrada menor de 70 VAC el disparo se hace cuando el voltaje leído en RT₆ caiga a cero, e inmediatamente el relé de protección actúa sobre el sistema. A partir de éste momento, con el aparato conectado y suponiendo que el decodificador que básicamente lo forman la compuerta de 4011, el sistema está apto para empezar a trabajar. En las Figuras 106, 107, 108 presenta los diagramas de conversión.

Se aclara que, realmente los estados que se van a decodificar son el tap de voltaje más bajo que lo da la función Enegado, pero finalmente el punto más bajo va a ser el relé de protección. Si el decodificador E de la compuerta del 4011 y salida decodificada de la 4028 ella

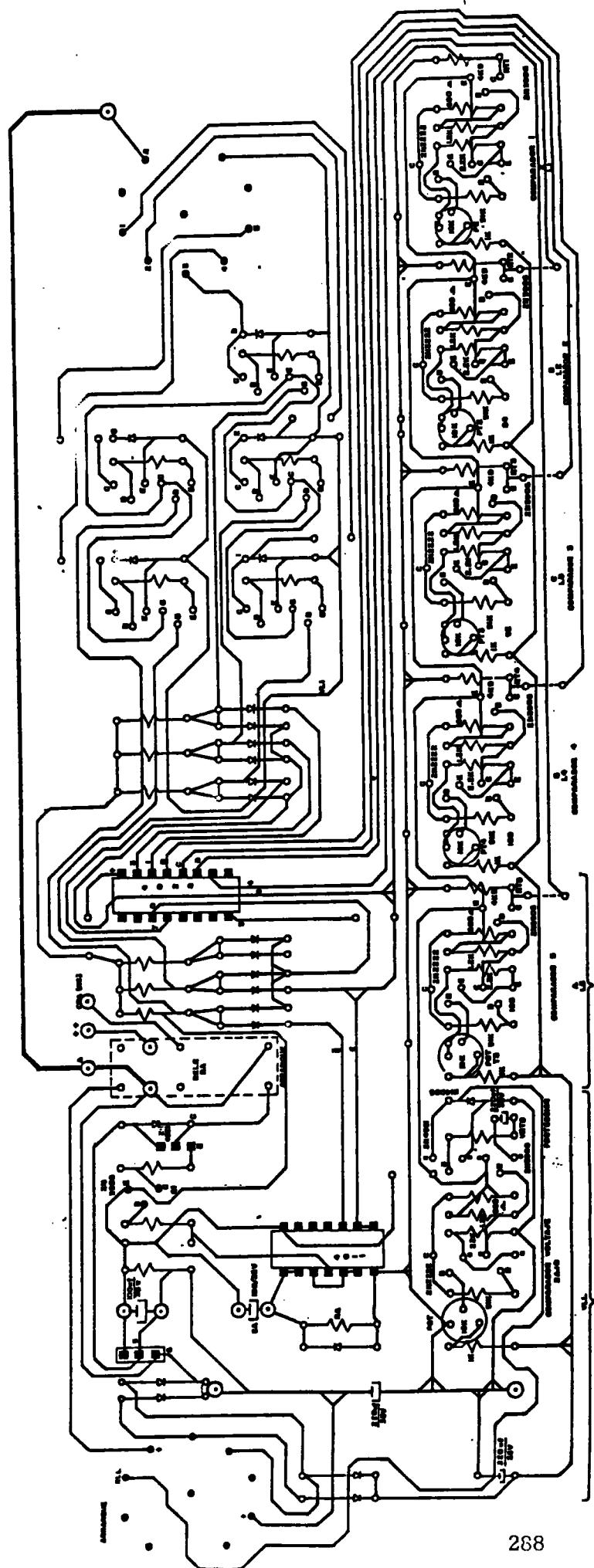


FIGURA 105. Circuito impreso de la tarjeta de control del estabilizador

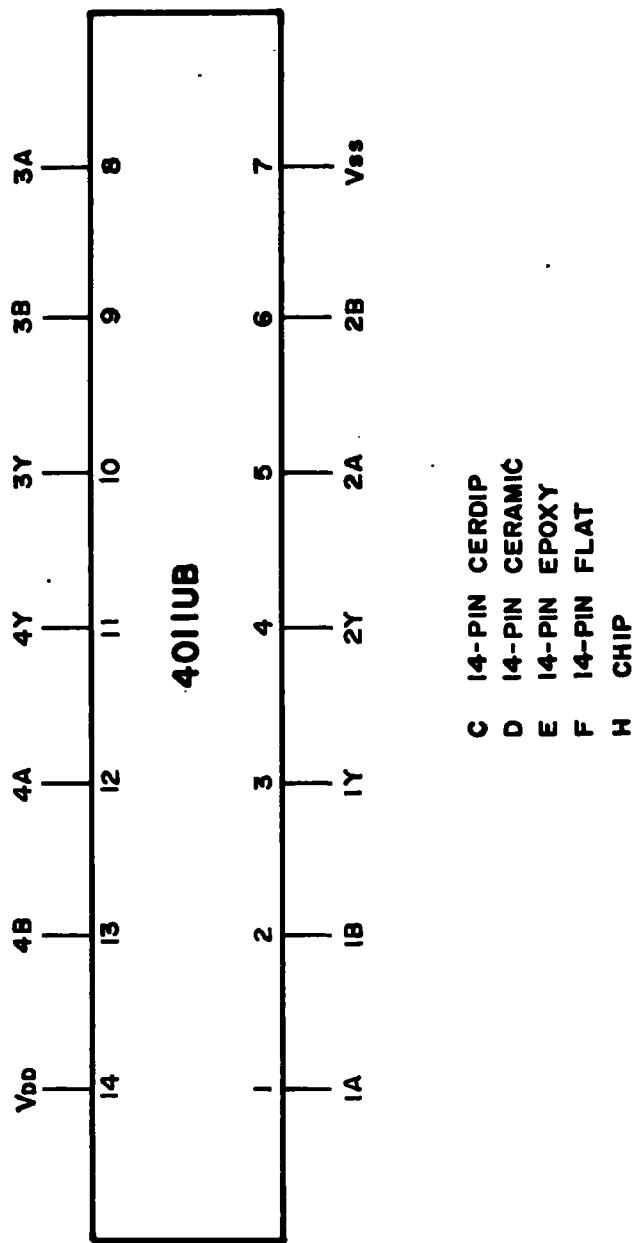


FIGURA 106. Diagrama de conexiones.

