

25
24



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Escuela Nacional de Estudios
Profesionales Aragón

EL CONVERTIDOR ESTATICO
UPS 55 VDC - 220 VAC

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
PRESENTA:

MARTIN GONZALEZ RUIZ

Director de Tesis:
Ing. Joel López Contreras



San Juan de Aragón Edo. de México 1996

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



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.

**A MI ESPOSA Y MIS PADRES
SUSANA, FERNANDA Y FRANCISCO**

Con agradecimiento especial al Ing. JOEL LOPEZ CONTRERAS por su asesoría al desarrollo de la presente y a los Ing's. RAUL BARRON VERA, MIGUEL ANGEL MALDONADO MUÑOZ, DAVID M. TERAN PEREZ Y MARTIN MELENDEZ ALVAREZ por la atención prestada a la misma.

**EL CONVERTIDOR ESTATICO UPS
55VDC-220VAC**

Presenta: Martín González Ruíz

OBJETIVO : Dar los lineamientos básicos para la construcción del convertidor estático de 55Vcd - 220Vac

INDICE

1 INTRODUCCION	4
2 LA UPS COMO CONVERTIDOR ESTATICO	6
2.1 Las válvulas semiconductoras	6
2.1.1 El diodo	6
2.1.2 El tiristor SCR	8
2.1.3 El transistor	9
2.2 Transformación de la energía eléctrica con los convertidores estáticos	11
2.3 El convertidor estático UPS	13
2.3.1 Generalidades	13
2.3.2 Tipos de UPS	16
2.3.3 Características	18
2.3.4 Aplicaciones	19
3 DESCRIPCION DEL SISTEMA ESTATICO UPS	20
3.1 Componentes	20
3.1.1 El rectificador	20
3.1.2 Las baterías	21
3.1.3 El inversor	22
3.1.4 Componentes especiales	28
3.1.4.1 El bypass estático	28
3.1.4.2 El bypass manual	31
3.2 Funcionamiento	32
3.2.1 Servicio normal	32
3.2.2 Alimentación mediante baterías y ondulator	33
4 CIRCUITOS DE CONTROL DE LA UPS	34
4.1 La fuente de alimentación	34
4.2 El rectificador	46
4.3 Las baterías	60
4.4 El inversor	62
5 PRUEBAS Y RESULTADOS	82
6 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	108
7 ANEXOS	109
8 BIBLIOGRAFIA	143

I INTRODUCCION

Con el avance de las computadoras, los controladores programables, las telecomunicaciones, y de la electrónica en general, se fue haciendo imprescindible un suministro de energía eléctrica confiable debido a que las interrupciones provocaban pérdida de información, paros en los procesos y todas las consecuencias ya conocidas en el caso de un corte de la red de suministro. Si además de las interrupciones tenemos disturbios como son variaciones de voltaje o frecuencia (hablando de suministros de corriente alterna) fuera de los márgenes permitidos por los equipos, pudiéramos llegar inclusive a tener un daño de consideración en ellos. Por todo esto se hizo patente la necesidad de contar con sistemas que nos aseguraren el suministro confiable ya que las compañías encargadas por tener gran cantidad de usuarios y demasiadas variables en sus acometidas no les es posible alimentar estos equipos con la confiabilidad que demandan. En un principio para resolver el problema y debido al poco desarrollo de la electrónica de potencia se trabajo con grandes motores conectados a una enorme masa de inercia y acoplados a su vez de un generador (ver fig.1) que se encarga de suministrar la energía requerida para los equipos. Estos sistemas resultan de dimensiones considerables y con una eficiencia muy baja, debido a que se debía tener trabajando el motor el cual movía la masa de inercia. Al existir una falla en la red de suministro, la masa de inercia proporcionaba la energía mecánica para que el generador siguiera operando y en los equipos no se notara el disturbio.

Con los avances en la fabricación de semiconductores de potencia (diodos tiristores y transistores) comenzó el desarrollo de la electrónica de potencia. La cual tiene como función principal la modificación de la energía eléctrica mediante elementos unidireccionales o válvulas. Esta conversión puede ser de corrientes de AC a DC (rectificación), DC a AC (inversión), DC a DC cambiando de un nivel de voltaje a otro, o de AC a AC donde una señal de una forma de onda con una amplitud y frecuencia determinada, la cambiamos a otra con parámetros diferentes. Para realizar este tipo de conversión de la energía eléctrica nosotros utilizamos los circuitos llamados convertidores estáticos.

Con estos últimos se comenzaron a desarrollar equipos electrónicos los cuales en esencia no contienen partes móviles y los que permiten asegurar un suministro de energía confiable. Sus nombres mas conocidos son NO BREAKS o UPS (por sus siglas en ingles Uninterrumpible Power Supply). La traducción o nombre que nosotros manejaríamos en español sería Fuente de Energía Ininterrumpida, pero a lo largo del presente trabajo se manejara con el termino UPS.

Estos nuevos sistemas ya no almacenan energía en masas de inercia, la mantienen en bancos de baterías de los cuales se hablara posteriormente. El principio que siguieron estos equipos se muestra en la fig. 2 en el se aprecia que en primera instancia se realiza una conversión de la corriente alterna a directa la cual nos permitirá el almacenamiento de energía en baterías y a su vez proporcionara una etapa intermedia con corriente directa para la alimentación de un convertidor de corriente directa a corriente alterna.

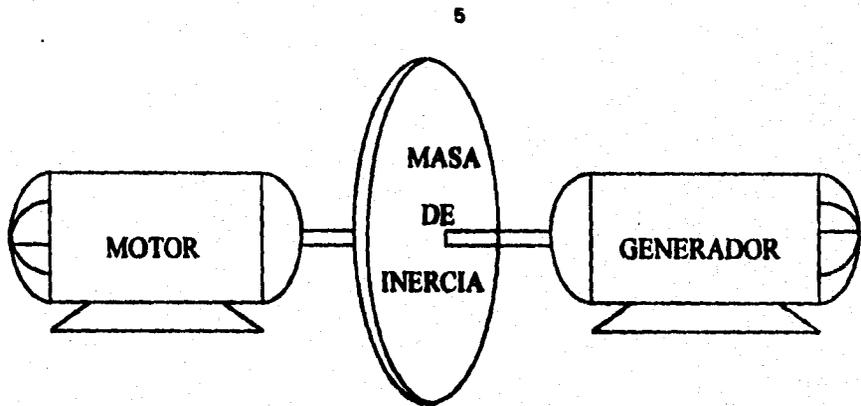


Fig. 1 UPS dinámica, acoplamiento motor-masa inercia-generador

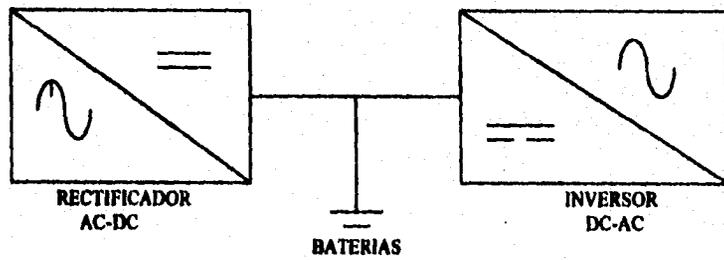


Fig. 2 Principio de operación del UPS

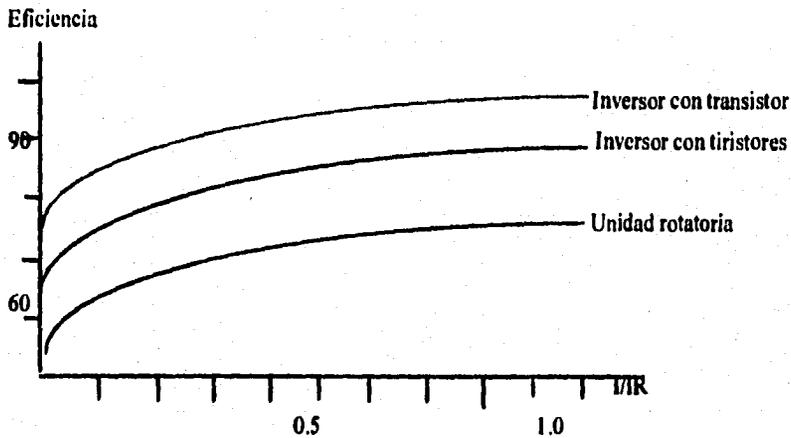


Fig 3 Eficiencia de inversores

Los primeros UPS utilizaron los tiristores tanto para la rectificación como para la inversión debido a que los transistores no permitían el manejo de corrientes elevadas. Posteriormente se ha comenzado una evolución en cuanto a los elementos de potencia los cuales son en la etapa de inversión diferentes modalidades de transistores y aprovechando la evolución de la electrónica digital se han mejorado en gran medida los UPS hasta los tiempos actuales donde se llegan a tener eficiencias elevadas como lo muestra la fig. 3.

En el presente trabajo se explican los principios del convertidor estático y sus formas de agruparlos para construir un UPS. También se darán los principios para la construcción de una de baja capacidad y se realizara de forma practica utilizando los medios a nuestro alcance.

2 LA UPS COMO CONVERTIDOR ESTÁTICO

2.1 LAS VALVULAS SEMICONDUCTORAS

2.1.1 EL DIODO

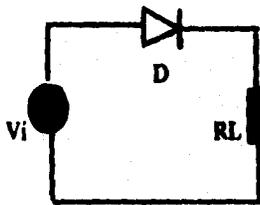
La base principal de los convertidores estáticos son los elementos semiconductores. En este punto se analizara el componente semiconductor elemental conocido como diodo.

Este elemento semiconductor esta construido por una sola unión PN y su representación simbólica es la que se muestra en la fig. 4a. Para entender su funcionamiento partamos de un circuito como el mostrado en la fig. 4b donde tenemos un diodo D una resistencia RL y una

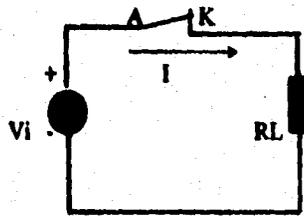
Fuente de voltaje de corriente directa V_i . Si consideramos al diodo como ideal, cuando tenemos un voltaje positivo en la fuente, la corriente tiende a circular a través del diodo del ánodo (punto A) hacia el cátodo (punto K). Esto provoca la conducción y como lo estamos considerando un diodo ideal se comportaría como un simple switch cerrado fig. 4c; permitiendo la libre circulación de la corriente directa mientras no se sobrepase la máxima que el diodo puede tolerar. Por otro lado si tuviéramos un voltaje negativo en la fuente, la corriente tendería a circular del punto K al A, pero en este sentido se provoca un estado de bloqueo en el elemento y se comportaría como un switch abierto fig. 4d. La característica corriente voltaje del diodo ideal se muestra en la fig 4e. En ella se observa que bajo este criterio el diodo se comporta como un interruptor perfecto, cerrado cuando la corriente circula en sentido directo (A hacia K) y abierto cuando tiende a circular en forma contraria. En conducción directa en el diodo real existe una caída de voltaje en sus bornes la cual es especificada por el fabricante y debe considerarse.



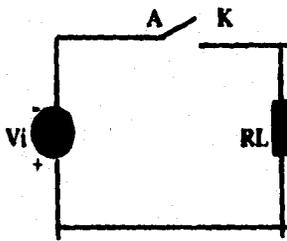
a) Representación simbólica



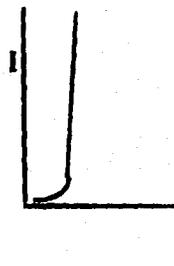
b) Ejemplo



c) Conducción



d) Bloqueo



e) Curva característica

Fig. 4 El diodo

2.1.2 EL TIRISTOR SCR

El tiristor es un elemento con tres uniones PN. En este elemento al igual que el diodo contamos con un ánodo A un cátodo K y además tenemos un electrodo de disparo o puerta G (de sus siglas en inglés GATE). Su representación simbólica se muestra en la figura 5a. La curva característica del tiristor ideal se muestra en la fig. 5b. Para explicar su operación partamos de un circuito como el mostrado en la fig 5c, donde tenemos una fuente de voltaje V_i , un semiconductor SCR y una resistencia de carga R_L . Consideremos un SCR ideal y la fuente con un voltaje en el tiempo como el mostrado en la figura 5d. En el instante t_0 , una corriente tiende a fluir de su ánodo al cátodo; es decir tenemos un voltaje mayor en A que en K, en el caso del diodo ideal esto nos provoca la conducción, pero el SCR permanecerá en estado de bloqueo (como un interruptor abierto fig 5g).

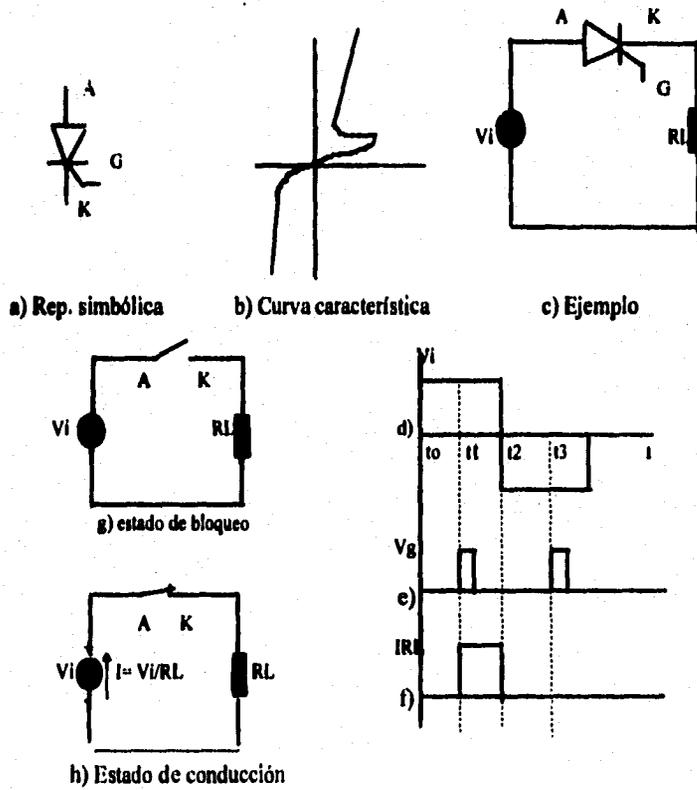


Fig. 5 El SCR (Tiristor)

En el instante t_1 le aplicamos al SCR un impulso positivo de corriente en la puerta G con respecto al cátodo K (fig 5e); ello provoca que el SCR pasa al estado de conducción y por lo cual se comportara como un interruptor cerrado (fig 5h). En esta condición permanecerá aún desapareciendo el impulso en la compuerta, hasta que la corriente que pasa a través de el disminuye por debajo de la corriente mínima de conducción que especifican sus fabricantes (corriente de sostenimiento) y que para el caso ideal es cero. Bajo esta premisa en el instante t_2 pasara al estado de bloqueo fig. 5g . En el instante t_3 se observa en la fig 5e que le aplicamos un nuevo impulso a la compuerta, pero como tenemos un voltaje negativo y la corriente tendería a circular por el tiristor de cátodo a ánodo, el elemento conductor permanecerá en estado de bloqueo ya que no permite circulación de corriente en este sentido. En la practica debemos considerar la caída de voltaje cuando esta en modo de conducción y las corrientes de fuga en directa e inversa.

2.1.3 EL TRANSISTOR

El transistor es un dispositivo semiconductor de dos uniones PN y los cuales operan también como interruptores electrónicos. Dependiendo de su construcción existen los que son de unión bipolar y los de efecto de campo. Como son tantos y su forma de operación tan diversa solo mostraremos el transistor NPN en su operación como válvula electrónica en el presente trabajo. Su representación básica esta mostrada en la fig. 6a. Este elemento funciona de forma muy conveniente en los convertidores estáticos. Sus estados de operación son amplificación, bloqueo y conducción; de ellos solo los dos últimos son de interés para los convertidores estáticos. En estos dos su operación ideal es como un interruptor electrónico y para observar su aplicación veamos la fig. 6b. En esta se muestra a una fuente de directa V_{dc} , un transistor ideal NPN y una resistencia de carga R_L . En la fig. 6f se muestra que durante el instante t_0 le aplicamos un voltaje a la base respecto al emisor V_{be} de un valor especificado por su fabricante para ponerlo en conducción. En ese momento se comportará como un interruptor cerrado (fig 6c), por lo que permitirá la circulación libre de la corriente y la cual por considerar al transistor ideal será de un valor $I = V_{dc}/R_L$. En el instante t_1 como lo muestra la figura le quitamos el voltaje a la base (V_{be}) y ello será suficiente para que el transistor pase al estado de bloqueo (fig 6d) en el cual se comporta como un interruptor abierto. Es por ello que la corriente $I=0$. En esta condición se mantendrá hasta no darle un nuevo pulso a la base.

Los transistores tienen la ventaja de trabajar a muy altas frecuencias de operación con respecto a los SCR y no requieren que la corriente descienda a un valor de cero para pasar del estado de conducción al de bloqueo. Su desventaja respecto a los tiristores era la de manejar valores bajos de corriente. Actualmente con los avances de la tecnología de semiconductores ha permitido el construir módulos con varios transistores en configuración Darlington especiales que nos permiten aumentar su capacidad y con esto en la tecnología de inversores ha permitido notables avances en cuanto a su eficiencia y simplificación de construcción.

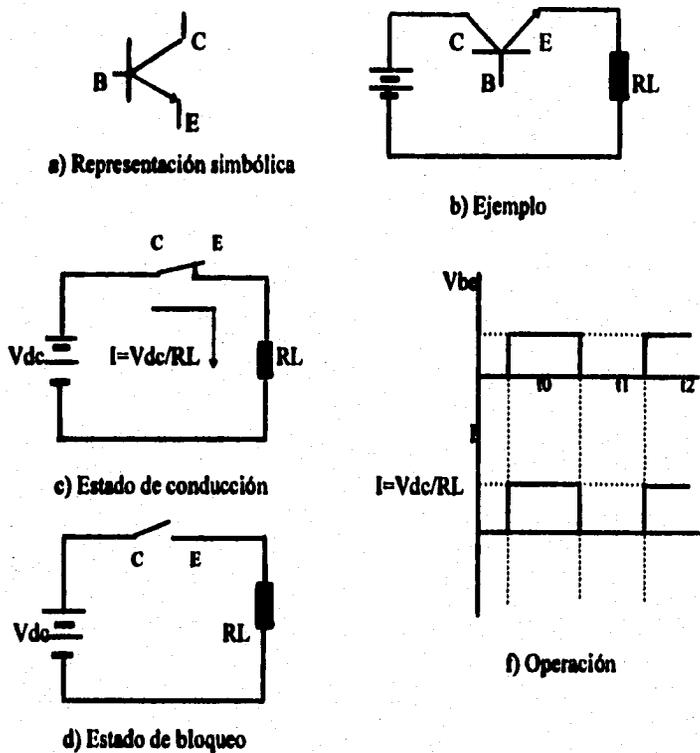


Fig. 6 El transistor.

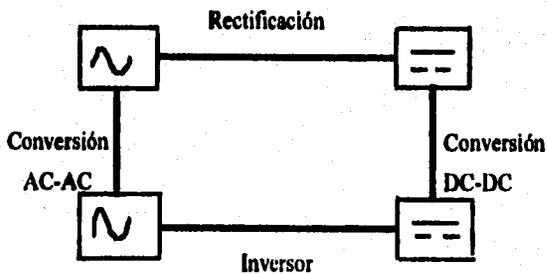
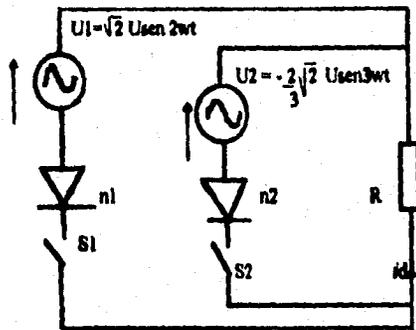


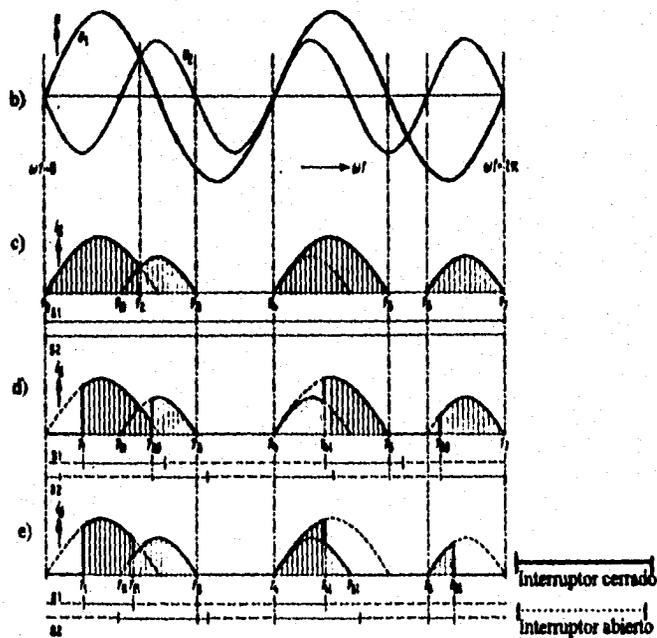
Fig. 7 Transformación de la energía eléctrica mediante convertidores estáticos.

2.2 TRANSFORMACION DE LA ENERGIA ELECTRICA CON LOS CONVERTIDORES ESTATICOS

La función principal de la electrónica de potencia es el cambio de las características de la energía eléctrica mediante elementos electrónicos de potencia. Esta conversión puede ser de corrientes de alterna AC a corriente directa DC, DC a AC, DC a DC cambiando de un nivel de voltaje a otro, o de AC a AC donde de una forma de onda con una amplitud y frecuencia, la cambiamos a otra con parámetros diferentes fig. 7. Para realizar la conversión de la energía eléctrica, se utilizan generalmente los circuitos llamados convertidores estáticos (debido a que no cuentan con partes móviles). A ellos los podemos dividir en conmutados por línea (conmutación natural) y los autoconmutados (conmutación forzada). Para comprender esta división nos basaremos en el ejemplo que se muestra la fig. 8. En el inciso a) nos muestra dos fuentes (u_1 y u_2) con diferentes voltajes y frecuencias, las cuales tienen en serie un diodo (n_1 y n_2) y un switch (S_1 y S_2) que al cerrarse los conecta a una carga resistiva R . Observemos además en la fig 8b. la representación en el tiempo de los voltajes senoidales de las fuentes. Ahora consideremos la parte más sencilla a tratar en el convertidor que sería con ambos switches cerrados. El principio de operación del diodo nos dice que únicamente permitirá el paso de la corriente en la dirección de ánodo a cátodo y en un sentido inverso nos da una resistencia muy elevada, por lo que en forma ideal nos impide el paso de la corriente. Bajo estas premisas los diodos protegen a las fuentes de que no existan corrientes entre ellas. Con esta operación la forma de corriente (i) que se presentaría en la resistencia es la mostrada en la fig.8c. En esta figura la corriente sería proporcional al voltaje (ley de Ohm) por ser una carga resistiva. En el intervalo de t_0 a t_2 el valor instantáneo de voltaje con magnitud positiva de u_1 nos permite que la corriente fluya a través del diodo n_1 . En el tiempo t_2 los valores de voltaje instantáneo de u_1 y u_2 son iguales en magnitud y en el tiempo inmediatamente después a t_2 el valor instantáneo de u_2 es más grande que el de u_1 como consecuencia la corriente (i) es transferida del diodo n_1 al n_2 . La válvula n_1 se bloquea en este instante porque tiene un potencial más alto en su cátodo respecto al ánodo o lo que sería similar la corriente provocada por u_2 tendería a circular de ánodo a cátodo lo que hace que el diodo se bloquee. Todo esto se realiza sin una influencia externa por lo que se dice que es una conmutación natural. Después del tiempo t_3 , no existe circulación de corriente hacia R debido a que ambos diodos tienen un potencial negativo respecto a sus cátodos; hasta el tiempo t_4 donde existe una circulación de corriente ya que los voltajes pasan a tener un valor positivo. Si se observa en el intervalo de t_4 a t_5 no existe una transferencia de corriente ya que el voltaje de u_1 siempre es mayor al de u_2 y por tanto esta fluiría a través del diodo n_1 mientras que n_2 permanecerá bloqueado por tener una tensión inversa. En el intervalo de t_5 a t_6 ambas válvulas están bloqueadas y no es hasta un tiempo mayor a t_6 cuando conduce la válvula n_2 . En el instante t_7 se completan 3 ciclos para u_2 y la corriente (i) comienza un proceso como si partiera desde t_0 .



a) Ejemplo de conexión de un convertidor simple



- c) Operación no controlada, conmutación natural
- b) Operación controlada, conmutación natural
- e) Operación controlada, conmutación forzada

Fig 8 Corriente directa para un convertidor como el del circuito

Observemos ahora la fig. 8d; en ella se muestra que el switch S1 se cierra hasta el instante $t1$ y por lo cual la corriente comienza a fluir a partir de este punto. El diodo ahora es operado con un retardo de tiempo. Lo mismo se puede hacer con el switch S2 cerrándolo hasta el instante $t20$. La transferencia de corriente de la válvula n1 a la n2 se hará en este instante y ya no en $t2$ como en el caso de la fig. 8b. En el instante $t3$ se apagan ambas válvulas debido a que tienen un potencial inverso. En $t4$ como tenemos únicamente S2 cerrado la corriente fluye a través de la válvula n2 hasta el tiempo $t41$ donde se cierra S1. Como el valor instantáneo del voltaje en el ánodo de n1 es mas alto que el de n2 la corriente se transfiere a la válvula 1 en este instante. Después de $t5$ las válvulas se bloquean y en $t60$ hacemos conducir con retardo a el diodo n2. Veamos los dos casos anteriores, la transferencia de corriente de una válvula a otra se realiza cuando alguna de ellas se bloquea porque la corriente intenta fluir en sentido inverso a la conducción normal del diodo; es decir existe una conmutación natural. Veamos ahora el ejemplo mostrado en la fig. 8e, en la que, al igual que en el segundo caso se cierra con retardo el switch S1; por ello la corriente no comienza a partir de cero, pero a diferencia del caso anterior se abre en el instante $t21$ tiempo en el cual también se cierra el switch S2. Como la válvula n1 aun se encontraba en conducción al momento de abrirse su interruptor, se observa un cambio brusco a otro valor de corriente ya que la señal de $u2$ tiene un valor instantáneo menor a $u1$ en ese punto. La válvula n2 conducirá la corriente desde este instante hasta $t3$. De $t3$ a $t4$ no existe circulación de corriente por estar abiertos los switches. En $t4$ cerramos nuevamente S1 y lo abrimos en el instante $t41$ con S2 cerrado. En este punto tenemos nuevamente un cambio brusco de corriente y la cual se hace cero en el instante $t51$. En $t6$ cerramos S2 y lo abrimos en $t61$, en ese instante observamos un salto de la corriente de un valor x a cero. En la fig. 8e tenemos lo que se llama convertidores autoconmutados, ya que la corriente no se transfiere de modo normal cuando las válvulas se cierran por corriente inversa, sino que puede transferirse de un elemento a otro en el instante en que se requiera. Este tipo de conmutaciones se realiza en la mayoría de equipos que involucran a la electrónica de potencia y con válvulas electrónicas como las mostradas en la tabla 9. En el presente trabajo utilizaremos algunas de ellas.

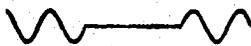
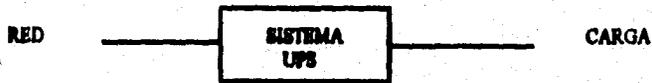
2.3 EL CONVERTIDOR ESTÁTICO UPS

2.3.1 GENERALIDADES

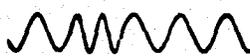
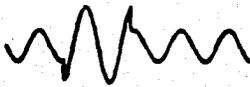
Uno de los equipos que presenta un claro ejemplo de los convertidores estáticos es la UPS, en la cual aprovechando todas las ventajas de ellos ha evolucionado hasta nuestros días conforme los avances de la electrónica de potencia. El inversor que es la parte principal de estos equipos se ha construido con la mayoría de elementos semiconductores de potencia y entre las que podemos mencionar los SCR, transistores BJT, MOSFET'S y GTO'S.

