

3  
2 of 1



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

CAMPUS ARAGÓN

“DISEÑO DE UN CONTROL DE VELOCIDAD PARA  
MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA ”

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO  
ELECTRICISTA

**P R E S E N T A N:**

**ISRAEL AGUILAR SANCHEZ  
JESUS CAMARENA ALVAREZ**

ASESOR DE TESIS :  
ING. J.J. RAMON MEJIA ROLDAN

MÉXICO

1998

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

263071



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
ARAGÓN  
DIRECCION

ISRAEL AGUILAR SÁNCHEZ  
P R E S E N T E .

En contestación a la solicitud de fecha 2 de octubre del año en curso, presentada por José de Jesús Camarena Álvarez y usted, relativa a la autorización que se les debe conceder para que el señor profesor, Ing. J. J. RAMÓN MEJÍA ROLDAN pueda dirigirles el trabajo de Tesis denominado, "DISEÑO DE UN CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE  
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPÍRITU"  
San Juan de Aragón, México., 8 de octubre de 1997  
EL DIRECTOR

México, CLAUDIO C. MERRIFIELD CASTRO

c c p Jefe de la Unidad Académica.  
c c p Jefatura de Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica.  
c c p Asesor de Tesis.

CCMC/AIR/IIa.

*[Handwritten signatures]*



UNIVERSIDAD NACIONAL  
ARAGÓN DE  
MÉXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
ARAGÓN  
DIRECCION

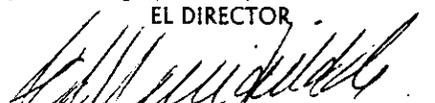
JOSÉ DE JESÚS CAMARENA ALVAREZ  
P R E S E N T E .

En contestación a la solicitud de fecha 2 de octubre del año en curso, presentada por Israel Aguilar Sánchez y usted, relativa a la autorización que se les debe conceder para que el señor profesor, Ing. J. J. RAMÓN MEJÍA ROLDAN pueda dirigirles el trabajo de Tesis denominado, "DISEÑO DE UN CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE  
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPÍRITU"  
San Juan de Aragón, México., 8 de octubre de 1997

EL DIRECTOR

  
M. en C. CLAUDIO C. MERRIFIELD CASTRO

  
c c p Jefe de la Unidad Académica.  
c c p Jefatura de Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica.  
c c p Asesor de Tesis.

CCMC/AIR/IIa.



## AGRADECIMIENTOS

**A DIOS.**  
POR DARNOS FE, INTELIGENCIA Y  
SALUD PARA LOGRAR UNA META QUE  
HOY SE HACE REALIDAD.

**A LA UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTONOMA DE MEXICO.**  
POR DARNOS LA OPORTUNIDAD DE REALIZARNOS  
PROFESIONALMENTE, PARA SERVIR A LA SOCIEDAD  
POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU.

**AL ING. J.J. RAMON MEJIA.**  
POR SUS COMENTARIOS E IDEAS YA  
QUE CON SU AYUDA HEMOS COLOCADO  
LA PRIMER PIEDRA PARA LA EDIFICACION  
DE NUESTRO EJERCICIO PROFESIONAL.

**AL ING. FEDERICO LOPEZ.**  
UN ESPECIAL AGRADECIMIENTO POR SUS  
ORIENTACIONES Y DISPOSICION PARA LA  
REALIZACION DE ESTE TRABAJO.

**A NUESTROS AMIGOS.**

JESUS M, PAUL, JORGE E, JORGE V, ULISES, ADRIAN,  
EDGAR, JUAN CARLOS, ERNESTO, CARLOS.  
POR SU AMISTAD QUE HEMOS COMPARTIDO TODO  
ESTE TIEMPO, POR SUS COSEJOS Y CONOCIMIENTOS QUE  
NOS AYUDARON A LA REALIZACION DE ESTE TRABAJO,  
PORQUE LA GUERRA NO SE GANA SOLO, GRACIAS.

## **ISRAEL**

### **A MIS PADRES.**

LUIS AGUILAR Y MANUELA SANCHEZ  
POR SU AMOR Y APOYO A LO LARGO DE MI  
CARRERA, Y A QUIENES LES DEBO TODO LO QUE  
SOY.

### **A MIS HERMANOS.**

LUIS, ROSARIO, LEONARDO Y GILBERTO  
POR TODOS SUS CONSEJOS Y PALABRAS  
DE ALIENTO.

### **A ANA.**

PORQUE SIEMPRE PERMANECISTE  
A MI LADO Y CON TU CARÍÑO ME  
APOYASTE PARA TERMINAR ESTE  
TRABAJO.

### **A MI FAMILIA.**

ABUELOS, TIOS, PRIMOS Y SOBRINOS.  
PORQUE FUERON PARTE FUNDAMENTAL  
EN MI DESARROLLO COMO ESTUDIANTE.

## **JESUS**

### **A MIS PADRES.**

JESUS CAMARENA Y TERE ALVAREZ  
POR QUE CON SUS CONSEJOS, CARIÑO  
Y APOYO HE LOGRADO ESTA META QUE  
HOY COMPARTO CON USTEDES.  
GRACIAS.

### **A MIS HERMANOS.**

TESI, RODRIGO Y DIEGO  
PORQUE SIEMPRE ESTAN A MI LADO  
PARA APOYARME Y DARME SU CARIÑO

### **A KARNAIM.**

POR TU COMPRESION Y CARIÑO  
TU ERES TODO LO QUE QUIERO  
GRACIAS POR ESTAR A MI LADO

### **A MI FAMILIA.**

ABUELOS, TIOS, PRIMOS Y SOBRINOS.  
POR SU APOYO INCONDICIONAL PARA  
MI DESARROLLO PROFESIONAL.

# INDICE

## INTRODUCCION.

### CAPITULO PRIMERO    FUNCIONAMIENTO DE MOTORES DE C.D.

1.1 PRINCIPIOS DE MOTORES DE C.D.....	2
1.2 CARACTERISTICAS DE OPERACIÓN.....	3
1.2.1    GENERALIDADES.....	3
1.3 TIPOS DE MOTORES DE C.D.....	6
1.3.1    MOTORES DE TIPO PARALELO, DERIVACION (SHUNT).....	7
1.3.2    MOTORES DE TIPO SERIE.....	9
1.3.3    MOTORES DE TIPO COMPUESTO (COMPOUND).....	10
1.3.4    MOTORES DE TIPO MAGNETISMO PERMANENTE.....	12
1.4 CARACTERISTICAS DE PAR-VELOCIDAD.....	13
1.5 ARRANQUE DE LOS MOTORES DE C.D.....	15
1.6 REGULACION DE VELOCIDAD.....	16

### CAPITULO SEGUNDO.    ARRANCADORES, DISPOSITIVOS DE CONTROL Y PROTECCION.

2.1 ARRANCADOR.....	19
2.2 DISPOSITIVO DE CONTROL.....	20
2.2.1    ELEMENTOS DE CONTROL.....	20
2.2.2    RECTIFICADOR TRIFASICO.....	24
2.3 AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	26
2.3.1    AMPLIFICADOR INVERSOR.....	28
2.3.2    SEGUIDOR DE VOLTAJE .....	30
2.3.3    AMPLIFICADOR NO INVERSOR.....	33

2.3.4	RETROALIMENTACION POSITIVA.....	36
2.4	CIRCUITO MULTIFUNCIONAL 555.....	38
2.4.1	TEMPORIZADOR.....	42
2.5	FUSIBLES.....	43

### **CAPITULO TERCERO.    CONCEPTOS BASICOS DE DISEÑO**

3.1	AMPLIFICADOR DE ERROR DE VOLTAJE.....	46.
3.2	LIMITADOR DE CORRIENTE .....	50
3.3	AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE.....	52
3.4	GENERADORES DE RAMPA.....	56
3.5	COMPARADORES DE COMPUERTA.....	61.
3.6	CIRCUITO OSCILADOR DE COMPUERTA.....	62
3.7	TRANSISTOR DE DISPARO Y TRANSFORMADOR DE PULSOS.....	64

### **CAPITULO CUARTO.    DISEÑO DE UN CONTROL.**

4.1	ETAPA DE POTENCIA.....	69
4.2	ETAPA DE CONTROL.....	70

<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>72</b>
--------------------------	-----------

<b>APENDICE.....</b>	<b>75</b>
----------------------	-----------

<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>76</b>
--------------------------	-----------

## INTRODUCCION

En tamaño, simplicidad de construcción, costo y durabilidad, el motor polofásico de C.A. es preferible al motor de C.C. sin embargo, este último es inigualado en una característica que frecuentemente es vital en ciertas aplicaciones en particular, por métodos sencillos, es posible ajustar muy precisamente la velocidad del motor dentro de límites relativamente amplios. También nos ofrece un alto par de arranque.

La velocidad base de un motor de velocidad variable se define como velocidad nominal más baja a carga y voltaje nominales y con un incremento de temperatura según especificación. Para poder tener una velocidad variable acudiremos a los principios del control electrónico de los motores de corriente continua, tanto en el aspecto de la conversión de energía como en el de la realimentación del sistema.

Diseñaremos un control de velocidad para motores de C.C. El cual podrá ser aplicado con fines didácticos o en la propia industria. El controlador de velocidad es requerido en maquinas con alta precisión (Laminadoras, Extrusión de Plástico), por ello el costo total de un controlador es elevado, tanto en su compra como en su reparación y mantenimiento; La mayoría es importado y al requerir una reparación por lo regular necesitan de alguna adaptación.

Nuestro diseño estará basado en circuitos sencillos y prácticos, los cuales deberán estar muy bien delimitados en cada una de sus partes que forman el

circuito. Este proyecto partirá de un rectificador trifasico controlado por fase aplicado en controladores de C.D.

Será un control retroalimentado ya que reduciremos la diferencia entre salida y la entrada de referencia (corriente y voltaje). El control esta diseñado para soportar un motor de 5Hp hasta 100 Hp, la única variación probable que se tiene que hacer es cambiar los SCRs del rectificador ocupando los realmente

# **CAPITULO PRIMERO**

## **FUNCIONAMIENTO DE MOTORES DE C.D.**

- 1.1 PRINCIPIOS DE MOTORES DE C.D.
- 1.2 CARACTERISTICAS DE OPERACIÓN.
  - 1.2.1 GENERALIDADES.
- 1.3 TIPOS DE MOTORES DE C.D.
  - 1.3.1 MOTORES DE TIPO PARALELO, DERIVACION (SHUNT).
  - 1.3.2 MOTORES DE TIPO SERIE.
  - 1.3.3 MOTORES DE TIPO COMPUESTO (COMPOUND).
  - 1.3.4 MOTORES DE TIPO MAGNETISMO PERMANENTE.
- 1.4 CARACTERISTICAS DE PAR-VELOCIDAD.
- 1.5 ARRANQUE DE LOS MOTORES DE C.D.
- 1.6 REGULACION DE VELOCIDAD.

## 1.1.- PRINCIPIOS DEL MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA (CD).

El motor eléctrico es una maquina que puede convertir la electricidad en movimiento rotatorio, con objeto de que efectúe un trabajo útil. Por lo tanto, el motor eléctrico representa uno de los mayores avances logrados para controlar las fuerzas naturales y hacer que desarrollen algún trabajo para el hombre.

En un motor eléctrico, la energía eléctrica suministrada se convierte en energía mecánica a la salida, pero se presentan pérdidas de energía debido a la resistencia eléctrica de los conductores, pérdidas de remolino e histéresis, fricción y aerodinámicas. Parte de la energía de entrada puede ser almacenada y posteriormente, parte de esta energía puede ser recuperada en forma útil, pero la mayor parte de ésta se gastará inútilmente constituyendo así una pérdida adicional de energía.

Para el motor, la aceleración, la desaceleración y los ajustes momentáneos en respuesta a cambios en la carga constituyen estados transitorios, mientras que su operación a velocidad constante con carga constante constituye el estado estacionario.

Mientras los periodos transitorios se desprecian, en el estado estable, la conversión de energía en cada componente se efectúa a velocidad constante y es posible utilizar la siguiente ecuación:

$$P_{en} = P_{sal} + P_{fan} + P_{cu} \quad (\text{se desprecia la energía almacenada}).$$

Los motores de corriente directa (CD) se emplean en forma extensa en la industria gracias a su capacidad para satisfacer una gran variedad de requisitos de par y velocidad. Estos motores son especialmente adecuados para aplicaciones que requieren aceleración gradual dentro de un intervalo muy amplio, ajuste preciso de velocidad, sincronización de velocidades (o ambas cosas) y control preciso del par de rotación o tensión.

Aun cuando los motores de inducción provistos de sistemas de control de frecuencia variable para impulsión a velocidad ajustable tienen un uso cada vez más extenso, el motor de corriente directa seguirá siendo el más indicado para ciertas aplicaciones debido a su muy especial característica par-velocidad.

## **1.2.- CARACTERISTICAS DE OPERACION.**

### **1.2.1.- GENERALIDADES**

En casi todas las ramas de la industria es posible encontrar aplicaciones tanto para motores de CA como para motores de CD. Puede decirse que estos dos tipos de maquina tienden a complementarse y no a competir entre sí. Los motores de CD fueron los primeros dispositivos para la conversión electromecánica de energía, y se utilizaron principalmente tranvías, en los que la tracción eléctrica reemplazó a la tracción animal.

En efecto, los motores de CD son extremadamente flexibles en sus características de operación, y es posible obtener con ellos una gran variedad de curvas par-velocidad, ya que estas máquinas motrices poseen una característica que ningún motor de CA ha logrado igualar: la facilidad para

ajustar su velocidad dentro de una gama sumamente amplia, que puede ser controlada con gran precisión.

Las principales razones para especificar un motor de CD son : a) la facilidad para controlar su velocidad, b) el control del par motor, y c) la posibilidad de obtener su detención en posiciones muy precisas.

El motor de CD consta de dos componentes principales: la armazón polar (estator), que contiene los polos y los devanados de campo, y el elemento rotatorio denominado armadura (rotor), de la cual el conmutador es una parte muy importante así como el conjunto portaescobillas.

La armazón polar, yugo o estator es una estructura cilíndrica hecha normalmente de una aleación de acero de alta permeabilidad magnética a la cual se fijan los polos o piezas polares. Los polos y sus bobinas están dispuestos alternadamente como norte y sur, y la coraza o yugo, además de constituir parte esencial del circuito magnético, es también el soporte mecánico de los polos, cojinetes o rodamientos y portaescobillas.

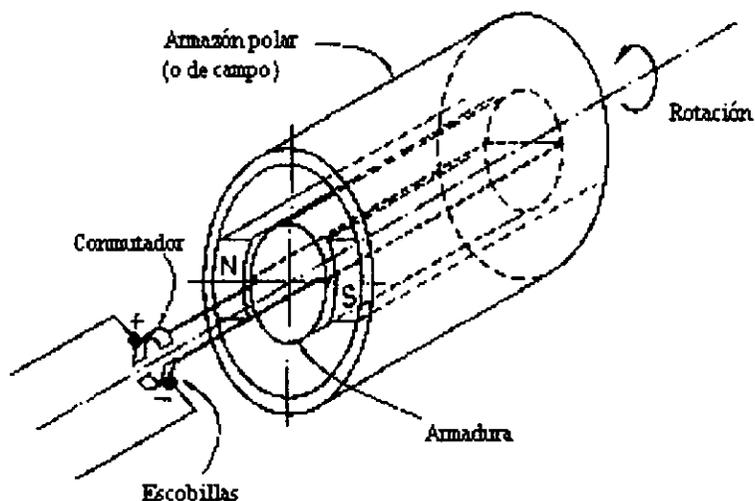


Fig. 1 Esquema de una maquina de C.D. donde se aprecia la componente fija, armazón polar o inductor y la componente móvil, armadura o inducido.

La armadura o rotor está formada esencialmente por el eje (o flecha) con el núcleo de laminaciones de acero al silicio en cuyas ranuras se alojan bobinas que constituyen el devanado, y sobre el eje, en un extremo de núcleo, va el conmutador.

Los extremos de las bobinas se conectan a los segmentos del conmutador, que a su vez se conectan sucesivamente a la alimentación a través de las escobillas.

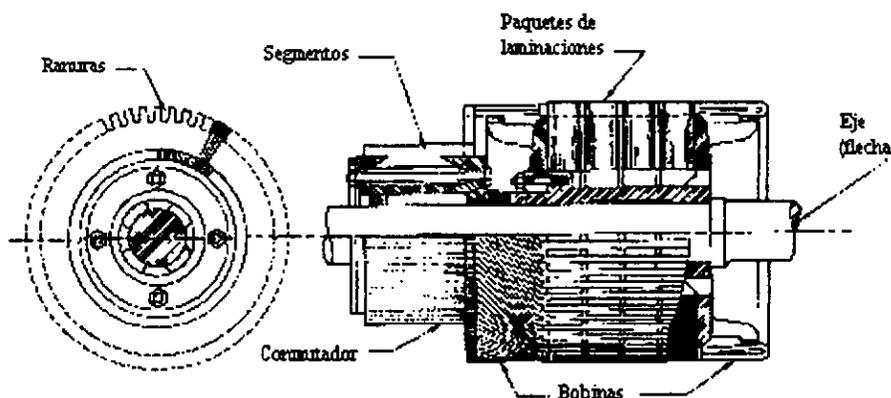


Fig.2 Armadura o rotor de un motor de C.D.