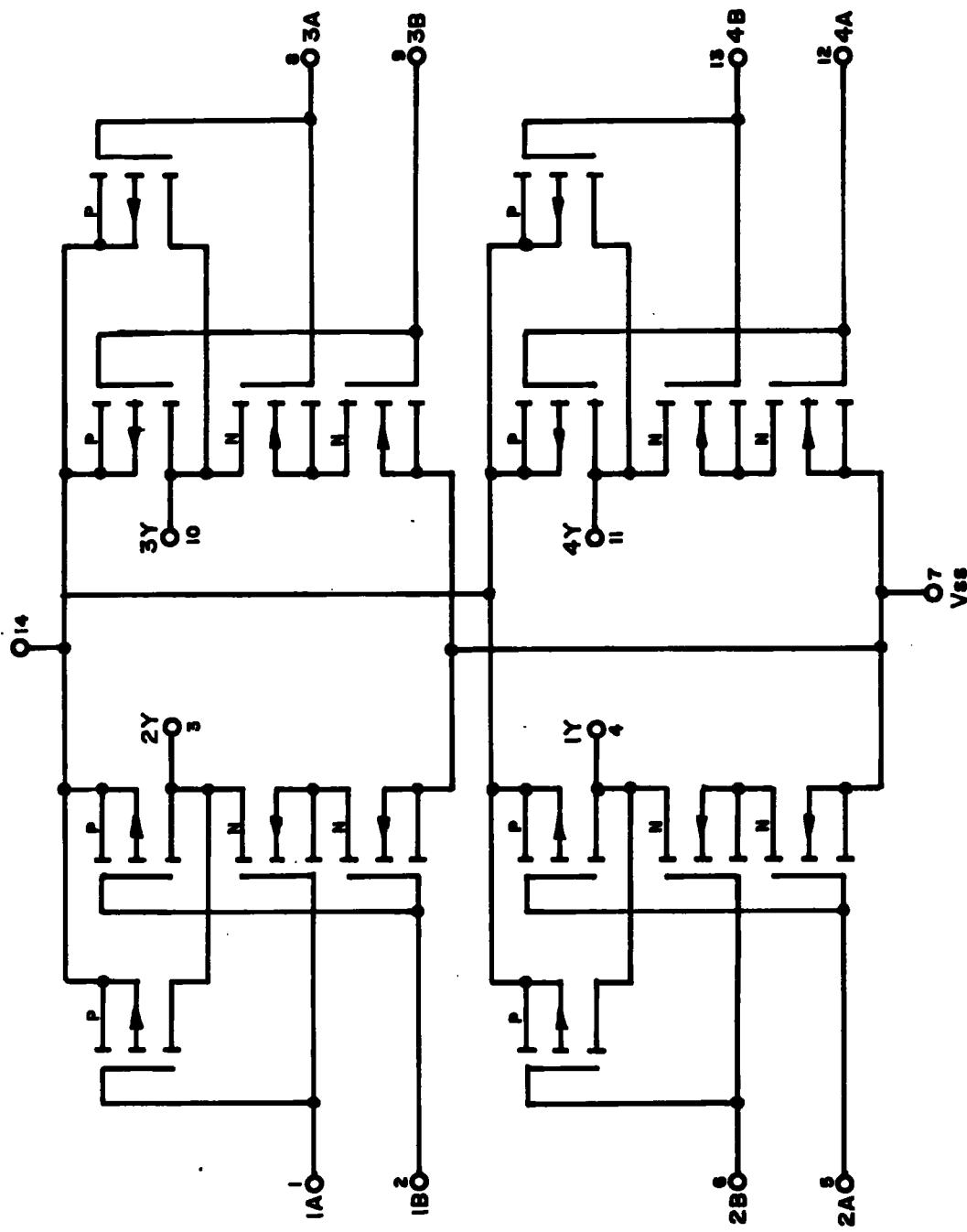


FIGURA 107. Diagrama esquemático

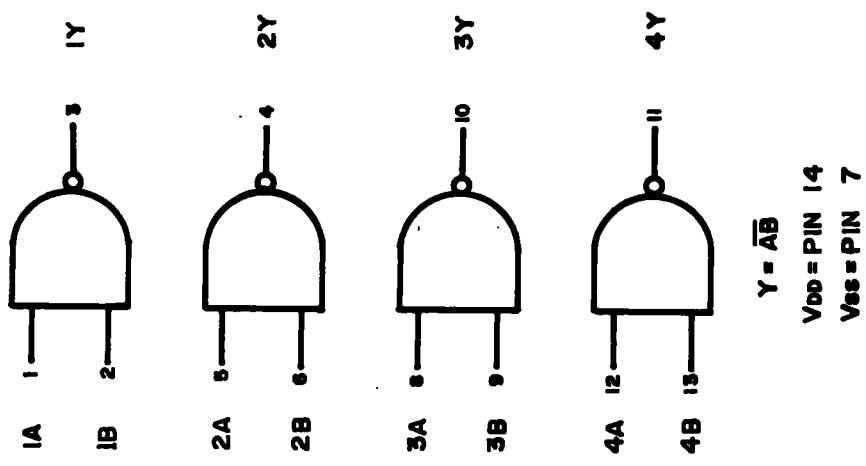


FIGURA 108. Diagrama lógico.

está respondiendo a aquellas salidas, en ese momento con la señalización que existe en el tablero con los 5 let's de conmutación y con los respectivos relés, entonces cada variación de 8 VAC en el variac debe significar un cambio de estado en los let's visualización del equipo.

Está por demás decir que si se nota una avería, una falla, pero ya se ha rechequeado la calibración en RT₁, RT₂, RT₃, RT₄, RT₅, RT₆ y está en perfecto estado y sin embargo la decodificación no obedece a lo que realmente se busca, pues definitivamente existe una falla, bien sea en el decodificador 4011 que es un circuito integrado CMOS ó en el decodificador integrado CMOS 4028 que es un decodificador BCD a decimal.

Como una ayuda al chequeo ó funcionalidad del estabilizador ó bien sea para el mantenimiento del equipo y en la cual no se ha hecho mención, es la parte de arranque.

Como se sabe que éste equipo va a funcionar con un temporizador de arranque cuyo propósito es de que en el momento que se conecte los 115 VAC de la red es posible que el aparato vea o no carga, y normalmente el aparato ha sido diseñado para ver cargas inductivas.

Se ha fijado un tiempo de 10 segundos, tiempo que se considera suficiente mientras que el aparato estabiliza todos sus voltajes y arranque en un tap fijo de voltaje y ese tap está comandado por el relé de arranque, es decir que el estabilizador siempre que se conecte durante 0 segundos deberá mantener accionado ese relé y pasando ese tiempo deberá abrir el contacto del tap respectivo; éste temporizador básicamente va ha estar acondicionado a una corriente de tiempo CA y RA que carga y descarga a través de la compuerta 1 del circuito integrado 4011 va ha dar un estado cero ó un estado 1 para que el transistor Q PNP 3906 maneje un transistor de potencia 2N 4921 que es el que directamente a través de su colector va a comandar el relé RA.

4.4 LISTA DE MATERIALES

Capacitores:

1 - 100uf / 35V

3 - 100uf / 25V

1 - 2200uf / 35V

1 - 220uf / 35V

1 - 220uf / 25V

Potenciómetros:

6 - 1K0hm

6 - 2K0hm

1 - 22K0hm

5 - 2.2K0hm

6 - 6800hm

6 - 91K0hm

5 - 4.9K0hm

Diodos:

12 - 2N4148

7 - 1N4005

Transistores:

12 - 2N2222

2 - 2N4921

7 - 2N3906

7 - 2N4921

Integrados:

1 - 4028

1 - 4011

Reguladores:

1 - 7805

Transformadores:

110 / 310 - 320 - 330 - 340 - 350 VAC

310 / 12 VAC

110 / 6 - 12 VAC

Voltímetros

0 a 500 VAC

Breaker:

4 - 10A

Fusibles:

1 - 20A

Relays

1 - 12 Volt

6 - 12V / 30A

Reset:

1 - 5A

Led's:

6 - 12 Volt

5. FUENTE REGULADA DE 0 A 125 VDC

5.1 GENERALIDADES

En éste aparte se habla de los pasos que se sigue para proveer alimentación regulada a cuatro motores DC., que presentan las especificaciones de 125 voltios DC., con máximo de corriente en operación de 3.5 amperios cada uno.

Para lograr mayor comodidad en el manejo de dichos motores y además versatibilidad, pues se pueden presentar los casos que se necesita operar los motores a velocidades diferentes, se optó por elaborar cuatro circuitos de control idénticos, que a su vez manejarán a cada motor en forma independiente. Como ya es sabido la velocidad de un motor DC puede variar si se cambia el valor de la tensión de alimentación a la armadura, ó al campo, ó las dos a la vez. Este último es el caso particular que se presenta en los motores DC., a tratar, pues éstos se podrán conectar en las configuraciones en serie, shunt ó compuestos (largo y corto).

Se obtendrá una fuente de alimentación AC., completamente estabilizada, la cual proveerá la energía necesaria a cada tarjeta de control como se observa en la Figura 109. Cada tarjeta de control está subdividida en dos secciones:

Sección de control.

Sección de potencia.

5.2 FUNCIONAMIENTO DE LA TARJETA DE COMANDO

La sección de potencia en la tarjeta de comando se observa con detalle en la Figura 110, que representa el diagrama circuital de la tarjeta correspondiente. Se tiene pues un puente rectificador de onda completa formado por los diodos rectificadores D_{12} , D_{13} , y los SCR'S, SR_{11} , SR_{12} .

Este esquema garantiza el flujo de una corriente continua a través de la carga (motor DC) y ;a resistencia limitadora formada por los resistores R_{18} , R_{19} , R_{20} , siempre y cuando los SCR'S se hayan disparado en forma adecuada. El diodo D_9 provee un camino a la corriente que formará por la extensión del campo magnético, presentes en las partes inductivas del motor, cuando separa el