Dispositivo	Símbolo	Curva característica
Diodo		
Tiristor		
GTO		
Triac		
NPN BJT		
Canal N MOSFET		
Canal P MOSFET		

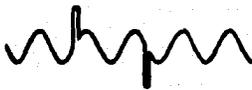
Tabla 9. Característica y símbolo de dispositivos electrónicos de potencia usados en convertidores estáticos.



Asegura la alimentación de potencia en caso de fallas de alimentación, por medio de la energía almacenada en baterías



Neutraliza variaciones en la línea de alimentación en voltaje y frecuencia



Desacopla la carga de la red y elimina disturbios o distorsiones, así como de picos de voltaje superpuestos a la red de voltaje entregada a la carga

Fig. 10 Propósitos del UPS

La UPS como ya se dijo es un sistema que se colocará entre la red de alimentación y una carga crítica para asegurarnos una alimentación confiable a esta última. Esto es, en caso de alguna anomalía en la alimentación ya sea por variaciones de voltaje o frecuencia deberá mantener la salida dentro de los parámetros marcados por la carga (fig. 10). El principio general de construcción de estos equipos se basa en una primera conversión de la energía eléctrica de corriente alterna a directa; la cual servirá para cargar unas baterías y alimentar al segundo convertidor que transformará nuevamente la energía a corriente alterna. En general el principio es conocido, pero el ingenio de los constructores a creado formas muy diversas en las UPS ocasionadas por los costos, las potencias, las características de la alimentación y los materiales usados.

2.3.2 TIPOS DE UPS

Normalmente las UPS las dividen en dos grupos, las ON LINE (en línea) y OFF LINE (fuera de línea). Esta separación se da en función de que en las primeras la energía que consumen las cargas han sufrido en el sistema la transformación de AC a DC y posteriormente de DC a AC (fig 11); mientras que en las segundas, la carga consume la energía directamente de la red (fig. 12a) y solo en caso de algún disturbio en esta alimentación, mediante unas baterías previamente cargadas se alimenta el convertidor de DC a AC a la carga (fig. 12b).

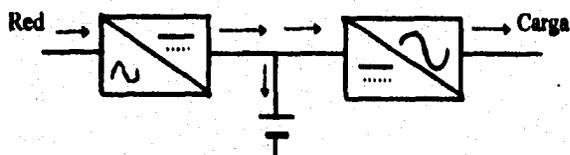


Fig. 11 La UPS On-Line

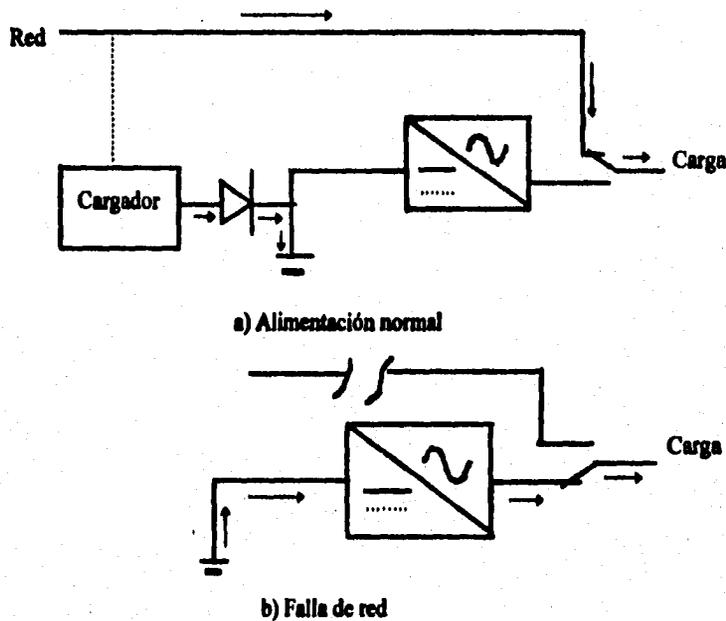


Fig. 12 UPS Off-Line

Debido a sus diferencias en la forma de manejo de la energía eléctrica a través de ellas, ambas presentan diferentes cualidades. En la UPS OFF LINE se tiene la ventaja de que la energía pasa en operación normal (con la red) casi directamente a la carga, ocasionando que con esta forma de operación existan muy pocas pérdidas por calor en el convertidor de DC a AC por tenerlo en reserva y no circular la corriente a través de él. Otra ventaja es que al no existir un rectificador (convertidor de AC a DC) propiamente dicho no existen pérdidas por este sistema. La única conversión de AC a DC se hará para la carga de baterías pero con una potencia de una proporción muy inferior a la del UPS ON-LINE. La desventaja de estos equipos es que al depender en forma directa de la red de alimentación; el voltaje que entrega a los consumidores no está regulado completamente.

Los UPS ON LINE tienen mayores pérdidas que las OFF LINE porque la corriente como ya se dijo presenta una conversión de AC a DC y después nuevamente a AC, por lo que se tienen pérdidas en los convertidores involucrados. Estas pérdidas en calor requieren además una mayor ventilación y ello lleva a la conexión de ventiladores en un porcentaje mayor. La ventaja de estos equipos es que como la corriente circula siempre a través de el convertidor de DC a AC, por medio de este podemos nosotros tener un voltaje y una frecuencia de salida

Regulados y por lo tanto una mejor protección de la carga. Otra ventaja es que las baterías al estar en paralelo a la salida del rectificador y/o a la entrada del inversor, al existir una interrupción de la alimentación, las baterías entregan inmediatamente la energía requerida para que siga trabajando el convertidor de DC a AC y por lo cual la carga no observa ningún disturbio.

La tendencia en la actualidad y sobre todo en equipos de potencias mayores a 5 KVA'S ha sido la de manejar las UPS ON LINE debido a que ellas aseguran la mejor alimentación a la carga en todo momento. Además con respecto a las pérdidas, conforme se aumenta la potencia de los equipos la eficiencia también aumenta llegando incluso hasta poco más de 93% lo cual las hace insignificantes.

A lo largo del presente trabajo se explicará y construirá la UPS ON LINE refiriéndonos solamente como UPS por ser la de mayor uso en el mercado y por tanto la de mayor interés.

2.3.3 CARACTERISTICAS

Los sistemas estáticos de alimentación ininterrumpida tienen en la actualidad las siguientes características.

Alta eficiencia (alrededor del 90%) a carga plena

Rendimiento elevado con carga parcial

Bajo nivel acústico

Fácil instalación

Diseño compacto

Bajos costos de mantenimiento

Manejo sencillo

A prueba de corto circuito

Posibilidades de sobrecarga

Excelente respuesta a disturbios de red

Señal de salida excelente

Compatibles a cualquier tipo de carga

Para equipos de grandes potencias la posibilidad de redundancia

Por todas estas características actualmente la UPS ha tenido una gran demanda en el país; ya que como sabemos las compañías de distribución de la energía eléctrica no entregan la alimentación como lo requiere por ejemplo una computadora.

2.3.4 APLICACIONES

Los sistemas estáticos UPS se utilizan como ya se dijo en aquellos lugares donde se requiera una alimentación sin interrupciones o disturbios de consumidores de corriente alterna. Por ello tienen como cometido el de suministrar energía durante las fallas en la red de alimentación y en caso de variaciones fuertes de esta última en voltaje y frecuencia, asegurar que estas no se presenten en la carga conectada. Sus aplicaciones típicas son:

En sistemas informáticos donde se maneje información esencial

Puestos de mando o para alimentación de controles de procesos industriales

Iluminación de emergencia

Protección de equipos de telecomunicaciones

Hospitales

Alimentación de centrales de guardia

3 DESCRIPCION DEL SISTEMA ESTATICO UPS

3.1 COMPONENTES

3.1.1 EL RECTIFICADOR

El rectificador es el primer elemento de la UPS que se menciona, debido a que es el convertidor al cual se conecta el suministro de alimentación. Su función principal es la de transformar la corriente alterna proporcionada por la red de distribución a corriente directa. El voltaje entregado por el rectificador podrá ser regulado o estará en función de la red, de acuerdo al tipo de semiconductor utilizado.

Normalmente se plantean tres tipos de rectificador: no controlado, semicontrolado o controlado esto es, de acuerdo al tipo de elemento semiconductor utilizado. Además de acuerdo a la cantidad de fases de la red de alimentación tomadas, se consideran monofásicos o trifásicos. Veamos ahora los tres casos en puentes trifásicos. En la fig. 13 se observa marcado con E cada una de las fases de entrada; los diodos deben llevar la configuración mostrada. Cada uno de los diodos por conmutación natural dejara pasar la corriente o la bloqueará de tal suerte que en las terminales C (+) y en D (-) con la configuración mostrada se tendrá un voltaje de directa (U_{di}) de aproximadamente 1.35 veces mayor al voltaje RMS fase a fase del alterno de entrada (U_{ph-ph}).

$$U_{di} = 1.35 U_{ph-ph}$$

La ventaja de este rectificador es que será el de más bajo contenido de armónicos de los tres analizados, pero su desventaja es de que depende directamente del valor de la red de alimentación y por tanto su salida no es estable. Además este ultimo punto lleva a la necesidad de adicionar un elemento (cargador); ya que para la carga de baterías se requiere un voltaje con magnitud fija.

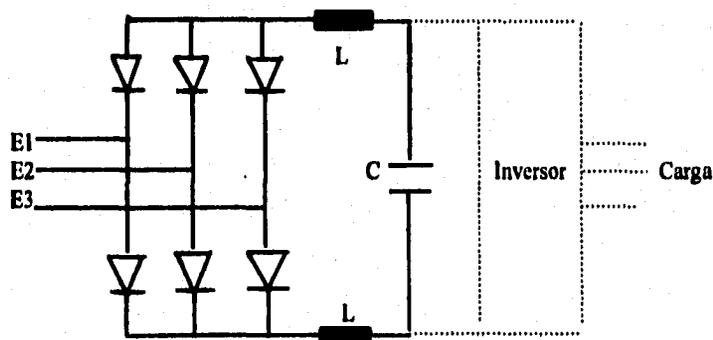


Fig 13. El rectificador en configuración puente no controlado.

El segundo de ellos no se usa en la practica como un rectificador para grandes potencias, porque como su nombre lo dice es semicontrolado, es decir no se tiene un completo control sobre el circuito de directa y si en cambio se tienen mayor cantidad de armónicos. Su configuración será la mostrada en la fig 14.

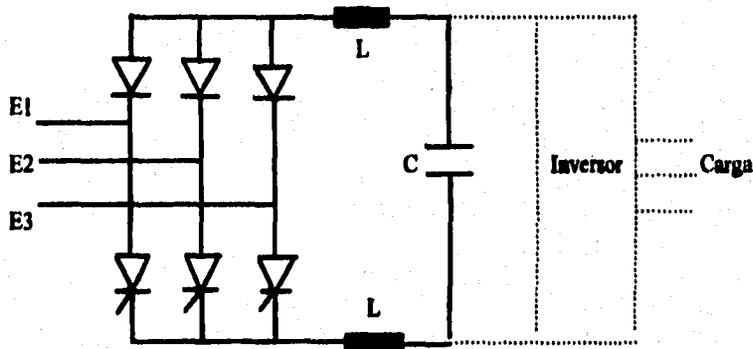


Fig 14 El rectificador trifásico semicontrolado

Su aplicación básica en inversores, es que con ayuda de los SCR podemos realizar una precarga (carga lenta) de los condensadores que generalmente se conectan en la salida de los rectificadores como lo muestra la fig 14. Después de haber llevada a los capacitores a su voltaje de operación los SCR son disparados de manera constante para que operen de manera similar a un diodo (conmutación natural). Este tipo de rectificador es muy usual en rectificadores monofásicos de bajas potencias, su aplicación y forma de operación se verán en detalle cuando diseñemos el rectificador de nuestra fuente.

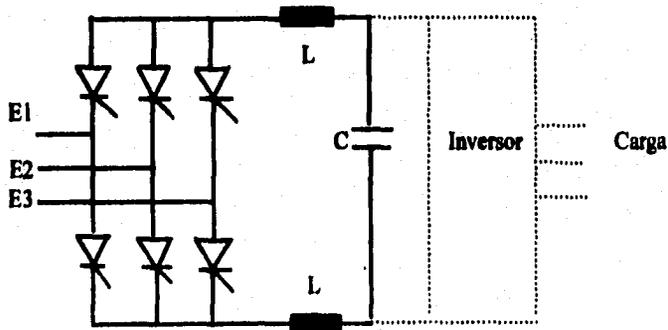


Fig 15. el rectificador trifásico controlado

El tercero, el rectificador controlado se construye con SCR en su totalidad (fig 15). Este rectificador aprovecha la función del SCR la cual consiste, en que aun teniendo una polaridad adecuada para la conducción, podemos dispararlo hasta el momento en que le apliquemos un impulso a su compuerta (gate) y se apagará cuando la corriente tienda a fluir en sentido inverso. Si nosotros como usualmente se analiza, dividimos un período de la señal de voltaje en 360 grados, como se observa en la fig. 16 y llamamos a este ángulo α (alfa) la relación que se obtiene con este tipo de rectificadores trifásicos controlados es:

$$U_{di\alpha} = U_{di} \cos \alpha$$

$$U_{di\alpha} = 1.35 U_{ph-ph} \cos \alpha$$

Como observamos existe ya otra variable (el ángulo alfa) la cual nosotros podemos gobernar, como normalmente se hace y con la cual podremos compensar el efecto de la variación de voltaje de red y también en base a su valor obtener un voltaje ($U_{di\alpha}$) regulado, es decir estable en un valor deseado.

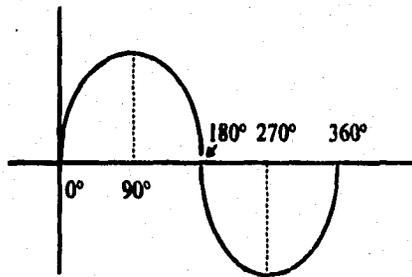


Fig 16 La onda senoidal

Por su ventaja de permitirnos un valor de DC constante y el cual nos puede servir para la carga de baterías se utiliza de modo común en inversores de grandes potencias.

Los puntos que normalmente cumple un rectificador como en nuestro caso, que alimente a las baterías y al inversor serán:

- a) Regulación de voltaje, cumpliendo requerimientos de las baterías
- b) Limitación de corriente
- c) Rearranque automático cuando regrese la red.
- d) Monitoreo de voltaje de baterías y red

3.1.2 LAS BATERIAS

Las baterías, son los elementos que nos permitirán almacenar la energía necesaria para en caso de una ausencia de la red de suministro, seguir proporcionando alimentación a la carga. Normalmente se manejan en las UPS dos tipos de baterías: Selladas (las cuales no requieren mantenimiento), o aquellas que comúnmente se conocen como húmedas y las cuales es necesario vigilar los niveles de electrolito, debido a que tienen una gran gasificación. Todas ellas tienen la característica de que deberán ser recargables, permitir descargas en un tiempo relativamente corto, y con gran capacidad de almacenamiento de energía (Amperes-hora).

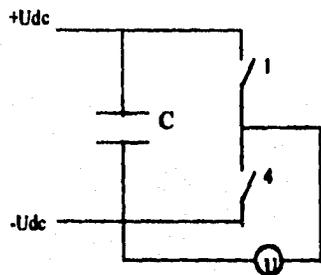
Las baterías recomendables para equipos pequeños, son las selladas debido a que los lugares donde se encuentran instalados, son en áreas de trabajo y no en locales especiales como los requeridos por las húmedas. Un punto importante de selección para las mismas es el tiempo de respaldo (con ausencia de red) que se requiere para la carga y el voltaje de directa al que habrán de conectarse. Podemos encontrarlas de una o varias celdas y llegado el caso mostraremos el criterio para la selección de la de nuestro equipo.

3.1.3 EL INVERSOR

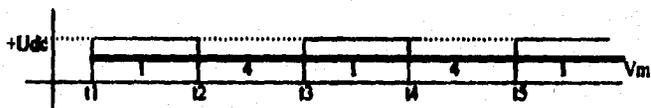
La parte medular de toda UPS lo constituye el inversor. Su función principal radica en la de convertir un voltaje de directa, en uno de alterna. El voltaje de directa podrá ser variable entre el valor que tengan las baterías a plena carga y su valor mínimo de descarga, pero en su salida la frecuencia y voltaje alterno entregados deberá mantenerlo dentro de los parámetros especificados por la carga. Su construcción se realiza con válvulas a las cuales sea posible regular el tiempo de encendido y de apagado. En un principio los inversores se construyeron con SCR debido a que eran las únicas válvulas que nos permitían el manejo de corrientes y voltajes elevados. Los equipos construidos de tal forma presentaban el problema de que el tiristor al estar conectado a una fuente de directa, requiere necesariamente que se integrara un dispositivo adicional para el apagado, el cual por lo consiguiente era un consumo adicional de energía y además requería un control complejo. La señal obtenida para poder ser senoidal involucraba arreglos especiales los cuales nos llevaría la totalidad del presente trabajo para poder explicarlos.

Actualmente con el avance de la tecnología de semiconductores, se ha creado toda una gama de transistores de potencia los cuales como se especifico en un principio, únicamente quitándole la señal a la base se bloquean sin requerir sistemas de apagado.

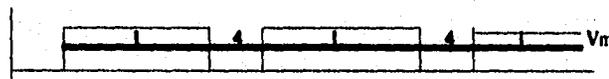
Estos elementos presentan además otra característica y que es el trabajo a frecuencias elevadas. Con estas ventajas aparece una nueva generación de inversores mucho más simples y eficientes, los cuales utilizan en su operación el principio de PWM (pulse width modulation). Para entender el principio veamos el ejemplo de la fig 17. En ella se aprecia un circuito (fig 17a) al cual se le aplica un voltaje de directa (100v); un capacitor, el cual nos representa el voltaje filtrado, dos interruptores (1 y 4) y un medidor de voltaje (U).



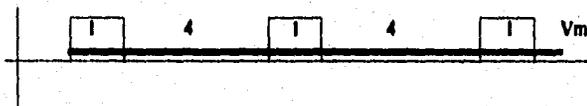
a) Representación simplificada de una fase de un inversor



b) Radio 1:1 Valor medio=50V



c) Radio 3:1 Valor medio=75V



d) Radio 1:3 Valor medio=25V

Fig 17 Obtención de un voltaje de valor medio variable

Si se observa este último, una terminal está conectando a la referencia de nuestro voltaje de directa y la otra al punto intermedio de los interruptores como lo muestra la figura. Partamos ahora de un tiempo (t_1) como se observa en la gráfica de la fig 17b; en este instante cerramos el interruptor 1 y con ello nuestro indicador de voltaje marcará 100V. Lo mantenemos en esta posición hasta el tiempo t_2 , donde abrimos el switch 1 y cerramos el 4, en ese momento nuestro indicador marcará 0V. posteriormente en t_3 abrimos el 4 y cerramos el 1 y así sucesivamente según la gráfica.

Como vemos nuestro indicador de voltaje si fuese instantáneo, nos estaría dando indicaciones de 0 y 100V según el interruptor que se cierre, pero si nos mostrara el valor medio, tendríamos una indicación de 50V partiendo del supuesto de que los intervalos de tiempo que permanece cerrado el interruptor 1 (t_1-t_2) es igual al 2 (t_2-t_3).

En la gráfica 17c y d se observan otras posibles gráficas variando el tiempo de apertura y cierre de los interruptores. Como observamos en la fig 17, se puede variar el valor medio de una señal de DC por medio de trenes de pulsos donde se varia la relación de su nivel alto contra el bajo. Los pulsos se generan en función de la apertura o cierre de interruptores los cuales para nuestra aplicación como veremos más adelante son transistores en el modo de corte o saturación.

Veamos ahora la fig. 18. En ella se observa un ciclo positivo de una señal senoidal y de la cual se toman valores instantáneos (marcados con números), dentro de esta figura se observa como nosotros podemos mediante la variación de la relación del pulso, obtener un nivel de voltaje medio que se acerque al valor instantáneo de nuestra señal senoidal.

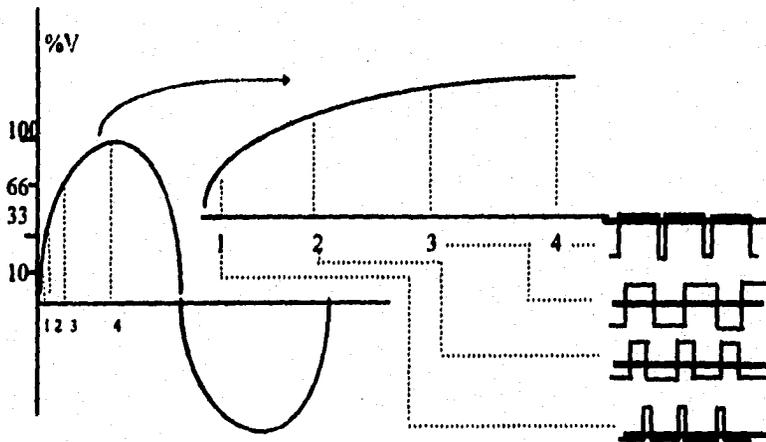


Fig 18. Obtención de voltaje variable en el tiempo

Estos trenes de pulsos únicamente requieren pequeños filtros para obtener nuestra señal senoidal deseada.

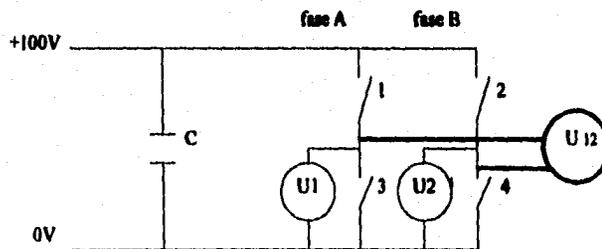
Tenemos ya un voltaje variable, pero solamente en ciclos positivos y recordemos que nosotros queremos en la operación de nuestro inversor la obtención de una señal senoidal, ello involucra que podemos tener tanto voltajes positivos como negativos, por lo que ahora plantearemos la obtención de este último.

En la fig. 19 se tiene la representación de un circuito con 4 interruptores (1-4), conectados a un circuito de 100 Vdc y un capacitor C que nos representa una señal continua. En el punto intermedio (según se observa) de los interruptores se han colocado unos medidores de voltaje; U1 para fase A y U2 para fase B y un tercero U12 entre ambas fases.

Similamente al caso anterior, para obtener la gráfica de la fig 19b, cerremos el interruptor 1 en el instante t1 y mantengámoslo hasta el instante t2. Durante todo este intervalo el medidor U1 marcará 100V. En el instante t2 abramos el interruptor 1 y cerremos el 3, hasta el tiempo t3; el medidor marcará 0V. Continuando este proceso de modo continuo y durante rangos de tiempo perfectamente definidos, según se muestra.

Para la fase B iniciemos cerrando el interruptor 2 en el instante t11, el cual si se observa será 120 grados después de que se cerro t1 o el interruptor 1; posteriormente alternando con el interruptor 4 obtengamos la gráfica de la fig 19c. Las gráficas en realidad son similares, pero desfasadas 120 grados. Ahora veamos lo que mide el indicador U12: para ello recordemos que la definición de voltaje "es la diferencia de potencial entre dos puntos".

Estos puntos para el caso del medidor U12 es U1-U2 y por tanto hagamos la resta de los medidores respectivos (gráfica 19b menos 19c). Partiendo en el intervalo de t1 hasta t11, observamos que U1 tiene un valor de 100V, mientras que U2 tiene el valor de 0V y la diferencia será de $100-0=100V$ (fig 19d). en el intervalo de t11 a t2 $U1=100$ y $U2=100$ lo que da como resultado $100-100=0V$. Entre t2 y t12 tenemos que $U1=0$ y $U2=100$; haciendo la resta $0-100=-100V$. Es aquí el punto interesante para este caso, observemos que el indicador en este momento nos indicará un voltaje negativo, por haberle cambiado únicamente la posición entre los interruptores abiertos y cerrados; si en lugar del indicador tenemos conectada otra carga, por ejemplo un transformador, este elemento observaría voltajes variables entre valores positivos y negativos, lo cual sería una señal alterna. Si se analiza la figura además tenemos una señal periódica y la frecuencia de la misma estará en función de la relación de tiempo que se guarde entre la apertura y cierre de los interruptores.



a) Versión simplificada de un inversor

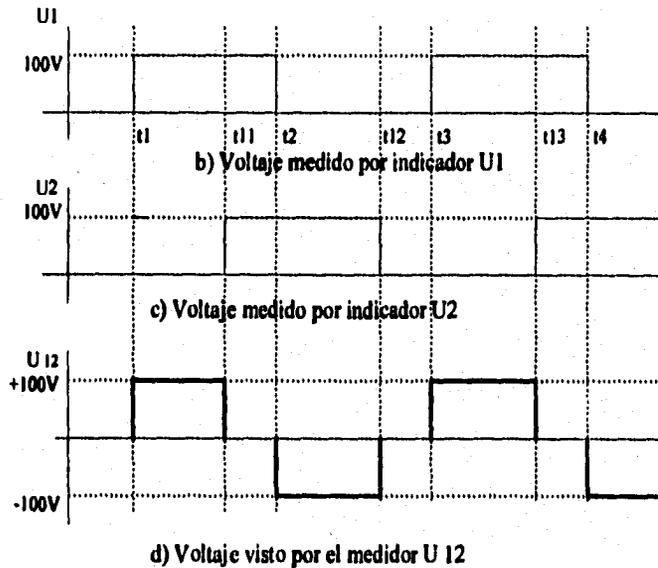
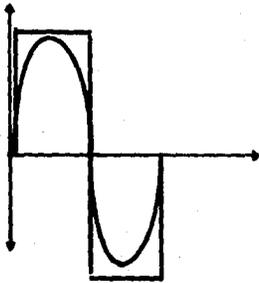
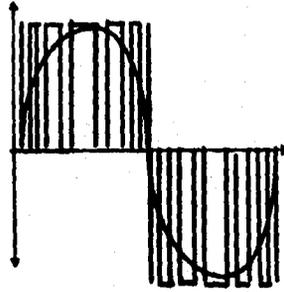


Fig 19 Obtención de voltaje alterno

Hasta este punto tenemos planteado como se obtendría un voltaje variable a partir de un voltaje de directa fijo, además de ello, podemos hacer que nuestra carga lo vea con valores positivos, negativos y con una periodicidad (frecuencia) determinada fig 19d. Esta señal resultante consiste en pulsos rectangulares de voltaje positivos y negativos. Si nosotros como debe ser requerimos una señal senoidal de voltaje a partir de esta, sería necesario una cantidad considerable de filtros por la cantidad de armónicos que tiene una señal cuadrada (fig 20a). Pero pensemos que sucedería si en lugar de obtener pulsos cuadrados de rango de tiempo constante en la diferencia de la fase A contra la B (U_{12}), obtenemos pulsos de amplitud variable y una resultante U_{12} como lo muestra la fig 20b. El voltaje así obtenido requiere un filtro de menor costo por tener una menor cantidad de armónicos en relación a una señal cuadrada constante. Es por ello que actualmente todos los inversores tienden a operar con pulsos modulados. La siguiente interrogante lógica sería: como vamos a definir el ancho de pulso, ya que este es variable en el tiempo para poder obtener el principio de una señal senoidal como lo muestra la fig 20b.



a) Obtención de señal senoidal a partir de una cuadrada



b) Obtención de una senoidal a partir de una señal modulada

Fig 20 La señal senoidal

La respuesta nos la da la fig 21. En ella se observa una señal senoidal de control, pero con la misma frecuencia que deseáramos en la salida, la cual se compara con una señal con forma de onda triangular. Si ponemos un detector de cruce de tal suerte que cada que la señal triangular tenga un valor inferior a la senoidal, nos proporcione un nivel alto como lo muestra la figura, obtendremos los pulsos con el ancho requerido para el disparo de nuestros transistores. El como se obtengan y manejen la señal senoidal y triangular de control permitirá la operación de los inversores en las UPS. En la parte practica lo explicaremos para nuestro equipo.