Por los conductores del devanado de la armadura circula corriente alterna formada por la conmutación, de una frecuencia que depende de la velocidad de rotación y del número de polos del estator. La estructura laminar del rotor (armadura) reduce las pérdidas magnéticas producidas por dicha corriente alterna. La corriente directa sólo circula por los circuitos externos a la armadura (bobinas del estator), ya que el conmutador conecta continuamente los conductores de ésta a dichos circuitos y los desconecta de ellos.

### 1.3.- TIPOS DE MOTORES DE C.D.

Para estudiar las características de operación es conveniente distinguir entre los cuatro tipos fundamentales de motores de corriente directa, atendiendo a la forma en que, por distintos conexiones de los devanados, se obtiene el campo magnético inducido en la armazón polar:

Excitación en derivación (tipo shut)

Excitación en serie (tipo serie)

Excitación compuesta o combinada (tipo compound)

Magnetismo permanente.

### 1.3.1.- MOTOR DE TIPO PARALELO, DERIVACION (SHUNT).

Este es el motor de CD más frecuente. Su nombre proviene de la forma original de la conexión interna de estas máquinas, en la que la armadura y la armazón polar ( o de campo) se conectan en paralelo o derivación a una fuente de tensión constante. Aunque el término se usa todavía, muy pocos motores funcionan aún de esta manera. Por lo general, el circuito de campo es alimentado con una fuente diferente de la alimentación del circuito de armadura. Los voltajes de ambos circuitos suelen ser del mismo nivel. En casos especiales pueden usarse valores de voltaje de excitación que varían entre 15 y 600 V. El motor de tipo derivación se caracteriza porque su velocidad se modifica muy poco cuando varía la carga; la velocidad rara vez decrece más del 5 %.

Considérese la ecuación básica:

$$V_a = I_a R_a + E_a$$

donde  $V_a$  es el voltaje de línea aplicado a la armadura,  $I_a$  es la corriente de la armadura,  $R_a$  es la resistencia de este elemento y  $E_a$  es la fuerza contraelectromotriz (FCEM) generada. Si se incrementa  $I_a$ , la caída  $I_a R_a$  aumenta en la misma proporción, y como  $V_a$  es constante, el valor de  $E_a$  debe reducirse para que la igualdad se conserve.

Como la tensión inducida (FCEM)  $E_a$  es proporcional al Flujo magnético y a la velocidad, si el flujo se mantiene constante, entonces la velocidad debe

disminuir para que disminuya  $E_a$ , con la cual se obtiene una gráfica de velocidad descendente con la carga.

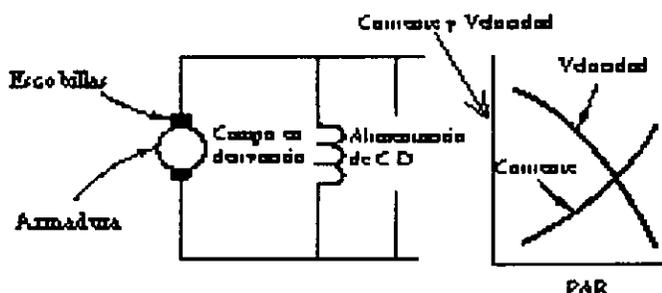


Fig.3 Diagrama circuital y curvas características de un motor tipo derivación.

Ahora bien, la corriente que circula por la armadura y que aumenta en proporción al par demandado por la carga, produce un flujo magnético propio que se opone al de los polos principales. Esta disminución del flujo neto tiende a hacer que se incremente la velocidad, de modo que si su efecto sobrepasa al producido por la caída de potencial  $I_a R_a$ , el motor tendrá una característica de velocidad ascendente que sería inestable y podría conducir al desboque o sobreaceleración del motor.

Por esta causa los motores del tipo derivación se usan en sistemas de tensión constante, donde se requiere una velocidad prácticamente invariable y el motor puede mantenerse dentro de la región de operación estable. La velocidad del motor de tipo derivación puede modificarse cambiando la corriente de campo  $I_f$  o el voltaje de la armadura  $V_a$ . El control de la velocidad por medio de la resistencia de la armadura no es satisfactorio debido a que la regulación de velocidad resulta inaceptable. Siempre que la carga varía en forma gradual, también cambia el flujo magnético a causa de la reacción de armadura, y la velocidad se mantiene constante. Por el contrario, si la carga varía en forma brusca sin que la inductancia propia del devanado de campo

permita que el flujo varíe, entonces la velocidad cambiará rápidamente. Puede obtenerse una variación de velocidad de 4 a 1 con una estabilidad razonable para cargas hasta del valor nominal. Debe tenerse precaución de que no se desconecte el circuito de campo de un motor derivación cuando funciona sin carga. La pérdida del flujo principal (de campo) ocasionará que el motor se acelere hasta límites peligrosos.

### **1.3.2.- MOTOR DE TIPO SERIE**

En los motores de esta clase, el flujo principal es producido por el circuito de campo conectado en serie con el de la armadura. De esta forma, cuando el motor arranca, la corriente está en su valor máximo y produce un alto par de arranque. a medida que la velocidad del motor aumenta se reducen la corriente y el flujo. El par varía en proporción al cuadrado de la intensidad de la corriente de armadura si se desprecia la saturación magnética de las piezas pares, la cual aminora esta relación. El par y la velocidad del motor tipo serie son muy sensibles a los cambios en la intensidad de la corriente de armadura (o en la de campo que es la misma) debido a la notable variación que produce en el flujo. La velocidad del motor serie puede variarse punteando todo el devanado de campo, poniendo en cortocircuito sólo algunas de sus espiras, o agregando resistencia extra en uno u otro, o ambos circuitos de campo y armadura.

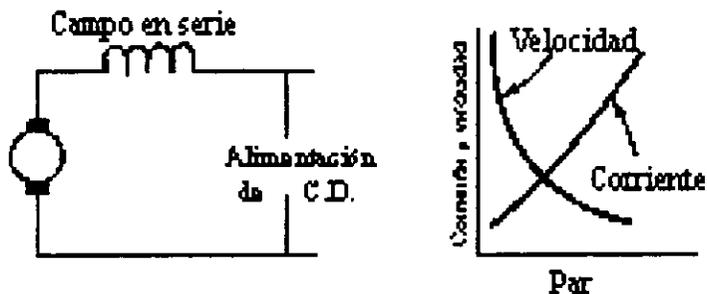


Fig.4 Diagrama circuital y curvas características de un motor tipo serie.

Sin embargo, el ajuste de velocidad en este motor no es sencillo. El motor tipo serie tiene la desventaja de que tiende a “desbocarse” (sobrecelerare) con cargas bajas. La sobrevelocidad puede provocar la destrucción del motor si se suprime la carga repentinamente. Por esta razón, un motor tipo serie sólo debe usarse donde la carga está acoplada o conectada por engranaje al eje del motor.

Este tipo de motor se adapta perfectamente a la impulsión de vagones locomotores o locomotoras de tracción y otros vehículos eléctricos, donde además se tiene un acoplamiento permanente y no existe el riesgo de que el motor quede sin carga y rebase su velocidad crítica.

### 1.3.3.- MOTOR DE TIPO COMPUESTO (COMPOUND)

Un motor con circuitos de campo conectados en paralelo y en serie con la armadura se denomina de tipo compuesto. La proporción entre los dos circuitos determinará si la característica del motor tiende más hacia la del tipo serie o hacia la del tipo derivación.

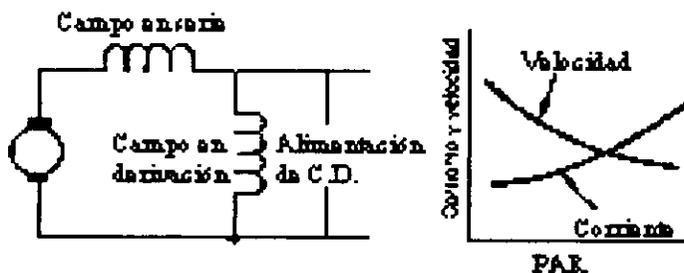


Fig.5 Diagrama circuitual y curvas características de un motor compuesto.

Cada devanado tiene los números de espiras y el calibre de los conductores similares a los de los motores de tipo derivación y serie. La proporción del flujo total producida por el campo en serie determina el “grado de combinación” (compounding), el cual puede variarse a fin de obtener la característica deseada. Un campo en serie “fuerte” hará que la característica de la maquina se asemeje ka la del motor tipo serie, mientras que un campo en serie “débil” hará que se asemeje aún motor tipo derivación comúnmente se emplean motores cuyo campo en serie produce entre el 40 y el 75 % del flujo total. Un valor del 50% es el usual . En algunas aplicaciones industriales se utilizan también motores con un campo en serie que sólo produce entre el 10 y el 25% del flujo total . En términos generales, puede decirse que la curva característica de la velocidad de un motor tipo compuesto es intermedia entre la del motor tipo serie y la del motor tipo derivación .

Los motores tipo compuesto o combinado se utilizan en casos en que es admisible la variación de la velocidad con la carga. El par de arranque del motor tipo compuesto es alto, aunque no tanto como el del motor tipo serie .

El par se incrementa rápidamente con la carga a causa del aumento del flujo magnético producido por el campo en serie, y la velocidad descenderá rápidamente por el mismo motivo. Sin embargo, el motor no presentará la

tendencia a desvocarse con cargas bajas debido a l flujo producido por el campo en derivación.

Los equipos modernos de control para motores de CD son un tanto complicados, pero en cambio permiten tener un funcionamiento excelente .

### **1.3.4.- MOTOR DE MAGNETISMO PERMANENTE.**

Estos motores obtienen el flujo magnético necesario para su operación a partir de imanes hechos de un material que retiene un cierto grado de magnetización, como el Alnico.

Las características de éstos motores varían un poco respecto de las comunes y su funcionamiento está sujeto a ciertas limitaciones que deben tenerse presentes para una aplicación correcta.

Al no existir devanado de campo, la alimentación se conecta únicamente a las escobillas para la armadura o rotor.

Las ventajas de un motor de magnetismo (o de imán) permanentes son:

- 1.- Poca variación de sus características con la temperatura.
- 2.- Efecto reducido de la reacción de armadura, lo cual da por resultado un mayor par por ampere en condiciones de sobrecarga.
- 3.- Facilidad de conexión, ya que solamente se tienen dos terminales de la armadura.
- 4.- Mayor sencillez de control, ya que no se requieren relevadores de protección contra pérdida de campo.

Si sus principales desventajas son :

1.- Si se somete el motor a corrientes que excedan el valor de diseño, el campo magnético del imán se debilita y tiene que ser periódicamente magnetizado para paliar ésta circunstancia.

2.- El costo de un motor de imán permanente es mayor que el de un motor ordinario de igual potencia, aunque en algunos casos el costo total de instalación puede resultar menor.

#### **1.4.- CARACTERISTICAS DE PAR-VELOCIDAD**

Las características de par y velocidad de un motor de CD son muy diferentes de las de un motor de CA, debido a que su operación no es a velocidad constante y a las diversas variables que afectan al par de rotación. Si se muestran en forma conjunta las curvas correspondientes a los cuatro tipos de motores mencionados y a todas se refiere aún punto común de par nominal y velocidad base, podrán apreciarse mejor las diferencias entre los tipos de motores.

Puede apreciarse de inmediato que a la velocidad de un motor tipo derivación es prácticamente constante en toda la gama y los pares de operación de uso común. En teoría no existe un límite para el par que puede desarrollar un motor del CD; dicho par es proporcional al producto del flujo (densidad de flujo) por la corriente de armadura, por lo que el límite real queda determinado por la conmutación, o sea por la máxima corriente que las escobillas puedan manejar sin dañarse. Para el motor tipo derivación, este límite puede establecerse en un 200 % de la corriente nominal.

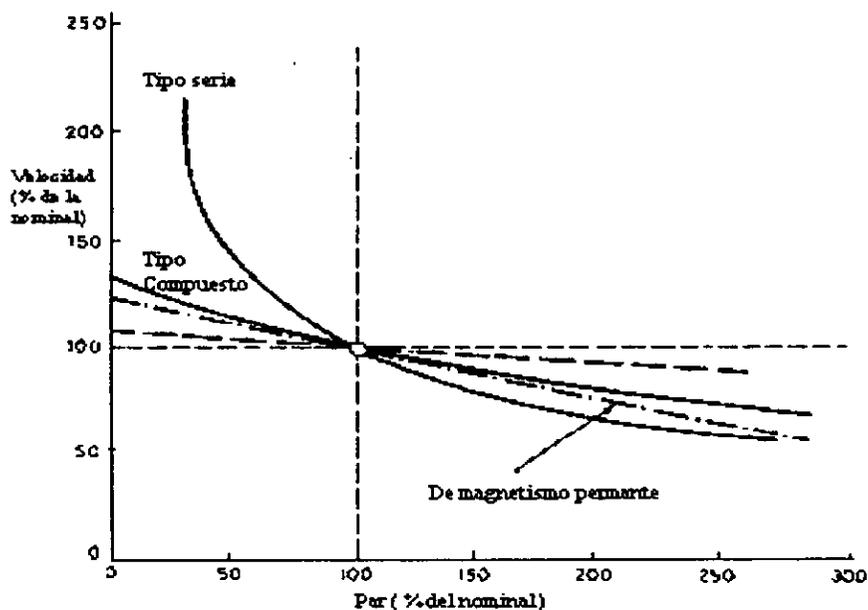


Fig.6 Curvas par-velocidad en motores de C.D.

Lo anterior podría indicar que un motor tipo derivación es capaz de desarrollar un par en el arranque del 200% del nominal, lo cual es cierto en teoría pero difícil de alcanzar en la práctica por las limitaciones impuestas por el control. Si se observa la gráfica correspondiente al motor tipo serie, es claro que con carga menor que la nominal la velocidad aumentara rápidamente, lo que podría dañar la maquina sino se le protege de manera adecuada.

En cuanto a la curva correspondiente al motor tipo combinado o compuesto, puede verse que su comportamiento es intermedio entre los dos anteriores. Este motor posee algo de la capacidad de desarrollar un alto par de arranque como el motor tipo serie, y algo de las características de velocidad constante del motor tipo derivación.

Por su parte el motor de magnetismo (o de imán) permanente tiene una característica par-velocidad que es casi una recta en la cual la velocidad siempre disminuye al aumentar la carga. Este tipo de motor es completamente estable hasta que se alcanza la desmagnetización de las piezas polares.

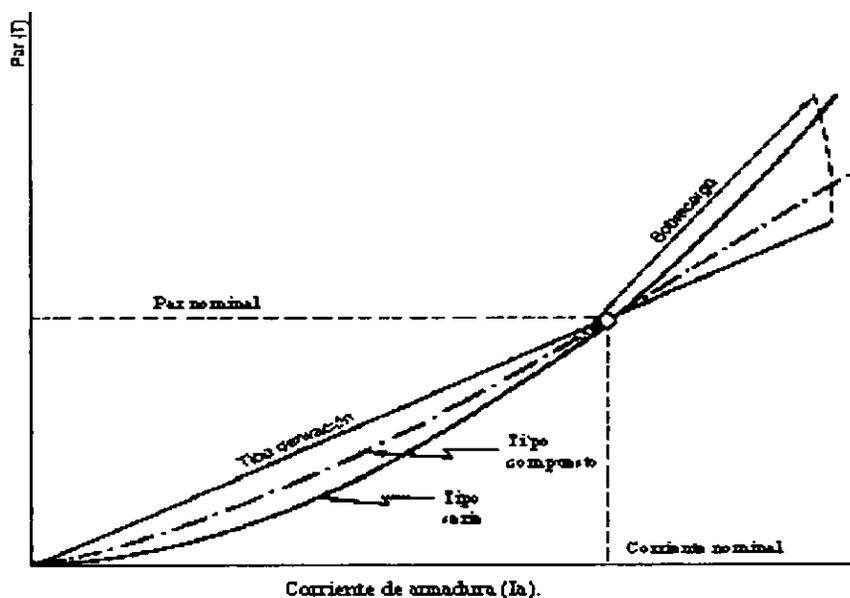


Fig.7 Curvas par-corriente de armadura de motores de C.D.