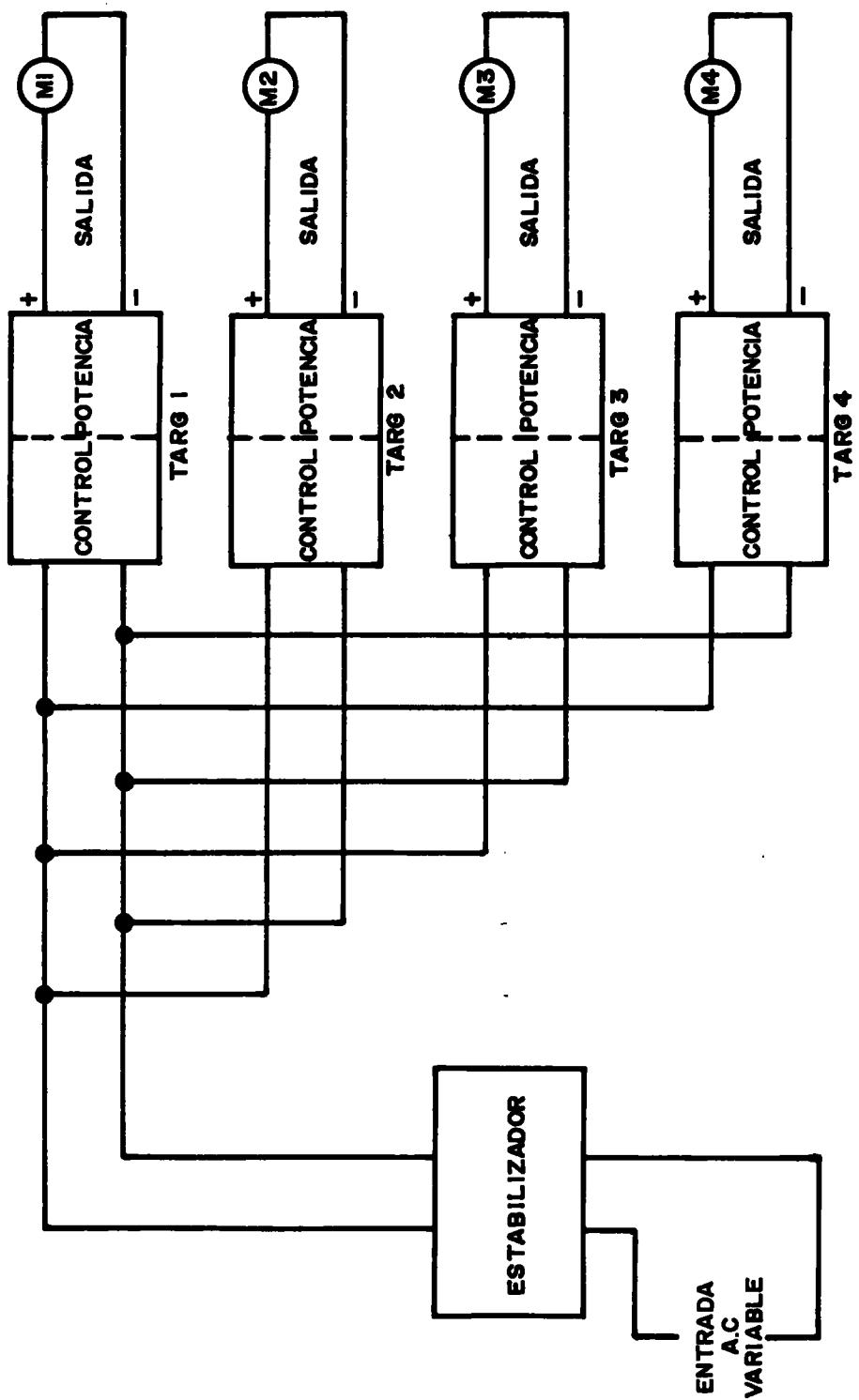


FIGURA 109. Diagrama en bloques de los comandos para motores D.C.

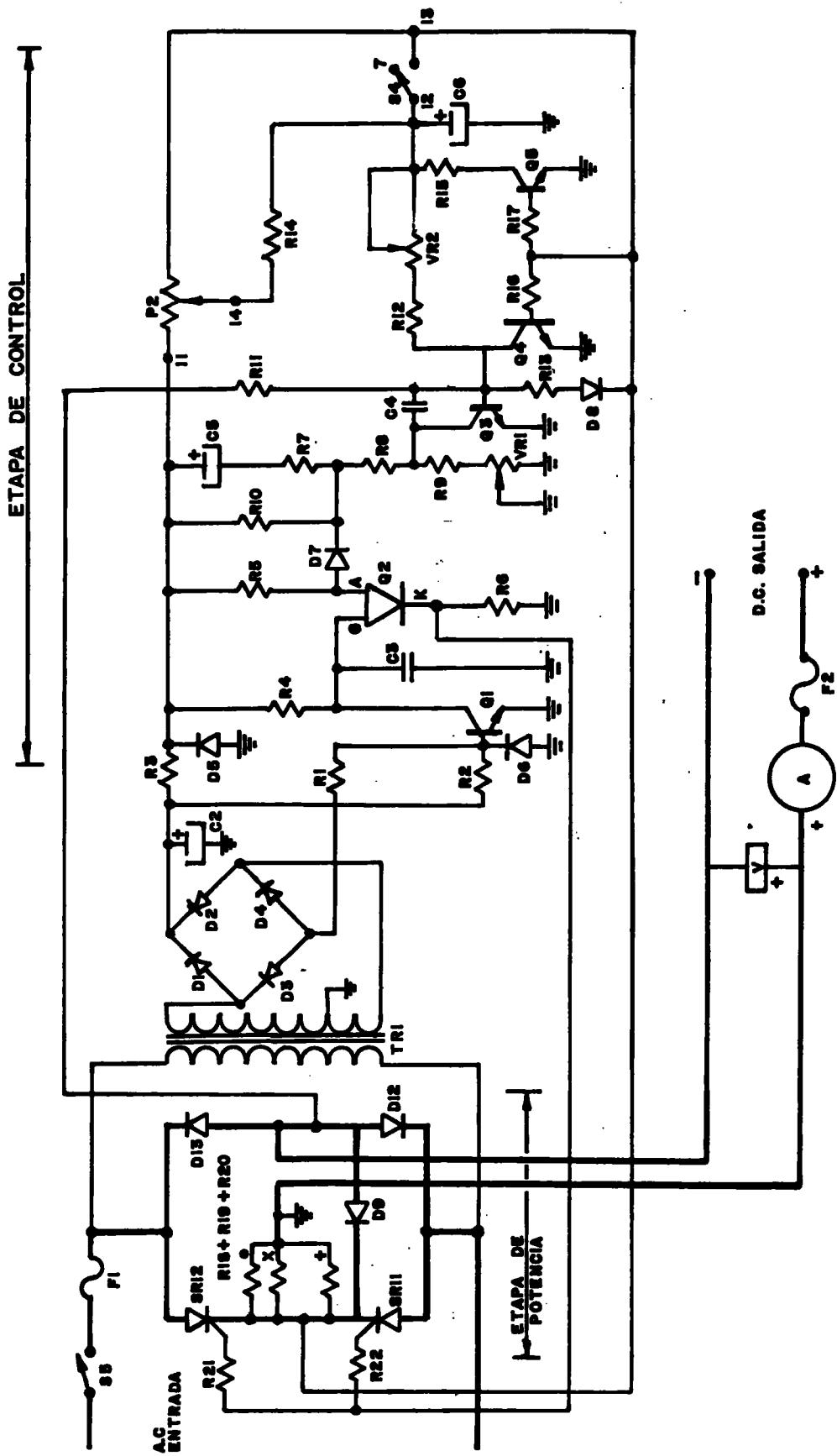


FIGURA 110. Diagrama circuital de la tarjeta de mando, para controlar un motor D.C.

misma, por cualquier motivo, de esa forma se protegen los diodos y SCR'S de potencia contra voltajes y corrientes inversas.

En la sección de control se tiene inicialmente al transformador TR₁ quien se alimenta con la misma tensión AC., que se suple al circuito de potencia, y provee tensión de un devanado secundario con tap central, para alimentación en onda completa a los diodos D₁, D₂. Se filtra ésta onda por medio del capacitor C₂, y de los extremos del último se provee alimentación a todo el circuito de control.

Se describe a continuación los elementos que tienen influencia directa en la polarización de los transistores que conforman el sistema de control.

El colector del transistor Q₁ (NPN) se polariza mediante la serie R₃, R₄. La base recibe tensión por medio de R₂ y D₆ se derivan a tierra, terminal negativo de C₂.

El terminal gate (compuerta) del put se polariza vía R₃, R₄; el cátodo por medio del resistor R₆ en paralelo con la mitad de R₂₂ y la unión gate compuerta del SCR₁.

Se toma la mitad porque en éste caso se ve el paralelo de

elementos idénticos formados por las series R_{21} , SR_2 y R_{22} , SR_1 . Se polariza el ánodo del put vía el divisor formado por la serie R_3 , R_5 y las siguientes redes en paralelo, comenzando por la resistencia dinámica del diodo D en conducción que es común para las dos.

Serie 1, R_{10} , porción del potenciómetro P_2 entre el extremo inferior y su brazo central R_{14} y R_{15} , juntura colector emisor del transistor Q_5 . Serie 2; R_8 , R_9 porción del potenciómetro VR_1 entre el extremo unido a R_9 y su brazo central.

El colector del transistor Q_3 (NPN) se polariza vía el divisor de tensión formado por las series R_3 , R_6 , R_7 , resistencia dinámica en conducción R_8 y R_9 , porción del potenciómetro VR_1 , comprendida entre su extremo superior y el brazo de toma. El emisor es derivado directamente a tierra. La base se polariza por medio de otro divisor de tensión formado por la serie R_3 , porción del potenciómetro P_2 entre extremo inferior y brazo central, R_{14} potenciómetro VR_2 , R_{12} ; y los siguientes redes en serie paralelo. Serie 1, R_{11} y devanado del motor; serie 2, R_{13} , resistencia dinámica del diodo D_8 en conducción y resistor formado por el paralelo de R_{18} , R_{19} , R_{20} ; serie 3, juntura colector emisor del transistor Q_4 .

El colector del transistor Q₄ (NPN), se polariza de manera idéntica a la base del transistor Q₃, pues están unidos eléctricamente al mismo punto. La base de Q₄ es polarizada vía R₁₆, y la resistencia compuesta por los resistores R₁₈, R₁₉, R₂₀ en paralelo.

El emisor está derivado directamente a tierra.

El colector del transistor Q₅ (NPN) se polariza por medio de la serie compuesta por; R₃, potenciómetro P₂, porción entre extremo inferior y brazo central, y R₁₅. El emisor está drenado directamente a tierra y la base se polariza por medio de R₁₇ en serie con el resistor equivalente que dan las resistencias R_{T18}, R₁₉, R₂₀ en paralelo.

Por medio de las redes descritas se logra la polarización DC., para darle el punto de trabajo a cada uno de los elementos activos que componen la sección de control.

Se verá como funciona el circuito en su totalidad. Por medio de los rectificadores D₃, D₄, se obtiene una forma de onda completa.