3.1.4 COMPONENTES ESPECIALES

3.1.4.1 EL BYPASS ESTATICO

Como sabemos los equipos UPS se instalan porque sus usuarios requieren confiabilidad en el suministro de energía, ya que las cargas que le conectan son criticas y requieren hasta donde sea posible la seguridad de que no se les interrumpa su alimentación. Como mencionamos en el articulo anterior, el inversor es la parte esencial del UPS y por lo cual se implementan de la mejor y mas eficiente manera posible, pero no es un sistema 100% infalible y puede presentar en algún momento una falla, o quedarse sin suministro de corriente directa (por descarga de baterías y ausencia de red). Es por ello que para sistemas de potencias altas se ha creado otro componente adicional al sistema: el bypass estático. Su nombre se debe a que es otro posible camino de suministro de energía a la carga y el cual en

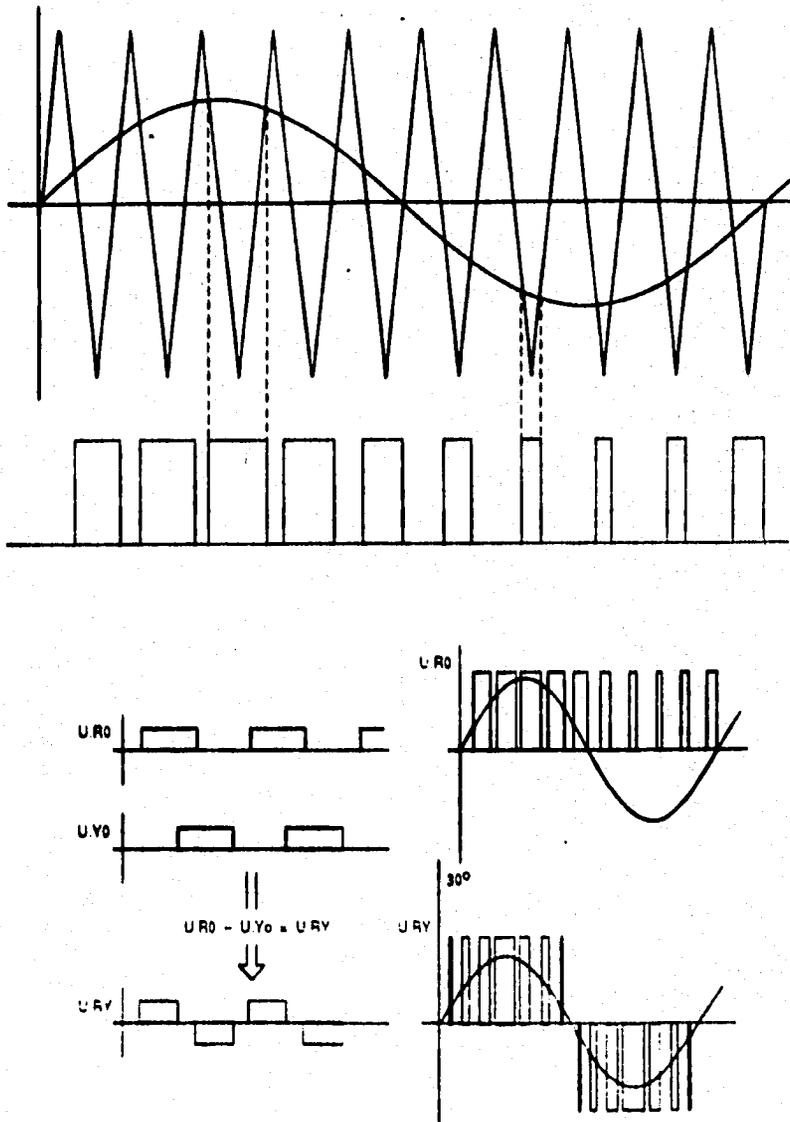
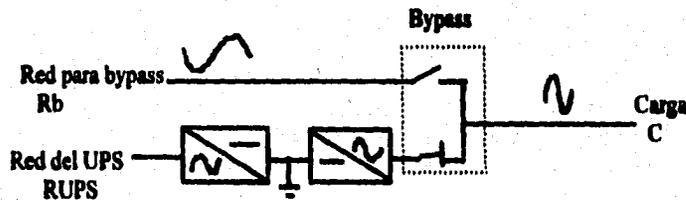
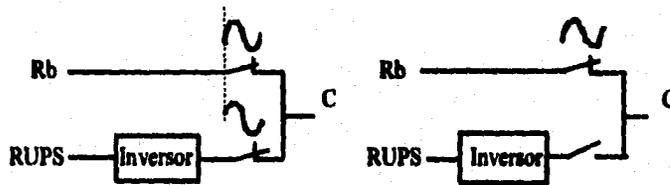


Fig. 21 Obtención de pulsos con modulación PWM

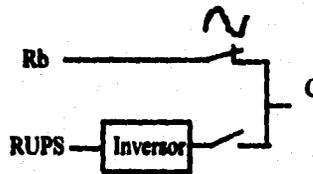
Las UPS ON-LINE solo actúan en caso de un problema en el inversor. Para su construcción se debe tomar en cuenta que ya tenemos un sistema de alimentación (del inversor) conectado a la carga y para conectar una nueva es necesario que se encuentren en fase, con la misma frecuencia y con voltajes similares (fig 22a).



a) El UPS con bypass



b) Conmutación a bypass



c) Suministro por bypass

Fig 22 El bypass automático

De la figura se observa que la red conectada al bypass es una totalmente diferente a la generada por el inversor, ya que este puede estar generando una frecuencia propia, pero la alimentación del bypass no es posible controlarla a menos que se tuviera otra UPS que realizara su transformación ello involucraría un sistema por demás costoso. La otra posibilidad de sincronizar estas dos redes, es que el inversor posea el control para sincronizarse a otra red. Esto es lo que normalmente se hace en los equipos aprovechando que el inversor en su operación genera un sistema nuevo.

Como explicamos anteriormente el inversor por medio de modulación obtiene la señal de salida; para ello obtiene unos pulsos auxiliándose de una señal analógica de control senoidal y una triangular. La primera señal como se dijo presenta ya en su obtención la frecuencia de salida, esta senoidal para nuestro caso estará trabajando a 60 Hz, pero nosotros podemos realizar un control adicional el cual permitiera a partir de esta frecuencia incrementar o disminuir en pequeños pasos la frecuencia de tal manera establecida, que tendiera a igualar la frecuencia a la segunda red a sincronizar. Esta lógica además deberá contemplar el vigilar que ambos sistemas se encontraran en fase y su diferencia de voltaje sea mínima para de esta

Forma poder conectar ambos sistemas y evitar corrientes circulantes entre ellos en el instante de hacer el cambio. Cumplidas estas premisas únicamente se requiere de interruptores que nos hagan la transferencia. Estos si partimos de lo observado en la figura 22a estará normalmente cerrado en el camino o alimentación del inversor a la carga, mientras que por el lado de la segunda red a conectar tendremos otro interruptor abierto. Si nosotros en el instante de falla o apagado del inversor, lo tenemos sincronizado en frecuencia, en fase y con voltajes similares, podemos hacer que ambos interruptores se cierren en ese instante fig 22b, posteriormente abrir el interruptor de la salida de inversor y dejar cerrado el de la segunda red fig 22c. Como vemos ambos sistemas se conectan en cierto momento en paralelo, esto asegura que la carga no detecte en este instante una ausencia de red y con ello tendríamos otra red auxiliar que llegado el momento nos funcionara como un sistema adicional en caso de una contingencia.

La transferencia que mencionamos no la pueden realizar interruptores comunes, por lo que en la mayoría de los casos se realiza por medio de SCR conectados en antiparalelo, que nos permiten una elevada velocidad de conmutación (fig 23).

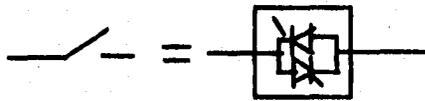
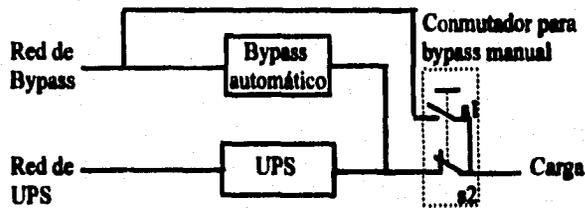


Fig 23 Construcción del interruptor electrónico de AC

3.1.4.2 EL BYPASS MANUAL

Otro componente que en la actualidad contienen las UPS es el llamado bypass manual. Esto es otro camino de conexión, pero realizado manualmente. Si analizamos la fig 24a, observamos como estaría conectado a nuestro sistema con inversor y bypass automático. En ella se presenta que nuestro bypass manual en realidad son dos interruptores, uno normalmente cerrado y que en una de sus terminales estaría conectada la salida común de inversor-bypass automático y en el extremo contrario la carga. El otro tendría conectada la misma red que alimenta a el bypass automático y en el otro extremo la carga. Si nosotros transferimos esta última estando en el inversor, al bypass automático. Este tiene la misma alimentación del manual y por ello podemos realizar un cambio en el conmutador del bypass. Los contactos del conmutador bypass, en el instante de transición deben cerrar en paralelo (s1 y s2 cerrados) para que no cortemos alimentación a la carga y posteriormente abrirse el interruptor de automático(s2). Con ello se logra que la carga se alimente de manera directa de la segunda red y esto nos permite desenergizar los componentes electrónicos de nuestro equipo para la realización de mantenimientos preventivos o correctivos.

Después de ello podemos transferir la carga mediante el proceso inverso y con ello no interrumpir su alimentación.



s1= interruptor para conexión directa de red de bypass
s2= interruptor para conexión de inversor/bypass automático

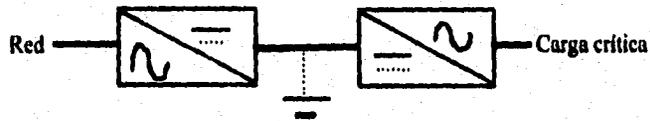
Fig 24 El bypass manual.

3.2 FUNCIONAMIENTO

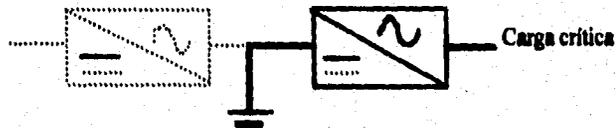
3.2.1 SERVICIO NORMAL

En la fig 25a. se observa en diagrama a bloques como opera la UPS en condiciones normales; es decir, cuando la red de suministro de energía se encuentra dentro de los parámetros considerados adecuados por ella. Se observa como primer punto que la tensión alterna de la red de alimentación mediante un rectificador es convertida en una tensión continua regulada. El inversor que recibe esta tensión se encarga de transformarla nuevamente en alterna con una amplitud y frecuencia constantes y que alimentara a los consumidores conectados al equipo. La batería mientras tanto como se encuentra conectada en paralelo se mantendrá cargada y lista para entregar su energía en caso necesario.

Este tipo de configuración lo manejamos en la compañía SIEMENS y en el cual nos basaremos, pero cabe destacar que en estos equipos se está hablando de un rectificador controlado y existen otros equipos que podrán contener un rectificador no controlado y por tanto utilizaran un cargador de baterías, para mantener a estas últimas totalmente cargadas. La corriente directa obtenida se transforma por medio del inversor a corriente alterna siguiendo procesos como el anteriormente explicado, la cual alimentara a nuestra carga crítica.



a) Operación normal del UPS



b) Operación con baterías

Fig 25 Funcionamiento del UPS

3.2.2 ALIMENTACION MEDIANTE BATERIA Y ONDULADOR

En caso de una falla de la red de suministro, el rectificador se desconectará y como tenemos conectadas unas baterías en el circuito intermedio de corriente directa, ellas se encargaran de suministrarle energía al inversor (fig 25b). De este modo se asegurara la alimentación sin interrupciones a los usuarios conectados al UPS. Una vez que se restablezca el suministro de energía, el rectificador inicia automáticamente su funcionamiento para cargar baterías y alimentar al inversor (servicio normal).

4 CIRCUITOS DE CONTROL DE LA UPS

4.1 LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

4.1.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN

Comenzaremos en este punto con el elemento imprescindible en un equipo electrónico: La fuente de alimentación. Su función como es de suponer será la de proporcionar el voltaje y la corriente necesarios para la operación de control en nuestro sistema. Esta fuente deberá seleccionarse de acuerdo a voltajes estándar en nuestros circuitos electrónicos. Como estaremos manejando circuitos operacionales será necesario trabajar con $\pm 12\text{v}$, $\pm 10\text{v}$ y 24v para el circuito de disparo de los SCR del rectificador. Estas características son similares en todos los equipos electrónicos, pero en un UPS la fuente debe tener una restricción especial: Que en el caso de existir ausencia de voltaje en la red de suministro a la UPS la fuente de alimentación deberá seguir trabajando con alguna otra acometida para que nos asegure que el control electrónico no tenga falta de energía. Bajo esta premisa se debe pensar en la fuente de suministro alterno. Esto lleva a considerar que elementos en la UPS nos pueden suministrar energía en caso de la falla del suministro normal y solamente pueden ser dos: La propia salida del UPS o el circuito de directa donde se encuentran conectadas las baterías.

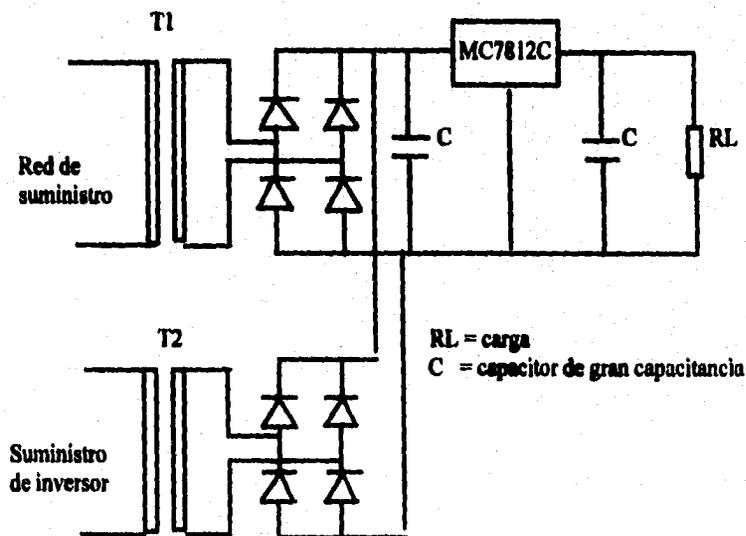


Fig 26 fuente con suministro de inversor.

4.1.2 FUENTE CONSTRUIDA A PARTIR DE LA SALIDA DEL INVERSOR

La primera opción es tal vez la más sencilla en su diseño y para su construcción toma alimentación de la red de suministro (ver Fig 26), con una acometida (red de suministro) de 127 Vac se tendrá por principio la necesidad de colocar un transformador (T1) que atenúe la tensión a un nivel menor para utilizarlo en la fuente de alimentación. Para elegir su relación de transformación debemos analizar que regulador de voltaje utilizaremos y los requerimientos de tensión de entrada de voltaje de directa requerido para su operación. Si como se observa en la figura se selecciona un MC7812C para el voltaje positivo de +12 V, el fabricante nos dice que su rango de operación es de +36 a +14.5 en su entrada (Vin). Tomemos el máximo en 20 volts y hagamos que ese valor sea el 20 % más que deseamos que soporte nuestra fuente de la variación de red (127 Vac+ 20%). Entonces el voltaje de dc esperado es $22/1.20 = 18.33$ Vdc cuando tengamos de red 127 Vac. Este valor deberá tenerlo nuestra regulador en su entrada y por lo cual debemos tomarlo para el calculo del voltaje a rectificar. Tomando la formula aproximada de:

$$U_{di} = 1.32 U_{ph}$$

para un rectificador monofásico con un capacitor a su salida de gran capacitancia; donde U_{di} será nuestro voltaje de directa y U_{ph} el voltaje alterno de entrada al puente rectificador con diodos, despejando

$$U_{ph} = U_{di}/1.32 = 18.32/1.32 = 13.9 \text{ Vac.}$$

Estos 13.9 Vac será el valor de voltaje en el secundario de nuestro transformador, mientras que en el primario aceptara 127Vac. La potencia máxima (P_{max}) que demanda el regulador será de:

$$P_{max} = P_s + P_d$$

donde

P_s = Potencia de salida

P_d = Potencia máxima de disipación = 30 watts.

$$P_s = \text{Voltaje de salida} \cdot \text{Corriente de salida}$$

$$P_s = 18.33 \text{ Vdc} \cdot 3 \text{ A} = 55 \text{ Watts}$$

entonces:

$$P_{max} = 30 \text{ W} (P_d) + 55 \text{ W} = 85 \text{ Watts.}$$

Con estos datos la fuente se construirá como lo muestra la figura 13 con alimentación de la red de suministro. Pero tenemos además el suministro saliendo del inversor como lo muestra la misma figura; en la cual a la salida de su transformador T2 se observa la conexión de un rectificador monofásico R2 en paralelo al de la red de suministro R1. Ambos evitan por la configuración en que se encuentran los diodos que pudiera haber un intercambio de corriente

Entre los transformadores cuando los voltajes fueran similares, pero no evitarían que ambos suministraran energía. Para evitar este problema podemos elegir el voltaje de T2 con un voltaje de salida mucho menor aprovechando que como la alimentación proviene del inversor estará regulada. Seleccionemos entonces T2 con un voltaje en el secundario de 16Vdc (-13% de 18.33Vdc) y con ello evitamos en lo posible división de corriente. Cuando la red de suministro de 127 Vac desaparezca o caiga por debajo del 13% la electrónica obtendrá alimentación de la salida.

La ventaja de esta fuente radica en su sencillez, pero a costa de esto tenemos el uso de gran cantidad de componentes; como ejemplo, solo para un voltaje de control (+12V) tenemos que tener dos transformadores. Si a esto le agregamos que como tenemos la alimentación de la red y la de inversor en paralelo, debemos crear un circuito especial para detectar la falla de una de ellas antes de que ocurra un disturbio y ello nos lleve al paro de nuestro equipo.

4.1.3 FUENTE CONSTRUIDA CON SUMINISTRO DE BATERIAS

Para la segunda fuente que se sugiere, hablamos de tomar alimentación de las baterías, ello involucra una conversión de DC a DC. La fuente utilizada en estos casos será aquella que involucre un transformador para poder obtener diversos voltajes en su secundario aislados, que posteriormente los transformemos para obtener voltajes de directa con valores positivos y negativos para alimentar al control requerido por nuestro equipo.

Para la conversión de DC a DC en el diseño de fuentes de alimentación para equipos UPS se utiliza la topología conocida como Flyback. Su construcción general se muestra en la figura 27a y en ella se observa que conectado a una fuente de voltaje directo (Vdc) se encuentra conectado un transformador T1 en serie con un transistor Q1. Dicho transformador en su secundario posee varios devanados de salida, pero para el caso lo ejemplificamos con solo dos. A la salida de cada devanado secundario, se conectan un diodo y un capacitor, los cuales se encargaran de convertir la señal de salida de cada devanado nuevamente a un valor de DC llamados según se muestra Vom y Vos. La operación de todo el conjunto es como sigue: Cuando nosotros hagamos que el transistor pase a su estado de conducción, se almacenará energía en el transformador, mientras que la corriente para la carga es suministrada por el capacitor de filtrado de la salida. Cuando el transistor de potencia se pasa al estado de bloqueo, la energía almacenada en el transformador es transferida a la salida para la corriente de carga y para reemplazar la carga perdida por el capacitor de salida cuando este suministraba energía. En la figura 27 las dos voltajes de salida Vom y Vos las llamaremos maestro y esclavo respectivamente y se observa que al primero se ha conectado un lazo de retroalimentación negativa. Una fracción de Vom es comparada a una referencia, y la señal de error controlará el pulso para el bloqueo o conducción de Q1 para hacer que la salida muestreada (Von) sea igual a la referencia de voltaje seleccionada independientemente de variaciones en la línea de alimentación o cambios de la carga. Los esclavos serán regulados en cuanto a variaciones de alimentación y en proporción menor contra variaciones de carga.

La operación Flyback es reconocida de inmediato por los dot (puntos de polaridad) en el transformador utilizado en sus devanados primario y secundarios. Cuando Q1 esta encendido, todos los devanados tienen un voltaje negativo en sus terminales con punto de polaridad respecto al extremo que no tiene.

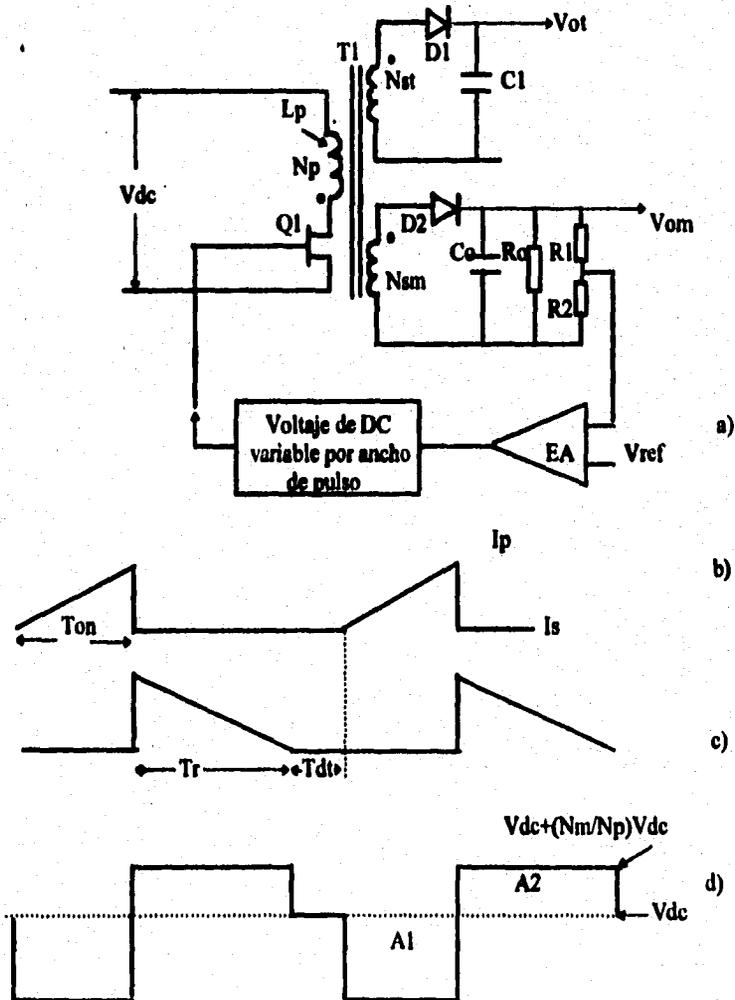


Fig 27 Convertidor en modo Flyback discontinuo

Los diodos mostrados en la figura 27a (D1 y D2) están en bloqueo debido a este voltaje inverso y toda la corriente de carga de salida es alimentada de la energía almacenada por el capacitor C1 y C2. Es por ello que estos se deben seleccionar con la corriente de carga y el máximo rizo o variación de voltaje permitido a esta última.

Durante la conducción de Q1, hay un voltaje fijo frente a Np y la corriente en este se incrementa linealmente como una rampa de subida (fig 27.b) a un rango de $di/dt = (V_{dc} - 1)/L_p$, donde L_p es la inductancia del primario. Al final del tiempo de encendido o conducción de Q1, la corriente del primario se ha incrementado a $I_p = (V_{dc} - 1)T_{on}/L_p$ lo cual nos representa una energía almacenada de

$$E = \frac{L_p(I_p)^2}{2} \quad (F 4.1)$$

Donde E esta en joules
 L_p en henries
 I_p en amperes

Después cuando Q1 se apaga, la corriente en la inductancia fuerza la inversión de la polaridad de todos los devanados. Asumiendo que no existieran devanados esclavos y solo el maestro en el secundario Nm, sabemos que la corriente en un inductor no puede cambiar instantáneamente a cero, en el instante del apagado del transistor, por lo que la corriente del primario es transferida al secundario con una amplitud de:

$$I_s = I_p (N_p/N_m)$$

N_p/N_m =relación de transformación del transformador

Después de un numero de ciclos, el voltaje del secundario se habrá formado con una magnitud (que calcularemos en la etapa siguiente) de V_{om} . Con Q1 bloqueado, el punto de polaridad de Nm es positivo con respecto a su extremo sin marca y por tanto la corriente fluye fuera de este, pero con un comportamiento de rampa descendente lineal (fig 27c) a un rango de $di_s/dt = V_{om}/L_s$, donde L_s es la inductancia del devanado secundario. Si la corriente del secundario ha caído hasta cero antes de poner nuevamente en conducción a Q1, toda la energía almacenada en el primario del transformador cuando Q1 se había puesto en conducción se habrá transferido a la carga y el circuito se dice que esta operando en el modo discontinuo. Puesto que una cantidad de energía E en joules suministrada en un tiempo T en segundos representa la potencia de entrada en watts, a el final de un período, la potencia requerida de Vdc es

$$P = \frac{1/2 L_p (I_p)^2}{T} \quad [W] \quad (F 4.2a)$$

Pero $I_p = (V_{dc} - I)T_{on}/L_p$, entonces

$$P = \frac{([V_{dc} - I]T_{on})^2}{2TL_p} = \frac{(V_{dc}T_{on})^2}{2TL_p} \quad [W] \quad (F 4.2b)$$

Como se puede observar de la formula F4.2b, nuestro lazo de retroalimentación mantendrá constante la potencia de salida manteniendo el producto $V_{dc}T_{on}$ constante.

Asumamos ahora una eficiencia del 80% en nuestra fuente

Potencia de entrada = 1.25(potencia de salida)

$$= \frac{1.25(V_o)^2}{R_o} = \frac{1/2(L_p I_p^2)}{T}$$

Pero $I_p = \overline{V_{dc}T_{on}}/L_p$ donde el tiempo máximo de conducción $\overline{T_{on}}$ ocurre al mínimo voltaje de alimentación $\overline{V_{dc}}$ como lo podemos ver de la ecuación (F 4.2b).

Entonces

$$1.25(V_o)^2/R_o = (1/2L_p \overline{V_{dc}T_{on}}^2)/(L_p T)$$

$$V_o = \overline{V_{dc}T_{on}} \sqrt{\frac{R_o}{2.5TL_p}} \quad (F 4.3)$$

Esto indica que nuestro lazo de retroalimentación podrá tener un voltaje de salida constante incrementando T_{on} cuando V_{dc} o R_o disminuyan y viceversa.

4.1.3.1 REQUERIMIENTOS PARA OBTENER LA RELACION DE TRANSFORMACION

Para construir nuestra fuente es necesario tomar en cuenta algunos criterios adicionales con una secuencia apropiada.

Lo primero es escoger la relación de transformación entre el primario y el secundario nuestro de nuestro transformador N_p/N_{sm} ; esto determina el máximo voltaje inverso (de estres) $\overline{V_{ms}}$ en nuestro transistor de potencia en el caso de picos de voltaje ocasionados por la inductancia propia del transformador.

Despreciando estos últimos, el máximo estres de voltaje en el transistor a nuestro máximo voltaje de alimentación $\overline{V_{dc}}$ y con 1V de perdidas por el rectificador es

$$\overline{V_{ms}} = \overline{V_{dc}} + \frac{N_p}{N_{sm}} (V_o + 1) \quad (F 4.4)$$

Donde $\overline{V_{ms}}$ se escoge lo suficientemente bajo para que un pico de voltaje ocasionado por la inductancia de 0.3Vdc sobrepuesto no rebase el margen de seguridad de aproximadamente 30 % abajo del máximo permitido por el rango del transistor (V_{ceo} , V_{cer} , o V_{cev}).