## 1.5.- ARRANQUE DE LOS MOTORES DE CD

Cuando el motor opera cerca de su velocidad nominal, la armadura genera una fuerza contra electromotriz que limita el valor de la corriente de armadura pero como dicha FCEM es proporcional a la velocidad, su valor es cero en el arranque y lo único que limita la corriente es la resistencia óhmica del

devanado de la armadura, que tiene un valor muy reducido. Si se aplicase el voltaje completo a la armadura, el valor de la corriente sería demasiado elevado, y podría producirse flameo (ó arqueo) en el conmutador; además, el par desarrollado por el motor sería excesivo y podría dañar mecánicamente la máquina impulsada, de ese modo, es necesario limitar la corriente de ésta armadura en el arranque a no más del 200% del valor nominal.

En motores pequeños que mueven cargas de inercia reducida es permisible el arranque en forma directa , ya que el motor es capaz de acelerar rápidamente ka carga sin que se produzcan daños al motor ó a la carga. En los casos en que el control no permite que se varíe ajustando el voltaje de alimentación de la armadura los motores arrancan insertando suficiente resistencia en serie con aquella, a fin de limitar la corriente a un valor admisible .

En un motor tipo serie, la resistencia debe insertarse en serie con la armadura y el campo .

Cuando el control permite ajustar el voltaje de alimentación de la armadura independientemente del voltaje del campo en derivación, no es necesario introducir resistencia en serie, ya que el valor de loa corriente de arranque se limita directamente al reducir la tensión aplicada a la armadura.

## **1.6.- REGULACION DE VELOCIDAD**

A primera vista, los términos “control de velocidad” y “regulación de velocidad” parecen equivalentes, sin embargo, control de velocidad es un ajuste que obtiene el operador por medio de un sistema externo al motor, mientras que la regulación de velocidad se define como el cambio de la velocidad de un motor debido a sus características intrínsecas cuando se modifican su

temperatura de operación ó la carga aplicada a la maquina. La regulación puede expresarse como un porcentaje de la caída de velocidad entre la marcha sin carga y a plena carga con el motor frío y a su temperatura normal de operación.

Debe recordarse que las características intrínsecas que ocasionan el cambio de velocidad del motor están relacionadas principalmente con la resistencia óhmica de los devanados , y con el efecto de la carga aplicada y de la temperatura sobre el flujo magnético producido.

## **CAPITULO SEGUNDO.**

### **ARRANCADORES, DISPOSITIVOS DE CONTROL Y PROTECCION.**

- 2.1 ARRANCADOR.
- 2.2 DISPOSITIVO DE CONTROL.
  - 2.2.1 ELEMENTOS DE CONTROL.
  - 2.2.2 RECTIFICADOR TRIFASICO.
- 2.3 AMPLIFICADOR OPERACIONAL.
  - 2.3.1 AMPLIFICADOR INVERSOR.
  - 2.3.2 SEGUIDOR DE VOLTAJE.
  - 2.3.3 AMPLIFICADOR NO INVERSOR.
  - 2.3.4 RETROALIMENTACION POSITIVA.
- 2.4 CIRCUITO MULTIFUNCIONAL 555.
  - 2.4.1 TEMPORIZADOR.
- 2.5 FUSIBLES.

## 2.1 ARRANCADOR.

El arranque automático se logra mediante un circuito de control. Existe un gran número de componentes que ofrecen un amplio rango de opciones en la operación del circuito. Generalmente, un sistema se activa presionar el botón de ARRANQUE. El sistema debe ser capaz tanto de recibir como de obedecer órdenes. Más aun, con frecuencia se le exige que supervise el funcionamiento y que automáticamente ejecute cambios apropiados en el circuito de acuerdo a un plan preconcebido. El elemento básico que llena estos requisitos es el relevador.

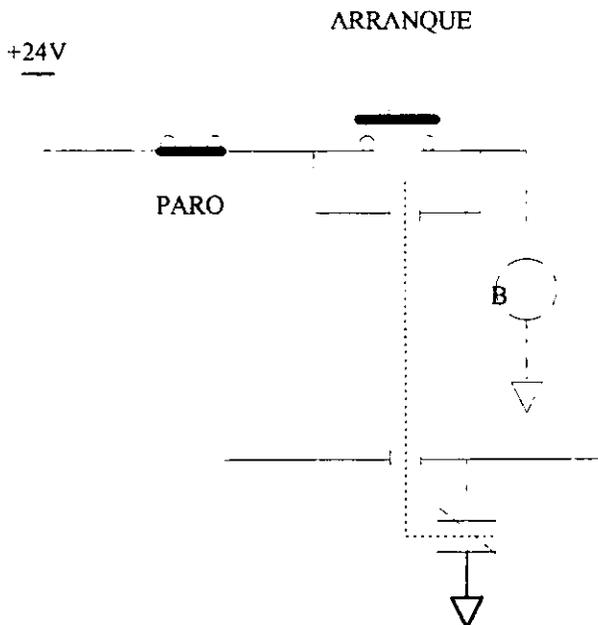


Fig.8 Circuito básico de un relevador

En la figura se ilustra un ejemplo de relevador electromagnético. Sobre un núcleo estático ferromagnético en forma de E se coloca una bobina. Un elemento similar móvil en forma de E constituye la armadura del relevador: con la bobina desenergizada, un resorte de compresión mantiene la armadura a la derecha con un entrehierro entre las caras opuestas de los polos. Al circular en la bobina una corriente de magnitud suficiente, la fuerza de atracción del flujo cierra el entrehierro atrayendo la armadura hacia la izquierda.

Al analizar el circuito de control, vemos que tiene un contacto que se encuentra inactivo, cuando apretamos el botón de arranque cierra y enclava la bobina suministrado continuidad después de que se suelta el botón de ARRANQUE, al lograr esto la corriente pasa al siguiente contacto que también se encuentra inactivo, este se cierra y el otro contacto que esta normalmente cerrado se abre y así logramos que el voltaje llegue a la resistencia con valor de 10 K .

En el caso de una sobrecarga o de un corto circuito, los contactos de un dispositivo térmico se abren y el circuito de control particular queda desconectado.

## **2.2.- DISPOSITIVOS DE CONTROL.**

### **2.2.1.- ELEMENTOS DE CONTROL.**

Un control automático debe detectar la señal de error actuante, que habitualmente se encuentra a un nivel de potencia muy bajo, y amplificarla a un nivel suficientemente alto. Por tanto, se requiere de un amplificador. La

salida del control automático va a actuar sobre un dispositivo de potencia, en este caso a un motor eléctrico.

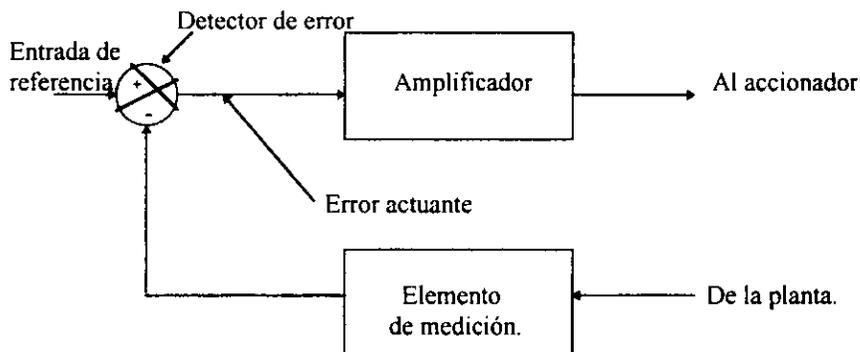
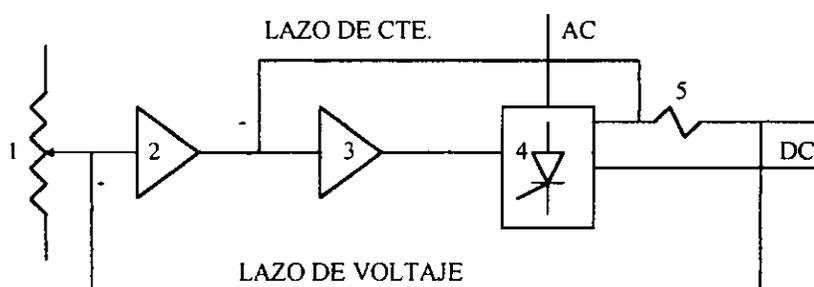


Fig.9 Diagrama de bloques de un control automático y elemento de medición.

El control en sí consiste en un detector de error y un amplificador. El elemento de medición es algún dispositivo que convierte la variable de salida en otra variable adecuada, como un desplazamiento, presión o señal eléctrica, que pueda usarse para comparación de la salida con la señal de entrada de referencia. Este elemento se encuentra en el camino de realimentación del sistema de lazo cerrado. Hay que convertir el punto de ajuste o regulación del control a una referencia de entrada de las mismas unidades que la señal de realimentación del elemento de medición. El amplificador efectúa la amplificación de la potencia de la señal de error actuante, la que a su vez opera sobre el accionador. (Frecuentemente se usa un amplificador juntamente con algún circuito de retroalimentación adecuado, para modificar la señal de error actuante amplificándola y a veces derivándola o integrándola para lograr una señal de control mejor).

El circuito de control de nuestro diseño esta compuesto por dos lazos de retroalimentación. El lazo interno es un lazo de corriente que proporciona estabilidad al sistema. El lazo de externo es un lazo de voltaje que proporciona una retroalimentación suficiente para poder cancelar la referencia.

El diagrama a bloques que representa lo anterior se muestra a continuación:



- 1.- Potenciómetro de Referencia.
- 2.- Amplificador de error de voltaje.
- 3.- Amplificador de error de corriente.
- 4.- Módulo de potencia.
- 5.- Transductor de corriente.

Fig.10 diagrama a bloques de lazos de retroalimentación.

Para realizarlo se utiliza controles proporcionales e integrales en los amplificadores de error de voltaje y corriente, así como un limitador de corriente. Así mismo, utilizaremos seis circuitos generadores de rampas los cuales estarán sincronizados con línea y se comparan con la señal de salida del amplificador de error de corriente. La salida de cada uno de los comparadores entra a un oscilador, el cual nos da la ráfaga que disparara a los tiristores.

Un diagrama a bloques mas detallado que ilustra lo anterior se presenta a continuación:

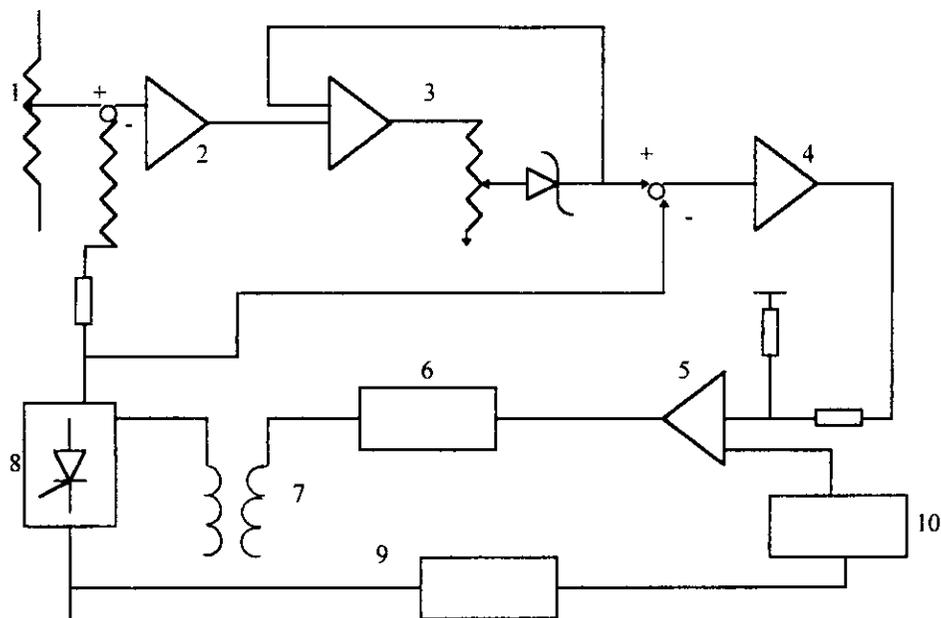


Fig. 11 Diagrama a bloques detallado de lazos de retroalimentación.

- 1.- POTENCIOMETRO DE REFERENCIA.
- 2.- AMPLIFICADOR DE ERROR DE VOLTAJE.
- 3.- LIMITADOR DE CORRIENTE.
- 4.- AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE.
- 5.- 6 COMPARADORES DE COMPUERTA.
- 6.- 6 CIRCUITOS OSCILADORES DE COMPUERTA.
- 7.- 6 TRANSFORMADORES DE PULSOS
- 8.- RECTIFICADOR TRIFASICO CON SCR'S (ETAPA DE POTENCIA).
- 9.- 3 TRANSFORMADORES DE SINCRONIA.
- 10.- 6 CIRCUITOS GENERADORES DE RAMPA, SINCRONIZADOS CON LINEA.

## 2.2.2.- RECTIFICADOR TRIFASICO.

En el rectificador trifasico utilizaremos SCRs, (rectificador de silicio controlado), su funcionamiento puede analizarse atendiendo a la teoría de un simple transistor en términos de transistores pnp y npn.

+

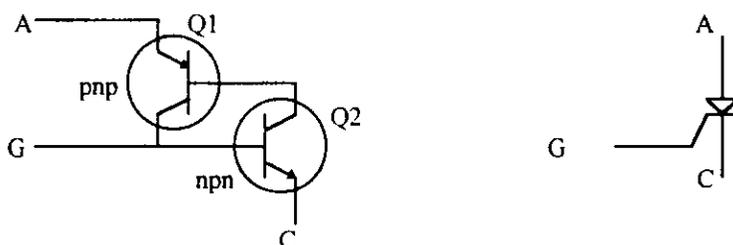


Fig.12 Circuito básico de un SCR.

El colector. Q2 gobierna la base de Q1, y simultáneamente el colector de Q1 gobierna la base de Q2. Si  $\beta_1$  es la ganancia de corriente de Q1, y si  $\beta_2$  es la ganancia de corriente de Q2, el producto  $\beta_1\beta_2$  es la ganancia del bucle de realimentación positivo, o  $\beta_3$ . Cuando  $\beta_3$  es inferior a la unidad, el circuito se halla en un estado estable y el SCR “no esta polarizado”; es decir, la única corriente que circula entre el ánodo y el cátodo es la corriente del colector entre las dos zonas del “transistor”, traduciéndose en una impedancia muy grande entre el ánodo y el cátodo. Cuando se aplica una tensión positiva a la puerta de control, G, el “transistor Q2” (la zona npn) está polarizado en sentido de “paso”, produciendo un incremento en la corriente de colector a un punto donde la ganancia de corriente  $\beta_1$  ocasionará que la ganancia de lazo  $\beta_3$  sea mayor que la unidad. El circuito luego se convierte en regenerativo, haciendo que la corriente de colector de ambas zonas aumente rápidamente a un valor máximo limitado por el circuito exterior. Como que las zonas npn y pnp se

llevan a la saturación, la impedancia entre el ánodo A y el cátodo C disminuye a un valor muy pequeño, y la corriente unidireccional puede circular en el sentido de A a C.

Para dispararse aplicaremos una tensión positiva en Gate, sincronizado por medio de un pequeño circuito de pulsos (6 circuitos, uno para cada SCR).

Utilizaremos un total de 6 SCRs para accionar un motor de C.C. unidireccionalmente, mediante control de tensión inducido, desde una fuente trifásica. Cada par de SCRs conectados en paralelo ofrece rectificación de onda completa de cada fase. La tensión de salida resultante de C.C. en paralelo tiene bastante menos rizado.

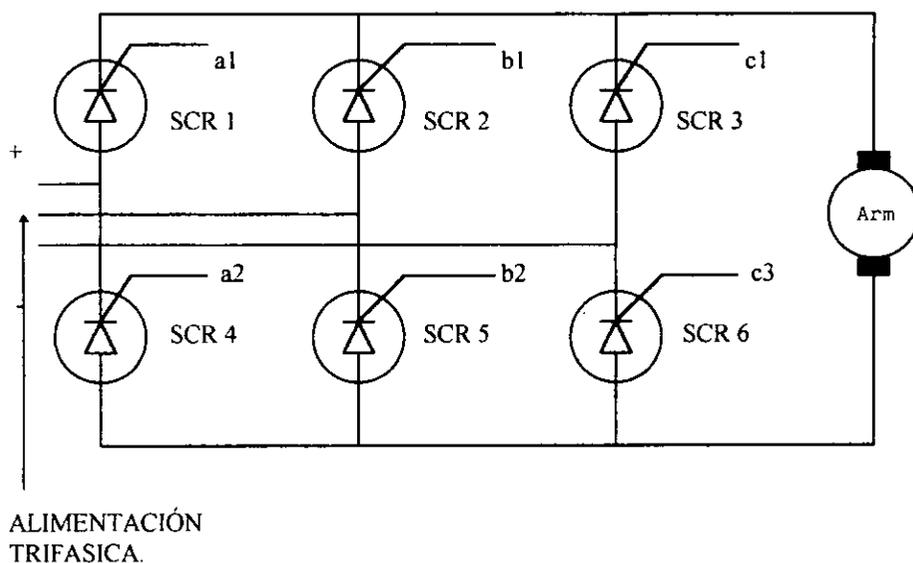


Fig.13 Rectificador de onda completa (SRC)

Las tensiones de control  $a_1$ - $a_2$ ,  $b_1$ - $b_2$ ,  $c_1$ - $c_2$ , pueden ser defasadas con respecto a sus tensiones entre fase y neutro, o disparadas individualmente para proporcionar una suave tensión de salida de c.c. desde cero al máximo, que emplearemos para el control de arranque y de la velocidad por tensión de inducido.