Esta señal atraviesa el resistor limitador R, y es aplicada a la base del transistor Q₁, quien a su vez la amplifica y desfase 180°, para entregarla al terminal

gate de put. Se observa el condensador C_3 , derivado a tierra por un extremo y conectado al colector de Q por el otro terminal, pués éste condensador se carga con curva exponencial y una constante de tiempo dada por $Requi\ 1$ por C_3 . Donde $Requi\ 1$ es la resistencia pasiva equivalente que observa el condensador hacia el positivo de la fuente. La señal que llega a éste colector tiene una frecuencia de 60 Hz pués viene directamente de la red, atravesando los resistores y transistor indicados, dichos elementos no producen cambios en la frecuencia de la red.

Por tanto, después de algunos semiciclos C_3 se carga y alcanza una diferencia de potencial igual a la establecida en ánodo del put. Se dispara éste y a la vez, engatilla al SCR que está polarizado directamente entre ánodo y cátodo. C_3 se descarga con una constante de tiempo $Requi\ 2$ por C_3 , donde $Requi\ 2$ será la suma de la resistencia directa que presenta el put en conducción más el resistor de gate, en paralelo con el resistor R_6 . Después se inicia nuevamente la carga de C_3 para disparar luego al otro SCR, y así sucesivamente. Mediante la variación del potenciómetro, P_2 se cambia el voltaje de polarización al ánodo del put, y consecuentemente el factor de programación del mismo, logrando de ésta manera cambiar el momento de disparar del put. Se dispara éste y

a la vez, engatilla al SCR que está polarizado directamente entre ánodo y cátodo. C_3 se descarga con una constante de tiempo Requi 2 por C_3 , donde Requi 2 será la suma de la resistencia directa que presenta el put en conducción más el resistor de gate, en paralelo con el resistor R_6 . Después se inicia nuevamente la carga de C_3 para disparar luego al otro SCR, y así sucesivamente. Mediante la variación del potenciómetro, P_2 se cambia el voltaje de polarización al ánodo del put, y consecuentemente el factor de programación del mismo, logrando de ésta manera cambiar el momento de disparo en éste elemento, y por consiguiente el engatillamiento de los SCR, así mismo la potencia entregada al motor DC.

Mediante la variación del potenciómetro VR_1 , se puede cambiar el factor de programación en el put, pero la variación es muy pequeña comparada con la del potenciómetro P_2 .

Este resistor sirve para fijar el punto de trabajo del put. La realimentación que se efectúa desde el punto de unión de los cátodos, en los SCR'S hacia la base de Q_3 ; vía D_8 , R_{13} y las bases de Q_4 , Q_5 en forma directa con R_{16} , R_{17} , sirve para mantener fija la potencia que se entrega al motor DC, ya establecida al fijar el potenciómetro P_2 ; pues si hay variación en el voltaje de

alimentación suministrado al puente de diodos y SCR'S, se efectúa un cambio en las junturas colector emisor de dichos transistores, los cuales a su vez cambian el punto de trabajo del put, pues varían su factor de programación.

Otro tanto puede decirse de la realimentación, efectuada a través del resistor R11, que afecta a la base de Q₃ y el colector de Q₄, pues en la unión de los diodos de potencia D₁₂, D₁₃ se forma una señal de onda completa que tiene los valles hacia abajo, y tienden a cortar a Q₃ dependiendo de su amplitud. Esta señal aparece desfasada en el colector de Q₃ y carga a C₄, con una polaridad inversa a la de C₃, efectuando un trabajo de contrapeso.

La juntura colector emisor de Q₅ afecta en forma directa en funcionamiento del put, pues ésta juntura, en forma directa la polarización de su ánodo. La forma de onda completa con valle hacia arriba lo hacen conducir. El potenciómetro VR₂ afecta la polarización de base en Q₃, y se puede cambiar en forma fina el efecto de la realimentación que se tiene vía R11. El capacitor C₆ sirve para mantener un voltaje de colector en Q₅ lo más constante posible, es decir si se cambia la posición del brazo central en P₂, cambia consecuentemente el voltaje en el punto 12. Sin embargo el capacitor C se carga

rápidamente para sostener el nuevo voltaje, si es mayor al anterior, ó se descarga rápidamente para efectuar la misma operación; si el voltaje es menor al anterior. La red C_5 , R_7 filtra cualquier pico de voltaje que se genere al variar la posición del potenciómetro P_2 , y de esa forma garantizar que los cambios en el ánodo del put serán consecuencia única del cambio en el valor resistivo del potenciómetro P_2 .

5.3 CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DEL CONTROL DE VELOCIDAD

El diseño de las etapas de control y potencia, para controlar y alimentar a un motor DC, con las características de 125 VDC y máxima corriente de 4 amperios, se dividió en varias fases a saber:

Diseño de los resistores para polarización de los elementos activos, transistores y put en la etapa de control. Se toma como principio de partida las ecuaciones, que rigen la ubicación de punto de trabajo de los elementos citados. Para los transistores el punto Q, garantiza el que estén situados en la región de amplificación, normalmente entre el punto medio, de las zonas, que demarcan los puntos de saturación de corte.

Como los transistores Q_1 , Q_3, Q_4, Q_5 están en configuración

de emisor común se tiene las siguientes ecuaciones:

$$V_{BB} = R_2 / R_1 + R_2 * V_{CC} \quad (5.1)$$

Como se observa en la Figura 111.

$$R_b = R_1 * R_2 / R_1 + R_2 \quad (5.2)$$

$$R_1 = V_{CC} R_b / V_{BE} \quad (5.3)$$

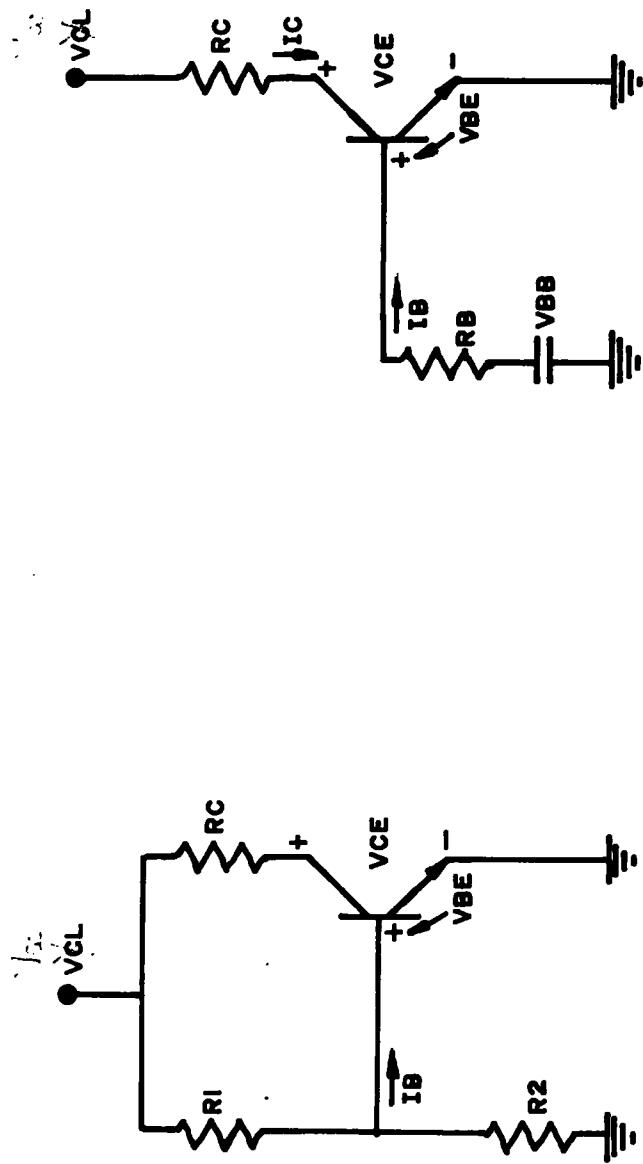
$$R_2 = R_b R_1 / R_1 + R_b \quad (5.4)$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

$$V_{BB} = R_b I_B + V_{BE}$$

Se tuvo en cuenta, además los voltajes de ruptura en las junturas del transistor; se diseñó con margen de seguridad mínimo del 20%, corriente máxima de potencia de colector y disipación máxima de potencia en el transistor, para seguridad se trabaja con el 25% como margen mínimo. Para el puf se adoptan medidas análogas a las descritas. Se subdividen los valores totales de los resistores de polarización; para los casos necesarios con el fin de darle al circuito propiedades de estabilización para cambios posibles debidos a envejecimiento de elementos, así se anexaron los diodos requeridos para tal objetivo. Esta medida también se adoptó para lograr las variaciones adecuadas en los parámetros de programación

FIGURA III. Equivalencia entre circuitos en configuración de emisor común



para el put.

Se toma en éste caso las consideraciones necesarias para máxima transferencia de potencia entre etapas, logrando así la mayor eficiencia del circuito.

Se monta el circuito inicial, se sometió a prueba y se le hicieron algunos cambios para adaptarlos al trabajo del motor a controlar. Esta fase necesaria lleva a la necesidad de elevar la tensión de entrada, para adaptar el circuito a las configuraciones serie, compuestos (largo y corto), shunt.

En la lista siguiente se detalla los valores y características de los elementos, que componen una tarjeta.

D₁ , D₂ , D₃ , D₄ , D₆ , D₇ , D₈ = 1N 4004,

rectificadores de 600 V / 1A.

D₅ = 1N 4148 diodo de 100 V / 0.5 A.

Q₁ , Q₃ , Q₄ , Q₅ = BC 547 transistor NPN.