4.1.3.2 REQUERIMIENTOS PARA MANTENERSE EN MODO DISCONTINUO

El siguiente paso que debemos asegurar es que el núcleo de nuestro transformador no se sature y que nuestro circuito permanezca discontinuo. Se debe recordar que para que el núcleo no se sature o disminuya su lazo de histéresis, debemos asegurar que la integral del voltaje durante conducción (A1 en fig 27d) debe ser igual a la integral de voltaje durante el bloqueo (A2 en figura 27d). Asumiendo que las pérdidas de Q1 durante la conducción son similares a las del diodo rectificador D2 y ambas son 1V:

$$\overline{(V_{dc}-1)T_{on}} = (V_o+1)(N_p/N_{sm})T_r \quad (F 4.5)$$

Donde T_r es el tiempo de bloqueo (reset) necesario para que la corriente en el secundario regrese a cero, mostrado en la fig 27c.

Para asegurar que el circuito opere en el modo discontinuo, un tiempo muerto (T_{dt} en fig 27c) es establecido. Para el máximo tiempo en conducción T_{on} , el cual ocurre cuando V_{dc} tiene un valor mínimo más el tiempo de bloqueo, T_r será de solo el 80% de un periodo completo. Esto alcanza un margen de 0.2T para los posibles imprevistos de disminución en R_o (carga) lo cual acorde a F3 podrá forzar al lazo de retroalimentación a incrementar T_{on} para poder mantener V_o constante.

Entonces incrementando corriente de carga en la salida o decrementando V_{dc} causa a nuestro amplificador de error, a incrementar T_{on} para poder mantener el voltaje de salida V_o constante. Este incremento de T_{on} cabe dentro del tiempo muerto T_{dt} y si eventualmente resulta que la corriente en el secundario no disminuye hasta cero antes de la siguiente conducción de Q1 entraremos al modo continuo. Si nuestro amplificador de error no se ha diseñado para esto modo y con un drásticamente bajo ancho de banda el circuito puede oscilar. Para asegurar que el circuito se mantenga discontinuo, el máximo tiempo de encendido (conducción) que debemos generar para nuestra máxima potencia de salida deseada se establece como:

$$\overline{T_{on}} + T_r + T_{dt} = T$$

o

$$\overline{T_{on}} + T_r = 0.8T \quad (F 4.6)$$

En la formula F4.5 aparece la relación de transformación la cual debe calcularse con F4.4 para voltajes específicos de V_{dc} y V_{ms} y entonces despejando T_r de las ultimas dos ecuaciones

$$T_{on} = \frac{(V_o + 1)(N_p/N_{sm})(0.8T)}{(V_{dc} - 1) + (V_o + 1)(N_p/N_{sm})} \quad (F 4.7)$$

4.1.3.3 INDUCTANCIA DEL PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR

De F4.3 podemos obtener el valor de la inductancia del primario en función de la resistencia de salida y el voltaje de DC de entrada. La inductancia del primario es:

$$L_p = \frac{R_o}{2.5T} \left(\frac{V_{dc} T_{on}}{V_o} \right)^2 = \frac{(V_{dc} T_{on})^2}{2.5T P_o} \quad (F 4.8)$$

4.1.3.4 CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR

El transistor si es bipolar, deberá tener una alta ganancia aceptable a un pico de corriente de:

$$I_p = \frac{V_{dc} T_{on}}{L_p} \quad (F 4.9)$$

donde V_{dc} es especificada y T_{on} es calculada con F4.7 y L_p es calculada con F4.8. Como escogemos un transistor MOSFET, este debe tener un rango para un pico de corriente de 5 a 10 veces el calculado con F4.9 para que su resistencia en modo de conducción sea lo suficientemente baja para despreciarla.

4.1.3.5 CORRIENTE RMS EN EL PRIMARIO Y TAMAÑO DEL CONDUCTOR PARA EL TRANSFORMADOR.

El valor RMS de una señal triangular (sin espacios entre triángulos sucesivos) con una amplitud pico I_p es $I_{rms} = I_p / \sqrt{3}$. Como observamos en la figura 27b la corriente en el primario tiene una forma triangular discontinua con una amplitud pico I_p (F4.9), pero tiene una duración máxima de T_{on} durante cada período T . Su valor rms es entonces

$$I_{rms-prim} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T_{on}}{T}} \quad (F 4.10)$$

Donde I_p y T_{on} están dadas por F4.9 y F4.7.

Para el cálculo del calibre del transformador es necesario tomar en cuenta en el diseño para sus arrollamientos la densidad de corriente que se quiere manejar por amper rms. Es muy común utilizar una densidad de corriente de 500 milímetros circulares por ampere, por lo que para este valor tenemos:

Milímetros circulares requeridos en el primario = 500 $I_{rms-prim}$

$$= 500 \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T_{on}}{T}} \quad (F 4.11)$$

4.1.3.6 CORRIENTE RMS EN EL SECUNDARIO Y TAMAÑO DEL CONDUCTOR.

La corriente en el secundario es una señal triangular con una amplitud pico de $I_s = I_p(N_p/N_s)$ y duración de T_r . La relación de vueltas esta dada por F4.4 y $T_r = (T - T_{on})$. La corriente en el secundario será entonces:

$$I_{rms-sec} = \frac{I_p (N_p/N_s)}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T_r}{T}} \quad (F 4.12)$$

Si tomamos nuevamente 500 milímetros circulares por ampere rms, el número requerido será de:

$$\text{Milímetros circulares por ampere requeridos} = 500 I_{rms-sec} \quad (F 4.13)$$

4.1.3.7 EJEMPLO DE DISEÑO DE UNA FUENTE EN MODO FLYBACK DISCONTINUO

Diseñemos una fuente con las siguientes características:

V_o	12 V
$P_o(\max)$	48 W
$I_o(\max)$	4 A
$V_{dc}(\max)$	80 V
$V_{dc}(\min)$	30 V
Frecuencia de conmutación	50 KHz

Primero seleccionamos el rango de voltaje del transistor para determinar la relación de transformación. Escogamos un dispositivo con un rango de 200V y con el máximo estrés V_{ms} en el transistor cuando esta en bloqueo de 125V (sin incluir el pico de voltaje ocasionado por la inductancia). Si consideramos un 25% para el pico de voltaje del inductor ($125 \cdot 0.25 = 31.25$) tenemos que para este punto serán 31.25 V. Esto nos dejara un margen de $200V - 125V - 31.15 = 43.8V$. Este voltaje estará como margen de tolerancia a un rango de voltaje máximo.

Entonces de ecuación F4.4:

$$\overline{V_{ms}} = \overline{V_{dc}} + \frac{N_p}{N_{sm}} (V_o + 1) \quad 125 = 80 + \frac{N_p}{N_{sm}} (12 + 1)$$

despejando de esta ecuación nos da $N_p/N_s = 3.5$.

Ahora encontremos el tiempo máximo de conducción de F4.7

$$\overline{T_{on}} = \frac{(V_o + 1)(N_p/N_{sm})(0.8T)}{(\overline{V_{dc}} - 1) + (V_o + 1)(N_p/N_{sm})} = \frac{(12 + 1)(3.5)(0.8 \cdot 20\mu s)}{(30 - 1) + (12 + 1)(3.5)}$$

$$\overline{T_{on}} = 9.8\mu s$$

De la ecuación F4.8

$$L_p = \frac{(\overline{V_{dc}} \cdot \overline{T_{on}})^2}{2.5TP_o} = \frac{(30V \cdot 9.8\mu s)^2}{2.5 \cdot 20\mu s \cdot 4.8W} = 360.5\mu H$$

De F4.9

$$I_p = \frac{\overline{V_{dc} T_{on}}}{L_p} = \frac{30V \cdot 9.8\mu s}{360.5 \mu H} = 0.817A$$

De F4.10 la corriente rms es

$$I_{rms-prim} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\overline{T_{on}}}{T}} = \frac{0.819A}{1.732} \sqrt{\frac{9.8\mu s}{20\mu s}} = 0.33A$$

De la ecuación F4.11, los milímetros circulares requeridos en el primario son

$$500 \cdot I_{rms-prim} = 500 \cdot 0.33A = 165 \text{ milímetros circulares.}$$

De la ecuación F4.12, la corriente rms es en el secundario

$$I_{rms-sec} = \frac{I_p (N_p/N_s)}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T_r}{T}}$$

Pero el tiempo T_r es

$$(0.8T - \overline{T_{on}}) = (16 - 9.8) = 6.2\mu s$$

Por lo cual

$$I_{rms-sec} = \frac{(0.817)(3.5)}{1.732} \sqrt{\frac{6.2}{20}} = 0.9192A$$

De la ecuación F4.12 el numero requerido de milímetros circulares es

$$500 \cdot 0.9192 = 0.188 \text{ milímetros circulares.}$$

Con estos valores de milímetros circulares se podrá identificar el calibre del conductor requerido para el transformador, ya que un milímetro circular, es el área de un círculo de un milímetro de diámetro. Esta área en pulgadas cuadradas será: 1 milímetro circular = $(\Phi/4) \times 10^{-6}$ pulgadas cuadradas.

El capacitor de salida se escoge en función del rizo de salida deseado. A una máxima salida de corriente, durante el tiempo de conducción del transistor de 9.8 us, el capacitor de filtrado C_o mantiene los 400mA por 10.2 us. Su variación de voltaje será $V = I (T - ton)C_o$. Si requerimos una variación de voltaje únicamente de 0.05V

$$C_o = \frac{.4A * 10.2 \mu s}{0.05V} = 81.6 \mu f$$

4.1.3.8 CIRCUITO PRACTICO

En la parte de pruebas mostraremos un circuito real al cual se realizaron mediciones que se anexan en la sección y la cual cumple con la diseñada en el punto anterior.

4.2 EL RECTIFICADOR

El rectificador es el convertidor estático que se encarga de transformar la corriente alterna en corriente directa. Existen varios tipos de rectificadores de acuerdo a los requerimientos de los equipos. Como en el presente trabajo estamos hablando de una UPS ON-Line será el elemento encargado del suministro de corriente directa para el inversor y seleccionado el caso para el suministro de energía para las baterías.

Si para el diseño solamente requerimos que suministre energía al inversor, podemos hablar de un rectificador del tipo no controlado fig 28.

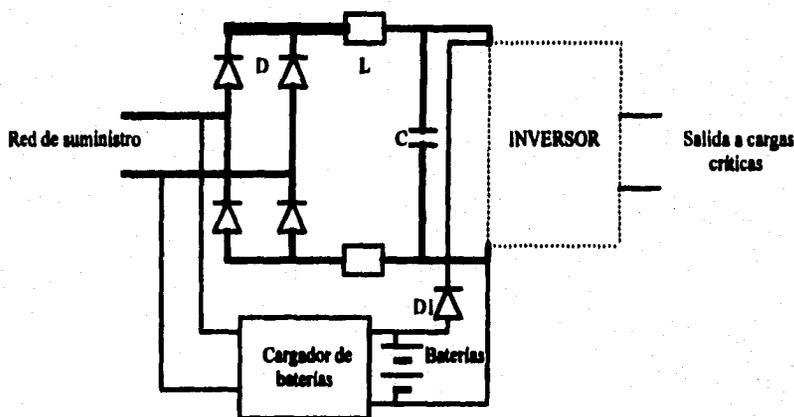


Figura 28 Rectificador no controlado.

El rectificador es de configuración puente completo, además cuenta con un inductor y un capacitor, los cuales funcionan como un filtro para alisamiento de la señal rectificadora de la red de suministro. El voltaje así obtenido tiene un valor de aproximadamente 1.3 veces el voltaje de la línea de entrada de AC.

La salida de voltaje y frecuencia será controlado totalmente por el inversor. Las baterías como es de suponer deberán tener otro elemento adicional el cual se encargará de proporcionarles energía necesaria para su carga mientras exista una red de suministro. Como se observa existe un diodo DI entre el suministro de voltaje del rectificador y las baterías el cual evitará las corrientes circulantes entre ellos. Además el voltaje de las baterías se encontrará por debajo del suministrado por el rectificador. Esto es con el fin de que este voltaje continuo obtenido nos sirva para cargar baterías únicamente y no exista corriente suministrada al inversor por parte de este elemento (fig 28).

Cuando se trabaja con un rectificador controlado, se puede obtener un voltaje de directa con independencia del voltaje de la red de suministro. El voltaje continuo obtenido nos sirve ahora para cargar baterías y suministro al inversor (fig 29) En el esquema se observa que en lugar de dos de los cuatro diodos para la construcción, ahora tenemos conectados dos SCR, mediante los cuales se convierte la señal de entrada de alterna en un voltaje de directa variable, determinado por el valor de la entrada de AC y por el ángulo de disparo de los SCR. El ángulo de disparo podrá ser controlado mediante un sistema de regulación electrónico, el cual se encargará que el voltaje de DC obtenido corresponda al requerido para la carga de baterías ya que estas serán las que restrinjan el valor de salida del rectificador.

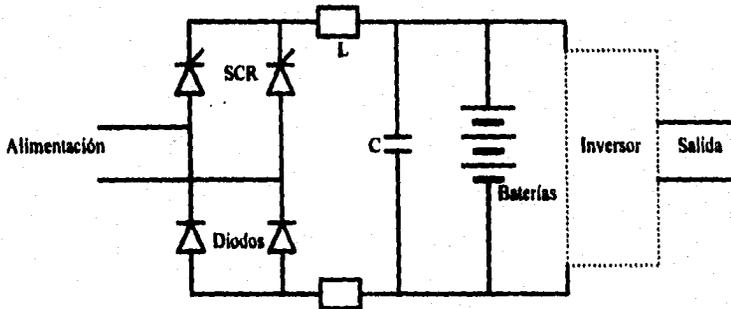
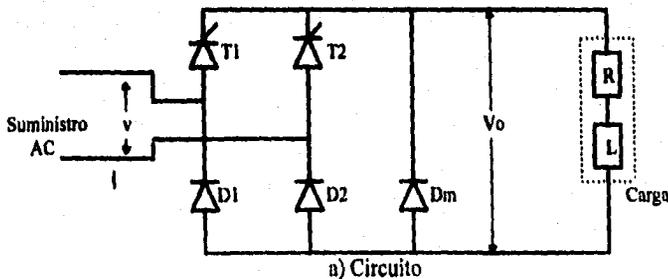
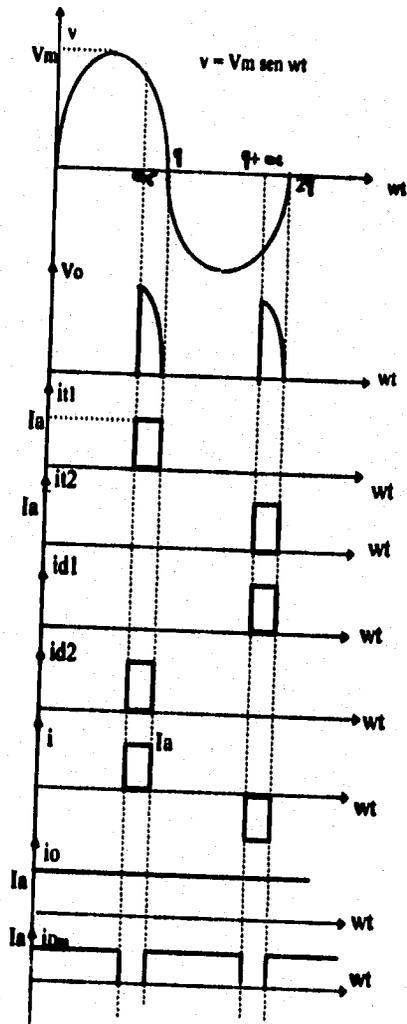


Fig 29 Puente rectificador con SCR's

A este tipo de rectificadores se les conoce como controlados porque se tiene control sobre el voltaje DC por medio del SCR. La ventaja de este sistema radica en que las baterías se encuentran ya conectadas directamente en paralelo a la salida del rectificador y en caso de una ausencia de alimentación entrarán sin el retardo ocasionado por diferencias de voltaje. Como un rectificador construido de esta forma puede suministrar una gran cantidad de corriente, podemos introducir bancos de baterías de capacidades mayores lo cual nos permitirá una mayor autonomía en caso de falla de la red de alimentación.





b) Formas de onda

Figura 30

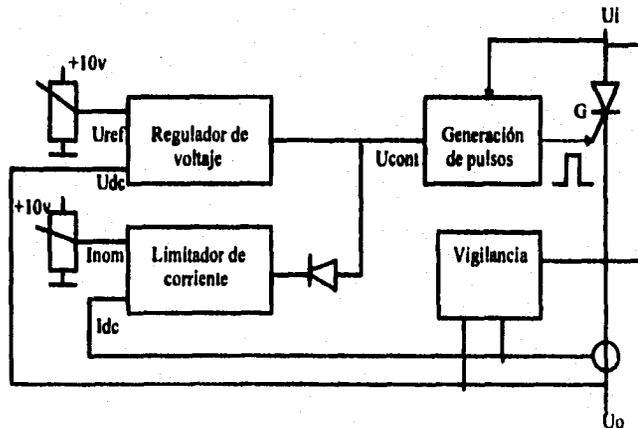
Procedamos ahora al análisis de este circuito y para lo cual veámoslo como el de la figura 30. El circuito es un semiconvertidor de fase simple, el cual tiene conectado una carga resistiva - inductiva (RL). Durante el ciclo positivo de la señal senoidal el tiristor T1 esta polarizado en directa. Cuando el SCR T1 es disparado en $\omega t = \alpha$, la carga es conectada a la fuente de alimentación de la entrada a través de T1 y D2 durante el período $\alpha < \omega t < \pi$

Durante el período de $\pi < \omega t < (\pi + \alpha)$, la entrada de voltaje es negativa y el diodo de rueda libre Dm se encuentra en conducción asegurando la continuidad de corriente para disipar la energía almacenada en la carga inductiva. Como el tiristor en el caso ideal se bloquea por voltaje inverso, para el ejemplo en el instante $t = \pi$ la carga es transferida al diodo Dm y el tiristor T1 y el diodo D2 pasan al estado de bloqueo. Durante el medio ciclo negativo de la entrada de voltaje, el tiristor T2 esta en polarización directa, y disparando T2 en el instante $t = \pi + \alpha$ provocará el bloqueo del diodo Dm y la carga es conectada a la fuente de suministro a través de T2 y D1. La forma de onda obtenida se muestra en la figura 31b.

El voltaje promedio de salida por tanto será:

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Como vemos V_{dc} puede ser variado de $2V_m/\pi$ a cero al variar el ángulo alfa (α) de 0 a 180 grados (π). Este valor obtenido para V_{dc} se considera sin conectar filtros a la salida. Habrá que aplicar además las diferencias ocasionadas al conectar un capacitor a la salida para disminuir el porcentaje de rizo a la salida. Pero partiendo del principio de control del ángulo de disparo de los SCR, el control del voltaje de directa, dependerá de varios parámetros del rectificador entre los que se incluye el valor de alfa.



U_i = Voltaje de alimentación AC

U_o = Voltaje de directa de salida.
 U_{ref} = Voltaje de referencia, proporcional al voltaje de salida deseado
 U_{dc} = Voltaje actual, valor real de salida que tiene el rectificador
 U_{cont} = Voltaje de control, voltaje proporcional al ángulo de disparo de los tiristores
 I_{nom} = Voltaje de referencia, proporcional a la máxima salida de corriente
 I_{dc} = Corriente actual, valor real de la salida

Fig 31 Diagrama a bloques del rectificador

En la figura 31 se muestran como el voltaje de salida deseado V_o , la corriente demandada por la carga y el voltaje suministrado al rectificador. En la gráfica se representa al puente rectificador solamente con un SCR.

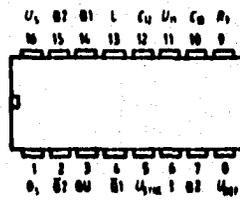
4.2.1 GENERACION DE PULSOS

En la figura 31 se representa en bloques los elementos esenciales que debe contener un rectificador con SCR. El SCR requiere un pulso de disparo para dejar pasar o bloquear la corriente, es por ello que comencemos la explicación con el primer modulo, denominado "Generación de pulsos". Observamos de la figura que a este elemento le llega la señal U_{cont} , o voltaje de control el cual será proporcional al ángulo deseado de disparo del SCR. Este ángulo como es de suponer deberá estar perfectamente definido en nuestra onda senoidal y por lo cual, se hace necesario el tomar como voltaje de sincronización la señal senoidal de nuestra alimentación (U_i). Con estos dos parámetros (U_{cont} , U_{sync}) nuestro generador de pulsos deberá encargarse de generar el tren de pulsos necesario para el disparo de los SCR.

En la actualidad diversos fabricantes de semiconductores cuentan ya con circuitos integrados que con estas señales nos generan el tren de pulsos. Utilizando el TCA 785 del cual las hojas técnicas se integran en el anexo, se encargara de realizar esta función. Para entender su operación veamos la figura 32 donde tomamos únicamente los elementos esenciales que se encuentran contenidos en esta hoja de datos.

En el diagrama de pulsos se observa una señal senoidal U_{sync} la cual tomara como voltaje de sincronización el circuito TCA785. Esta señal lógicamente deberá ser la de alimentación al rectificador, atenuada únicamente a un valor pico inferior al voltaje de polarización del circuito U_s (pin 16). Como se observa para el circuito cuando la senoidal cruza por cero e inicia el ciclo positivo tenemos cero grados y cuando termina el ciclo positivo representa un ángulo de 180 grados. Con esta señal el circuito genera un diente de sierra cuyo valor pico será de $U_{10max} = U_s - 2V$ y dependiendo del instante.

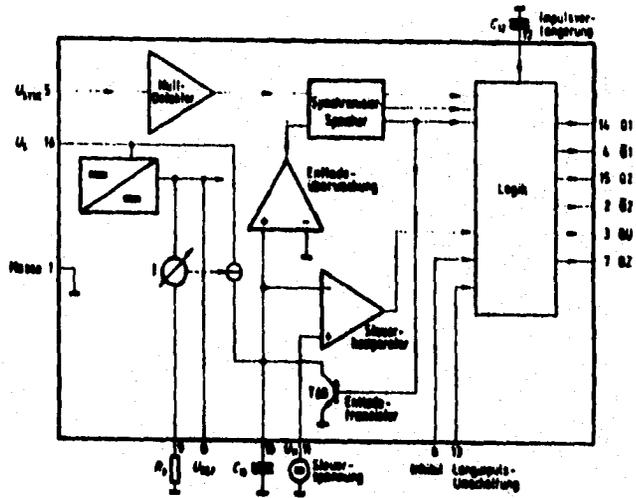
$$U_{10} = \frac{U_{ref} \cdot K \cdot t}{R_9 \cdot C_{10}}$$

Anschlußbelegung
 (Ansicht von oben)

Anschlußbelegung

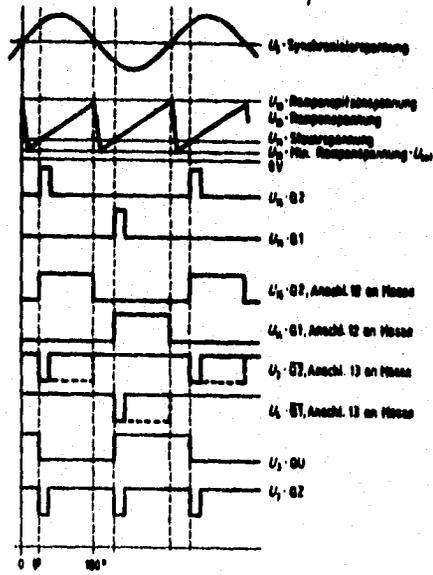
Anschluß	Symbol	Funktion
1	C_1	Masse
2	$\bar{Q}2$	Ausgang 2 invertiert
3	Q1	Ausgang 1
4	$\bar{Q}1$	Ausgang 1 invertiert
5	U_{sync}	Synchronspannung
6	I	Inhibit
7	Q2	Ausgang 2
8	U_{st}	Stabilisierte Spannung
9	R_0	Rampenwiderstand
10	C_{10}	Rampenkapazität
11	U_{11}	Steuerspannung
12	C_{12}	Impulserweiterung
13	L	Langimpuls
14	Q1	Ausgang 1
15	Q2	Ausgang 2
16	U_5	Speisespannung

a) Designación de terminales

Fig. 32 El TCA785



b) Diagrama a bloques



c) Formas de onda

Fig. 32 El TCA785

Esta señal diente de sierra nos servirá para la generación de los pulsos ya que en el instante cuando la cruza nuestra voltaje de control U11 generara un pulso con un ángulo (normalmente llamado alfa) definido en nuestra forma de onda. Como vemos estamos generando pulsos con defasamiento respecto de la señal senoidal y su valor en grados dependerá del voltaje de control aplicado U10.

En el siguiente capítulo tenemos el circuito de nuestro generador de impulsos requerido por la UPS y el cual es una variante del que se encuentra sugerido al final en la hoja de datos del TCA785 ; a este circuito se le harán pruebas para verificar su operación.

En el capítulo anterior construimos ya nuestra fuente de alimentación, con salidas de 12V, la cual nos servirá como voltaje de polarización de nuestro circuito U_s (terminal 16) con respecto a masa O_s (terminal 1). El voltaje de sincronía U_{sync} viene tomado directamente de la alimentación a nuestro rectificador, atenuada con un transformador a un voltaje de 8 Veff.

Al variar el voltaje en U11 tenemos que se varia el ángulo de disparo para nuestros SCR, por lo que este voltaje deberá ser controlado por la salida de nuestro circuito de regulación y representado en la figura 31 como U_{cont} . Las salidas Q1 y Q2 (terminales 14 y 15) nos proporcionan los pulsos ya con el ángulo adecuado y únicamente nos auxiliamos de un transformador de pulsos para obtener un aislamiento ohmico cuando lo apliquemos a nuestro SCR. En las pruebas anexas variaremos este valor y observaremos los resultados de nuestro sistema.

4.2.2 VIGILANCIAS

En la figura 31 observamos un elemento llamado vigilancia, el cual se encargara de supervisar que el rectificador opere dentro de los márgenes establecidos. Este sistema deberá vigilar que se encuentren dentro de los rangos permitidos las siguientes variables :

La red de suministro en cuanto a voltajes.

El voltaje continuo U_o de salida

La corriente.

4.2.2.1 VIGILANCIA DE LA RED

Para el circuito de vigilancia de red se debe tener un transformador que nos reduzca a niveles de control. Supongamos este valor similar a los 8 Veff del circuito de disparo , se puede conectar a su salida un puente rectificador de onda completa monofásico. Para este sistema se sabe que el valor medio de la onda rectificada será de $U_d = 0,9 V_{in} = 0,9 * 8V = 7,2 V$. Este valor de voltaje será el ideal cuando nuestra alimentación tenga los 127V y a partir del cual calculemos +/- 15 % de tolerancia para nuestros límites superior e inferior para el suministro de energía. Estos valores corresponden a niveles de voltaje que nos servirían para ajustar un potenciómetro (P1 y P2) y se insertarán a un circuito comparador (Comp) como una entrada la cual se comparará con el valor real de la señal (U_{ic}), y el resultado será

Un nivel alto en caso de que nuestro sistema este fuera de límites y ello nos permita bloquear la operación del rectificador para evitar posibles daños (ver figura 33)

4.2.2.2 VIGILANCIA DE TENSION DE SALIDA U_o .

La vigilancia del voltaje de salida como es DC se puede atenuar simplemente con una serie de resistencias entre la terminal positiva y negativa y las cuales nos servirán como divisor de tensión. Supongamos que la salida del rectificador será de 75 Vdc que corresponderían a 33 celdas de baterías libres de mantenimiento con un voltaje de carga de 2.25Vdc por celda. Este valor de voltaje no es posible manejarlo como tal en nuestro control, pero si lo atenúamos con un factor de 7.5 (es decir 75 V de U_o serán $U_{dc} = 10V$) nos resultara más conveniente. Es por ello que observando la figura 33, $U_{dc} = U_o/7.5$ y el factor de 1/7.5 será obtenido con la relación $R_d/(R_d+R_c)$. Si utilizamos resistencias de 1/2 Watt, debemos elegir R_d y R_c lo suficientemente grandes como para que no se dañen con un pico de voltaje en U_o .