### **2.3. - AMPLIFICADOR OPERACIONAL**

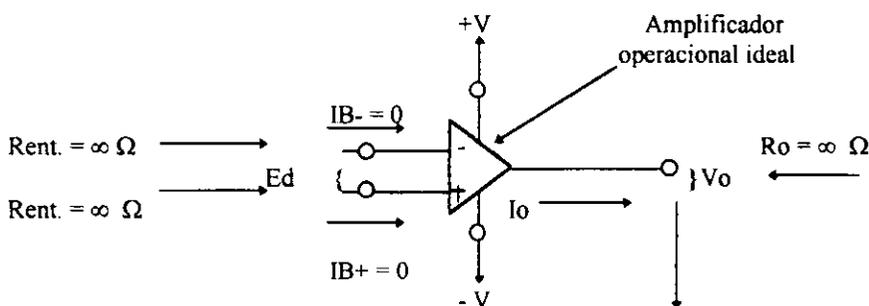
Se denominó como amplificador operacional al modelo de los primeros amplificadores de tubo de vacío de alta ganancia, que fueron diseñados para realizar operaciones matemáticas de adición, sustracción, división, diferenciación e integración; además podrían interconectarse para resolver ecuaciones diferenciales.

El sucesor es el amplificador operacional de circuito integrado lineal. Trabaja a voltajes más bajos y tiene funciones especializadas; el amplificador operacional actual es tan bajo de costo que se utilizan millones de ellos. Algunos de los usos son en los campos de control de procesos, comunicaciones, computadoras, fuentes de señales y corriente, exhibidores, sistemas de prueba y medición, entre otros. El amplificador operacional en su forma básica, es un excelente amplificador de cd de alta ganancia.

El símbolo de un amplificador es una punta de flecha que significa la alta ganancia y apunta de la entrada a la salida en dirección del flujo de la señal. Los amplificadores operacionales tienen 5 terminales básicas: 2 para alimentación de corriente, dos para las señales de entrada y una para la salida.

Su estructura interna es compleja; quienes diseñaron y construyeron los amplificadores operacionales realizaron un excelente trabajo, al punto que los componentes externos conectados al amplificador determinan el desempeño del sistema.

El amplificador operacional ideal tiene una ganancia infinita y la respuesta en frecuencia también es infinita. Las terminales de entrada no toman corriente de señal ni de polarización, y presentan una resistencia de entrada infinita. La impedancia de salida es de cero ohms y los voltajes de cada fuente de poder no tienen límite.



Las terminales del amplificador operacional etiquetadas como  $V+$  y  $V-$  identifican las terminales que deben conectarse a la fuente de poder.

**Fig.14** El amplificador operacional tiene una ganancia infinita, resistencia de entrada también infinita y una resistencia cero en la salida.

Las terminales del amplificador operacional etiquetadas como  $V+$  y  $V-$  identifican las terminales que deben conectarse a la fuente de poder.

### 2.3.1.- AMPLIFICADOR INVERSOR

Un amplificador es un circuito que recibe una señal de entrada y produce una versión más grande sin distorsión de la señal recibida en su salida.

Se aplica un voltaje  $E_i$  a través de la resistencia de entrada  $R_i$  a la entrada (-) del amplificador operacional. Se proporciona retroalimentación negativa mediante la resistencia  $R_f$ . El voltaje entre las entradas (+) y (-) es casi 0V; por esto la terminal de entrada (-) también está a 0V, de modo que el potencial de tierra está en la entrada (-). En la entrada (-) se dice que tiene una tierra virtual.

La corriente  $I$  a través de  $E_i$  se encuentra por la ley de ohm:

$$I = \frac{E_i}{R_i}$$

Debido a que un extremo de  $R_i$  está a  $E_i$  y el otro a 0V, la caída de voltaje a través de  $R_i$  es  $E_i$ .

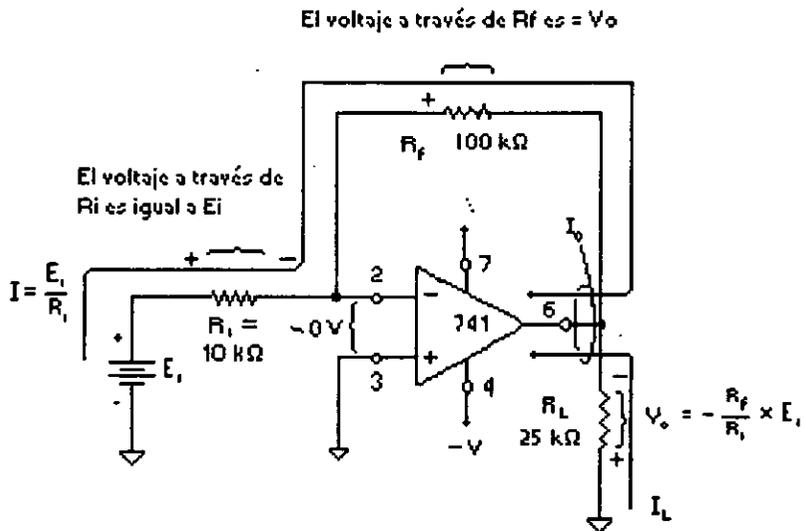


Fig.15 Voltaje positivo aplicado en la entrada negativa de un amplificador inversor.  $R_i$  convierte este voltaje en corriente,  $I$ ;  $R_f$  convierte otra vez  $I$  en una versión amplificada de  $E_i$ .

Toda la corriente de entrada fluye a través de  $R_f$ , ya que una cantidad de entrada es despreciable es utilizada por la terminal de entrada (-). La corriente a través de  $R_f$  está establecida por  $R_i$  y  $E_i$ .

La caída de voltaje a través de  $R_f$  es simplemente  $I(R_f)$ , o

$$V(R_f) = I * R_f = \frac{E_i}{R_i} R_f$$

La dirección de la corriente establecida por  $E_i$  obliga a que el extremo derecho de  $R_f$  se haga negativo; por lo tanto,  $V_o$  es negativo cuando  $E_i$  es

positivo. Igualando  $V_o$  con  $V(R_f)$  y agregando un signo negativo para indicar que  $V_o$  se hace negativo cuando  $E_i$  se hace positivo, se tiene:

$$V_o = - E_i \frac{R_f}{R_i}$$

Aplicando la definición que la ganancia de lazo cerrado del amplificador es  $A_{CL}$ , la ecuación nos queda:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{- R_f}{R_i}$$

El signo menos en la ecuación muestra que la polaridad de la salida  $V_o$  está invertida con respecto a  $E_i$ . Por esta razón el circuito de la figura se denomina amplificador inversor.

### 2.3.2.- SEGUIDOR DE VOLTAJE

El circuito de la figura se denomina seguidor de voltaje, pero también se conoce como seguidor de fuente, amplificador de ganancia unitaria o amplificador de aislamiento. El voltaje de entrada  $E_i$ , se aplica directamente a la entrada (+) ya que el voltaje entre las terminales (+) y (-) del amplificador operacional puede considerarse 0,

$$V_o = E_i$$

El voltaje de entrada igual a al voltaje de salida tanto en magnitud como en signo; Por lo tanto el voltaje de salida sigue al voltaje de entrada o fuente. La ganancia de voltaje es 1, como se muestra por:

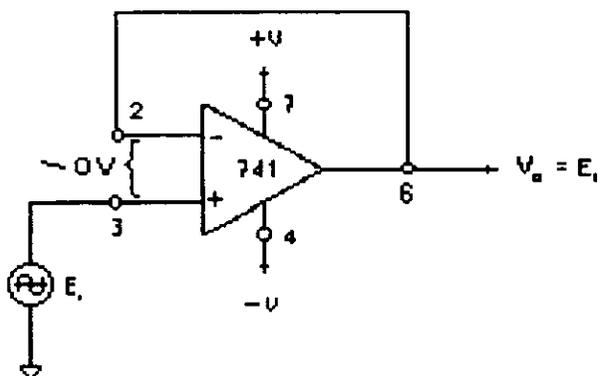


Fig.16 Seguidor de voltaje

$$ACL = \frac{V_o}{E_i} = 1$$

Para entender mejor el empleo del seguidor de voltaje, haremos una comparación de un amplificador seguidor de voltaje con un amplificador inversor. El interés principal no se centra en la polaridad de la ganancia de voltaje sino en el efecto de carga en la entrada.

El seguidor de voltaje se utiliza porque su resistencia de entrada es alta (varios Megaohms). Por ello extrae una corriente despreciable de la fuente de la señal. Esto es: se extrae una corriente despreciable de la fuente de la señal. La fuente de señal tiene, en circuito abierto un  $E_{gen}$  (voltaje de generación), de 1V. La resistencia interna del generador es de  $90\text{ K}\Omega$ , dado que por la terminal de entrada del amplificador operacional fluye una corriente despreciable, la caída de voltaje a través de  $R_{int}$  (resistencia interna) es de 0V. El voltaje  $E_i$  de la fuente de señal es el voltaje de entrada al amplificador y es igual a  $E_{gen}$ , Así:

$$V_o = E_i = E_{gen}$$

Ahora, considérese la misma fuente de señal conectada a un amplificador inversor cuya ganancia es  $-1$ ; la resistencia de entrada a un amplificador inversor es  $R_i$ . Esto se provoca que el voltaje del generador  $E_{gen}$  se dividida entre  $R_{int}$  y  $R_i$ . Por el uso de la ley de división de voltaje, se encuentra el voltaje terminal del generador  $E_i$ .

$$E_i = \frac{R_i}{R_{int} + R_i} * E_{gen} = \frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega + 90 \text{ K}\Omega} * 1 \text{ V} = 0.1 \text{ V}$$

Por tanto, este  $0.1 \text{ V}$  se vuelve el voltaje de entrada al amplificador inversor. Si el amplificador inversor tiene una ganancia de sólo  $-1$ , el voltaje de salida  $V_o$  es  $-0.1 \text{ V}$ .

En conclusión, si una fuente de alta impedancia se conecta a un amplificador inversor, la ganancia de voltaje  $V_o$  con respecto a  $E_{gen}$  no está dada por  $R_f$  y  $R_i$ ; la ganancia real debe incluir  $R_{int}$  como:

$$\frac{V_o}{E_{gen}} = - \frac{R_f}{R_i + R_{int}} = - \frac{10 \text{ K}\Omega}{100 \text{ K}\Omega} = - 0.1$$

### 2.3.3.- AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Amplificador no inversor; esto es, el voltaje de salida  $V_o$ , tiene la misma polaridad que el de entrada  $E_i$ , la resistencia de entrada del amplificador inversor es  $R_1$ , pero la resistencia de entrada del amplificador no inversor es extremadamente grande, en forma típica excede  $100 \text{ M}\Omega$ . Para fines prácticos se tiene un voltaje 0 entre las terminales (+) y (-) del amplificador operacional, entonces ambas están al mismo potencial  $E_i$ . Por tanto  $E_i$  aparece a través de  $R_1$ , lo cual causa que la corriente  $I$  fluya como lo muestra la ecuación :

$$I = \frac{E_i}{R_1}$$

La dirección de  $I$  depende de la polaridad de  $E_i$ . La corriente de entrada a la terminal (-) del amplificador operacional es despreciable. Por tanto,  $I$  fluye a través de  $R$  y la caída de voltaje a través de  $R_f$  se representa por  $V_{Rf}$  y se expresa como:

$$V_{Rf} = I(R_f) = \frac{R_f}{R_1} E_i$$

El voltaje de salida  $V_o$  se encuentra por la suma de la caída de voltaje a través de  $R_i$ , la cual es  $E_i$ , al voltaje a través de  $R_f$ , el cual es  $V_{Rf}$ :

$$V_{Rf} = E_i + \frac{R_f}{R_1} E_i$$

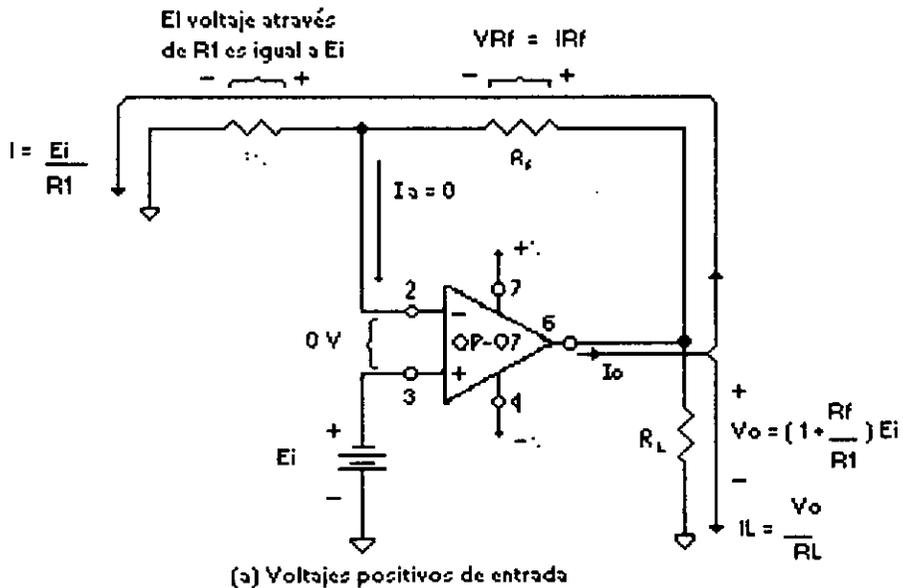
O bien

$$V_{Rf} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) E_i$$

Al ordenar las ecuaciones para expresar la ganancia de voltaje, se obtiene :

$$ACL = \frac{V_o}{E_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = \frac{R_f + R_1}{R_1}$$

Esta ecuación muestra que la ganancia de voltaje de un amplificador no inversor siempre es mayor que 1.



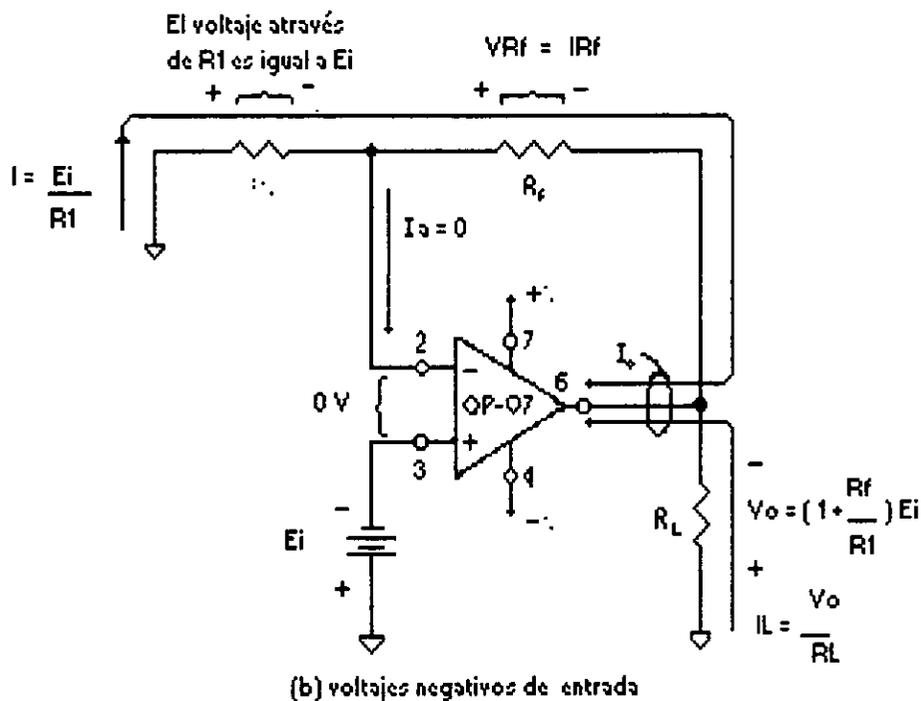


Fig.17 Voltajes de entrada (a) positivos (b) negativos

Polaridades de voltaje y dirección de corrientes para amplificadores no inversores.