R₁ = 10K; R₂ = 150 K; R₃ = R₆ = 3.3 K; R₄ = R₅ = 330 K;

$R_7 = R_8 = 22K$

$R_9 = 56 K; R_{10} = R_{14} = 82 K; R_{11} = 1; R_{12} = 47 K; R_{13} = 27K;$

$R_{15} = 1 K; R_{16} = R_{17} = 100; R_{21} = R_{22} = 22$ todas a 1/4 Watt.

$R_{18} = R_{19} = R_{20} = 0.33 / 10$ Watt

$C_1 = C_3 = 0.22 \mu F / 100 V; C_2 = C_6 = 25 \mu F / 30V$

$C_5 = 10 \mu F / 30 4FV.$

TR recibe en el primario 340 V y entrega tensiones, en cada sección con 1 amperio máximo.

$VR_1 = VR_2 = 250 k / 1$ Watt

$P_2 = 100 K / 1$ Watt

$F_1 = 350 V / 4$ amperios

$S_5 = S_4 = 500 V / 5A$

$S_5 = S_4 = 500 V / 5 A$

$SR_1 = SR_2 = SCR'S$ de potencia.

Se anota que la mayor dificultad, la encuentra en la alimentación para el motor cuando se cambia la forma como se conecta internamente; pues en la práctica se observa, que cada sistema de conexión (shunt, serie, compuesta larga, compuesta corta). Exige de la fuente externa una alimentación diferente. Este problema se soluciona dándole a la fuente de alimentación, una tensión de 340 voltios AC., ya que es la tensión que exige el sistema de conexión compuesto corto, y a la vez es el máximo.

Los otros sistemas al trabajar con tensión menor, quedan cobijados, pues por medio del potenciómetro P_2 (para variar externamente la velocidad se puede ajustar la salida a la tensión necesaria).

5.4 ESPECIFICACIONES

Voltaje de entrada 340 VAC \pm 10%

Frecuencia de 60 Hz

Voltaje de salida 0 a 125 VDC

Regulación 1%

Carga 4 amperios máximo

Temperatura 40 °C

6. FUENTE REGULADA DE 0 - 48 VDC

6.1 GENERALIDADES

Se diseñó una fuente de 0 - 48 voltios DC regulada a su salida, con entrega máxima de 3 amperios. Se utiliza la combinación de dos fuentes con integrados reguladores para lograr dicho cometido.

Se tendrá así el asocio formado por:

Una fuente regulada de 0 - 24 VDC fija y una fuente regulada de 0 - 24 VDC. La única diferencia existente entre las dos fuentes está en el potenciómetro de variación de R , pues en la fuente regulada de 24 voltios DC fija, éste se reemplazó por un resistor estático.

Especificaciones:

Voltaje de entrada 115 VAC

Frecuencia 60 Hz

Voltaje de salida 0 ~ 48 VDC

Regulación 0.1%

Carga 3 amperios máximos

Temperatura 40 C.

6.2 CIRCUITOS BASICOS Y FUNCIONAMIENTO

En la Figura 112 se presenta el esquema básico de una fuente regulada 0 ~ 24 VDC. Un transformador reductor recibe la tensión de la red y alimenta a un puente de diodos que es filtrado por medios capacitivos, se rebaja el rizado y estabiliza por medio de un integrado, además en ésta última sección se logra la variación del voltaje.

La forma como trabaja una fuente no regulada fué estudiada en el capítulo dedicado a fuentes DC, razón por lo que en éste aparte se explicará entonces como trabaja la sección de regulación, pues es totalmente diferente a las analizadas.

Se utiliza un integrado LM 317 K pues es supremamente versátil, de fácil manejo, compacto y de gran precisión, obteniéndose así la regulación que se necesita, en éste caso con grandes ventajas.

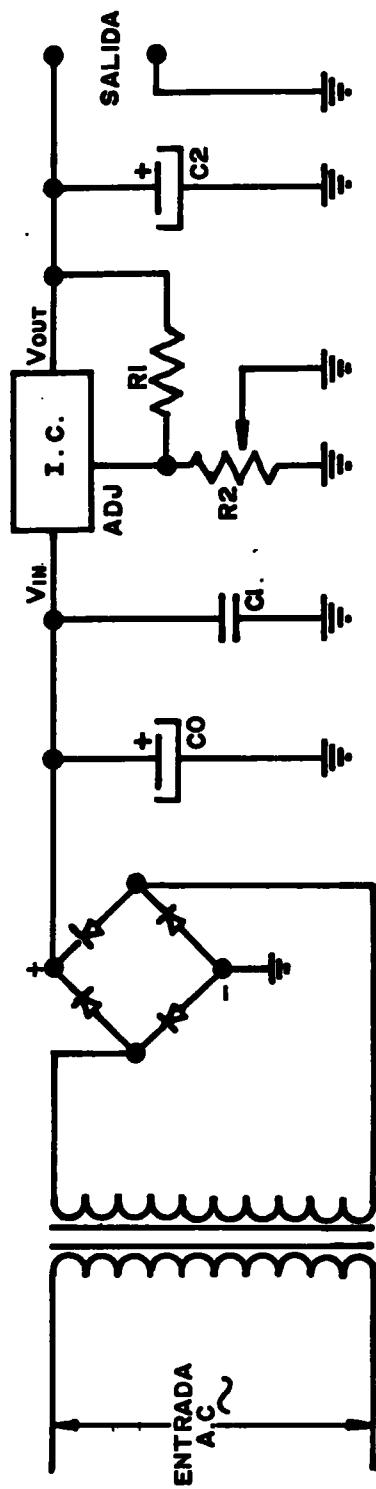


FIGURA 112. Fuente regulada de 0-24 V. D.C. con integrado

El LM 317 K es un regulador ajustable de tres terminales Vin, ADJ y Vout, trabaja eficientemente regulándose desde 1.2V a 37 voltios de salida con 3 amperios nominales, sólo requiere de dos resistores para fijar el voltaje de salida.

Este integrado está previsto de un limitador de corriente y circuito para protección térmica. Además si el terminal de ajuste es desconectado deja de funcionar, al activar otro sistema de protección interna.

El capacitor C₁ se usa para protección del integrado, contra transientes rápidos, el capacitor C₂ le incrementa la capacidad que tiene el integrado, para efectuar como filtro pasa bajo, y así reduce el factor de Riple de la señal a entregar.

En operación el LM 317 K desarrolla un voltaje de referencia nominal de 1.25 voltios entre la salida y el terminal de ajuste. La referencia de voltaje es impresa a través del resistor de programa R₁. A partir de éste valor de voltaje, se puede lograr incrementos a la salida, al cambiar el valor del potenciómetro R₂. La ecuación para éste integrado es:

$$V_{out} = V_{Ref} \cdot (1 + R_2 / R_1) + I_{ADJ} \cdot R_2$$

V_{out} = Voltaje de salida

V_{Ref} = Voltaje de referencia

$I_{Ajust.}$ = Corriente ajustable.

En la Figura 113 se representa los parámetros comprometidos en la ecución anterior. Al variar el valor del potenciómetro R, cambia la intensidad de corriente, que circula a través del mismo y de forma idéntica el voltaje de salida, pero siempre regulado.

La corriente I, será siempre constante lográndose así independizar el voltaje de referencia, de las variaciones que se presentan a la salida. El valor de I, será aproximadamente de 0.01 amperios según las especificaciones.

En la Figura 114 se presenta el diagrama de los circuitos internos que conforman el LM 317 K.

Para obtener voltajes dentro 0.24 voltios DC., los switchs S_1 , S_2 (conectados en tandem o sea que cambian de posición a la vez), estarán en la posición del potenciómetro hasta que el voltímetro indique la medida necesaria. En ésta operación la fuente fija está fuera de servicio y se trabaja con la fuente regulada variable,