Si U_o llegara en condiciones críticas a 100Vdc :

$$P = V^2 / R \quad P = \text{Potencia} \quad V = \text{voltaje} \quad R = \text{resistencia}$$

de la cual despejamos la resistencia

$$R = V^2 / P = (100 V)^2 / 0.5W = 5000 \text{ ohms}$$

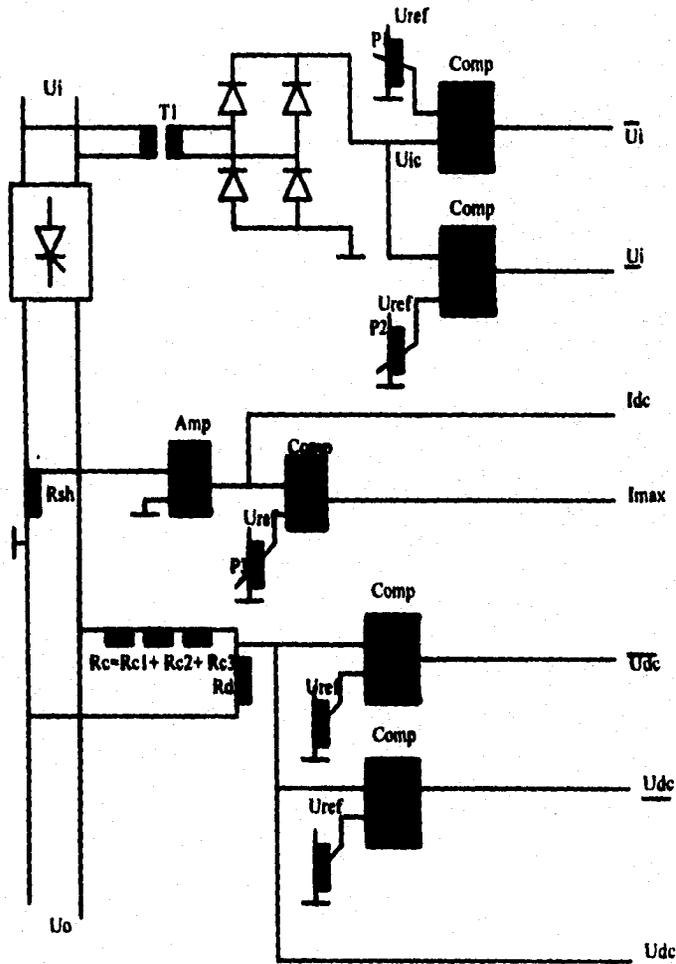
esto nos lleva a seleccionar como mínimo a R_c+R_d mayor a 5000 ohms. Como

$$1/7.5 = R_d / (R_d + R_c)$$

escojamos entonces a $R_d = 1000$ ohms y $R_c = 6500$ ohms.

El valor obtenido del divisor de tensión (U_{dc}) se aplica a unos comparadores como valor a comparar, contra el valor fijo de un potenciómetro el cual estará ajustado para el valor de $U_{dc} = U_{dcnom} + 5\%$ y $U_{dc} = U_{dcnom} - 5\%$ donde $U_{dcnom} = 10V$.

El valor de sobrevoltaje y bajovoltaje de DC se escogen muy estrechos porque no debemos olvidar que en paralelo a esta salida tendremos conectadas nuestras baterías y a las cuales un voltaje elevado las puede dañar y un voltaje bajo no permitirá una carga completa de las mismas.



U_i = Tensión de alimentación (ejemplo 127 Vac)

U_{ic} = Tensión de alimentación atenuada para uso de control (ejemplo 7.2V)

U_{ref} = Voltaje de referencia fijo generalmente 10 Vdc

\bar{U}_i = Señal digital (ejemplo, nivel alto 12V) cuando se tiene sobrevoltaje de red

U_i = Señal digital (ejemplo, nivel alto 12V) cuando se tiene bajovoltaje de red.

R_{sh} = Resistencia Shunt

I_{dc} = Voltaje de DC equivalente a la corriente real suministrada en DC por el rectificador.

I_{max} = Señal digital de aviso de limite de corriente en rectificador

U_{dc} = Voltaje de control equivalente a voltaje de directa de salida del rectificador

\overline{U}_{dc} = Señal digital de aviso de alto voltaje de DC

U_{dc} = Señal digital de aviso de bajo voltaje de DC

Figura 33 circuito de vigilancias del rectificador.

4.2.2.3 VIGILANCIA DE CORRIENTE

Para el monitoreo de la corriente que esta suministrando nuestro rectificador se conecto en la parte negativa una resistencia shunt (fig 33). Esta última es una resistencia común, pero de una resistencia tan baja que solamente nos provoca caídas de milivoltios cuando circula una corriente de varios amperes por sus bornes.

Para el ejemplo realizado $U_o = 75V$, supongamos que se requieren 10 amperes para nuestro inversor y 5 amperes para la carga de baterías nuestra I_{dc} nominal será de 15 amperes. Escojamos un shunt de $25A/100mV$ de relación de transformación. Cuando a través de él circulen 15A nos dará un voltaje de:

$$V_{shunt} = 15A \cdot 100mV / 25A = 60mV.$$

Debemos en este punto seleccionar que valor de voltaje que deseamos que se tenga en control para I_{dc} nominal ya que este valor nos servirá para diseñar nuestros componentes.

Supongamos que $I_{dc} = 10V_{dc}$ cuando tengamos nuestra corriente nominal de 15 amperes. Según se observa en la figura 33 la señal del shunt se inyecta a un amplificador operacional (Amp) y el cual se desarrolla en la figura 34

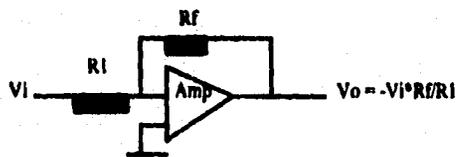


Figura 34 Multiplicador de ganancia constante

Tenemos que $V_i = 60mV$ y deseamos un $V_o = 10V_{dc}$ despejando de la relación del amplificador -

$$V_o / V_i = R_f / R_1$$

Entonces:

$$Rf/R1 = 10V/60mV = 166.67$$

fijemos ahora una resistencia por ejemplo $Rf = 10Kohms$, esto nos da

$$R1 = Rf/166.67 = 60 \text{ ohms.}$$

para invertir el signo únicamente conectamos otro operacional como inversor.

Con esto a la corriente nominal del rectificador, se tendrá un valor de $I_{dc} = 10V$. Para obtener una señal digital, cuando se sobrepase el valor de corriente nominal del 115% para seguridad de los elementos de potencia $I_{max} = I_{dc \text{ nom}} * 1.15 = 11.5V$, este valor lo ajustaremos con un potenciómetro y lo compararemos con I_{dc} , para que en el instante en que se rebase por alguna eventualidad los 11.5 V nos envíe una señal digital (ejemplo nivel alto 12v) que nos permita parar nuestro rectificador.

Como observamos al obtener las señales requeridas para las vigilancias contamos con señales digitales que nos indican que nuestro rectificador está fuera de los parámetros límites. Además de ello los voltajes analógicos U_i (Voltaje de entrada), U_o (voltaje de salida) e I_{dc} (voltaje proporcional a la corriente de salida). Estos voltajes se utilizarán en nuestro sistema de regulación.

4.2.3 EL REGULADOR DE VOLTAJE

Como observamos en la etapa de generación de pulsos, requerimos un voltaje de control (U_{cont}) el cual sea proporcional al ángulo de disparo requerido para que los SCR. Este voltaje de control no es un valor fijo ya que una perturbación en el sistema puede tener como consecuencia un cambio del valor de la salida sin que se pueda hacer nada por evitarlo. Este tipo de control se le conoce como de lazo abierto y resulta impropio para nuestra aplicación. Como queremos un voltaje estable a la salida, aun existiendo perturbaciones, recurrimos a un circuito de control de lazo cerrado, en el cual se mide continuamente el valor actual de un proceso y se compara con un valor prescrito. La diferencia de estos dos valores se aplica a un regulador, el cual hace que la diferencia tienda a cero (fig 35).

La retroalimentación (cierre del circuito) actúa de forma continua muestreando el valor actual, para indicarle al regulador que aun no se alcanza el valor prescrito, o por el contrario indicando que ambos valores son iguales y en ese momento terminar el proceso de regulación.

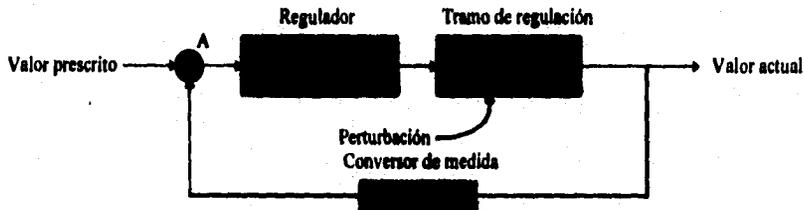


Fig 35 control de lazo cerrado

La regulación actúa de forma continua durante el proceso sin influencia externa, lo cual es lo que nos interesa. Un circuito de regulación consta de un tramo de regulación, un regulador y un convertidor de medida para transformar la señal de salida en una magnitud comparable al valor prescrito. El punto A es el punto de comparación de los valores prescrito y actual. El valor actual tiene siempre signo contrario al valor prescrito para que en el punto de suma A se obtenga la diferencia. Si existiera esta última, el regulador deberá eliminarla, lo cual conseguirá cambiando de forma continua el valor actual, hasta que éste sea igual al prescrito.

Para nuestro rectificador, nosotros tenemos que el valor de referencia de voltaje viene dado por un potenciómetro, el cual nos funciona como divisor de tensión.

Para seleccionar el tipo de regulador que se requiere en nuestro circuito debemos tomar en cuenta los siguientes elementos:

- 1) Hacer que la señal de salida U_{cont} del tramo de regulación cambie como lo ordena el valor prescrito U_{ref}
- 2) Compensar rápidamente posibles perturbaciones en el tramo de regulación, que podrán ser variaciones en el voltaje de la red de suministro, o variaciones de carga.
- 3) Compensar los retardos, tiempos muertos, etc. que se pudieran generar en el tramo de regulación.

El regulador normalmente utilizado es un regulador PI (de efecto proporcional integral), el cual puede considerarse formado por una combinación de un regulador proporcional y uno integral. La impedancia de retroalimentación está dada por una resistencia y un condensador en serie (fig 36)

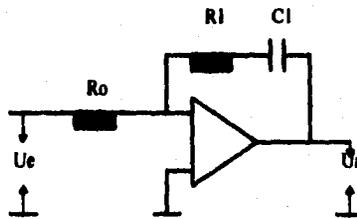


Fig. 36 El regulador proporcional integral

Para la obtención de su respuesta veamos el circuito.
La impedancia de retroalimentación será en este caso

$$Z_1 = R_1 + 1/(p C_1) \quad \text{donde } p = j\omega$$

La respuesta del regulador proporcional integral viene dado por la siguiente expresión matemática:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{Z_1}{Z_o} = \frac{R_1 + 1/(p C_1)}{R_o} = \frac{p C_1 R_1 + 1}{p C_1 R_o}$$

Para ver el carácter proporcional del regulador operemos en la ecuación

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{p C_1 R_1}{p C_1 R_o} + \frac{1}{p C_1 R_o} = \frac{R_1}{R_o} + \frac{1}{p C_1 R_o} = V_p + \frac{1}{p T_o}$$

$$\frac{U_a}{U_e} = V_p + \frac{1}{p T_o} \quad \text{donde } p = j\omega$$

Si analizamos la ecuación, el regulador proporcional integral posee dos parámetros variables

- 1) El factor proporcional $V_p = R_1/R_o$
- 2) La constante de tiempo integral $T_o = C_1 \cdot R_o$

Así se ve que la respuesta armónica del regulador proporcional integral la parte proporcional se caracteriza por el factor proporcional y la parte integral por la constante de tiempo integral.

El comportamiento del regulador se muestra en la figura 37. La tensión de salida de un regulador PI responde a una tensión de entrada en escalón con una subida proporcional igual al producto $V_p \cdot U_e$ y con un crecimiento de la tensión a partir de este valor con la pendiente $1/T_o$ (fig 37). Cuando la tensión de entrada desaparece, baja la tensión en un valor igual a $V_p \cdot U_e$ y queda constante hasta que la tensión de entrada es negativa, cambia el signo de la pendiente.

Este comportamiento de una respuesta inmediata y posteriormente un incremento con rampa, lo hacen uno de los reguladores más usuales y en el caso de nuestro rectificador, donde tenemos posibles variaciones de voltaje de red y de corriente de carga nos resuelve satisfactoriamente nuestro problema de regulación. Para el diseño de sus elementos

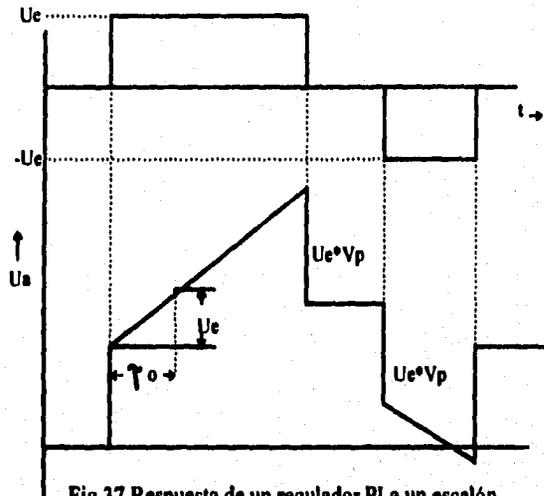


Fig 37 Respuesta de un regulador PI a un escalón

Generalmente se hacen pruebas de comportamiento dinámico (con todos los elementos del rectificador) observando que respuesta tiene al variar el capacitor y la resistencia de retroalimentación, para llevarlo a un valor óptimo.

4.2.4 EL LIMITADOR DE CORRIENTE

Para el limitador de corriente, básicamente tenemos un regulador PI, que tendrá una señal de referencia en su entrada, por medio de un valor ajustado por el potenciómetro y cuando analizamos los circuitos para las vigilancias lo tomamos como $I_{max} = I_{nom} \cdot 1.15$, mientras que también obtuvimos I_{dc} que era un voltaje proporcional a la corriente de salida o lo que sería nuestra señal de valor actual.

La operación del circuito sería la siguiente: Cuando tuviéramos una corriente inferior a la máxima nuestro circuito no actuará sobre el voltaje de control porque para este caso el diodo se pondrá en inversa y no afectará al voltaje de control U_{cont} para la generación de pulsos, pero cuando $I_{dc} > I_{max}$, el regulador deberá tender a cambiar hacia cero y como U_{cont} , necesariamente tendrá un valor $U_{cont} > 0V$ el diodo se pondrá en directa y forzará a U_{cont} a disminuir, hasta que I_{dc} sea nuevamente inferior a I_{max} .

4.3 LAS BATERIAS

Las baterías son el elemento donde tendremos energía almacenada en nuestro sistema para en caso de una falla de suministro, seguir alimentando con corriente directa al inversor y este

A su vez a la carga. Su selección debe tomar en cuenta el lugar de la instalación, la demanda de corriente y el tiempo de respaldo deseado.

Las baterías en los equipos UPS se conectan a la salida del rectificador como lo muestra la fig. 29, siendo el rectificador el encargado de proporcionar la corriente de recarga. En este modo de operación se debe asegurar un adecuado periodo de tiempo para que las baterías recobren la carga perdida durante una falla de la red de suministro.

El voltaje deseado en el circuito de directa debe seleccionarse de un modo adecuado, ya que tenemos conectado en este punto todos los componentes del UPS. Suponiendo por ejemplo una carga constante a la salida del inversor, si nosotros seleccionamos un voltaje bajo de DC, debemos seleccionar baterías con muy alta capacidad de corriente de suministro (amperes-hora), lo cual disminuirá mientras mayor voltaje de DC se maneje. En contra parte el número de baterías (celdas) será mucho mayor en el segundo caso.

Con respecto a el lugar de instalación se debe tomar en cuenta si esta el lugar lo suficientemente ventilado como para poder usar las comúnmente llamadas baterías húmedas, las cuales durante toda su operación desprenden ácido y otros vapores y que por lo cual requieren un mantenimiento periódico. Si el lugar donde se instalarán existe circulación de personal, se recomienda el uso de baterías selladas, las cuales casi no desprenden al exterior sustancias peligrosas para el personal.

El uso de baterías selladas se ha generalizado, debido a que no requieren mantenimiento y además por construcción no tienen una demanda excesiva para la recarga como las húmedas. En UPS de capacidades bajas para la instalación se incluyen en un mismo gabinete.

Las baterías normalmente requieren cuartos ventilados y con temperaturas medias para aprovecharlas a su máximo.

4.4 EL INVERSOR

La función propia del inversor es la de cambiar una entrada de voltaje de DC a una salida de voltaje de AC con magnitud y frecuencia definida. En el caso de una UPS el voltaje y frecuencia tendrán un valor fijo. Un inversor común cuenta con una salida de 220Vac con una frecuencia de operación de 60 Hz. Para obtener una salida de voltaje variable se varía la ganancia del inversor, lo cual es normalmente realizado por un control PWM (pulse-width-modulation, modulación por ancho de pulso) dentro del inversor.

La forma de onda de salida de voltaje en una UPS ideal debe ser senoidal. Es decir que debe contener la menor cantidad de armónicos. Por ello se requieren dispositivos semiconductores de potencia con una gran velocidad de operación, los cuales aprovechando las técnicas de conmutación, nos permitan reducir de forma significativa el contenido de armónicos. En la actualidad se construye por medio de transistores de potencia, los cuales pueden ser del tipo MOSFET, Darlington o IGBT de acuerdo a la frecuencia de conmutación deseada.

En la figura 17 se explica que para obtener un voltaje de diferente valor medio, e inferior a partir de un valor fijo de voltaje directo, debemos como mínimo contar con dos interruptores que se encarguen de conectar y desconectar la carga a este voltaje fijo y esta última lo observe como un voltaje de valor medio variable.

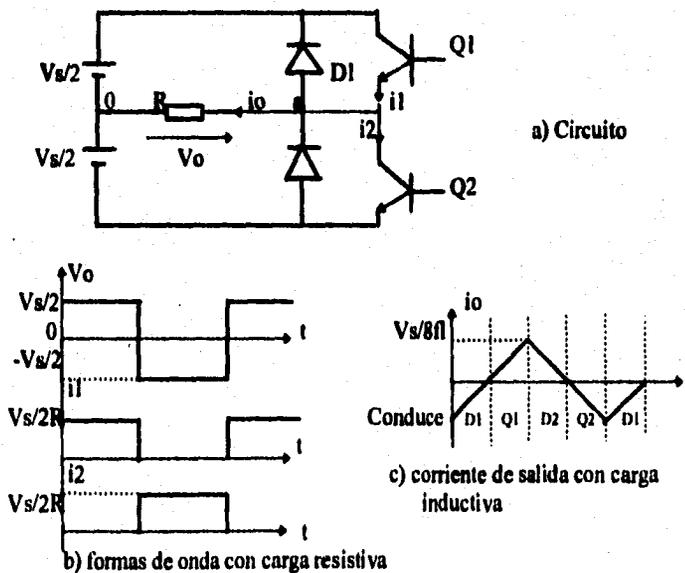


Fig 38 Inversor monofásico de medio puente

Ahora partiendo de una variante de esta construcción, veamos el principio de operación de un inversor de fase simple y el cual explicaremos en función de la figura 38a. Como se observa se tienen en el circuito dos transistores. Cuando solo el transistor Q1 lo ponemos en estado de conducción por un tiempo $T_o/2$, el voltaje instantáneo en las terminales de la carga v_o es $V_s/2$. Si solamente ponemos en conducción el transistor Q2 por un tiempo de $T_o/2$, $-V_s/2$ aparece en las terminales de la carga. Produciendo una lógica de control en la cual Q1 y Q2 se enciendan alternadamente (sin llegar a conducir en el mismo instante ambos), podemos obtener una forma de onda como la mostrada en la figura 38b para la salida de voltaje y corriente de en los transistores con una carga resistiva. Este inversor como se observa tiene tres terminales partiendo de la fuente de CD, y cuando un transistor es bloqueado, su voltaje inverso es V_s en lugar de $V_s/2$. Este inversor es conocido como inversor de medio puente, el cual nos servirá para comprender la teoría de nuestro inversor.

La salida de voltaje rms puede ser encontrada de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (5.1)$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar como una serie de Fourier:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad \text{para } n=2, 4, \dots = 0 \quad (5.2)$$

donde $\omega = 2\pi f_o$ es la frecuencia de la salida de voltaje en rad/s. Para $n=1$, eq 5.2 nos proporciona el valor rms de los componentes fundamentales como:

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \quad (5.3)$$

Para una carga inductiva, la corriente no puede cambiar de inmediato con la salida de voltaje. Si Q1 es bloqueado a $t=T_o/2$, la corriente de la carga (inductiva) continua fluyendo a través de D2 hacia el circuito de directa hasta que la corriente se hace cero. Similarmente cuando Q2 es bloqueado a $t=T_o$, la corriente fluye a través de D1. Cuando D1 y D2 conducen, la energía se reinyecta a la fuente de DC y se les conoce como de rueda libre o diodo de retroalimentación. La figura 38c muestra la corriente de carga y los intervalos de conducción de los dispositivos para cargas puramente inductivas. Si observamos la figura el transistor conduce únicamente $T_o/2$ (o 90°). Dependiendo del factor de potencia, el periodo de conducción de un transistor podrá variar de 90 a 180° .

La salida de los inversores contiene ciertos armónicos y la calidad del inversor es evaluada en función de los siguientes parámetros de funcionamiento.

nth factor armónico, Hfn. El factor armónico (de la nth armónica, la cual es una medición de la contribución de cada armónica individual, es definida como

$$H_{fn} = \frac{V_n}{V_1} \quad (5.4)$$

Donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_n es el valor rms de la componente armónica nth.

Distorsión armónica total, THD. La distorsión armónica total es una medición de la aproximación en forma entre una forma de onda y su componente fundamental. Es definida como:

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (5.5)$$

Factor de distorsión, DF. El THD nos da el contenido total de armónicos, pero no indica el nivel de cada componente armónico. Si un filtro es usado a la salida de los inversores, las armónicas de más alto orden deben ser atenuadas más eficientemente. Es por ello que el conocer la frecuencia y magnitud de cada armónica es importante. El factor de distorsión indica la contribución de la distorsión armónica que se provoca en una forma de onda particular, después que las armónicas de esa forma de onda han sido sujetas a una segunda atenuación (ejemplo dividido por n^2). DF es la medición efectiva de la reducción de una armónica no deseada sin tener que especificar el valor del filtro de carga de segundo orden y esta definido por:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5.6)$$

El factor de distorsión para una componente individual (n) armónica es definida como:

$$D_{fn} = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (5.7)$$

Armónico de orden más bajo. LOH. El armónico de más bajo orden es aquella cuyo frecuencia esta más cerca a la de la fundamental, y su amplitud es igual o más grande al 3% de la componente fundamental.

INVERSOR DE PUENTE MONOFASICO

Con la figura anterior se analizó la operación de un inversor, pero para obtener voltajes positivo y negativo se requirieron tres cables de la fuente de DC, los extremos y uno más de referencia colocado en el punto medio de la fuente ($V_s/2$). Este sistema resulta sencillo para la explicación, pero es impráctico en la construcción de una UPS, ya que si únicamente contamos con el rectificador como fuente de DC no es posible el obtener un punto medio, y si por otro lado estuvieran conectadas las baterías como en el ejemplo, tendríamos corrientes intermitentes a través de ellas que disminuyen su vida útil. Es por ello que normalmente se emplean los inversores tipo puente. Para una aplicación monofásica como es la deseada en este trabajo, un inversor tipo puente monofásico es mostrado en la figura 39a. Este consiste en cuatro transistores como parte principal, y cuya función se explico previamente. Cuando Q1 y Q2 son puestos en conducción simultáneamente, tenemos la entrada de voltaje V_s frente a la carga. Si después de tener a todos bloqueados, Q3 y Q4 son activados al mismo tiempo, el voltaje frente a la carga será $-V_s$. La forma de onda de la salida es mostrada en la figura 39b.

El voltaje rms de salida puede ser encontrado de:

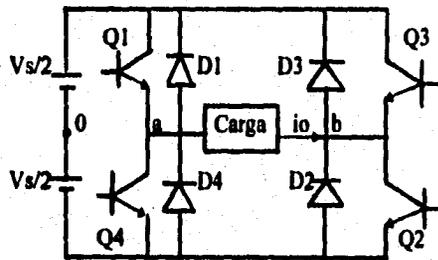
$$V_o = \left[\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right]^{1/2} = V_s \quad (5.8)$$

La ecuación 5.2 puede ser extendida para expresar el valor instantáneo de voltaje en una serie de fourier como:

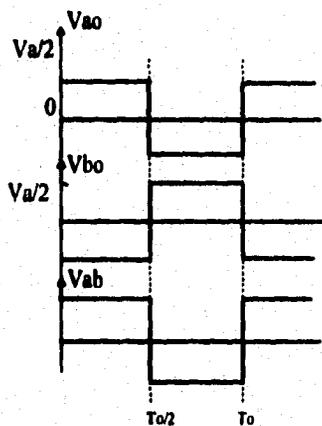
$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_s}{n\pi} \text{ sen } n\omega t \quad (5.9)$$

Para $n=1$, la ecuación 5.9 nos proporciona el valor rms de la componente fundamental:

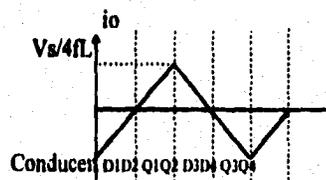
$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90V_s \quad (5-10)$$



a) circuito



b) Formas de onda



c) Corriente de salida con carga inductiva

Fig 39 Inversor monofásico de puente completo

La figura 39c muestra la forma de onda de corriente para cargas puramente inductivas.

Veamos el comportamiento de un inversor monofásico como el de la fig. 39a al cual le conectaremos una carga RLC con $R=10$ ohms, $L=31.5$ mH y $c=112\mu$ F. La frecuencia del inversor, $f_0=60$ Hz y el voltaje de entrada $V_1 = 22$ V.