### 2.3.4.- RETROALIMENTACION POSITIVA

La retroalimentación positiva se lleva a cabo tomando una fracción de voltaje de salida  $V_o$  y aplicándolo a la entrada (+).

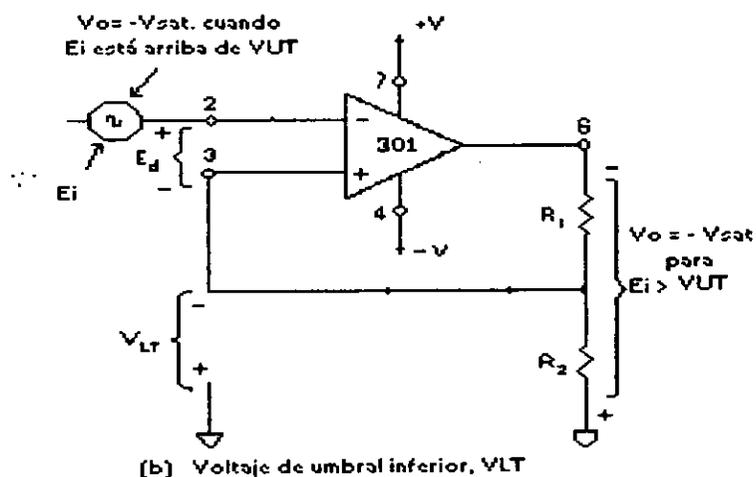
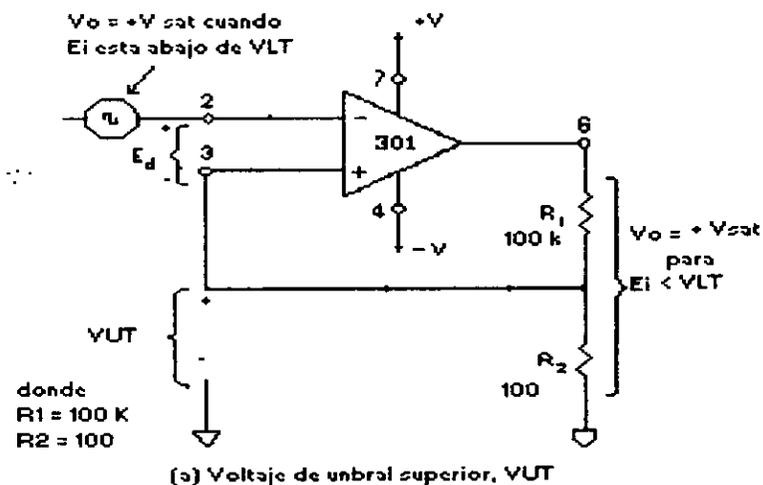


Fig.18 Voltajes de umbral (a) superior (b) inferior.

## VOLTAJE DE UMBRAL SUPERIOR

El voltaje de salida  $V_o$  se divide entre  $R_1$  y  $R_2$ ; una fracción de  $V_o$  se retroalimenta a la entrada (+). Cuando  $V_o = +V_{sat}$ , el voltaje retroalimentado se denomina umbral superior de voltaje,  $V_{UT}$ ; este se expresa en función del divisor de voltaje como:

$$V_{UT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+V_{sat})$$

Para los valores de  $E_i$  inferiores a  $V_{UT}$ , el voltaje en la entrada (+) es mayor que el voltaje en la entrada

(-). Por tanto,  $V_o$  se fija a  $+V_{sat}$ .

## VOLTAJE DE UMBRAL INFERIOR

Cuando  $V_o$  está en  $-V_{sat}$ , el voltaje de retroalimentación a la entrada (+) se denomina umbral inferior de voltaje  $V_{LT}$  y está dado por :

$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{sat})$$

Obsérvese que  $V_{LT}$  es negativo con respecto a tierra. Por tanto,  $V_o$  permanecerá en  $-V_{sat}$  en tanto que  $E_i$  sea mayor o positivo con respecto a

VLT y  $V_o$  cambiará regresando a  $+V_{sat}$  si  $E_i$  se vuelve más negativo que VLT.

Con esto se concluye que la retroalimentación positiva induce una acción casi instantánea para cambiar de  $V_o$  con mucha velocidad de un límite a otro. Si los voltajes de umbral son más grandes que los voltajes pico el ruido, la retroalimentación positiva eliminará las transacciones falsas de salida.

#### 2.4.- CIRCUITO MULTIFUNCIONAL 555.

El circuito 555 responde al esquema representado en la Fig. 19 y se encapsula en formato normalizado de doble línea (DEL) de 8 terminales. Se muestra en su diagrama de bloques. El biestable utilizado en el 555 es de activación por niveles.

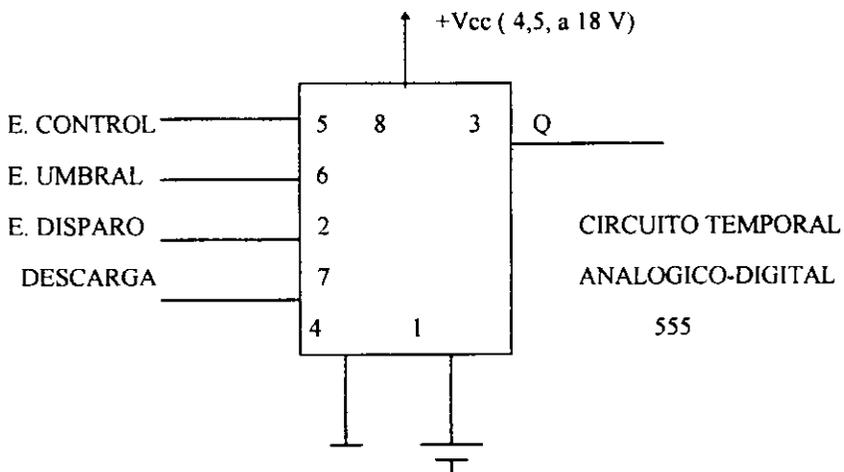


Fig.19 Circuito 555

En la Fig. 20 se muestra el esquema de un estable ó generador de impulsos realizado con el 555.

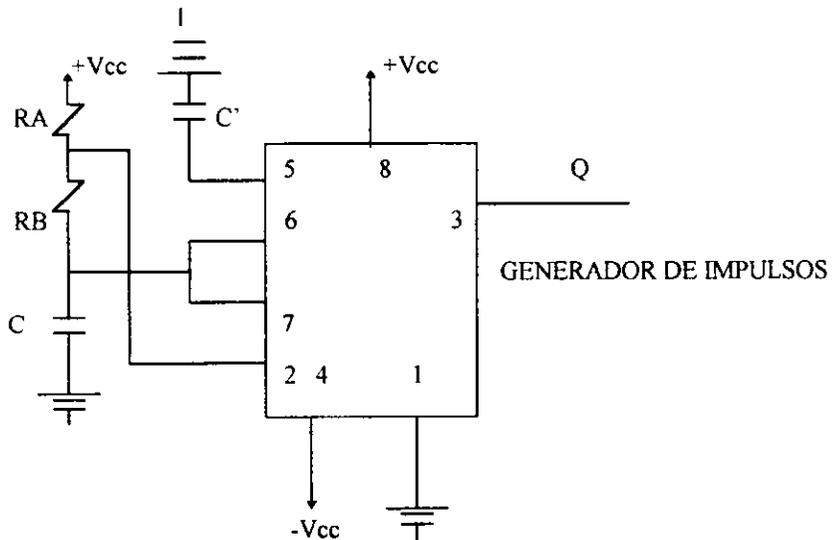


Fig.20 555 con generador de impulsos

En la Fig. 21 se muestra el circuito de un monoestable no redisparable activo con el nivel bajo de la señal de disparo (Nivel cero en lógica positiva). En terminal 5 se podría dejar al aire pero la conexión de un condensador entre el y masa (Valor Típico 0.1 f). ayuda a eliminar el rizado y el ruido que puede aparecer en la fuente de polarización. La duración del impulso a la salida es aproximadamente igual a  $1.1 RC$ .

El monoestable de la Fig. 21 constituye un temporizador no redisparable porque, tal como se indica en la Fig. 22, si durante el intervalo  $t$  de

temporización se aplica un nuevo pulso de disparo, el citado intervalo no varia, se puede realizar un monostable redisparable con un temporizador analogico-digital si el impulso de disparo. Además de actuar sobre el estado del biestable, produce la descarga del condensador.

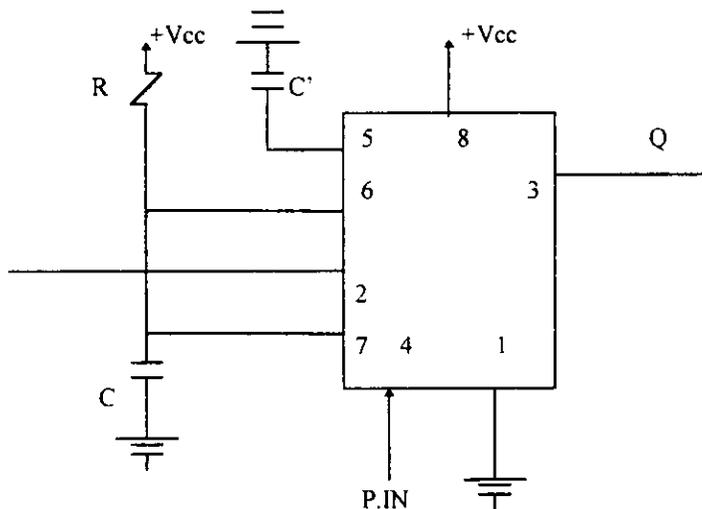


Fig.21 Temporizador no redisparable.

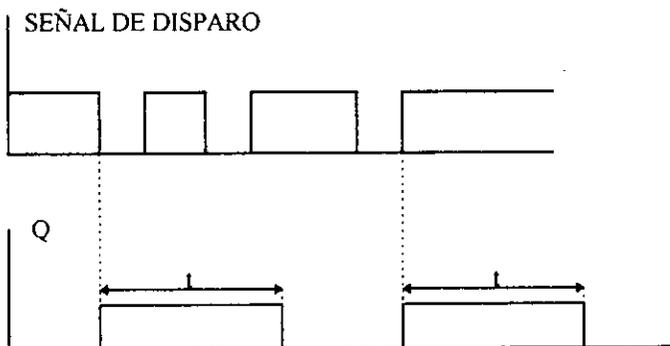


Fig.22 Diagrama de evolución en el tiempo de las señales del monoestable.

En la siguiente Fig.23 se representa el esquema de un monoestable redispensible realizando con el monoestable 555 que se diferencia del esquema anterior por la presencia del transistor (Del tipo PNP), cuyo emisor esta unido a la entrada de descarga y su base a la señal de disparo. Al hacer bajar esta a nivel cero durante el intervalo de temporización se produce la descarga del condensador a través del transistor T y, por tanto, se vuelve a iniciar dicho intervalo. Se presenta el cronograma de este circuito, cuyo comportamiento puede ser estudiado desde el punto de vista de la frecuencia de los impulsos en nivel alto, por tanto, este circuito puede ser utilizado como detector de falta de impulso de frecuencia superior a  $1/2$ .

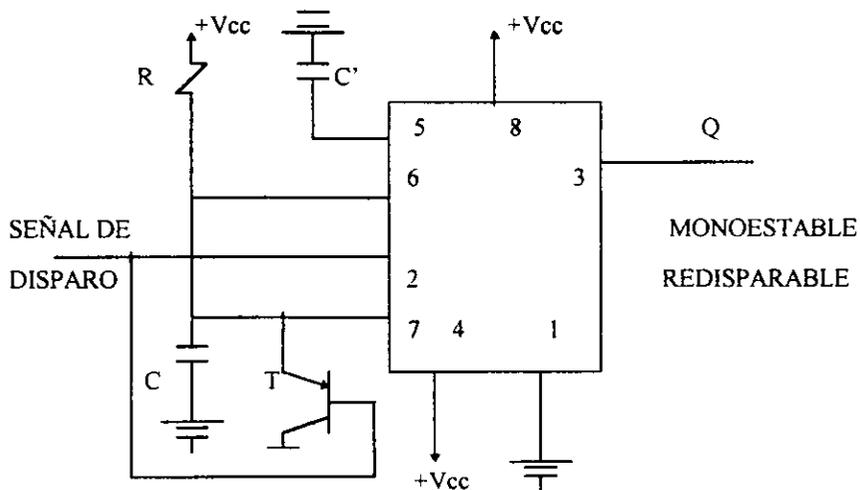


Fig.23 Circuito monoestable redispensible

### 2.4.1.- TEMPORIZADOR IC. (555)

Es un circuito temporizador de precisión cuya lógica interna se muestra en la Fig. 24 (Los resistores RA y RB y los capacitores no son parte del IC). Consta de dos comparadores de voltaje, un flip-flop y un transistor interno. La división de voltaje desde  $V_{cc} = 5\text{ v}$  a través de los tres resistores internos a tierra produce  $2/3$  y  $1/3$  de  $V_{cc}$  (3.3 y 1.7 v) a las tres entradas fijas de los comparadores. Cuando el umbral de entrada en la clavija 6 pasa arriba de 3.3v, el comparador superior establece el flip-flop y la salida pasa a baja a ser cerca de 0 v. Cuando la entrada de disparo en la clavija 2 pasa abajo de 1.7 v, el comparador más bajo establece el flip-flop y la salida pasa a alta a cerca de 5 v. Cuando la salida es baja Q pasa a alta y la junta base-emisor del transistor tiene polarización directa. Cuando la salida es alta, Q es bajo y el transistor está en corte. El circuito temporizador es capaz de producir retardos exactos de tiempo controlados por un circuito RC externo. En este experimento en temporizador IC se opera en el modo estable para producir pulsos de reloj.

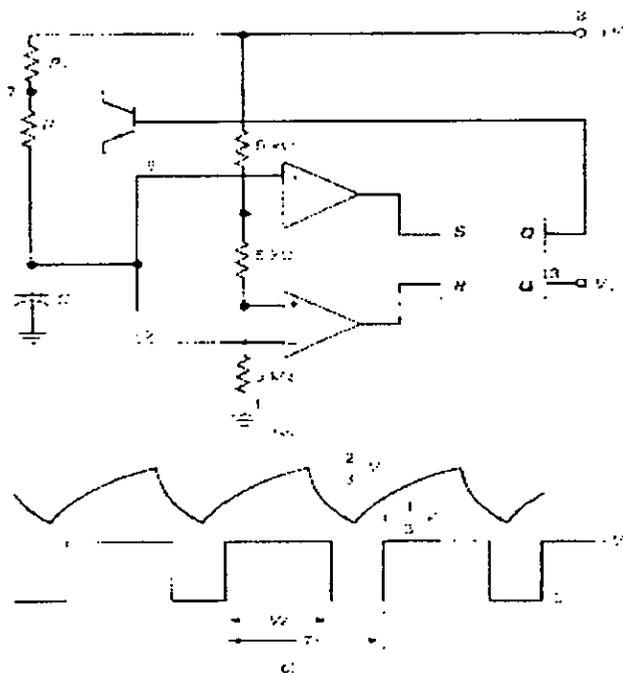


Fig.24 Circuito temporizador

## 2.5.- FUSIBLES.

Es un dispositivo simple de protección del motor contra sobrecargas. La mayor parte de los fusibles son tramos de conductores o elementos de metal muy suave, dentro de algún recipiente. El fusible está conectado a un circuito en serie con las cargas y la fuente de energía, esto significa que toda corriente del circuito fluye a través del, este presenta muy poca resistencia de manera que prácticamente no tiene efecto sobre el circuito, en condiciones normales. Cuando ocurre un corto circuito, la corriente que pasa a través del fusible

una temperatura más baja que los conductores de alambre comunes. El circuito se abre y queda inutilizado.

Además de los fusibles, el empleo de bobinas de reactancia conectadas en serie, se considera todavía como el mejor método para limitar la elevación de la corriente de corto circuito, en tanto que la corriente de corto circuito excede la capacidad de ruptura del equipo de protección.

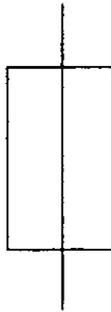


Fig.25 Diagrama básico de un fusible

## **CAPITULO TERCERO.**

### **CONCEPTOS BASICOS DE DISEÑO**

- 3.1 AMPLIFICADOR DE ERROR DE VOLTAJE.
- 3.2 LIMITADOR DE CORRIENTE .
- 3.3 AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE.
- 3.4 GENERADORES DE RAMPA.
- 3.5 COMPARADORES DE COMPUERTA.
- 3.6 CIRCUITO OSCILADOR DE COMPUERTA.
- 3.7 TRANSISTOR DE DISPARO Y TRANSFORMADOR DE PULSOS.