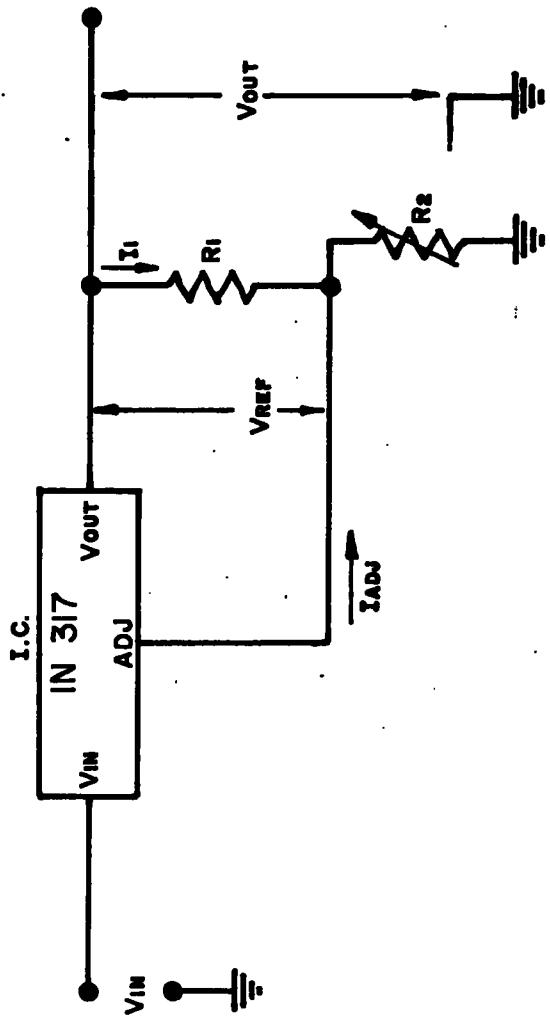


FIGURA 113. Corrientes en el integrado regulador

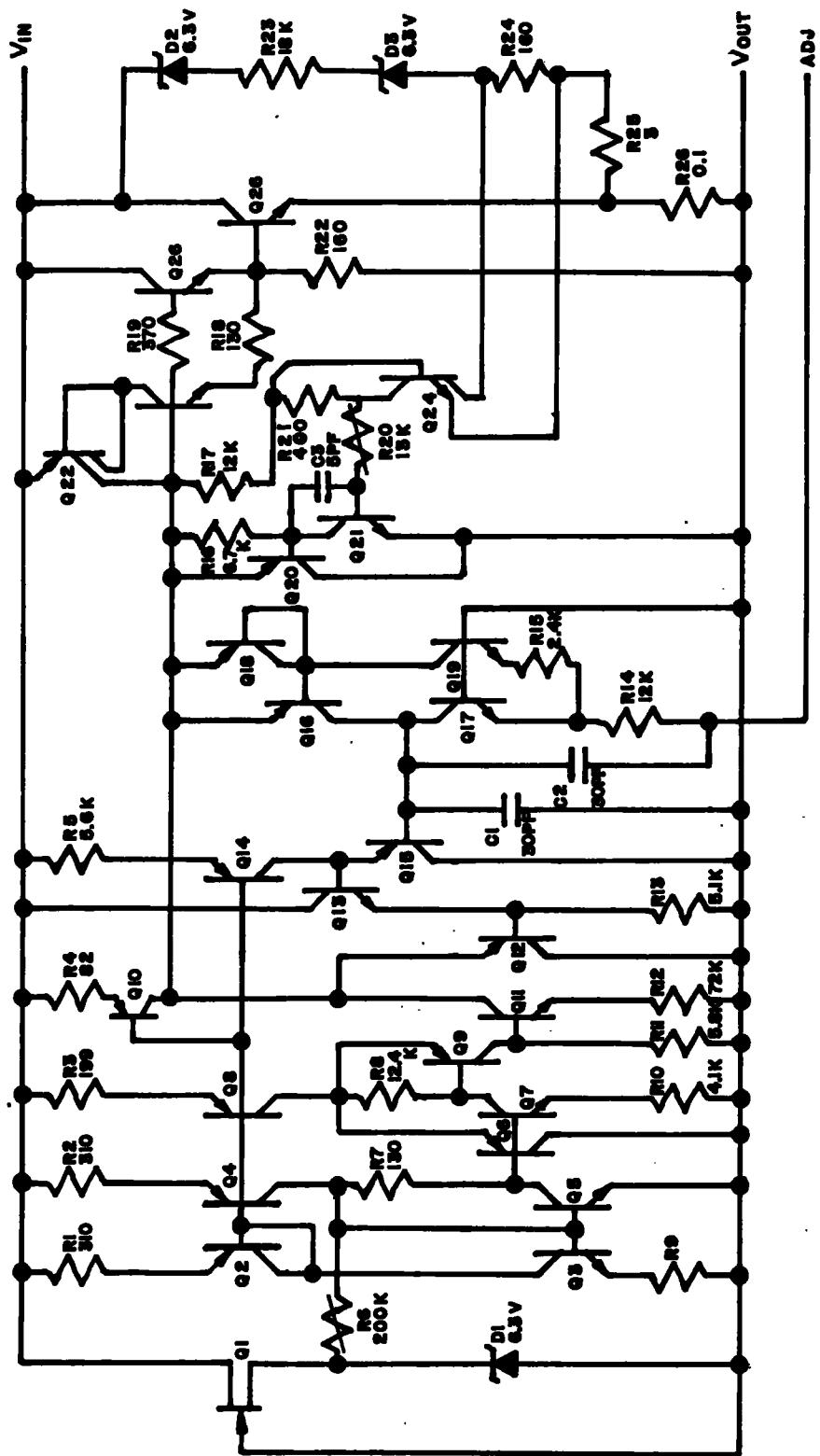


FIGURA II4. Diagrama interno del integrado LM317 K

obsérvese la Figura 115.

Para obtener voltajes entre 24 y 48 VDC se pasa el interruptor a la posición 1, se tiene en éste momento las dos fuentes reguladas en serie y para lograr el voltaje DC necesario, se ubicará el potenciómetro en la posición que se necesite verificando en el voltímetro el voltaje requerido.

En la Figura 116 presenta el diagrama circuital completo de la fuente regulada de 0 a 48 VDC.

6.2.1 Criterios para el Diseño de la Fuente Regulada de 0 a 48 Voltios DC.

El transformador de alimentación de AC de la Figura 116, tiene dos devanados independientes que entregan nominalmente 18 VAC con una corriente máxima de 3.2 amperios.

Para el diseño se necesita 3 amperios pero se deja 200 mA como margen de seguridad para el transformador.

La potencia máxima entregada en el devanado secundario sera:

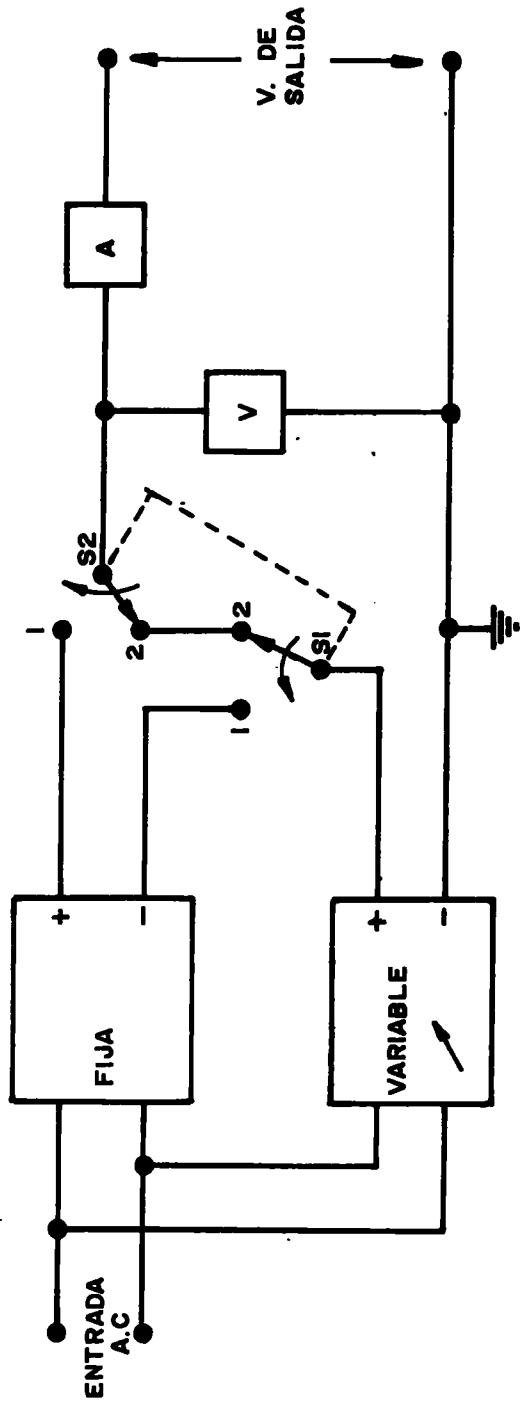


FIGURA II5. Diagrama en bloques de la fuente regulada variable de 0 - 48 vDC

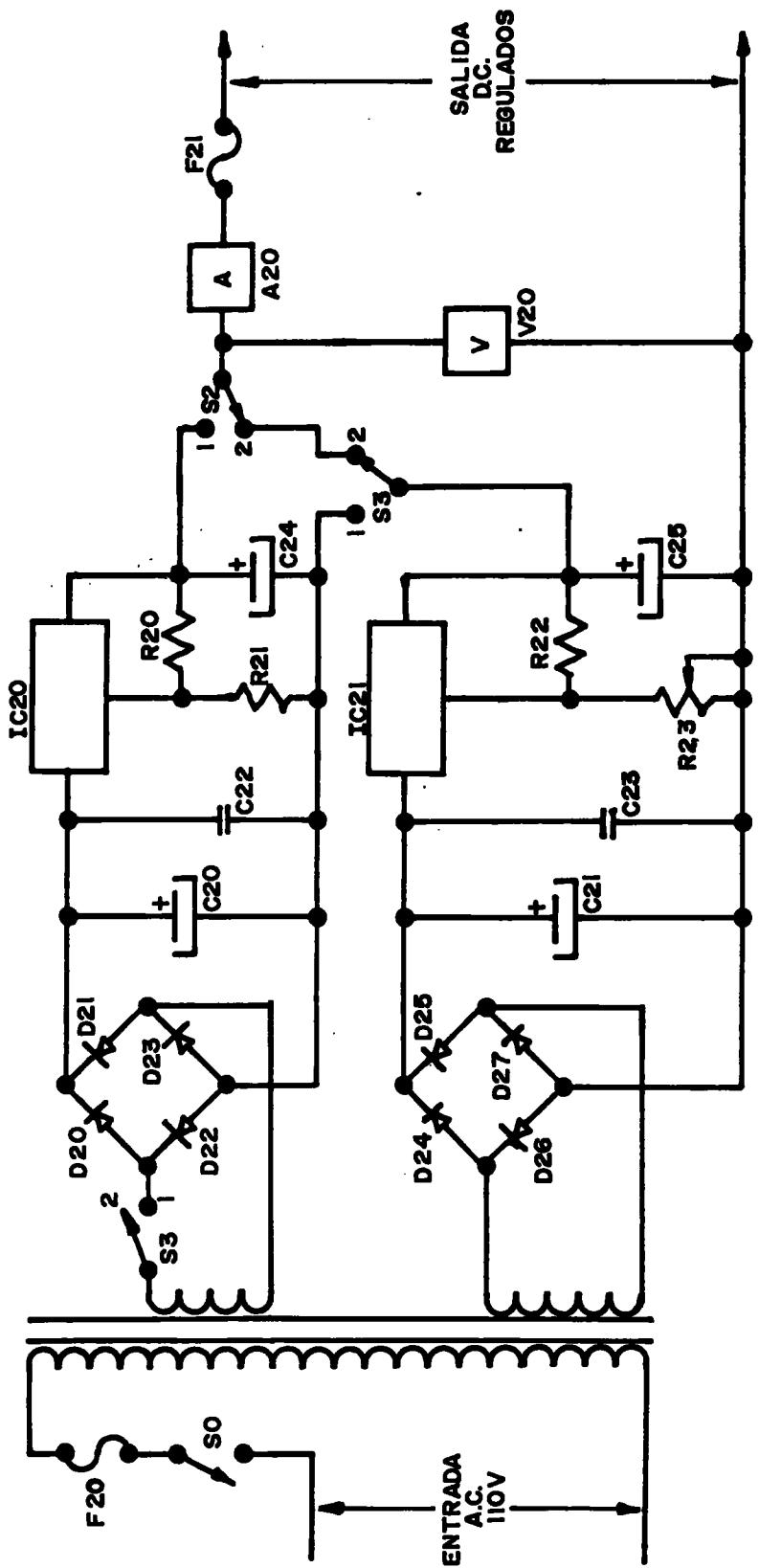


FIGURA II6. Esquema circuital completo de la fuente regulada de 0-48 VDC

$$P_{max,1} = V_{s,1} * I_{max,1} = 18 * 3.2 = 57.6 \text{ Watts}$$

Y la potencia total (o sea para los dos devanados) será el doble es decir:

$$P_{max,2} \text{ En el secundario} = 2 P_{max,1} = 115.2 \text{ Watts.}$$

La corriente máxima en el devanado primario se calcula por medio de la expresión:

$$V_p / V_s = I_s / I_p$$

$$I_p = V_s \dots I_s / V_p = 18.3 / 110 = 0.49 \text{ A.}$$

V_p = Voltaje primario

V_s = Voltaje del secundario

I_s = Corriente en el secundario

I_p = Corriente en el primario.

Por lo tanto el fusible de protección para el primario tendrá un amperaje igual a la corriente máxima circulante por el primario, por seguridad anexamos el 20% de ese valor.

$$I_{f_1} = I_{max_p} (100\% + 20\%) = 0.6125 \text{ Amps.}$$

Valor comercial para el fusible $F_{20} = 1 \text{ Amps.}$

Los diodos $D_{20}, D_{21}, D_{22}, D_{23}, D_{24}, D_{25}, D_{26}, D_{27}$, soportarán un voltaje inverso igual a 9 voltios y una corriente máxima de 3 Amps.

El valor comercial para dichos diodos será de 200 V / 3 Amps.

Los capacitores C_{20} y C_{21} soportarán un voltaje inverso igual a:

$$V_{c_{inv}} = 18 \sqrt{2} = 25.45 \text{ voltios}$$

Comercialmente se obtuvo capacitores de $3300 \mu\text{f}$ a 35 VDC. El valor de la capacidad se tomó al triple requerido y la resistencia mínima de carga.

El valor de los capacitores C_{22}, C_{23} se toma de los recomendados por la referencia del integrado LM 317 K y su valor será $0.1 \mu\text{f} / 50 \text{ VDC}$ que coincide con el valor comercial. El mismo criterio se tuvo para escoger el valor de C_{24} y C_{25} los cuales toman los valores de $0.1 \mu\text{f} / 50 \text{ VDC}$.

El valor de los resistores R_{20} , R_{22} se toma como base la referencia del que dice que deben circular 10 mA por dichos resistores, cuando la diferencia de potencial entre los mismos es 1.2 voltios, lo cual da valores de 120 ohmios.

El valor de potenciómetro P_2 será que 5 K pues de esa forma se puede barrer el voltaje de salida entre 1 y 24 voltios.

Se calculó, el valor de R en forma práctica y dió 4.7 ohm.

Los switches S_1 , S_2 , S_3 que trabajan en tandem deben aguantar una potencia máxima de 48×3 Amps = 114 Watts. Comercialmente se encuentra de 150 Watts.

Finalmente el interruptor de entrada S debe tener una potencia igual a la que soportará el primario en el caso de máxima exigencia o sea 54 Watts (comercialmente se obtiene de 200 Watts).

6.3 LISTA DE MATERIALES

Capacitores:

$C_{20}, C_{21} = 2200 \mu F - 25 V$

$C_{22}, C_{23} = 0.1 \mu F - 100 V$

$C_{24}, C_{25} = 0.1 \mu F - 25 V$

Potenciómetro:

$R_{23} = 5.0 K / \text{Ohmios}$

Resistores:

$R_{20}, R_{23} = 220 \text{ Ohmios}$

$R_{21} = 4.7 K / \text{Ohmios}$

Diodos:

$D_{20}, D_{21}, D_{22}, D_{23}, D_{24}, D_{25}, D_{26}, D_{27} = BY127 - 3A$

Transformador:

$T = 110 V / 35, 0, 35 \text{ VAC} - 5A$

Regulador de Voltaje:

I_C , I_C = 24 VDC - 3A

Voltímetro:

V = 0 a 60 VDC

Amperímetro:

A = 0 a 7.5 A

Selector:

S , S = De dos posiciones

Fusibles:

F = 1A

F = 3A

Switch:

S = 125 voltios

Piloto - 110 voltios

7. OPERACION, MANTENIMIENTO Y USOS DE LAS FUENTES D.C.

7.1 FUENTE REGULADA DE 0 - 125 VDC 4 AMPS

Se debe verificar que la fuente esté energizada aplicando a su entrada los 340 VAC, estabilizados. El potenciómetro de ajuste de velocidad se llevará a su posición de mínimo. Se conectan los terminales de salida al motor DC, respetando las polaridades (positivo rojo, negativo negro).

Se coloca el switche (SW) a la posición ON, de ésta forma empezar su función de trabajo requerido por la carga, tales como motores DC; se comenzará a incrementar lentamente el potenciómetro de ajuste para entregar tensión al motor con sus diferentes tipos de conexiones shunt-serie y rompound. Los aparatos de medición como se vé en la Figura 117 servirán para ubicar la tensión y la corriente requerida en cada caso particular.

El mantenimiento se logra fácilmente al sacar la estructura interna en forma de U, que encaja en el prisma