- Como primer punto expresemos la corriente instantánea de carga en series de fourier:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 60 = 377 \text{ rad/s.}$$

La reactancia inductiva para la nth armónica de voltaje es

$$X_L = 2n\pi \times 60 \times 31.5 \times (10)^{-3} = 11.87n \text{ [ohms]}$$

La reactancia capacitiva para la armónica de voltaje n es

$$X_C = \frac{10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = \frac{-23.68}{n} \text{ [ohms]}$$

La impedancia total para la armónica de voltaje nth es

$$Z_n = [10^2 + (11.87n - 23.68/n)^2]^{1/2}$$

y el ángulo del factor de potencia para la armónica de voltaje nth es

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{11.87n - 23.68/n}{10} = \tan^{-1} (1.187n - 2.368/n)$$

De la ecuación 5.9, el valor instantáneo de voltaje puede ser expresado como:

$$V_o(t) = 280.1 \text{ sen}(377t) + 93.4 \text{ sen}(3 \times 377t) + 56.02 \text{ sen}(5 \times 377t) \\ + 40.02 \text{ sen}(7 \times 377t) + 31.12 \text{ sen}(9 \times 377t) + \dots$$

Dividiendo la salida de voltaje por la impedancia de carga y considerando el apropiado retardo debido a el ángulo del factor de potencia, nosotros podemos obtener la corriente instantánea de carga como:

$$i_o(t) = 18.1 \text{ sen}(377t + 49.72^\circ) + 3.17 \text{ sen}(3 \times 377t - 70.17^\circ) - \\ \text{sen}(5 \times 377t - 79.63^\circ) + 0.5 \text{ sen}(7 \times 377t - 82.85^\circ) + \\ 0.3 \text{ sen}(9 \times 377t - 84.52^\circ) + \dots$$

- Como segundo punto calculemos el valor rms de la corriente a la frecuencia fundamental:

$$I_1 = 18.1 \sqrt{2} = 12.8 \text{ A}$$

- Como tercer punto calculemos el THD de la corriente de carga:
Considerando hasta la novena armónica, la corriente pico de carga

$$I_m = (18.1^2 + 3.17^2 + 1.0^2 + 0.5^2 + 0.3^2)^{1/2} = 18.41 \text{ A}$$

-Usando la ecuación 5.5, el THD de la corriente de carga es:

$$\text{THDm} = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{I_{m1}} = \left[\left(\frac{18.41}{18.1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 18.59\%$$

- El valor de la corriente rms de la carga I_o y la potencia de la carga P_o es:

$$I_o = 18.41 / \sqrt{2} = 13.02\text{A}$$

$$P_o = (13.12)^2 \times 10 = 1695\text{w}$$

- El promedio de la corriente de suministro es

$$I_s = 1695/220 = 7.7\text{A}$$

- La corriente pico en el transistor, I_p y la máxima corriente rms permitida de cada transistor I_R es:

$$I_p = 18.41\text{ A}$$

$$I_R = I_m / \sqrt{2} = I_p / \sqrt{2} = 18.41 / \sqrt{2} = 9.2\text{ A}$$

- La forma de onda para la fundamental de la corriente de carga, $i_1(t)$ se muestra en la figura 40

- Del mismo esquema, se puede encontrar el tiempo de conducción de cada transistor de :

$$t_o = 180 - 49.72 = 130.28^\circ \quad \text{o} \quad t_o = 130.28 \times \pi / (180 \times 377) = 60.31\mu\text{s}$$

EL TRANSFORMADOR ACOPLADO A LOS INVERSORES

Para convertir un voltaje de dc a un voltaje variable en el tiempo, controlamos la conmutación de elementos semiconductores de potencia conectados en configuraciones tipo puente. Este voltaje necesariamente tiene un valor rms, inferior al voltaje de DC; ello implica que si se requiere para un UPS una salida de 220 Vac, se debería contar con un voltaje de directa de cerca de 250 V. Ello involucraría un gran número de celdas de baterías como respaldo, encareciendo su costo e incrementando el tamaño físico de la misma, por lo cual no resulta del todo práctica. Si nosotros partimos de un voltaje de DC de 55V para una salida de inversor de 220Vac, nosotros podemos acoplar la salida de nuestro convertidor DC/AC a

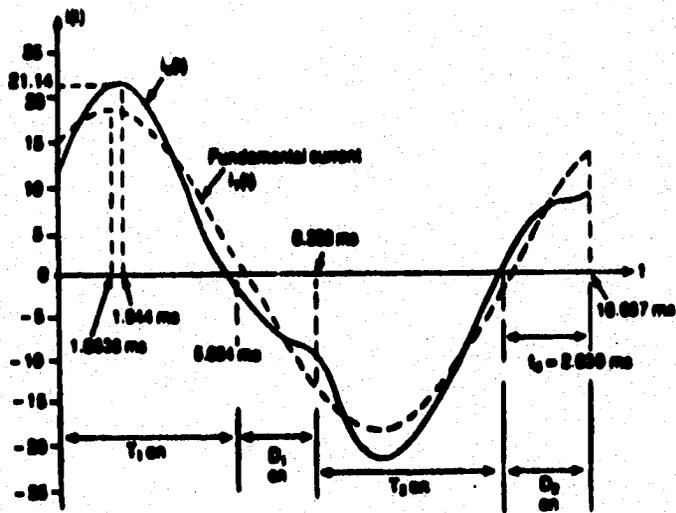


Fig. 40 Forma de onda del ejemplo

Través de un transformador adecuado. Por principio, nosotros podemos conectar la salida de nuestro convertidor de la figura 39a al primario de un transformador y en el secundario conectar la carga. El transformador debe de tener el núcleo con la adecuada área de entrehierro y el material adecuado, para manejar el flujo magnético de la frecuencia fundamental sin saturarse. La parte importante para su construcción es que la sección de entrehierro A_c , la máxima densidad de flujo permisible B_s , y el número de vueltas de uno de los arrollamientos N debe exceder el máximo valor de la integral respecto al tiempo de el voltaje frente al arrollamiento. Que es:

$$N \cdot A_c \cdot B_s \geq \int V_{ac}(t) dt$$

Como se utiliza normalmente un inversor PWM para una UPS y del cual hablaremos a continuación, se genera un voltaje con componentes de muy altas frecuencias, y por lo cual se utilizan materiales con características de operación para altas frecuencias.

CONTROL DEL INVERSOR

En la figura 41a se muestra el inversor típico monofásico con referencia a sus elementos de potencia y de los cuales hasta este punto se han planteado las consideraciones de selección. Esta etapa de potencia deberá estar subordinada a una etapa de control, la cual esta representada de manera unifilar en la fig 41b. A partir de esta figura mostraremos los requerimientos necesarios en cuanto a control de nuestro inversor.

VIGILANCIAS

Comenzaremos a partir de este bloque ya que las señales que se obtendrán, las utilizamos en los puntos subsecuentes:

Circuito de DC:

En un UPS es muy importante para su inversor el conocer el valor del voltaje real del circuito intermedio (DC) debido a que puede ser variable cuando se opera con baterías y debe tenerse una vigilancia precisa ya que se pudiera llevar a descargarlas hasta valores no permitidos por las baterías y provocarles una disminución de su vida útil.

El voltaje de directa U_{dc} , se explica en la etapa del rectificador como atenuarlo. En el calculo cuando se tenía el voltaje de DC nominal se tenían 10 V a la salida del amplificador respectivo. Como estamos diseñando un inversor de 55Vcd a 220Vac, cuando tengamos 55V a la salida del rectificador U_{dc} tendrá un valor de 10V. Este ultimo valor se debe comparar según se observa en la figura 42 con un valor de referencia ajustado en el potenciómetro P1 de tal suerte que cuando nuestro voltaje caiga por debajo de este valor nos proporcione una señal digital que nos dará una alarma la cual indicará que las baterías tienen ya poca carga.

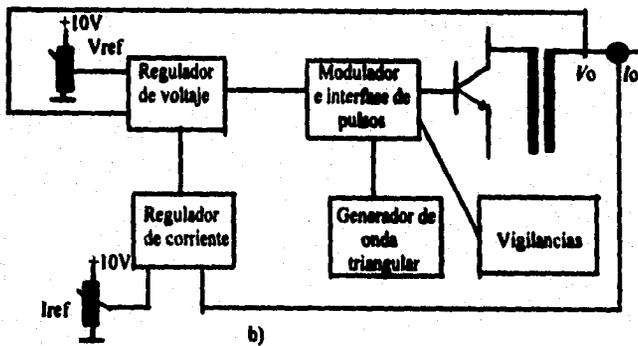
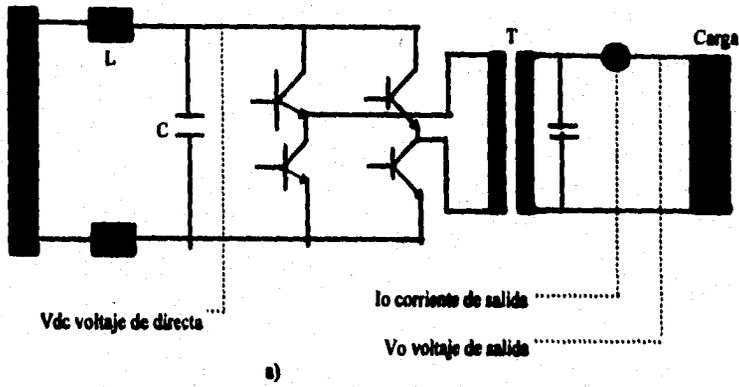


Fig 41 El inversor monofásico

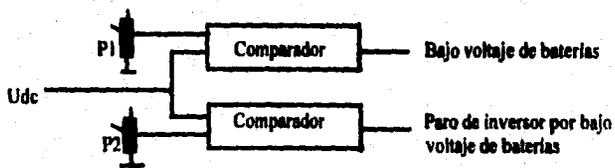


Fig 42

De igual manera podemos tener un segundo potenciómetro P2 el cual esta ajustado a un valor inferior, para que en el caso de que el voltaje disminuya demasiado, cuando se alcance este valor nos envíe una señal que nos sirva para parar el inversor y de esta forma evitar una descarga mayor a la permitida en las baterías. Hagamos un ejemplo. Sabemos que cuando tengamos 55 Vdc en el rectificador $U_{dc} = 10V$ y si tuviéramos una serie de baterías cuyo valor de voltaje mínimo de descarga en conjunto sea de 30Vdc, entonces debemos ajustar a P2 con una relación de $V_{p2} = (30/55)(10) = 5.45V$. Esto quiere decir que el potenciómetro debe tener en su punto intermedio 5.45V, para que cuando U_{dc} este por debajo de este valor, se nos envíe una señal que pare el inversor.

Vigilancia de corriente:

En la construcción del inversor se utilizan semiconductores de potencia para su construcción. Estos elementos tienen un límite máximo de corriente, de acuerdo a esta es el costo de los elementos y es por ello que deben seleccionarse de forma adecuada. Al seleccionar el transistor de potencia, debemos tener que vigilar la corriente, para que antes de rebasar los límites máximos permitidos por el semiconductor, paremos nuestro inversor y con ello evitar su destrucción.

Mediante un potenciómetro podemos obtener una referencia de voltaje, el cual podemos ajustar de acuerdo a un valor deseado. Este valor se puede insertar a un comparador en el cual, en su otra entrada, tengamos un valor de corriente que nos represente la corriente actual de salida del inversor ($V_{i/o}$). En la figura 43 I_{ref} representa el valor máximo de la corriente y será el voltaje variable proporcionado por el potenciómetro y el cual se comparará con $V_{i/o}$; en caso de que este valor sea revesado manda una señal digital ($Y \gg$) para el paro inmediato del equipo.

Para obtener la señal de corriente de salida por medio de un voltaje proporcional operable en control, se utiliza como un estándar el circuito mostrado en la figura 43. En la figura se observa con una línea remarcada uno de los cables de salida de nuestro inversor que se conectarían a la carga, por tanto, a través de él circula la corriente de salida de nuestra UPS. Si este conductor se hace pasar por un transformador de corriente (T_c) con una relación de transformación conocida, ello nos permitirá aislarlo del alto voltaje y atenuarla para manejarla en control. Supongamos que se desea una corriente máxima nominal de 10 amperes, escojamos entonces un T_c con una relación de $N = 20A/20mA = 0.001$; ello debido a que se debe considerar factores de sobrecarga.

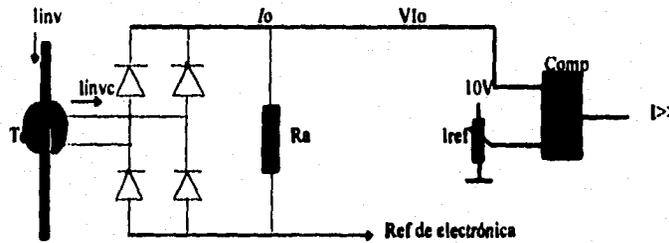


Fig 43

Como en el primario tenemos 10 Amp, en el secundario tendremos

$$I_{invc} = I_{inv} \cdot N = 10A \cdot 0.001 = 0.01A$$

esta corriente pasa a través de un puente rectificador monofásico, por lo que la corriente I_o a su salida será:

$$I_o = 0.9 I_{invc} = 0.009A$$

Para la electrónica requerimos tener un voltaje y no una señal de corriente, es por ello que podemos conectar a la salida del rectificador como lo muestra la figura 43 una resistencia de carga R_a . El valor de esta última dependerá de la relación que queramos del voltaje contra la corriente. de la ley de ohm:

$$R_a = V_{io} / I_o$$

Si nosotros quisiéramos que a 10 amp de salida del inversor, tuviéramos 5 V por ejemplo en la electrónica

$$V_{io} = 5V \quad R_a = 5V / 0.009A = 555.55\text{ohm}$$

Al conectar esta resistencia obtenemos ya una ganancia final de nuestro circuito de

$$I_{inv} / V_{io} = 10\text{amp} / 5V = 2\text{amp/V}$$

Esta relación nos permitirá en el control saber que corriente esta circulando a la salida de nuestro inversor.

Vigilancia de voltaje

En el caso de que surgiera una operación anormal en el circuito de regulación se pueden presentar problemas de variaciones no deseadas de la salida de voltaje. Si recordamos, a la salida tendremos la carga crítica y por lo cual se debe evitar esta eventualidad. Es por ello que se requiere un sistema adicional que independiente a la regulación nos vigile que este dentro de márgenes permitidos las variaciones de voltaje del inversor.

El circuito utilizado para la vigilancia de voltaje en el inversor, partiendo de que se tiene una señal senoidal, es similar al utilizado en el rectificador en el punto 4.2.2.1 (vigilancia de la red). Se utiliza el mismo principio y únicamente la tolerancia que se tomara en el caso del inversor será de un 5%.

REGULACION DEL INVERSOR

Contamos ya con los principios básicos requeridos para la etapa de fuerza, pero esta última necesariamente requiere un control para la salida de voltaje de los inversores. Este control servirá para no afectar la salida por variaciones del voltaje de directa (para una UPS al trabajar con baterías), para la regulación de voltaje del inversor y para mantener la relación voltaje/frecuencia dentro de los requerimientos por la carga conectada. Existen varias técnicas para variar la ganancia del inversor. El modo más eficiente de controlar la ganancia y la salida de voltaje es la de incorporar la modulación de ancho de pulso (PWM) dentro de los inversores.

La técnica comúnmente usada en un UPS es la conocida como SPWM (sinusoidal pulse-width modulation). En este método el ancho de cada pulso es variado en proporción a la amplitud de una señal senoidal. El factor de distorsión y las armónicas de más bajo orden son reducidas significativamente. Las señales de disparo son mostradas en la figura 44a y como se observa son generadas al comparar una señal de referencia senoidal, con una señal de forma de onda triangular de frecuencia f_c . La frecuencia de la señal de referencia, f_r , determina la frecuencia de salida del inversor, f_o , y su amplitud pico A_r , controla la índice de modulación, M , y la salida rms de voltaje, V_o . El número de pulsos por cada medio ciclo depende de la frecuencia de la señal triangular. Tomando en cuenta que dos transistores de la misma rama (Q1 y Q4 por ej.) no pueden conducir al mismo tiempo, la salida de voltaje instantáneo es mostrado en la figura 44b.

GENERACION DE LA SEÑAL TRIANGULAR

La generación de la señal triangular requerida para nuestra aplicación, se debe tomar como condición esencial la frecuencia permisible de conmutación de los transistores o los semiconductores utilizados en el inversor, ya que la frecuencia de la señal triangular, será la misma de operación de estos elementos. La frecuencia de esta triangular se encuentra en el rango de kilohertz y entre mayor sea esta requiere un filtro más sencillo a la salida del inversor y se puede obtener una mejor señal.

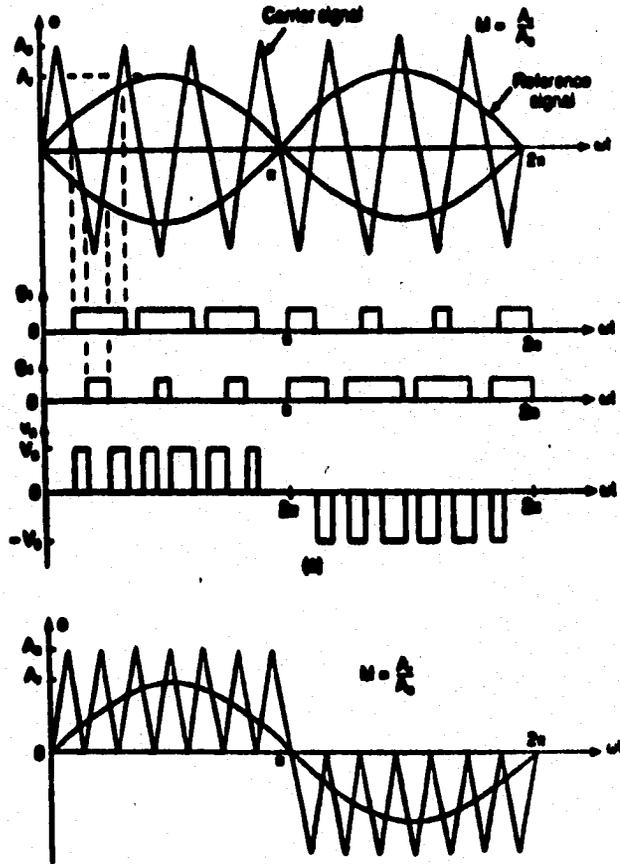


Fig 44 La modulación SPWM

Para obtener un generador de señal triangular, básicamente se requiere un dispositivo generador de onda cuadrada y posteriormente esta señal es aplicada a un integrador. En la figura 45a observamos un circuito que fácilmente nos genera una señal triangular de precisión. Si se observa el AD630 genera una señal de voltaje cuadrada Vos cuyo valor pico positivo y negativo es Vref. Para explicar el circuito hagamos referencia a la forma de onda de la fig. 45b. Como se muestra se inicia en $t=0$. La salida de onda cuadrada Vos comienza en $-V_{ref}$ o $-5V$. esto obliga a la onda triangular VoT a hacerse positiva a partir de este valor. Durante este tiempo la terminal 9 del AD630 está por debajo de tierra, esto selecciona una ganancia en el AD630 de -1 y por ello mantiene Vos en $-V_{ref}$.

En el tiempo $T/2 = 0.5ms$, VoT alcanza $+5V$, y por ello la terminal 9 se hace positiva para seleccionar una ganancia de $+1$. Esto hace que en ese instante Vos pase a $+V_{ref}$ y en el ejemplo a $+5V$. Entonces Vos lleva a VoT a negativo. Cuando VoT alcanza $-5V$, la pata 9 va a negativa a $T=10ms$ y conmuta Vos a $-5V$. esto completa un ciclo de oscilación e inicia otro.

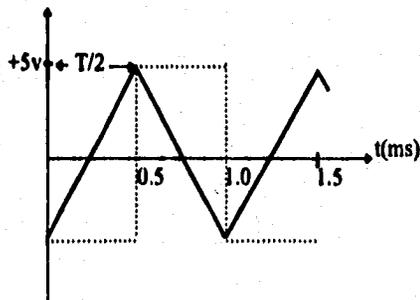
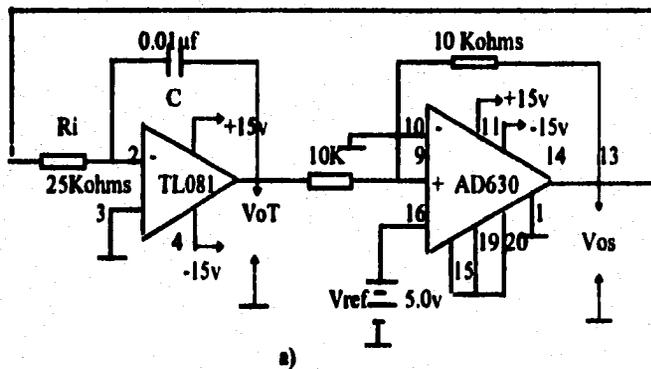


Figura 45 Circuito para generación de una señal triangular
La tasa de incremento de la señal triangular es

$$\frac{V_{oT}}{t} = \frac{V_{ref}}{Ri C}$$

El tiempo t para medio ciclo es $T/2$ y durante este tiempo, V_{oT} cambia a $2V_{ref}$, sustituimos t y V_{oT} en la ecuación anterior para obtener:

$$\frac{2V_{ref}}{T/2} = \frac{V_{ref}}{Ri C}$$

y despejamos tanto El período T como la frecuencia de oscilación f .

$$T = 4Ri C \quad \text{y} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4Ri C}$$

Debemos observar que V_{ref} se cancela en las ecuaciones. Como los voltajes están en función de esta última, conforme se ajusta V_{ref} no se modifica la frecuencia de oscilación. Con la ventaja de este circuito y según la modulación que estamos trabajando, cuando variamos la amplitud de la señal triangular, también se estará variando la amplitud de los pulsos en el PWM. Ello nos lleva a la conclusión que si tenemos variaciones del voltaje de DC de alimentación a nuestro inversor, podemos variar a V_{ref} , de tal suerte que nos compense las variaciones del circuito intermedio. Este último punto será sin variar la frecuencia de conmutación ya que la frecuencia está únicamente condicionada a la resistencia y el condensador.

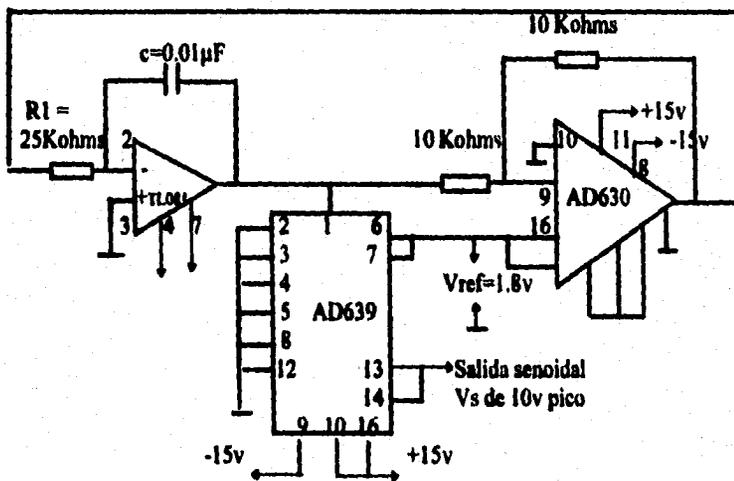
GENERACION DE LA SEÑAL SENOIDAL

En la generación de la señal senoidal utilizamos arreglos de circuitos que nos permiten obtener esta forma de onda. Partiendo del circuito AD639 el cual es un generador de función trigonométrica avanzado. Este dispositivo realiza todas las funciones trigonométricas en tiempo real, inclusive la función seno que es la que nos interesa para obtener una señal con forma de onda senoidal.

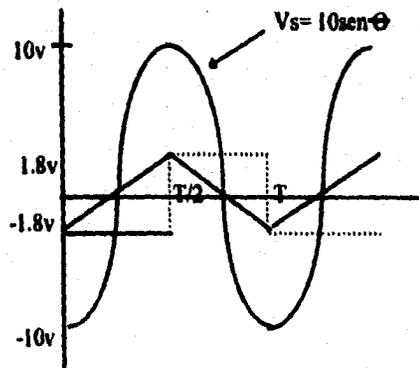
El AD639 acepta un voltaje de entrada que representa al ángulo y que se denomina normalmente voltaje angular, V_{ang} . El voltaje angular del AD639 se obtiene de:

$$V_{ang} = \left(\frac{20mV}{1^\circ} \right) \Theta = \left(\frac{1V}{50^\circ} \right) \Theta$$

Si nosotros conectamos el generador de onda triangular a un AD639 como se muestra en la figura 46, podemos obtener una señal senoidal. El voltaje de referencia V_{ref} requerido en nuestra señal triangular, lo podemos obtener del AD639 ($V_{ref} = 1.8V$).



a) circuito del generador de onda senoidal



b) Formas de onda

Fig. 46 Generación de señal senoidal

Como se observa estamos inyectando en la terminal 1 la señal de voltaje triangular. Este será un voltaje que corresponda a un ángulo de entrada que varía linealmente de -90° a $+90^\circ$ en el ciclo positivo de la señal triangular y de $+90^\circ$ a -90° en el ciclo negativo. La onda senoidal tendrá una amplitud de 10V y estará sincronizada con la onda triangular y por lo cual la frecuencia de oscilación f es la misma de la señal triangular.

EL REGULADOR DE VOLTAJE

Una vez obtenida la señal senoidal, la cual nos servirá para generar los pulsos. Si analizamos lo explicado en la señal senoidal, nosotros podemos fijar la señal triangular en un valor de frecuencia operable por los transistores de potencia. La señal senoidal será la señal que nosotros manipulemos en nuestros reguladores de tal suerte que su valor rms aumentará o disminuirá en caso de requerir más o menor voltaje de salida. Si nosotros la hacemos más pequeña, al compararse con la señal triangular los pulsos tendrán un ancho mayor, mientras que si la aumentamos decrecerá el ancho de los mismos. Es por ello que debemos construir nuestro regulador de voltaje como lo muestra la fig 47

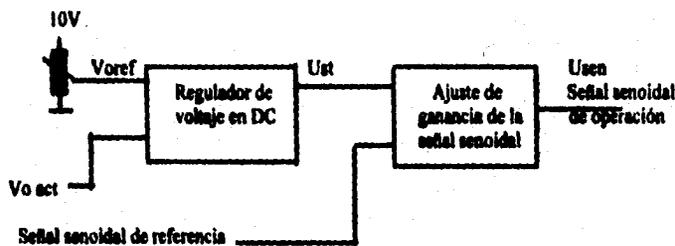


Fig. 47

Como se observa, tenemos un voltaje V_{oact} el cual es un valor de voltaje de DC equivalente al que se tiene a la salida de inversor. Donde V_{oref} será el valor deseado de voltaje de salida. Estos dos valores se comparan mediante un regulador de voltaje y que normalmente es un regulador proporcional integral, dando como resultado el ajuste requerido (U_{st}) para el voltaje deseado en la salida. Este último valor entrará a otro bloque, al cual también se insertará la señal senoidal fija obtenida y de acuerdo al valor de U_{st} se incrementará o disminuirá para obtener finalmente U_{sen} , que será nuestra señal para la generación de pulsos.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

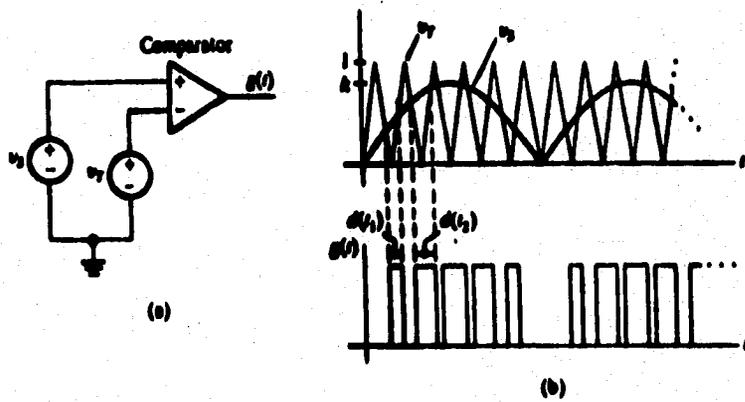


Fig 48 Para la modulación SPWM o técnica de intercepción entre una senoidal y una triangular para generar un tren de pulsos, tenemos una senoidal con un rango de variación $d(t)$. a) Un circuito que compara la señal senoidal V_s con una triangular V_T para producir un tren de pulsos $g(t)$. b) Las formas de onda de V_s , V_T y $g(t)$.

EL REGULADOR DE CORRIENTE

En la figura 41b se marca un bloque que representa al regulador de corriente. Básicamente este elemento nos servirá en el caso de que se contemple, en una sobrecarga disminuir el voltaje para tratar de controlarla, es decir, si nosotros tenemos una carga con una impedancia fija que nos demanda una cantidad mayor al límite de corriente, la única manera de controlar su demanda es disminuyendo el voltaje. Para poder realizar esto se requiere un valor de referencia en un potenciómetro I_{ref} , el cual se compara con el valor actual de la corriente de salida I_o . El resultado después de haber pasado por un regulador, provocara una corrección al regulador de voltaje, para este ultimo disminuir el voltaje de salida.

MODULADOR E INTERFASE DE PULSOS

Teniéndose la señal senoidal de operación y la triangular podemos hablar del modulador, como únicamente un comparador de ambas señales. En este comparador tendremos un nivel alto mientras el valor instantáneo de la señal triangular este por debajo de la senoidal (fig 48).