A continuación se presenta el diseño de cada uno de los bloques:

### 3.1.- AMPLIFICADOR DE ERROR DE VOLTAJE.

El amplificador de error de voltaje debe tener una salida proporcional al error entre el voltaje de referencia y el voltaje de retroalimentación.

EL diagrama a bloques y la ecuación de la señal de salida se muestran a continuación:

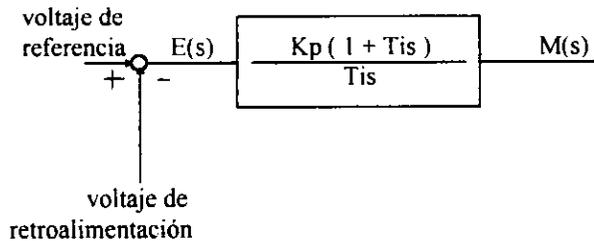


Fig. 26 Diagrama a bloques y ecuación de la señal de salida

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt$$

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

El circuito básico que nos permite realizar a esta función es el siguiente:

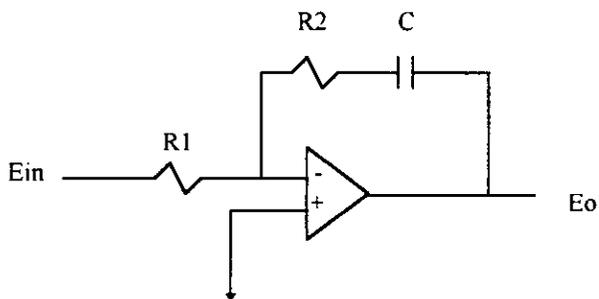


Fig.27 Circuito básico de la función.

El OPAMP en esta configuración al mismo tiempo hace la integración de la señal de entrada, la multiplica por la ganancia determinada por las resistencias R1 y R2.

De aquí obtenemos la ecuación de salida:

$$E_o = - \left[ E_{in} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + \left( \frac{1}{C R_1} \right) \int E_{in} dt \right]$$

En nuestro caso modificaremos el anterior circuito básico para obtener el siguiente:

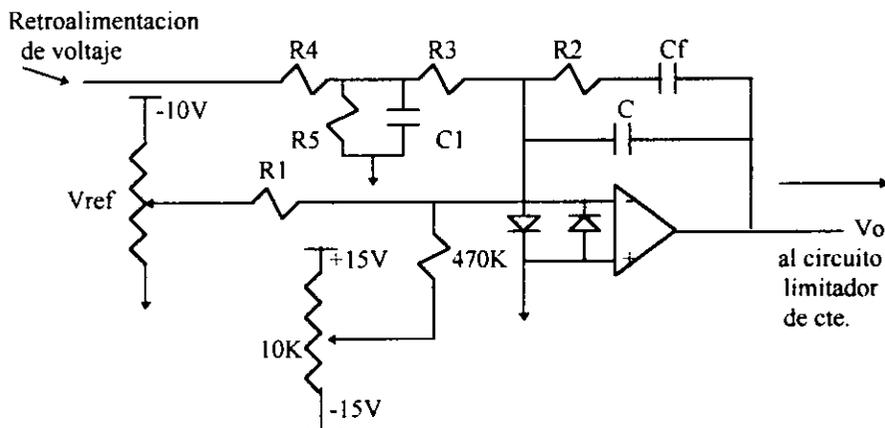


Fig.28 Circuito modificado.

El divisor de la entrada de la retroalimentación de voltaje se escoge de tal manera que sea capaz de anular la referencia aplicada (por lo tanto R1 y R3

deben ser del mismo valor). El capacitor posterior a este divisor se elige lo suficientemente grande como para permitir que el voltaje en nodo de entrada de R3 sea casi una señal en C.D. pura.

Los diodos en las terminales de entrada del OPAMP se utilizan para limitar el voltaje diferencial aplicado a este dispositivo.

El capacitor C se utiliza para estabilidad del circuito cuando la ganancia de  $K_p$  crece demasiado.

El voltaje de salida del circuito lo define la siguiente ecuación:

$$V_{ref} (R1/R2) + (1/CfR1) \int V_{ref} dt + V_{retro} (R2/R3) + (1/CfR3) \int V_{retro} (dt)$$

De donde podemos observar, por analogía con la ecuación de salida de control PI, si  $R1 = R3$  entonces:

$$T_i = C_f R_2 \qquad K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

Se elige una ganancia de alrededor de dosmil, debido a que la amplitud de la señal de error es muy pequeña, así  $R1 = R3 = 10$  y  $R2 = 22K$ .

Elegimos un tiempo de integración  $T_I = 1mseg$ , para que el sistema responda lo suficientemente rápido, entonces:

$$C_f = \frac{T_I}{R_2} = \frac{1mseg}{22K} = 0.045 \mu f; \text{ por lo tanto el valor comercial más cercano es } 0.047 \mu f.$$

Para el divisor de retroalimentación de voltaje, sabemos que debe anular la referencia, por lo tanto analizando en el caso en el que tenemos máxima referencia (10 V).

$$V_{ref} = \frac{R5 // R3}{R4 + R5 // R3} V_o ; \quad 10 \text{ V} = \frac{R5 // 10 \text{ K}}{R4 + R5 // 10 \text{ K}} \cdot 60$$

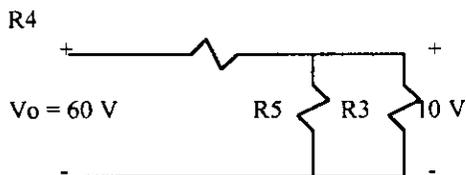


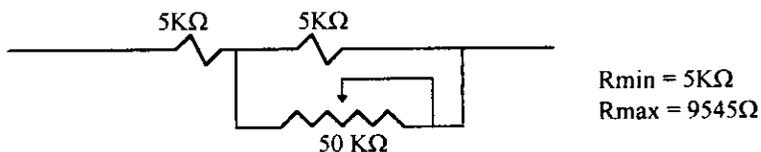
Fig. 29 Reducción de resistencias.

$$\text{Si } R5 = 1\text{M} \text{ entonces } R4 = \frac{(1 \text{ M} // 10\text{K}) (60) - (10 \text{ V} // 10\text{K})}{10}$$

Notas: Se considera  $R5 = 1\text{M}$  para tener alta impedancia del bloque de muestreo;

Se considera en el análisis como divisor a  $R3$  debido al efecto de la tierra virtual.

Para tener un ajuste fino de la retroalimentación se decide conectar un Potenciometro en serie entre el filtro y  $R3$ , pero no variar significativamente la resistencia de entrada de la rama de retro dividimos a  $R3$  en dos resistencias de  $5\text{K}$  cada una , y en el paralelo con una de ellas colocamos el potenciómetro (de  $50\text{K}$ ), de esta forma:



$$R_{min} = 5\text{K}\Omega$$

$$R_{max} = 9545\Omega$$

Fig. 30 Ajuste fino de retroalimentación.

El valor del capacitor debe ser mucho mayor que el calculado para la frecuencia de corte (del orden de 10 veces mayor), entonces:

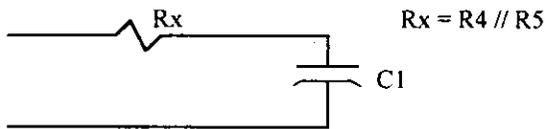


Fig.31 Calculo del capacitor.

$$C1 = \frac{1}{(47619)(360\text{Hz})} = 0.058 \mu\text{f};$$

por lo tanto el valor comercial más cercano es 0.1  $\mu\text{f}$ .

El capacitor de estabilidad se elige de acuerdo a la ganancia máxima, por lo tanto  $C = 0.18$  microfaradios.

El potenciómetro P1 y la resistencia asociada a el se utiliza para compensar el nivel de offset y así evitar un posible disparo; Aún cuando el equipo esté apagado.

Calculando una corriente máxima de 30  $\mu\text{A}$  tenemos que:

$$R' = \frac{V}{I} = \frac{15 \text{ V}}{30 \mu\text{A}} = 500 \text{ K}\Omega;$$

por lo tanto 470K $\Omega$  es un valor comercial adecuado.

### 3.2.- LIMITADOR DE CORRIENTE

El circuito limitador de corriente debe tener un ajuste para elegir el máximo nivel de corriente que puede entregar el circuito. Así mismo debe tener

ganancia unitaria que refleje la salida del amplificador de error de voltaje; por lo tanto el ajuste del límite de corriente no debe afectar la ganancia.

El circuito utilizado es el siguiente :

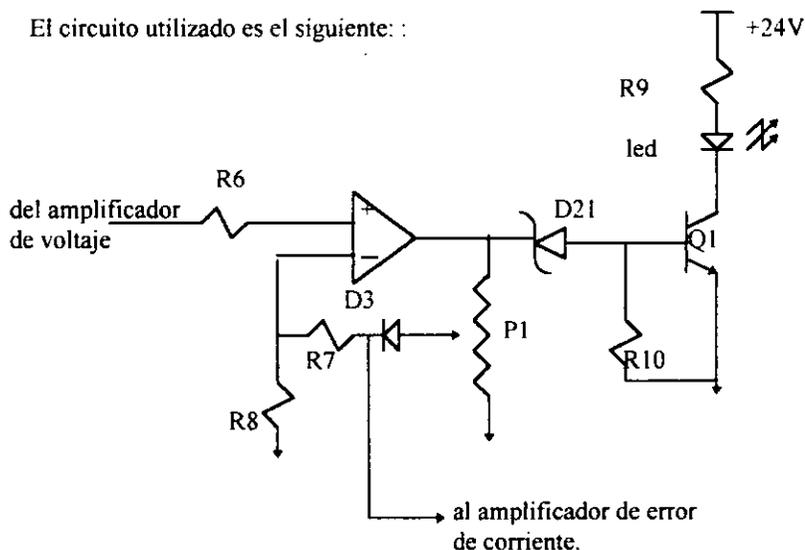


Fig.32 Circuito limitador de corriente

El potenciómetro P1 da la escala máxima a la salida, pero no cambia la ganancia debido al diodo D3, puesto que el voltaje  $V_1$  es sencillamente  $E_o$  escalado, no interviniendo P1 en el bloque de retroalimentación. El potenciómetro permite engañar a la terminal inversora (retro), y satura al OPAM en 12 Volts, lo que hace conducir al transistor Q1, y este por su parte enciende led indicador.

Para obtener una ganancia casi unitaria hacemos  $R_7 = 1K$  y  $R_8 = 10K$ ,

Además elegimos  $R_6 = 1K$ .

Consideramos que el transistor se satura a  $I_c = 10 \text{ mA}$ , entonces:

$$R_{\text{led}} = \frac{24 - 0.6 - 0.2}{10 \text{ mA}} = \frac{23.2}{10 \text{ mA}} = 2.32 \text{ K}\Omega$$

por lo tanto el valor comercial más cercano es 2.2 K $\Omega$ .

P1 se propone de 5 K $\Omega$  y R10 = 1K $\Omega$ . se elige un diodo de recuperación rápida ( IN 914).

### 3.3.- AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE

Este amplificador es otro control P1, como el usado anteriormente como el utilizado en el amplificador de error de voltaje.

Sin embargo en este hay una notable diferencia con respecto al anterior , ya que aquí se obtiene un voltaje que es proporcional a la corriente.

por cuestiones de diseño del circuito de disparo se tiene que el voltaje de salida máximo debe ser de 8 Volts.

Nosotros tenemos 12 Volts de salida máxima del limitador, lo cual nos da una sobrecapacidad del 50 % de corriente. Esto es descable ya que si la carga es un motor, el sistema puede llegar a necesitarlos para vencer la inercia al momento de un arranque a plena carga.

El circuito que realiza esta función es:

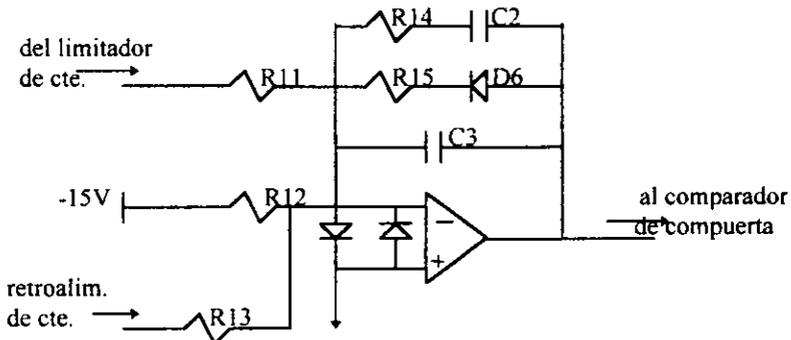
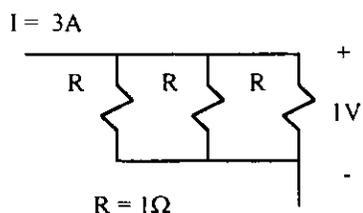


Fig.33 Amplificador de error de corriente.

La salida del limitador pasa a través de una resistencia hasta el amplificador de error de corriente. Al igual que en el amplificador de error de voltaje, la referencia y la retroalimentación deben anularse. Sin embargo deben de igualarse corrientes en este caso. El muestreo de corriente debe hacerse con una resistencia de bajo valor con el objeto de que el divisor que forma con la carga sea el mínimo.

Escogemos un voltaje de muestreo igual a un Volt al 100% de corriente , ya que no presenta una perdida muy grande en la salida del rectificador, por lo tanto:



$$R = \frac{1V}{3A} = 0.33 \Omega$$

$$P = VI = (3A)(1V) = 3W$$

$$\Rightarrow R = 0.33 \Omega \text{ a } 3W$$

Fig.34 Calculo de resistencia

las cuales serán a partir de tres resistencias de precisión de  $1\Omega$  a  $2W$  en paralelo.

Por simplicidad se escoge la corriente de referencia (y por lo tanto la retroalimentación) de  $1 \text{ mA}$  a plena carga (100% de corriente) , así pues en base a esto:

Para 100% de corriente tenemos del amplificador limitador de corriente  $8V$  y de la retro de corriente  $1V$

$$R_{11} = \frac{8V}{1mA} = 8K\Omega \quad ; \quad R_{13} = \frac{1V}{1mA} = 1K\Omega$$

Para compensar desequilibrios en las corrientes , debido a las tolerancias de los valores de resistencias se coloca R12 de  $470\text{ K}\Omega$  sin embargo esto provoca que con referencia cero exista una pequeña corriente de offset y por tanto un voltaje en la salida. Esto se soluciona con el diodo D6 y la resistencia R15 , ya que al ser la corriente negativa provoca un voltaje positivo que enciende al diodo D6, fijando la salida en aproximadamente  $0.6\text{ V}$  (recuérdese la tierra virtual en la terminal inversora).

En el momento que hay referencia en el limitador de corriente el voltaje de salida es negativo y polariza en inversa a este diodo. R15 se elige de  $100\ \Omega$  para que el voltaje que caiga a través de esta resistencia no sea significativo.

Otra vez los diodos D5 y D6 son limitadores y el capacitor C3 es de estabilidad.

C3 se escoge de  $0.1\ \mu\text{f}$ , mientras que los diodos son todos 1N914.

Con el objeto de no provocar cambios demasiado rápido la carga conectada al rectificador, se considera la constante de integración más grande que en el caso anterior.

$$\frac{R14}{R11} V_{ref} + \frac{1}{C2 R11} \int V_{ref} dt + \frac{R14}{R15} V_{retro} + \int \frac{1}{C2 R13} V_{retro} dt ]$$

$$[ R14 \left( \frac{V_{ref}}{R11} + \frac{V_{retro}}{R13} \right) + \frac{1}{C2} \int \left( \frac{V_{ref}}{R11} + \frac{V_{retro}}{R13} \right) dt ]$$

$$[ \frac{R14}{R11 R13} ( R13 V_{ref} + R11 V_{retro} ) + \frac{1}{C2 R11 R13} \int ( R13 V_{ref} + R11 V_{retro} ) dt ]$$

$$\frac{R14}{R11 R13} \left( \frac{R13 V_{ref} + R11 V_{retro}}{R14} \right) + \frac{R14}{C2 R11 R13} \int \left( \frac{R13}{R14} V_{ref} + \frac{R11}{R14} V_{retro} \right) dt ]$$

$$K_p = \frac{R14}{R11 R13} = 1 \quad ; \quad \frac{K_p}{T_i} = \frac{R14}{C2 R11 R13} \quad ; \quad T_i = C2 R14$$

$\Rightarrow R14 = (R11 R13) = 2.828 K\Omega$   
 y el valor comercial mas cercano será  $R14 = 2.7 K\Omega$ .

Ahora, si :  $T_i = 30 \text{ ms}$

$$\Rightarrow C2 = \frac{T_i}{R14} = \frac{30 \text{ ms}}{2.7 K\Omega} = 11.11 \mu\text{f}$$

y su valor comercial mas cercano será  $C2 = 10 \mu\text{f}$  a 25 V.