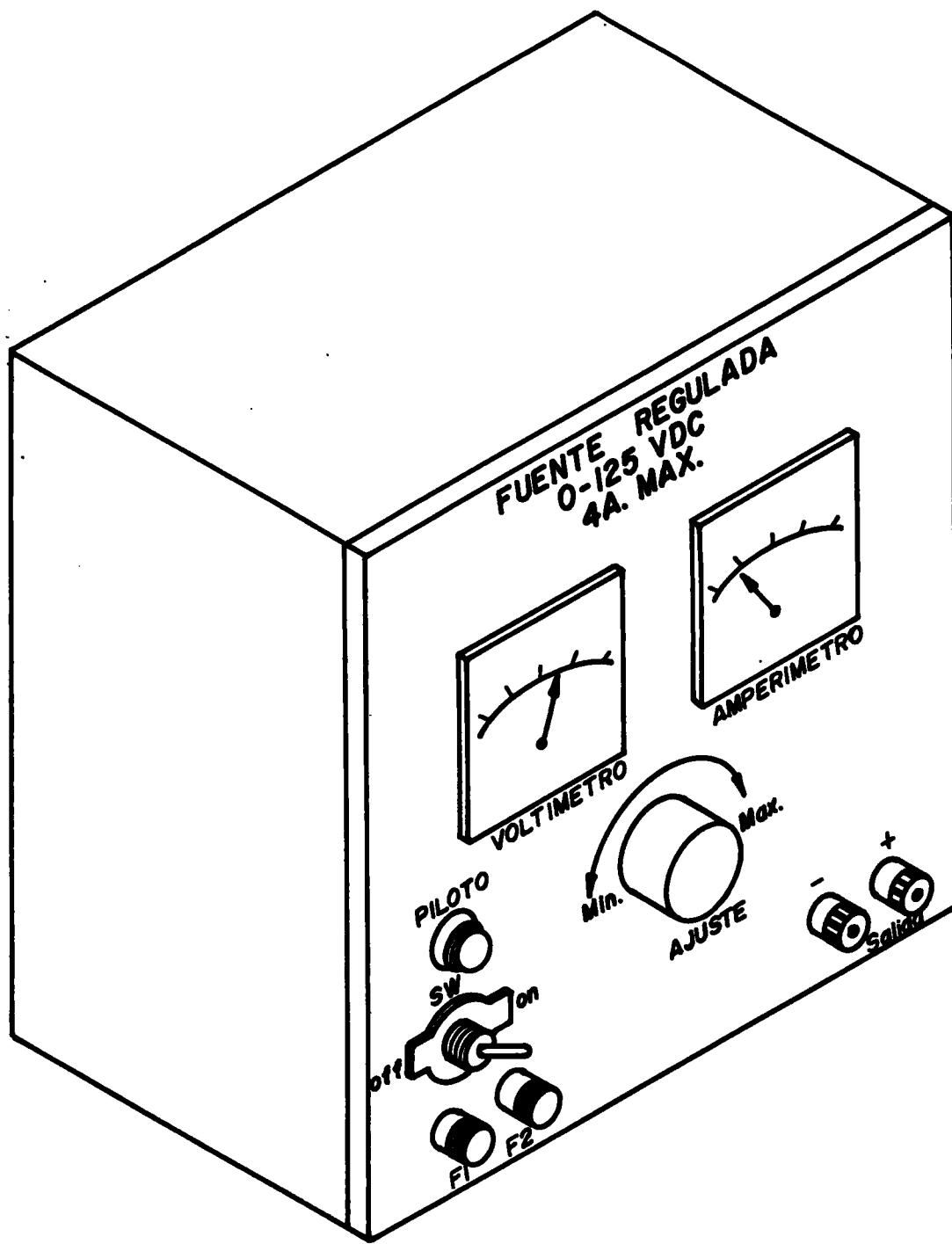


FIGURA 117. Vista externa de la fuente regulada de 0-125 VDC - 4AMPERIOS.

rectangular, y en la cual van ubicados los elementos internos del sistema, que facilitan las medidas correspondientes para su mantenimiento.

Esta fuente se usa en el laboratorio para realizar las siguientes prácticas:

En el laboratorio de conversión de energía II.

PRACTICA No. 6

Conexiones y características de carga de un generador compuesto.

PRACTICA No. 9

Característica de carga de un motor derivación.

PRACTICA No. 10

Característica de carga de un motor serie.

PRACTICA No. 11

Característica de carga de un motor Compoud.

PRACTICA No. 12

Control de velocidad de los motores DC.

En el laboratorio de conversión II.

PRACTICA No. 2

Ensayo en vacío y en corto de un alternador.

PRACTICA No. 3

Ensayo del alternador con carga.

PRACTICA No. 4

Conexión de alternadores a paralelo.

FUENTE REGULADA DE 0-48 VDC 3 AMPS.

Primeramente se debe verificar que la fuente esté energizada, aplicando a su entrada los 115 VAC.

El potenciómetro de ajuste se llevará a la posición de mínimo, se conecta los terminales de salida a la carga que se va a utilizar, respetando las polaridades

correspondientes.

Se coloca el switch (SW) a la posición ON para que de ésta forma empiece su funcionamiento de trabajo requerido por la carga.

Para obtener voltajes entre 0 - 24 VDC, el selector se coloca en la posición S1. Para obtener el voltaje deseado se incrementará con el potenciómetro de ajuste, ver Figura 118.

Para obtener voltajes mayores de 24 VDC se coloca el selector en la posición S2 y se incrementará el potenciómetro de ajuste, hasta 48 VDC que es la máxima salida de voltaje.

Para lograr su fácil mantenimiento se debe sacar la estructura interna en forma de U, en la cual van ubicados e implementados los elementos del sistema.

Esta fuente fué diseñada para alimentar dispositivos electrónicos, ya como es sabido trabajan con niveles de voltajes bajos.

Se usa también en el laboratorio de conversión I.

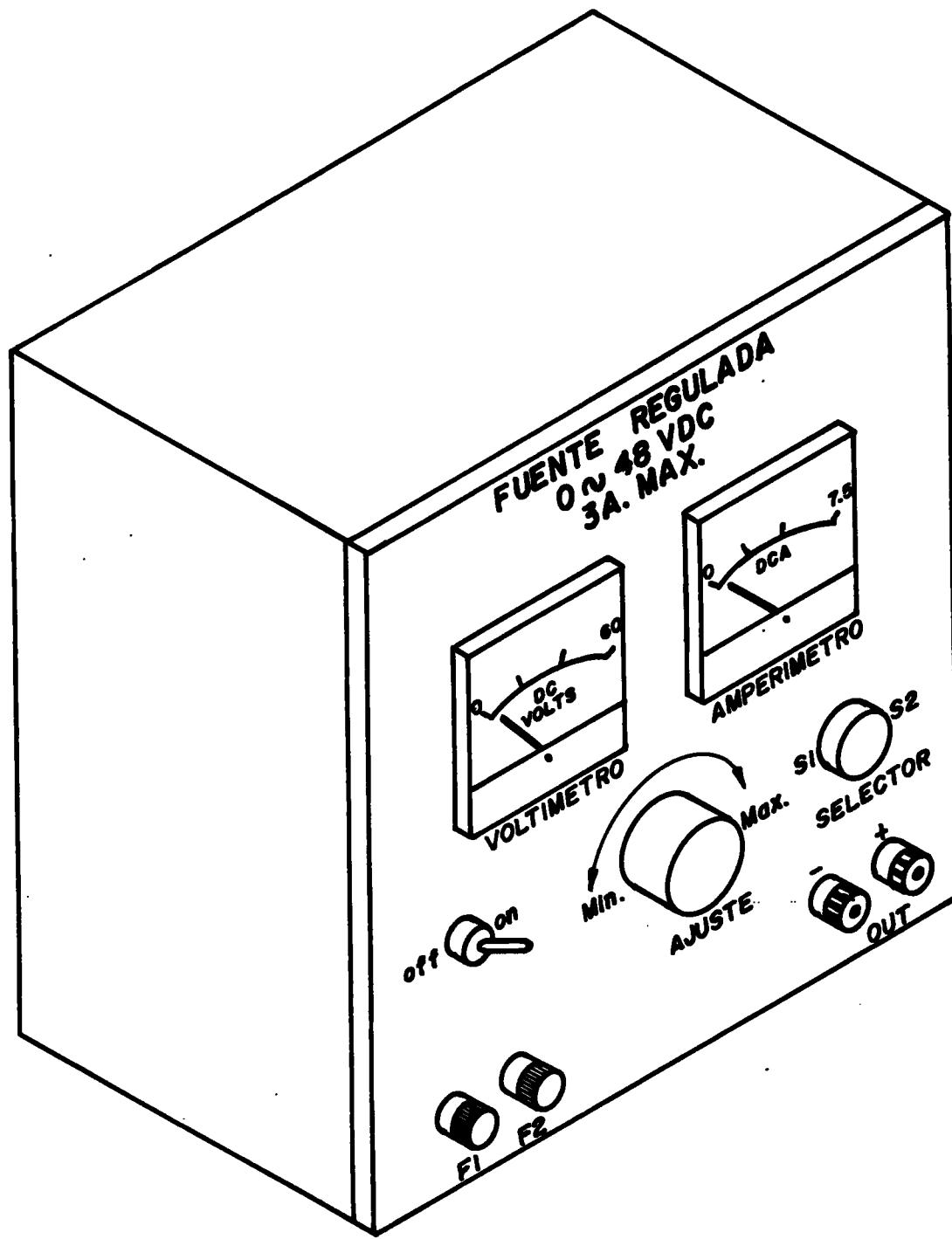


FIGURA 118. Vista externa de la fuente regulada de 0-48 VDC - 3 AMPERIOS.

PRACTICA No. 3

Prueba de polaridad de un transformador.

B. CONCLUSIONES

- 1. El proyecto que se realizó facilita hacer las prácticas de laboratorio con mayor exactitud en los resultados.**
- 2. El estabilizador que se diseñó para las fuentes, asegura un comportamiento eficiente para las prácticas en el laboratorio de máquinas.**
- 3. La construcción independiente de las fuentes para cada mesa, permite que las prácticas se realicen en forma rápida, ya que se pueden hacer ajustes de voltaje en el mismo banco de trabajo.**

BIBLIOGRAFIA

CIRCUITOS DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO. Manual para
proyectistas RCA. Arbo S.A.C. e I. Buenos Aires.

CIRCUITOS LOGICOS. Volúmen I y II. División de selección
y capacitación. Centro Nacional de Capacitación
I.T.E.C. Bogotá. Sección administrativa impresión
grupo producción didáctica.

CUTLER, Phillip. Análisis de circuitos con
semiconductores. Mexico, Mc Graw Hill.

GOURISHANKAR, Vembu. Conversión de energía
electromecánica. Mexico, representación y servicios
de ingeniería, S.A., 1975.

LLWSCHITZ M. Whipple. Máquinas de corriente continua.
México, España, Argentina, Venezuela, compañía
editorial continental S.A.

LOGIC. National semiconductor. Dartabook.

Optoelectronics. National semiconductor. Handbook 1979.

SHULZ, Reinhard. Fuentes de alimentación reguladas.

Kapelusz.

SEGUIER, Guy. Electrónica de potencia. Barcelona. Gustavo

Gili S.A., 1979.

SWOBODA, Rudolf. El tiristor. Aplicaciones
características funcionamiento. Barcelona. Técnicas
redes.

VOLTAJE REGULADOR. National semiconductor. Handbook.