Los pulsos ya obtenidos nos representan el tiempo de encendido y apagado de nuestros transistores de potencia. Para mandárselos a la base normalmente se recomienda hacer un aislamiento ohmico mediante optoacopladores según se observa en la figura 49

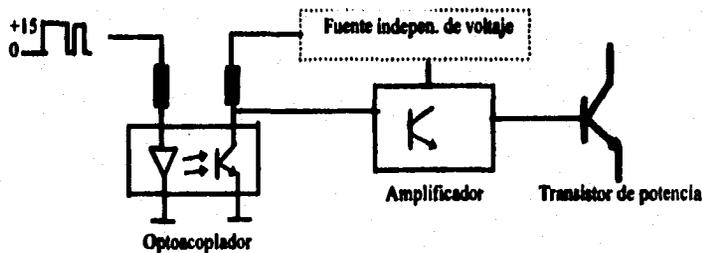
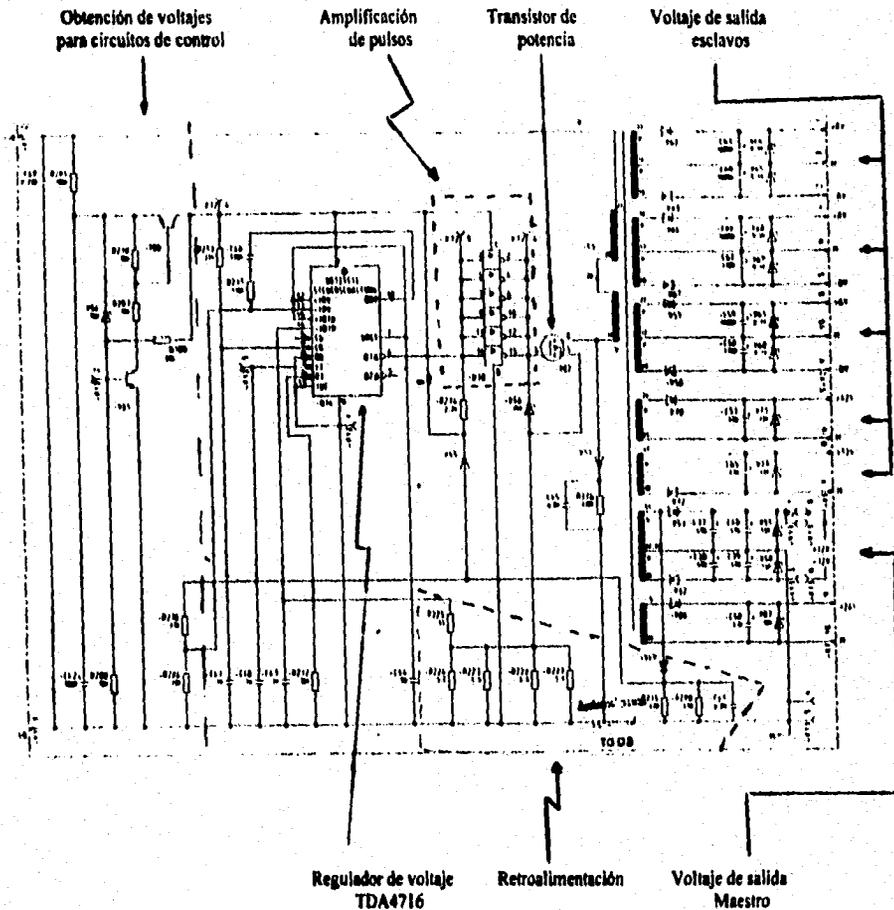


Figura 49

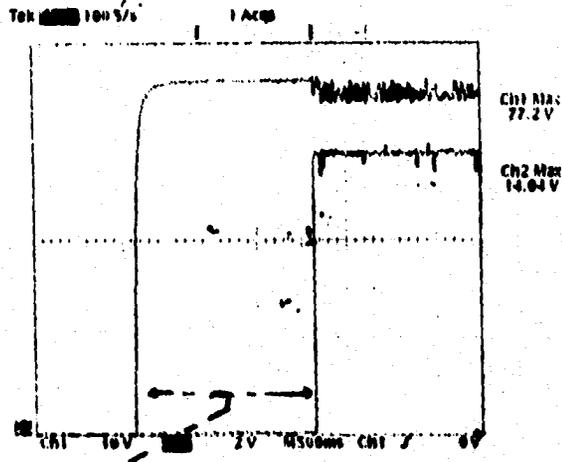
Donde tenemos los pulsos de niveles de 0 a 15V y los pasamos a través de un optoacoplador para obtener un aislamiento ohmico. A la salida del opto (transistor), conectamos un arreglo amplificador por medio de transistores, alimentados todos ellos con una fuente independiente, la cual obtenemos de nuestra fuente diseñada en el capítulo respectivo. Finalmente nuestro pulso amplificado se aplica directamente a la base del transistor, para obtener el voltaje de salida deseado.

5 PRUEBAS Y RESULTADOS

LA FUENTE DE ALIMENTACION

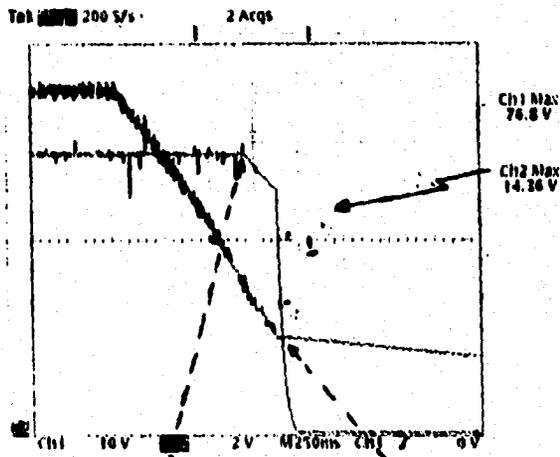


El esquema muestra las conexiones en el circuito de prueba para la fuente de alimentación. En el también se indican, los bloques esenciales de acuerdo a su función, y de los cuales se han explicado su operación cuando analizamos su construcción. En las páginas siguientes observaremos las mediciones realizadas en los puntos marcados en el esquema y mencionados en cada muestra, para demostrar su operación.



2s de retardo al arranque

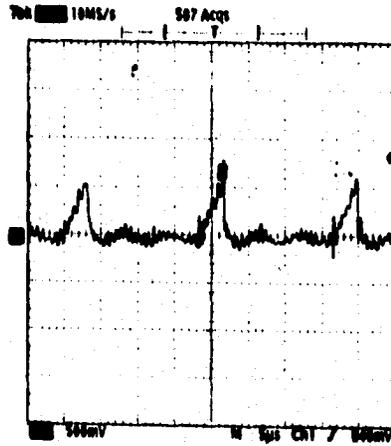
CH1 X3:2 Voltaje de DC de entrada
CH2 X13:1 Voltaje regulado de salida
Respuesta de la fuente cuando se suministra voltaje de DC



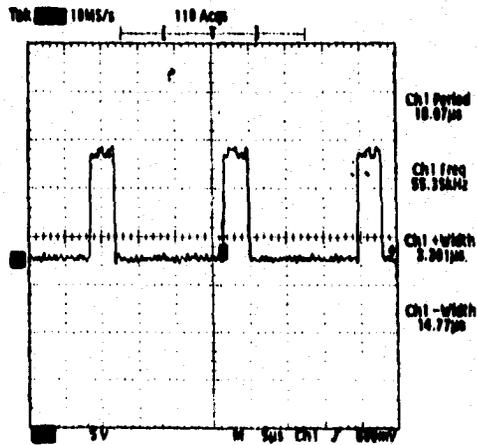
UB min= 30v voltaje mínimo para mantener la salida de 14v

Desconexión con UB=20v Vo= 10V

CH1 X3:2
CH2 X13:1
Respuesta a desconexión de voltaje de suministro

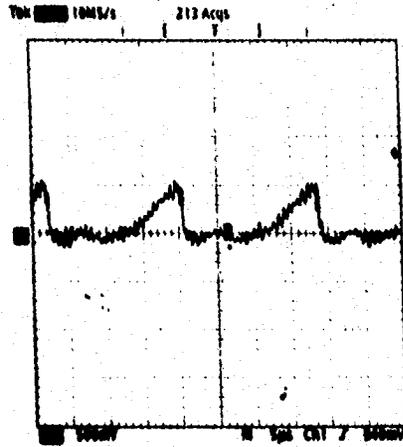


-IDVn terminal I4

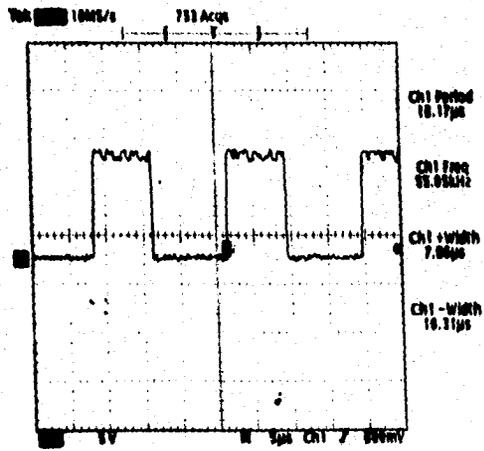


Q1 terminal 4

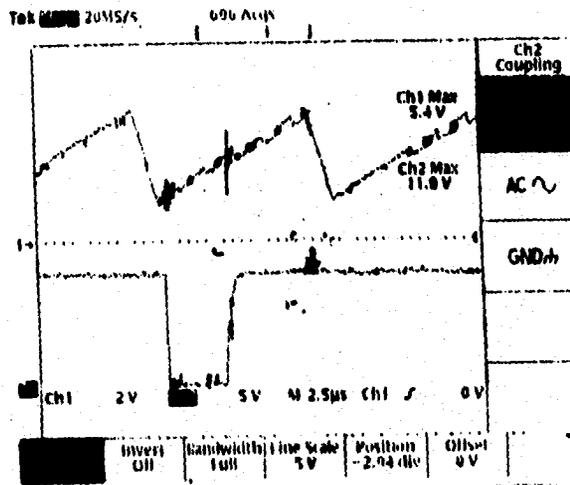
Retroalimentación de corriente para UB=48v



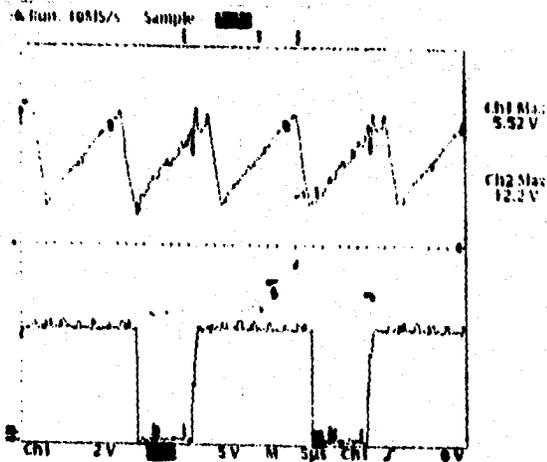
-I_{DN} terminal 14



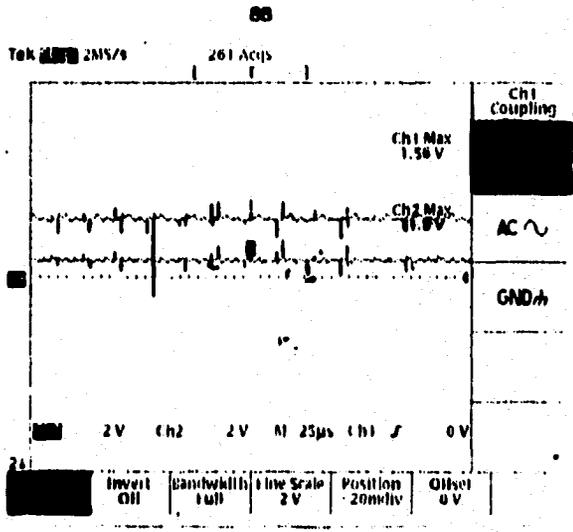
Q1 terminal 4
Retroalimentación de corriente para UB=30v



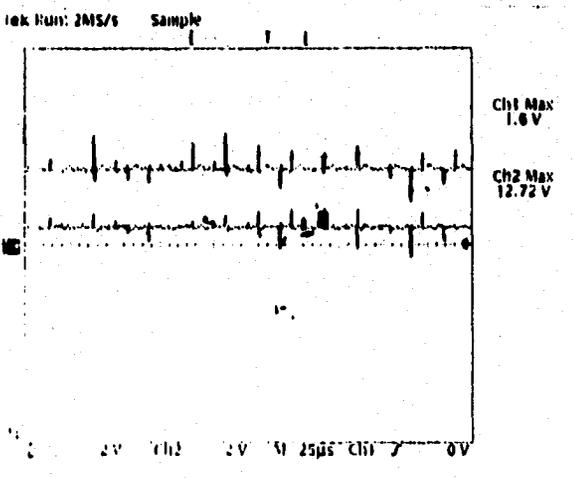
CH1 X12.7
CH2 X12.5
UB = 78Vdc



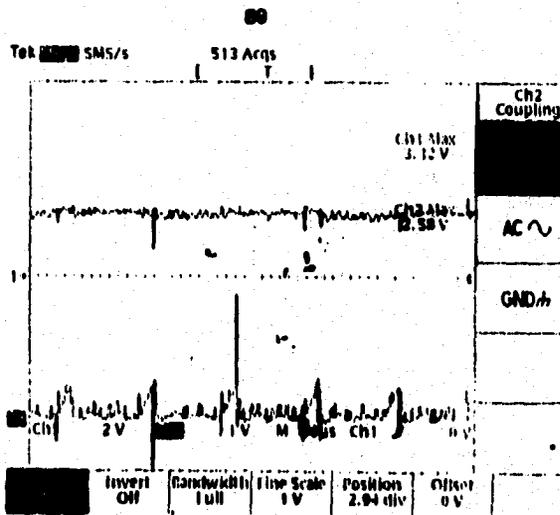
CH1 X12:3
CH2 X12:5
UB = 49 Vdc



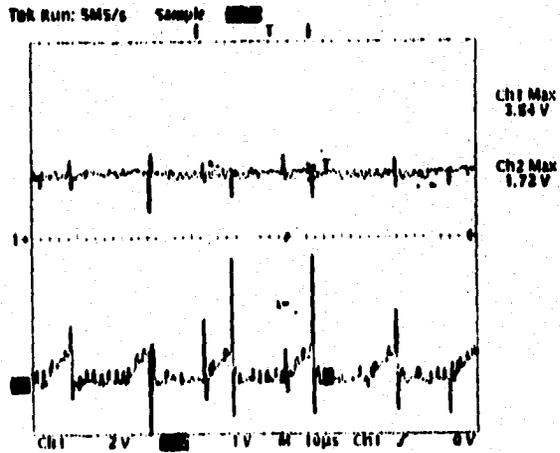
CH1 X12:2
CH2 X12:4
Voltage UB= 78Vdc



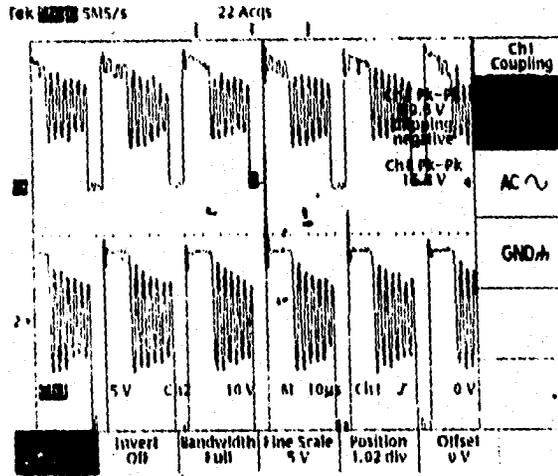
CH1 X12:2
CH2 X12:4
UB= 49 Vdc



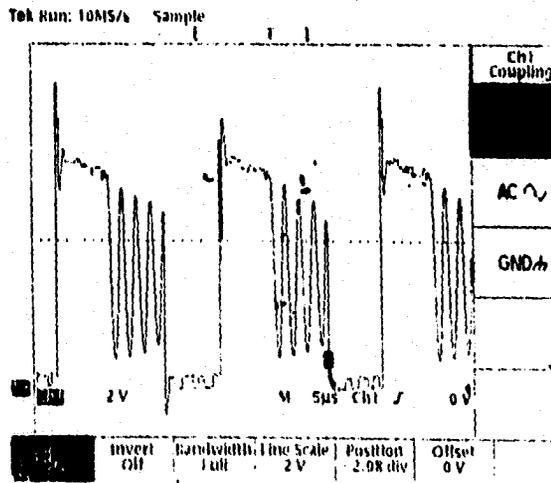
CH1 N14: 1 Vref para la salida decaada
 CH2 N14: 4 -Idyn
 UB = 78Vdc



CH1 N14: 1 Uref
 CH2 N14: 14 -Idyn
 UB = 49Vdc

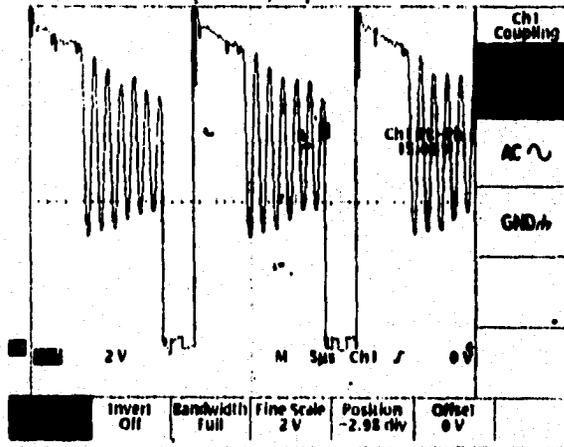


CH1 V82:D Voltaje atenuado x 10
 CH2 V49:A
 UB = 78 Vdc



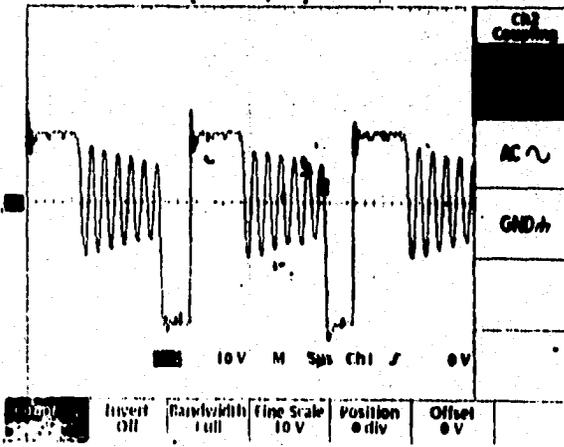
CH1 V82:D atenuado x 10

Tek Run: 10MS/s Sample



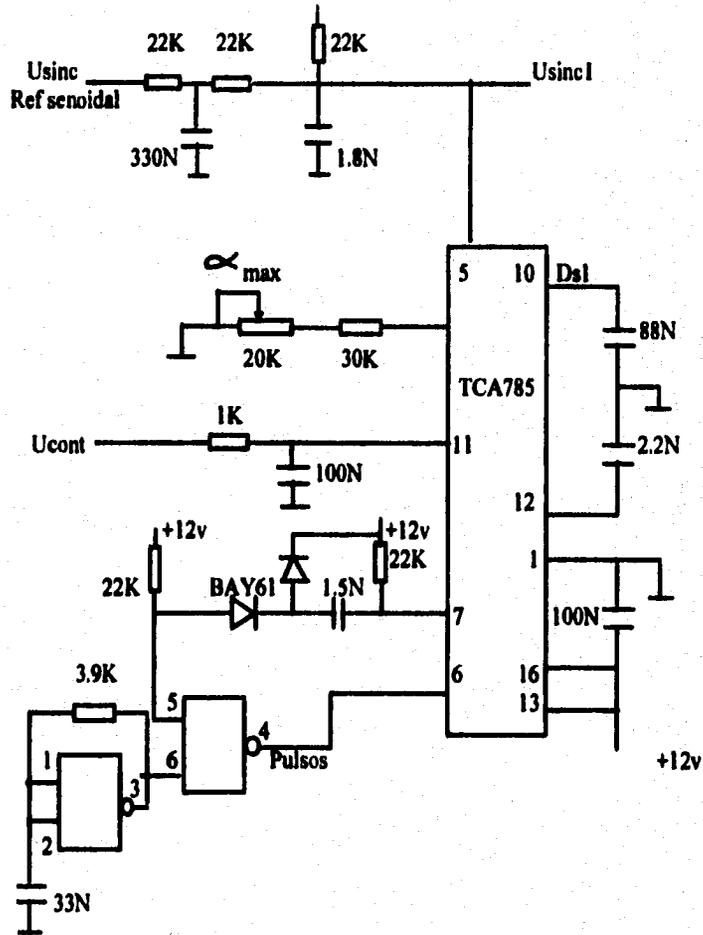
CH2 V82:D atenuado x 10
 UB = 49 Vdc

Tek Run: 10MS/s Sample



CH2 V49:A
 UB=49Vdc

EL RECTIFICADOR



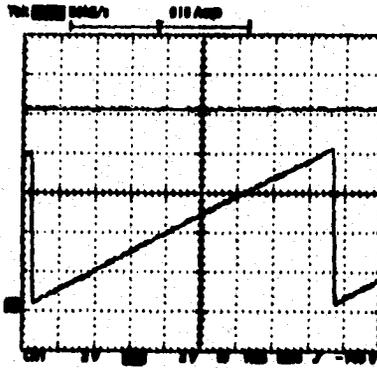
Ucont= voltaje de control, proporcional al ángulo de disparo de tiristores (α)

Ds1 = Voltaje diente de sierra con frecuencia = 2frecuencia de red

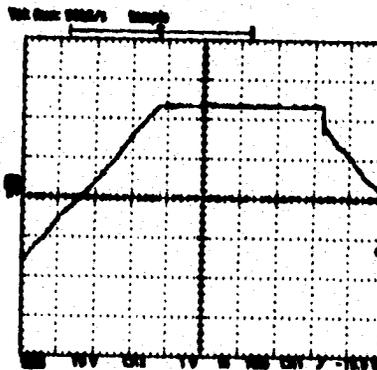
Usinc1 = Voltaje de sincronía. Voltaje senoidal de la red con un filtrado por el circuito RC

Pulsos = Pulsos 10 KHz para asegurar encendido de SCR's

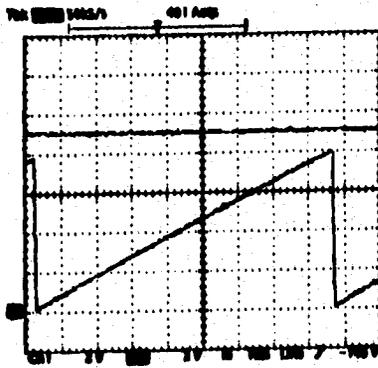
Circuito para generación de pulsos. Al variar Ucont los pulsos con referencia a la senoidal de entrada se desplazan de α Max a 0° , lo cual nos permitirá el control de DC. Como se verá a continuación.



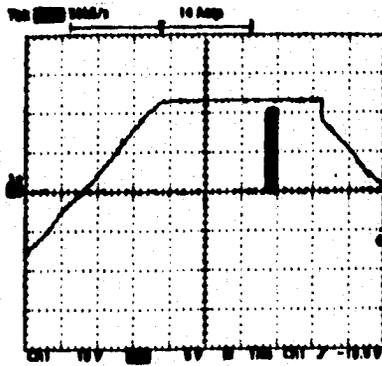
CH1 Señal Ucont = 10v
 CH2 Señal diente de sierra generada por el TCA785 con la frecuencia de 2 veces la de la senoidal



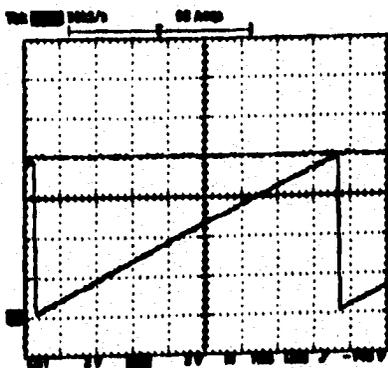
CH1 Señal senoidal de referencia
 CH2 Pulsos obtenidos con un ángulo de defasamiento respecto a la senoidal y proporcionales al voltaje de control



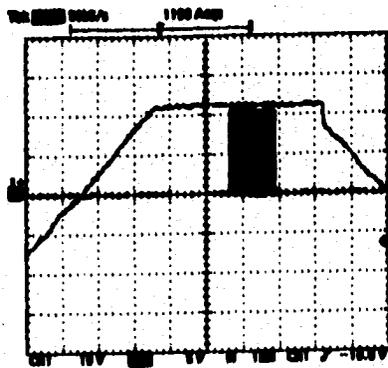
CH1 $U_{cont} = 9v$
 CH2 Diente de sierra



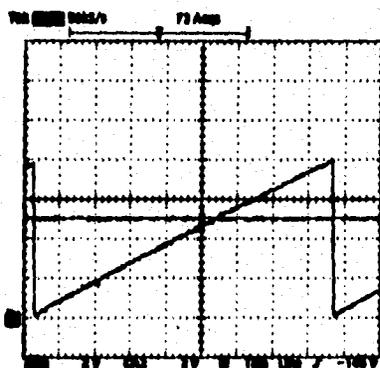
CH1 Senoidal de referencia
 CH2 Pulsos de disparo para SCR's



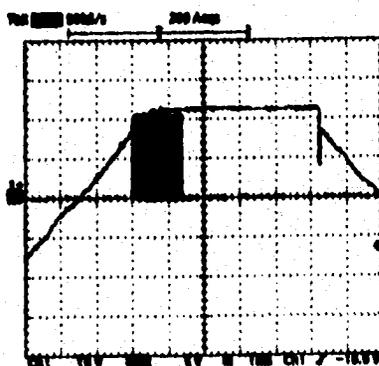
CH1 Ucont = 8v
CH2 Diente de sierra



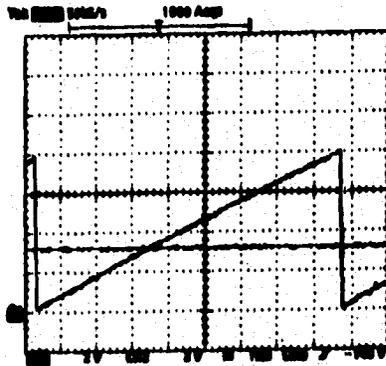
CH1 Senoidal de referencia
CH2 pulsos para Ucont= 8v



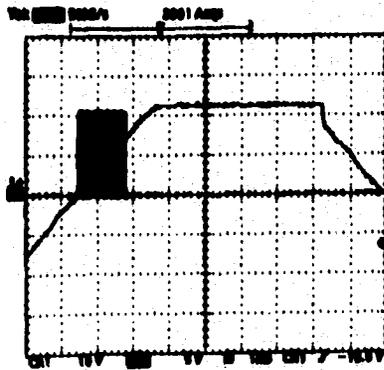
CH1 $U_{cont} = 5v$
 CH2 Diente de sierra



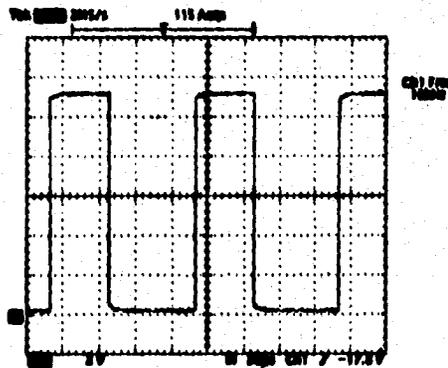
CH1 Senoidal de control
 CH2 Pulsos para $U_{cont} = 5v$



CH1 Ucont = 3.2v
CH2 Diente de sierra

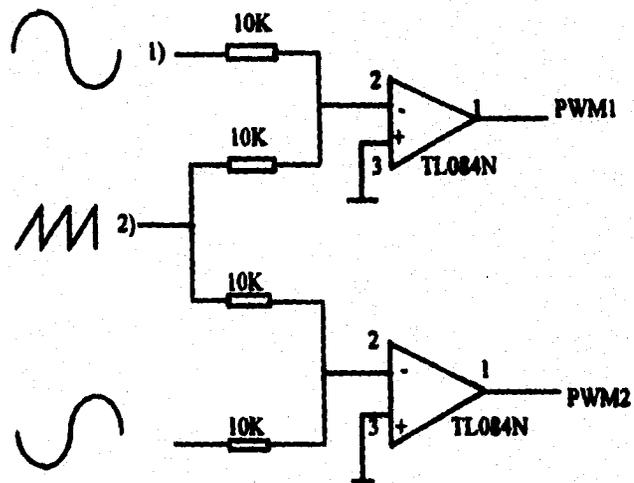


CH1 Senoidal de sincronía
CH2 Pulsos en 180°



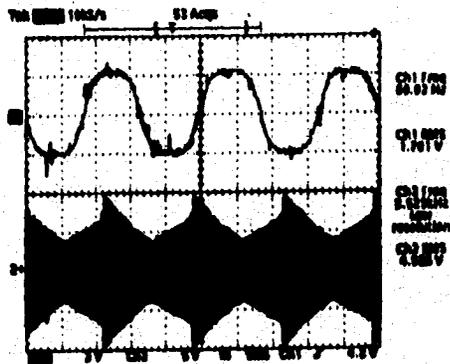
Para la generación de pulsos se parte de un pulso principal, el cual en la transición de bajo a alto nos provocará el disparo (encendido) del tiristor. Esta transición, pudiera no detectarse y provocar un error en nuestro rectificador; es por ello que normalmente se multiplica por un pulso de alta frecuencia y de esta manera asegurar el encendido del elemento. En la medición de la parte superior de la presente se muestra la señal Pulsos marcada en nuestro circuito los cuales como se observa tienen una frecuencia de 10 KHz que serán los pulsos por los que multiplicamos al principal.