### 3.4.- GENERADORES DE RAMPA.

Los circuitos generadores de rampas deben estar sincronizados con línea, ya que de ellos se obtendrá el disparo de los tiristores. Esto es muy importante, ya que los disparos deben tener cierta secuencia, dependiendo de su estado de conducción. En otras palabras, el disparo debe llegar justamente en el momento en que le toca conducir al tiristor.

El circuito utilizado es el siguiente:

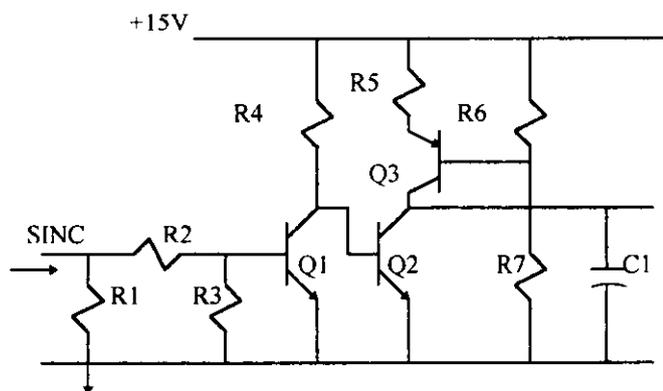


Fig.35 Conexión de tiristores.

La señal de sincronía es tomada de tres transformadores monofasicos, alambrados en delta en el primario (debido a que es la forma en que se alambraron los transformadores de potencia, los que alimentan a los SCR's).

Los devanados de los secundarios alimentan a cada uno de los circuitos de disparo y estos estarán referidos al común por medio del tap central.

Las resistencias R2 y R3 solamente escalan la señal de sincronía. En el semi-ciclo positivo Q1 se satura, mientras que Q2 se corta. El transistor Q3 funciona como fuente de corriente, ya que tiene un voltaje fijo en su base,

determinado por el divisor de voltaje que forman las resistencias R6 y R7. Esta fuente de corriente provoca que C1 se cargue linealmente.

En el semiciclo negativo Q1 se corta y Q2 se satura, lo cual provoca que C1 se descargue rápidamente por la región de baja impedancia del colector de Q2 en saturación.

El resultado es que tenemos medio diente de sierra, el cual para lo mismo que el semiciclo positivo exclusivamente. Esto es deseable, puesto que queremos que nuestro generador de rampa este deshabilitado cuando le toque conducir a otro tiristor, para evitar a lo mas posible cualquier disparo en falso.

Para la fuente de corriente se elige un voltaje en base igual a  $I_c/2$ , es decir 7.5 [V]. Para lograrlo elegimos  $R6$  y  $R7 = 50 \text{ K}\Omega$ . Es importante destacar que estas resistencias deben tener una alta precisión (1%), ya que se deben utilizar 6 circuitos idénticos, los cuales deben tener la menor diferencia posible para evitar así que un SCR retrase o adelante su disparo con respecto a los demás.

La potencia disipada en R6 y R7 es :

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{(7.5)^2}{100 \text{ K}\Omega} = 0.56 \text{ m [W]} \Rightarrow R6, R7 \text{ serán de } 1/4 \text{ [W]}.$$

Proponemos una  $I_c = 75 \mu \text{ [A]}$  y como Q3 esta en activa, entonces  $I_e = 75 \mu \text{ [A]}$ , por tanto:

$$\frac{V_{cc} - (V_{B+} + V_{beon})}{I_{cq3}} = \frac{15 - (7.5 + 0.7)}{75 \mu \text{ [A]}} = 90.7 \text{ K}[\Omega] \text{ (1\%, a } 1/4 \text{ [W]}).$$

La potencia de disipación para Q3 será de:

$$P_{DQ3} = V_{ceq3max} I_{ceq3max} = [(V_{cc} - R_5 I_{ceq3}) - V_{cesatq2}] [I_{ceq3max}]$$

$$= [15 - (90.7K)(75 \text{ A}) - 2[75 \text{ A}]] = 6 \text{ m[W]}$$

Por lo tanto elegimos un 2A238B, el cual tiene los siguientes parámetros :

$$V_{ce(br)} = 30 \text{ [V]} \quad I_{cmax} = 200 \text{ m [a]}$$

$$V_{cb(br)} = 45 \text{ [V]} \quad P_{dmax} = 360 \text{ m[W]}$$

$$V_{eb(br)} = 6 \text{ [V]}$$

Para el capacitor tenemos que por criterio de diseño del comparador la altura máxima de la rampa debe ser de 6 [V], entonces:

$$V_{max} = 6V \text{ para } t = 1/2 T = 1/2 (16.6m [s]) = 8.3m [s]$$

$$\Rightarrow C = \frac{(75 \mu A)(8.3m [s])}{6V} = 1 \mu [F]$$

El voltaje del transformador de sincronía es de 18 [V] rms en el secundario. Se escogió ese valor ya que nos permite un suficiente voltaje a cada entrada de sincronía para que el transistor Q1 se sature rápidamente.

La resistencia R1 es para referir al común del circuito los devanados del transformador. De esta manera obtenemos 9 [V] entre la entrada de sincronía y el común.

El valor de R1 se escoge de tal manera que no circule mucha corriente por ella. Por lo tanto se propone R1 de 27 K[Ω], a una potencia de 1/2 [W].

Para Q2 tenemos que en corte  $V_{ce} = 6$  [V]. En saturación es donde tenemos la máxima potencia:

$$V_{ceq2} = .2 \text{ V}$$

$$I_{cq2} = 75 \mu \text{ A} + I_{cds} = 30 \text{ m [W]}$$

Por lo tanto elegimos un 2A238B, por sus características arriba mencionadas:

$$I_{cQ2sat} = 75 \mu \text{ A}$$

$$I_{ceos} = 75 \mu \text{ A} ; I_{beos} = \frac{I_{ceos}}{\beta_f} = \frac{75 \mu \text{ [A]}}{290} = .258 \mu \text{ [A]}$$

$$I_{bsat} > I_{beos}, \Rightarrow \text{proponemos una } I_{bsat} = 1 \text{ mA} = R4 = \frac{V_{cc} - V_{beq2}}{I_{bsat}}$$

$$\Rightarrow R4 = \frac{15 - .6}{1 \text{ mA}} = 14.4 \text{ K [}\Omega\text{]} ; \Rightarrow R4 = 15 \text{ [}\Omega\text{]} \text{ el valor comercial mas apropiado.}$$

Su potencia de disipación será

$$V_{r4} = 15 - .6 = 14.4 \quad Pr4 = \frac{14.4}{15 \text{ K}\Omega} = 13.8 \text{ m[W]}$$

$$\Rightarrow R4 = 15 \text{ K}\Omega \text{ a } 1/4 \text{ [W]}$$

De aquí tenemos que el divisor formado por R2 y R3 debe ser tal que limite la corriente, sin atenuar demasiado la señal de sincronía con el objeto de poder saturar rápidamente al transistor Q1.

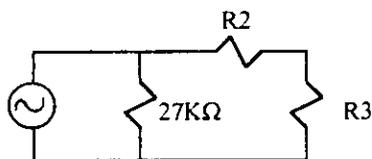


Fig.36 Divisor

Por lo anterior tenemos que el tiempo máximo en el que debe ascender Q1 es de 0.134 m[S], para poder tener un control de encendido de cada tiristor desde 3 grados, por tanto:

Si  $V_i = 12.7 \text{ sen}(wt)$  entonces:

$$V_i = 12.7 \text{ sen} [377 \text{ rad/seg} * (0.000134\text{seg})] = 0.642[\text{V}]$$

$$\text{sabemos que } I_{c1\text{sat}} = .987 \text{ m[A]} = I_{beos} = \frac{0.987 \text{ mA}}{290} = 3.403 \text{ m[A]}$$

Ahora como  $R_i$  es de  $27\text{K}\Omega$ , y sabiendo que  $V_i = 0.642$  así como también, que Q1 esta encendido ( $V_{be} = 0.6 \text{ V}$ ) tenemos lo siguiente:

$$\frac{R_3}{(R_3 + R_2)} (0.642) = R_2 + R_3 = 1.03 R_3 \Rightarrow R_2 = 0.03 R_3$$

Para cumplir que  $I_{beos} = 3.403 \text{ mA}$  proponemos  $R_2 = 6.8 \text{ k}$  (valor comercial) y por lo tanto  $R_3 = 220\text{k}\Omega$ .

### 3.5.- COMPARADORES DE COMPUERTA.

La salida del amplificador de error de corriente se compara con las rampas sincronizadas con la línea en seis circuitos, lo cual nos da el momento preciso en el cual encienden los tiristores correspondientes:

El circuito que realiza la función anterior es el siguiente:

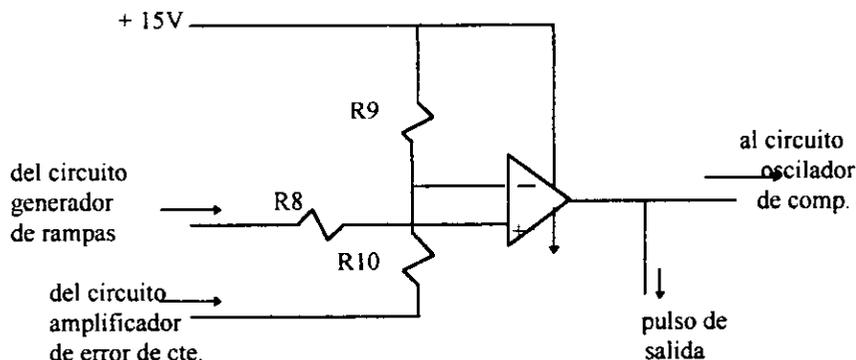


Fig.37 Comparador

La señal de circuito de rampa entra a través de una resistencia (R8) hacia la terminal no inversora del operacional. La terminal inversora tiene conectado un divisor de voltaje formado por R9 y R10 entre 15 [V] y la señal de referencia del amplificador de error de corriente (entrada de control).

Como consecuencia la terminal inversora tiene un voltaje que varía entre 7.5 [V] cuando la entrada de control es 0 [V] y 1.5 [V] cuando la entrada de control es -12 [V].

Se proponen 2 resistencias de 15 [ $\Omega$ ], a 1/4 de [W] para el divisor del voltaje. Se eligió el operacional CA3140, debido a su bajo consumo de potencia (ya que es CMOS), a su bajo nivel de ruido y a que es capaz de funcionar con una o dos fuentes de polarización.

### 3.6.- CIRCUITO OSCILADOR DE COMPUERTA

El circuito oscilador de compuerta puede ser activado ya sea por la salida del circuito comparador de compuerta que le corresponde, o bien por la salida del comparador de compuerta que le precede en máximo de conducción (60 grados antes ). Esto se debe a que el circuito que le precede en máximo de conducción necesita activar al SCR siguiente para poder cerrar el circuito.

De esta manera se utiliza una lógica OR alambrada para activar el RESET del 555. Por su parte el 555 esta conectado en configuración del Multivibrador Astable, el cual nos entregara un tren de pulsos de una frecuencia aproximada de 8 K[Hz], la cual se utiliza como ráfaga de disparo para los tiristores, mientras el RESET del 555 este activo.

El circuito que realiza la función de oscilador de compuerta es el siguiente:

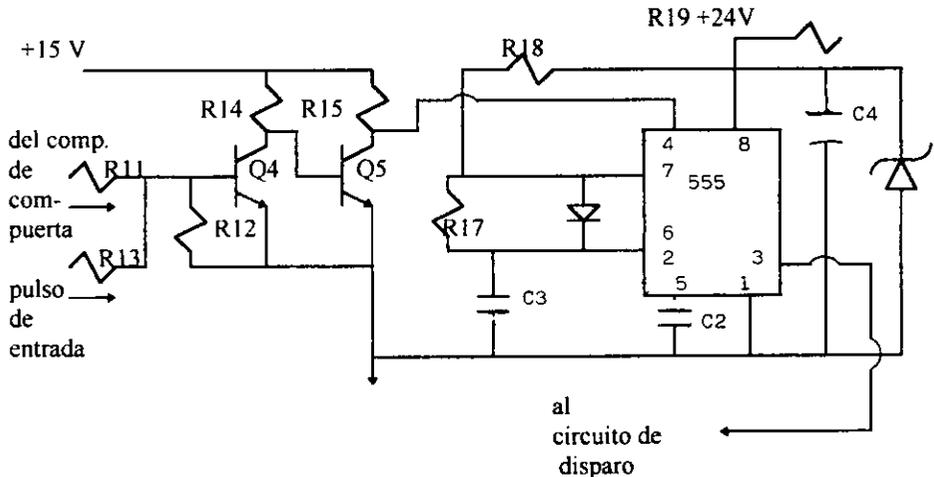


Fig.38 Oscilador de compuerta

Cuando se presenta un pulso alto (15 V) en alguna de las resistencias conectadas a la base de Q4, esta se satura y Q5 se corta, por lo que presenta un nivel alto en el RESET del 555, haciendo oscilar a este circuito.

En caso contrario, Q4 esta cortado y Q5 saturado, por lo que el RESET del 555 se deshabilita y no puede oscilar.

Un proceso de diseño similar al realizarlo para el circuito generador de rampa se aplica en este caso, dando lugar a los siguientes valores:

$$R11 = R13 = R14 = R15 = 15 \text{ K}\Omega \quad , \quad R12 = 2.2 \text{ K}\Omega$$

La polarización del 555 se toma aparte para no sobrecargar al regulador, por lo tanto se utiliza un diodo Zener de 10 V y un capacitor de 68  $\mu\text{f}$  para filtrado.

El diodo entre las terminales 6 y 7 del 555 se utiliza para modificar las constantes de carga y descarga de C, para tener la siguiente forma de onda:

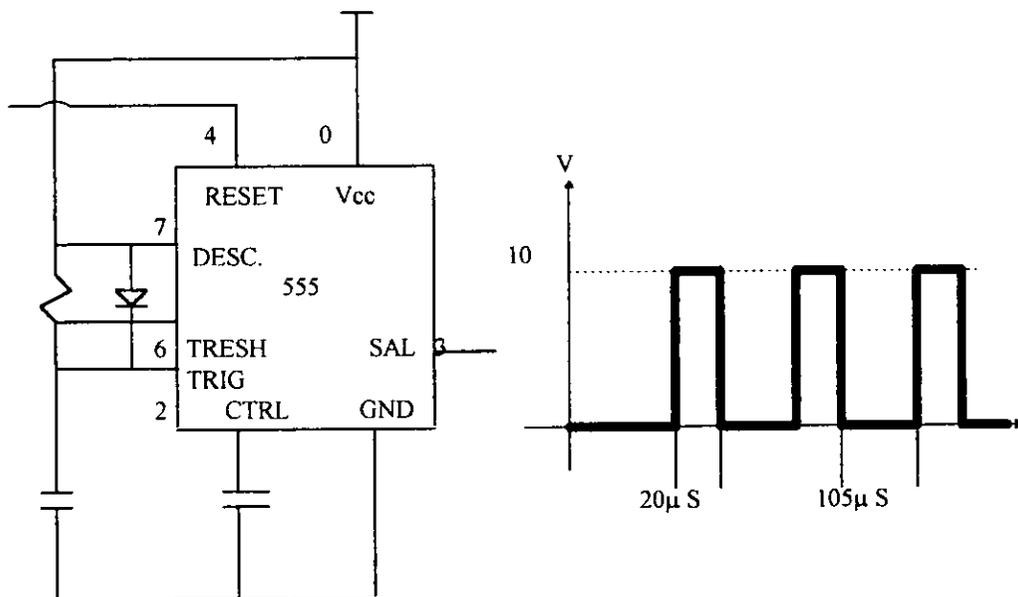


Fig.39 configuración y curvas del 55 en el circuito oscilador de compuerta.

Los cálculos se muestran a continuación:

$T_{\text{carga}} = 20 \mu\text{ [s]}$  y  $T_{\text{descarga}} = 105 \mu\text{ [s]}$ , debido a que los SCR'S encienden en menos de 10 m [s].

$$T_{\text{carga}} = 0.7 \cdot (R_A) \cdot C = 20 \mu\text{ [s]}. \text{ Si } C = 0.001 \mu\text{ f } \Rightarrow$$

$$\frac{20 \mu [s]}{(0.7) (0.001 \mu f)} = 28.57 \text{ K}\Omega \quad , \text{ el valor comercial ser\'a de } 27 \text{ K}\Omega$$

$$T_{\text{descarga}} = 0.7 * (R_b) * C = 105 \mu [s] \Rightarrow$$

$$\frac{105 \mu [s]}{(0.7) (0.001 \mu f)} = 150 \text{ K}\Omega \Rightarrow 150 \text{ K}\Omega$$

### 3.5.- TRANSISTOR DE DISPARO Y TRANSFORMADOR DE PULSOS

Tenemos que el circuito oscilador tiene que manejar un transformador de pulsos, el cual se utilizara para aislar la etapa analogica-digital de la etapa de potencia, siendo este concepto ya de bastante aplicaci3n en electr3nica de potencia, por características obvias. Se necesita que la ráfaga de salida del oscilador, la cual esta acotada entre 0 y + 10 [V] (te3ricamente ) sature un transistor (en cada parte alta de la ráfaga), el cual maneja en su colector a un transformador de pulsos que estar3 protegido a su vez por un diodo de freewheeling y una resistencia para disipar la energ3a de este circuito equivalente RLD. Los limites de la ráfaga de salida del oscilador te3ricamente deber3an estar entre 0 y =10 [V], lo cual no sucede en la realidad, el 555 nos da realmente 0 [V], y para asegurar esto, pondremos un diodo Zener de 3[V] entre la salida del 555 y divisor de voltaje antes de la base del transistor. Tamb3n se requiere un led indicador de disparo en el secundario del transformador y otro freewheeling, de esta manera queda el siguiente circuito:

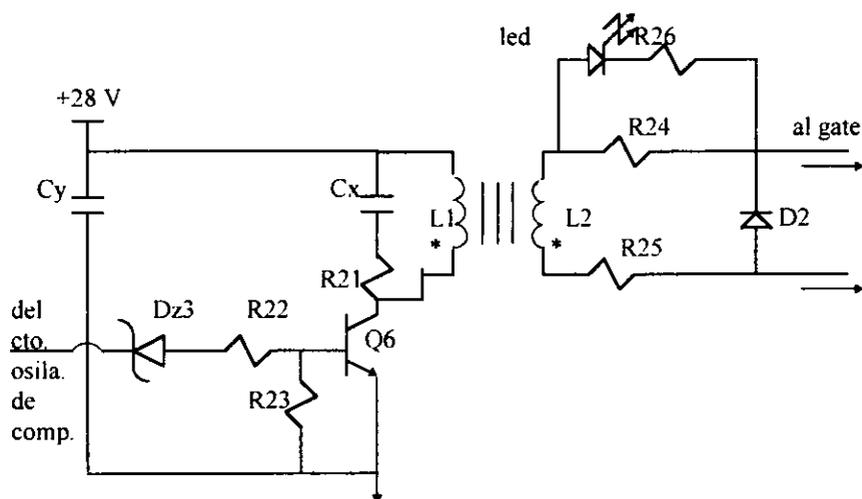


Fig.40 Etapa analógica-digital donde el divisor de voltaje antes de la base es:

$$V_b = \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} (E_o - V_{Dz1})$$

$$V_b = \frac{120}{47 + 120} (10.3) = 5.023 \text{ [V]}$$

Saturando con esto al TIP31A, el cual tendrá entonces una

$$I_{csat} = \frac{10.3 - 5.023}{120 // 47} - \frac{(5.023)}{120} (40) = \frac{197}{34} - \frac{5.023}{12} (40) = [.58-.0419](40) =$$

$$I_{csat} = 0.644 \text{ A}$$

En el circuito podemos observar que cuando Q6 está saturado, con un  $V_{ce} = .2 \text{ [V]}$  entonces L1 tenemos un escalón de corriente y una caída de voltajes de aprox.  $23.8 \text{ [V]}$ , por lo cual necesitamos de un pequeño filtro pasa bajas de primer orden en la alimentación de el transformador cuya función será evitar ruido de alta frecuencia en el sistema, proveyéndonos de la suficiente corriente durante el transitorio de subida, de tal manera que :

Si para el filtro tenemos que  $R_{20} = 33 \Omega$  para que haya muy poca caída de voltaje en ella,

$$P = (33)(I_{media})^2 = (33)(.204)^2 = 1.38 \text{ W} \Rightarrow R_{20} = 33\Omega \text{ a } 2 \text{ W}$$

Ahora, para el filtro pasa bajas de primer orden se requiere que la frecuencia de corte sea del orden de 10 veces menor que la frecuencia de la ráfaga, ósea de 800 [Hz]

$$\Rightarrow F = \frac{1}{(R_{21} * C_y)} \quad C_y = \frac{1}{R_{21} * F} = 37.8 \text{ F}$$

$$\Rightarrow C_y = 47 \text{ F a } 35 \text{ V valor comercial}$$

Por otra parte, la inductancia del devanado del primario del transformador de pulsos fue medida experimentalmente dando el valor de  $930 \mu\text{H}$ ; ahora bien, considerando que el tiempo de descarga de la inductancia del primario debe ser menor que el tiempo en que el pulso de la ráfaga este en nivel bajo (105 microseg), elegimos el valor de  $R_{21}$  de la siguiente manera:

$$L / R_{21} < 105 \mu\text{seg} \Rightarrow 930 \mu\text{H} / 105 \mu\text{seg} < R_{21} \text{ por lo tanto:}$$

$$R_{21} > 8.85 \Omega \Rightarrow R_{21} = 10 \Omega \text{ a } \frac{1}{2} \text{ W}$$

Por su parte, el devanado del secundario requiere de un Led indicador de disparo con su respectiva resistencia limitadora de corriente ( $R_{26}$ ), un diodo de freewheeling para disparar la energía almacenada en el devanado del secundario y una resistencia limitadora de corriente de la compuerta ( $R_{27} + R_{28}$ ) de valor muy pequeño para no formar un divisor de voltaje con la compuerta del SCR.

Los valores propuestos son los siguientes:

$R_{26} = 22 \Omega$      $R_{27} = R_{28} = 2.7 \Omega$  y el diodo será un 1N914

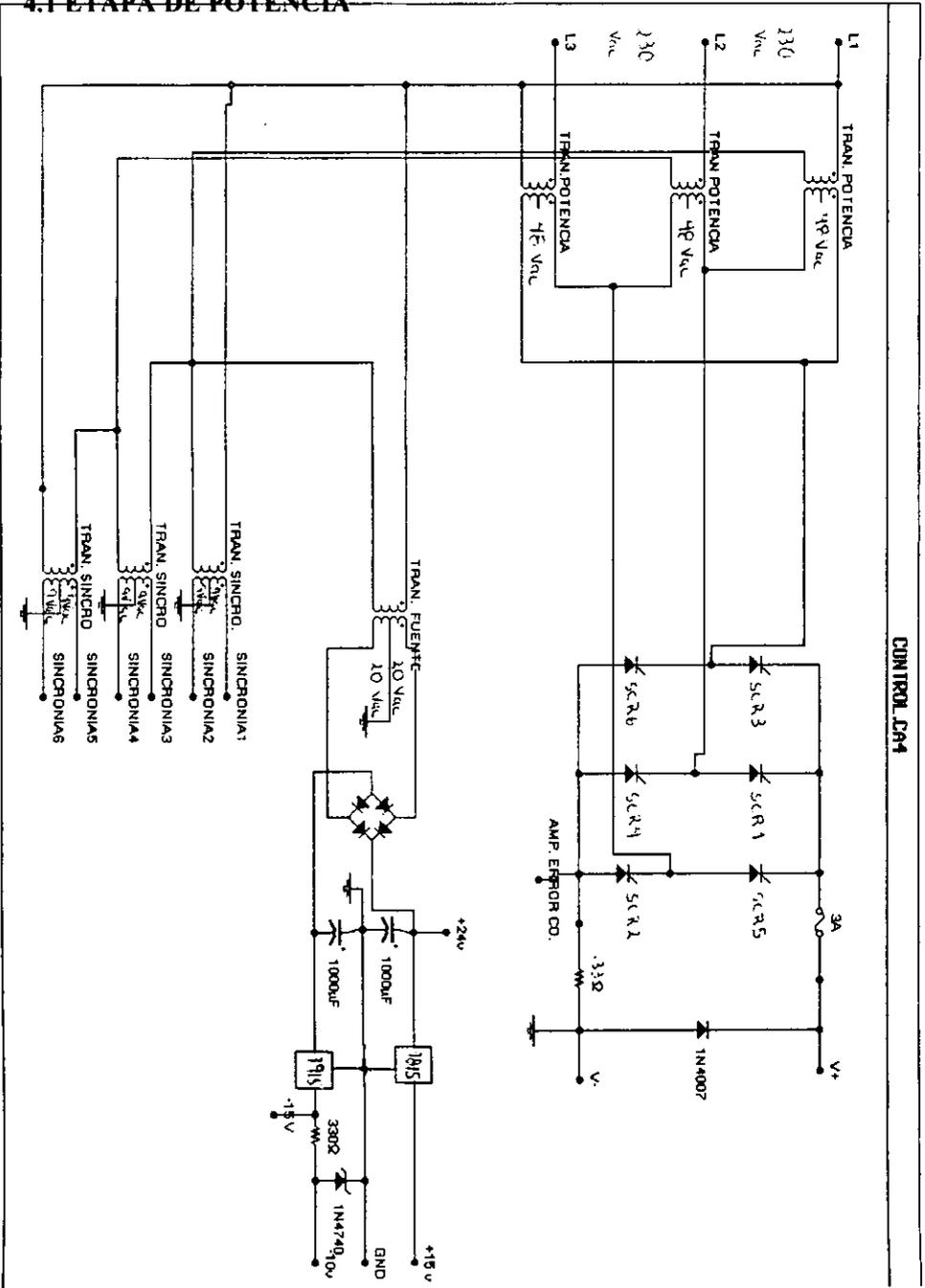
## **CAPITULO IV**

### **DISEÑO DE UN CONTROL**

4.1 ETAPA DE POTENCIA

4.2 ETAPA DE CONTROL

4.1 ETAPA DE POTENCIA







## 5.- CONCLUSIONES.

Los motores de corriente directa se pueden arrancar por medio de una fuente de voltaje variable. En esta forma el voltaje se puede incrementar conforme el motor acelera para satisfacer las limitaciones exigidas en corriente de entrada y par motor. Este método elimina la necesidad de una resistencia de arranque en el circuito de armadura.

El rectificador trifásico controlado por fase es un proyecto con muchas aplicaciones en la industria. Oviamente el que aquí desarrollamos tiene limitaciones para poderse utilizar directamente. A continuación mencionaremos algunas de ellas así como unas posibles mejoras:

-Al utilizar la retroalimentación de voltaje en la forma hecha aquí estamos refiriendo el común de la etapa de potencia al común de la etapa de control. Es conveniente tener un circuito que nos aisle este voltaje, por ejemplo un filtro pasa bajas en el secundario. En el caso de un control de velocidad se podría utilizar retroalimentación de tacómetro y abrir el lazo de voltaje.

-Debido a las diferencias de características de los elementos utilizados, es posible que una fase conduzca más que otra. Esto nos ocasiona el problema de desbalance de fases el cual es posible solucionar colocando potenciómetros de ajuste en los circuitos de disparo. En nuestro caso el potenciómetro de ajuste podría colocarse en el comparador de compuerta, para variar el nivel de comparación fijo.

Para propósitos didácticos adaptaremos el control para un motor de  $\frac{1}{2}$  Hp, como se dijo anteriormente lo único que se ha tenido que cambiar son los SCR's. Se utilizó una etapa de potencia con 48 Volts de CA y 3 amp máximo, obviamente esto no puede desarrollar mucha potencia, sin embargo el diseño de la etapa de control se hizo independientemente de la potencia de salida, con excepción de los bloques de muestreo de corriente y de voltaje. Para aumentar la potencia de salida del rectificador es necesario adecuar el tamaño de los tiristores, y los bloques de muestreo antes mencionado. Es conveniente también utilizar protecciones como redes de  $di/dt$  y  $dv/dt$ , así como un fusible para cada SCR.

Las anteriores son las limitaciones más importantes.

Respecto a las aplicaciones podemos mencionar dos, las cuales son las más utilizadas en la industria: Control de velocidad de motores y Control de temperatura en soldaduras.

La más extensa en control de velocidad de motores, esta es utilizada en un sin número de industrias, como las de plásticos para mover los extrusores donde es necesario un alto par de arranque. En las industrias de acero, en papeleras, para mover enrolladores, en industrias de vidrio, en algunas otras se utiliza para mover transportadores.

Lo referente a aplicaciones de motores de C.D. es sumamente extenso, sin embargo no es nuestro objetivo el cubrirlo, sino solo mencionarlo para poder

tener idea del gran campo de aplicación nuestro diseño de un control de velocidad para motores de corriente directa.

Por otra parte es conveniente recalcar la utilidad los circuitos utilizados en la etapa de control, para realizar funciones de teoría de control. Por ejemplo se utilizaron controles PI implementados con operacionales en configuración de integradores.

Por ultimo podemos mencionar que creemos que el fin didactico del proyecto esta cubierto dado que se realizó con circuitos sumamente sencillos y faciles de comprender. Ademas cada una de las etapas esta perfectamente delimitada, tanto en función como en componetes.

## APENDICE.

C.A.	Corriente Alterna.	C	Catodo
C.C.	Corriente Continua.	G	Gate
C.D.	Corriente Directa.	c	capacitor
H.P.	Horse Power (caballos de fuerza)	Q	Transistor
S.C.R.	Rectificador de Silicio Controlado.	Rent	Resistencia de entrada
V	Voltaje	Kp	Sensibilidad proporcional
Vo ó Eo	Voltaje de Salida.	Ki	Constante regulable
Vi ó Ei	Voltaje de Entrada	(Ti)	Tiempo Integral
Va	Voltaje de Armadura.	m(t)	Salida del controlador
VUT	Voltaje de Umbral Superior	e(t)	Señal de error actuante
VLt	Voltaje de Umbral Inferior	M(s)	Salida del sistema
VSAT	Voltaje de Saturación	E(s)	Error del sistema
VB	Voltaje de Base	$\Omega$	Ohms
Vbeon	Voltaje Base-Emisor de encendido	Amp.	Ampere
VH	Voltaje de Histresis	f	faradios
Egen	Voltaje del generador.	K	Kilo
Vcc	Voltaje de Alimentación.	$\mu$	micro
Vref	Voltaje de referencia	m	mili
Ed	Voltaje diferencial de entrada	ma	miliamperes
Vretro	Voltaje de retroalimentación.	Ea	Voltaje de campo
Ein	Voltaje de entrada	FCEM	Fuerza electromotriz
I	Corriente		
Ia	Corriente de armadura		
IB	Corriente de Base		
Ic	Corriente de colector		
P	Potencia		
R	Resistencia		
Ra	Resistencia de Armadura		
Ri	Resistencia de Entrada		
RL	Resistencia de Carga		
Rint.	Resistencia interna		
FCEM	Fuerza Electromotriz		
A	Anodo		

### BIBLIOGRAFIA

- 1.- W. SMEATON ROBERT., " MOTORES ELECTRICOS", EDOTORIAL McGRAW-HILL, 2ª. EDICION, MEX. 1991.
- 2.- J. LAWRIE ROBERT, "BIBLIOTECA PRACTICA DE MOTORES ELECTRICOS", EDITORIAL OCEANO/CENTRUM, ESPAÑA 1990.
- 3.- OGATA KATSUHIKO, "INGENIERIA DE CONTROL MODERNA", EDITORIAL PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, MEX, 1990
- 4.- CHAUPRADE ROBERT, MILSANT FRANCIS, "CONTROL ELECTRONICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA" , EDITORIAL GUSTAVO GILI, S.A., BARCELONA 1983.
- 5.- GINGRICH W. HAROLD, "MAQUINAS ELECTRICAS, TRANSFORMADORES Y CONTROLES", EDITORIAL DOSSAT, S.A.
- 6.- WILDI THEODORE Y DEVITO J. MICHAEL, "CONTROL DE MOTORES INDUSTRIALES" EDITORIAL LIMUSA, 1ª EDICION.
- 7.- FITZGERALD A.E. Jr. KINGSLEY CHARLES, UMAS D. STEPHEN, "MAQUINAS ELECTRICAS", EDITORIAL M.C. GRAW HILL, 5ª EDICION.
- 8.- CHAUPRADE ROBERT, "CONTROL ELECTRONICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA", EDITORIAL GUSTAVO GILI S.A.,
- 9.- KOSOW L. IRVING "CONTROL DE MAQUINAS ELECTRICAS" EDTORIAL PRENTICE- HALL.
- 10.- KOSOW L. IRVING "MAQUINAS ELECTRICAS Y TRANSFORMADORES". EDITORIAL PRENTICE- HALL, 2ª EDICION.
- 11.- GEREZ GREISER VICTOR, MURRAY LASSO M.A, "TEORIA DE SISTEMAS Y CIRCUITOS", EDITORIAL REPRESENTACIONES Y SERVICIOS DE INGENIERIA S.A., MEXICO , TOMO I.
- 12.- A. DESOER CHARLES, S. KUH ERNEST, "BASIC CIRCUIT THEORY", EDITORIAL McGRAW-HILL INTERNATIONAL BOOK