EL INVERSOR

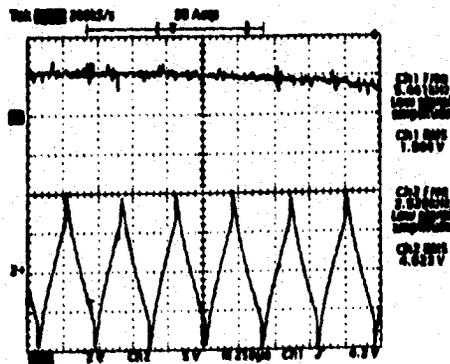


Circuito de pruebas para generación de pulsos PWM para el convertidor de DC-AC para operación de los transistores.

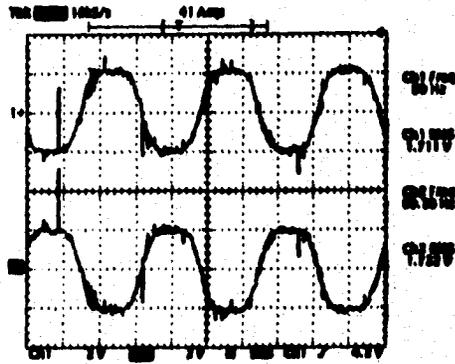
- 1) Señal senoidal con la frecuencia de salida deseada y con un voltaje proporcional al de la salida. esta señal es obtenida en el regulador para control de voltaje del inversor, después de haber realizado las correcciones pertinentes.
- 2) Señal triangular con la frecuencia de operación deseada para conmutación de los transistores.
- 3) Señal senoidal similar a 1). pero defasada 180°



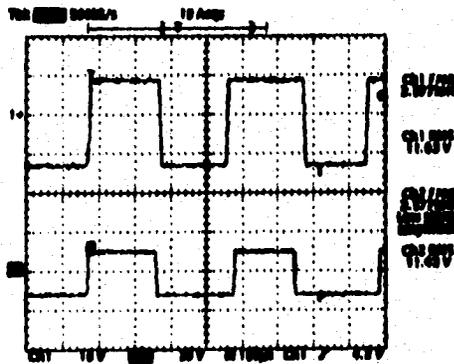
CH1 Señal senoidal 1) de 60 Hz
CH2 Señal triangular 2)
Escala de tiempo en osciloscopio 5ms



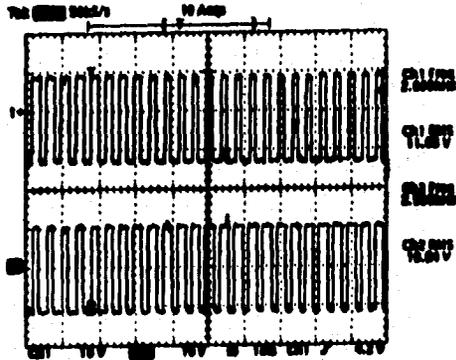
CH1 Señal senoidal 1)
CH2 Señal triangular 2)
Escala de tiempo en osciloscopio 250μs



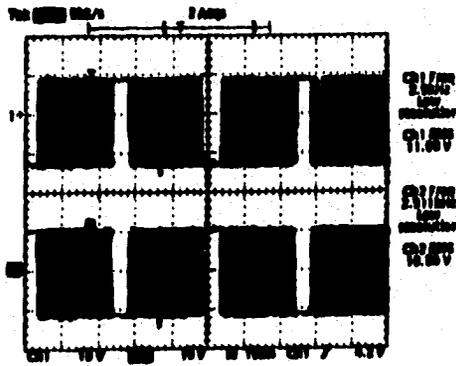
CH1 Señal senoidal 1)
 CH2 Señal senoidal 3)



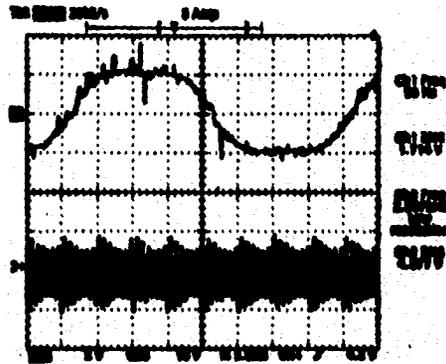
CH1 Pulsos de amplitud modulada
 medidos en PWM1
 CH2 PWM2
 Escala de tiempo 100µs



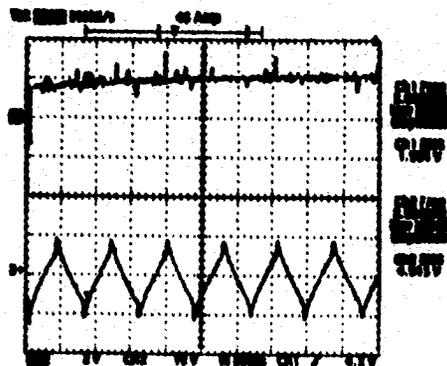
CH1 PWM1
 CH2 PWM2
 Escala de tiempo 1ms



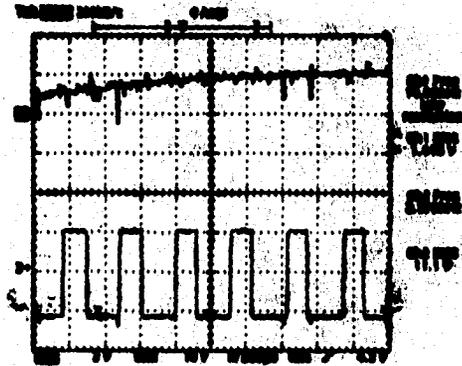
CH1 PWM1
 CH2 PWM2
 Escala de tiempo 10ms



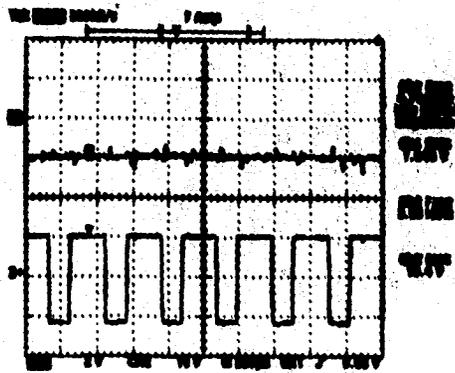
CH1 Señal senoidal de 50Hz 1)
CH2 Señal triangular 2)
Escala de tiempo 2.5ms



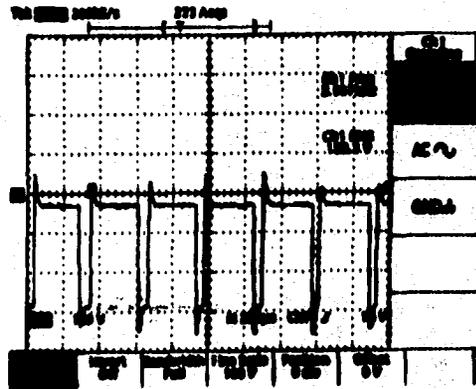
CH1 Señal senoidal 1)
CH2 Señal triangular 2)
Escala de tiempo 250 μs



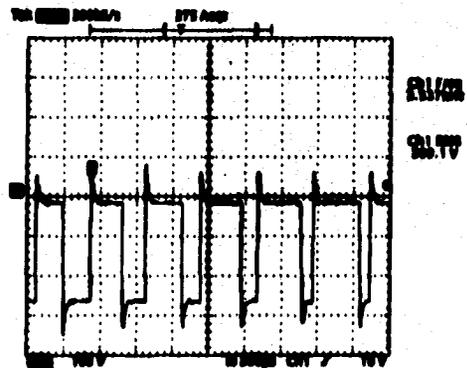
CH1 Señal senoidal 1)
CH2 Pulsos modulados PWM1



CH1 Señal senoidal 1)
CH2 Pulsos modulados PWM1



Pulsos aplicados a la base del transistor y previamente amplificados para cumplir los requerimientos para ponerlo en estado de conducción.



Pulsos obtenidos en el transistor de potencia entre colector y emisor.

RESULTADOS

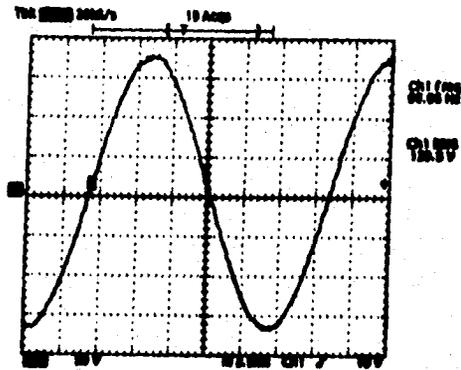
Como observamos en las pruebas, se tienen los siguientes resultados:

La fuente de alimentación trabaja con voltaje de DC, el cual nos permite un aprovechamiento de la energía almacenada en las baterías en caso de una falla de la red de suministro. Ello asegura un suministro confiable a nuestros circuitos de control para una operación adecuada en todo momento de nuestro equipo. Observamos que únicamente requiere tener un voltaje de directa en un rango de voltaje de 30 a 80 Vdc para mantener estable el voltaje de salida para la circuitería de control. Este rango de variación nos permitirá manejar las variaciones del voltaje de DC ocasionados cuando este nuestro sistema trabajando con baterías. Asimismo demostró la teoría que aplica a estas fuentes DC-DC en modo Flyback discontinuo.

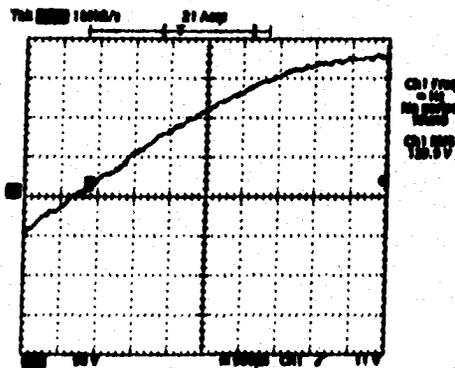
Para el rectificador se muestra el TCA785 y su forma de operación, ya que como se demuestra es la parte central de nuestro rectificador. En las pruebas se corrobora como únicamente se requiere el variar un voltaje de control (U_{cont}) en la terminal II de 0 a 10V, para que el circuito integrado nos proporcione unos pulsos con un valor angular proporcional a este voltaje de control, respecto a una señal senoidal y que para nuestro caso corresponde a la red de alimentación. De esta manera al variar el ángulo de disparo estamos obteniendo un valor de DC variable, el cual se requiere para controlar la carga de nuestras baterías. El voltaje U_{cont} se planteó como resultado de una etapa de regulación, la cual podemos hacer tan compleja o sencilla de acuerdo a la operación que se requiera por nuestro rectificador.

En el caso del inversor, se obtuvieron los pulsos modulados, los cuales se amplifican en los transistores y que al final de todo el proceso nos proporcionaran la salida de voltaje y frecuencia regulados. En la figura 50 mostramos la salida del UPS con la frecuencia de 60Hz. Esta salida se obtuvo al insertar los pulsos, resultado de la comparación de la señal triangular y senoidal de control, a los transistores. Posteriormente se insertó a la salida del inversor un transformador y un filtro, dando como resultado la señal senoidal de la figura. Se observa también que si se amplifica la señal esta presenta un rizo ligero que es menos o más notorio conforme incrementemos la frecuencia de la señal triangular y por tanto la frecuencia de pulsación. Las aristas observadas, son las transiciones de bajo a alto en los pulsos de los transistores.

Con una señal como la mostrada en la figura 50 se asegura que las cargas reciban una señal adecuada y además con la operación de normal de la UPS, asegurar todos sus requerimientos en cuanto a un suministro confiable.



Señal senoidal obtenida a la salida de un UPS



Distorsiones en la señal senoidal de salida del UPS

Fig 50

6 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Como observamos en los resultados, los planteamientos desarrollados durante todo el presente trabajo nos han llevado de manera secuencial a dar los lineamientos requeridos en la construcción de un convertidor estático UPS.

El desarrollo se planteo dividiéndolo por etapas ya que en estos equipos son perfectamente diferenciables (fuente, rectificador, baterías e inversor). En cada etapa se mostraron los requerimientos para una operación segura.

Se observa con la figura 50 una señal que cumple con las necesidades de la carga y no solamente se genera una señal cuasisenoidal. La señal obtenida con modulación SPWM permite una señal de salida con un bajo contenido armónico.

Si se observan los circuitos planteados, recomendamos que auxiliados por elementos como transformadores de voltaje, de corriente y optoacopladores, se realice un aislamiento ohmico entre los elementos de fuerza y los de control, ello con la finalidad de que una anomalía durante la transformación de la corriente en las diferentes etapas, no provoque un daño de consideración en la electrónica.

Por otra parte mientras utilicemos en el control de inversor la modulación SPWM aseguramos una buena señal de salida, y mientras mayor sea la frecuencia de pulsación, nos evitara costos excesivos en filtros de salida. En este proceso no se debe olvidar que al aumentar la frecuencia de la señal triangular debemos asegurar que un pulso sea ejecutado de manera correcta por los transistores, es por ello que se debe buscar un punto optimo de operación.

En cuanto a la transformación de la energía se debe plantear también un nivel optimo al manejar la potencia de salida de los equipos, ya que para bajas potencias, podemos trabajar valores bajos de voltaje, pero si estos mismos valores de voltaje se contemplaran en equipos mayores, aumentara en esa proporción la salida de corriente. Esto lleva a utilizar elementos (transistores) de un mayor tamaño con el consecuente costo. Si por otra parte incrementamos el voltaje y no la corriente el costo y volumen de los elementos disminuye.

7 ANEXOS

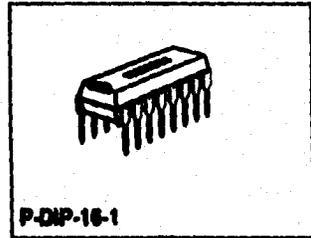
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSI compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range



Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q87000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0° and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.



Pin Configuration
(top view)

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	Q2	Output 2 inverted
3	QU	Output U
4	Q1	Output 1 inverted
5	V _{sync}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	QZ	Output Z
8	V _{REF}	Stabilized voltage
9	R ₁	Ramp resistance
10	C ₁₀	Ramp capacitance
11	V ₁₁	Control voltage
12	C ₁₂	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q1	Output 1
15	Q2	Output 2
16	V _s	Supply voltage

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_s). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0° to 180° .

For every half wave, a positive pulse of approx. $30 \mu s$ duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180° will result.

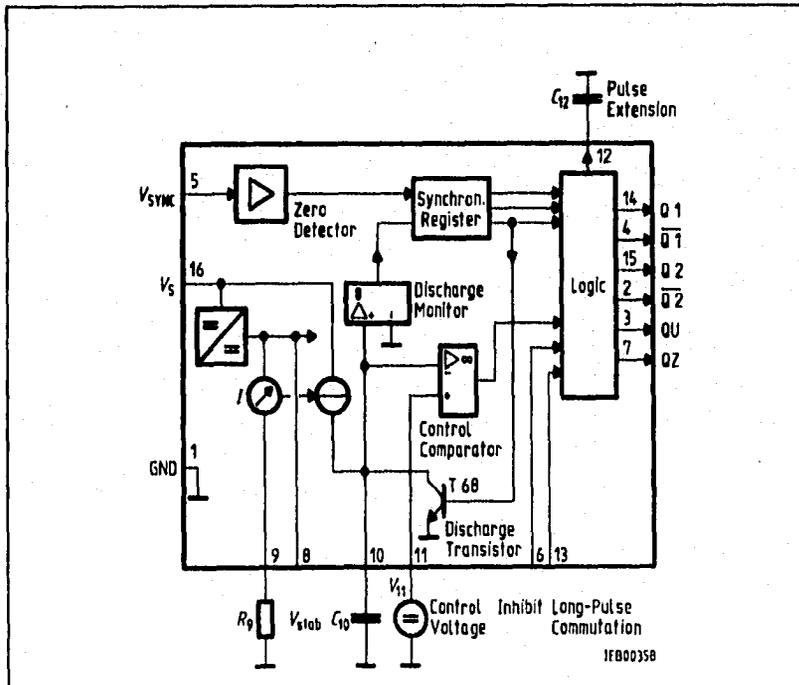
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of $\varphi + 180^\circ$ which can be used for controlling an external logic is available at pin 3.

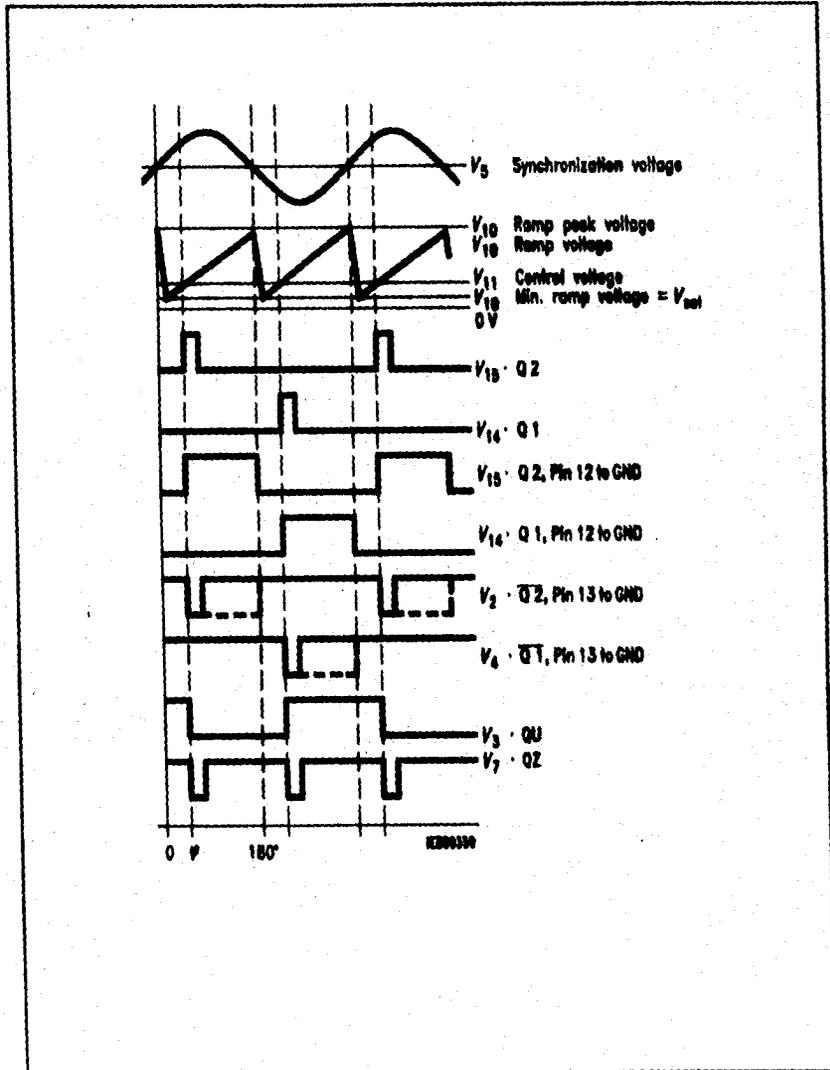
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

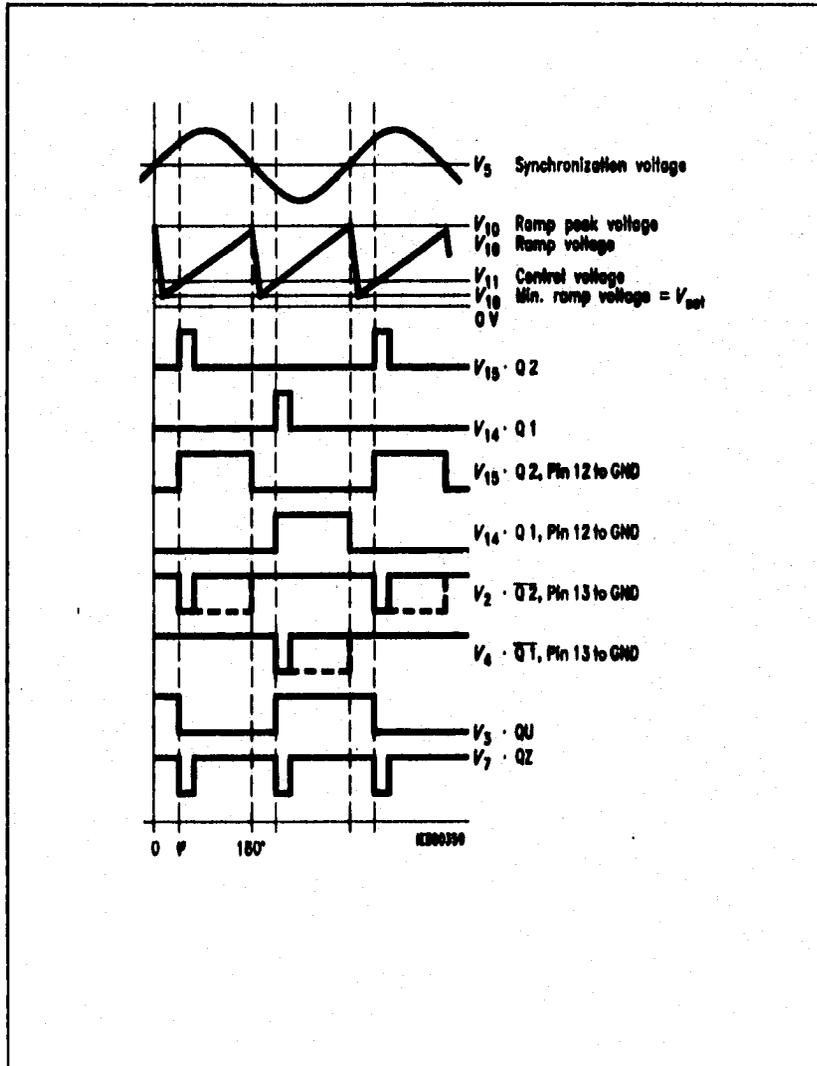
Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length ($180^\circ - \varphi$).



Block Diagram



Pulse Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_s	-0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_o	-10	400	mA
Inhibit voltage	V_i	-0.5	V_s	V
Control voltage	V_{11}	-0.5	V_s	V
Voltage short-pulse circuit	V_{1s}	-0.5	V_s	V
Synchronization input current	I_s	-200	± 200	μA
Output voltage at pin 14, 15	V_o		V_s	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_o		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_o		V_s	V
Junction temperature	T_j		150	$^{\circ}C$
Storage temperature	T_{stg}	-55	125	$^{\circ}C$
Thermal resistance system - air	$R_{th, GA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_s	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	-25	85	$^{\circ}C$

Characteristics

$8 \leq V_s \leq 18 V$; $-25^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$; $f = 50 Hz$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 ... S8 open $V_{11} = 0 V$ $C_{10} = 47 nF$; $R_s = 100 k\Omega$	I_s	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current R_2 varied	$I_{s rms}$	30		200	μA	1
Offset voltage	ΔV_s		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 peak}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		k Ω	5

Characteristics (cont'd)
 $8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}$; $-25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}$; $f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_s - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.8
Ramp resistance	R_b	3		300	k Ω	1
Sawtooth return time	t_r		80		μs	1
Inhibit pin 8 switch-over of pin 7 Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current $V_s = 8 \text{ V}$	I_{6H}		500	600	μA	1
Input current $V_s = 1.7 \text{ V}$	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
Deviation of I_{10} $R_b = \text{const.}$ $V_s = 12 \text{ V}$; $C_{10} = 47 \text{ nF}$	I_{10}	-5		5	%	1
Deviation of I_{10} $R_b = \text{const.}$ $V_s = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$	I_{10}	-20		20	%	1
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, $V_s = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over pin 13 switch-over of S8 Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current $V_{13} = 8 \text{ V}$	I_{13H}			10	μA	1
Input current $V_{13} = 1.7 \text{ V}$	$-I_{13L}$	45	85	100	μA	1
Outputs pin 2, 3, 4, 7 Reverse current $V_O = V_s$	I_{CEO}			10	μA	2.6
Saturation voltage $I_O = 2 \text{ mA}$	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6

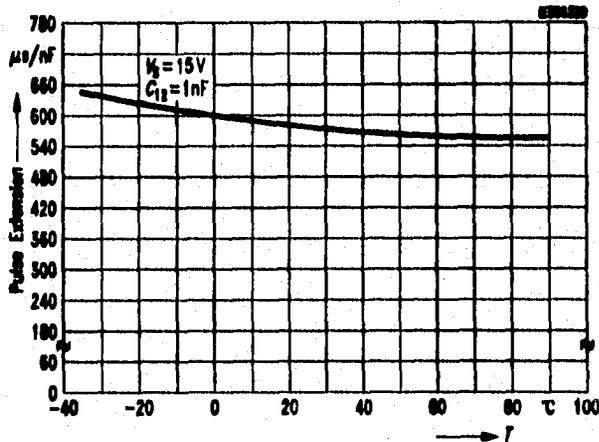
Characteristics (cont'd)
 $8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15 H-output voltage - $I_O = 250 \text{ mA}$	$V_{14/15H}$	$V_S - 3$	$V_S - 2.5$	$V_S - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_O = 2 \text{ mA}$	$V_{14/15L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	μs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	$\mu\text{s}/\text{nF}$	1
Internal voltage control Reference voltage	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
Parallel connection of 10 ICs possible TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

Application Hints for External Components

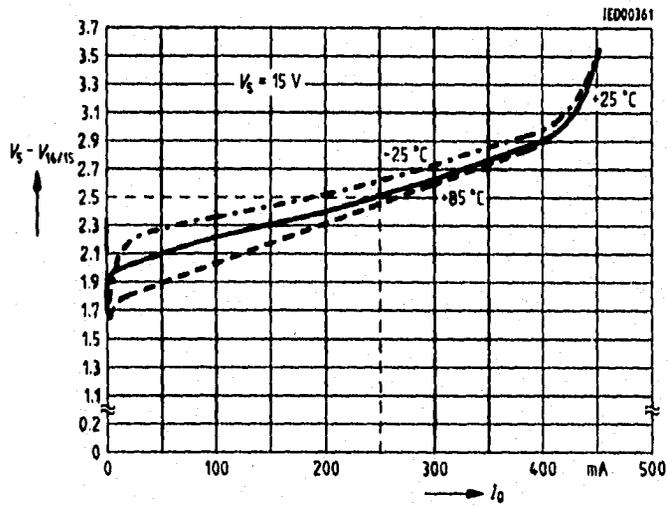
	min	max	
Ramp capacitance C_{10}	500 pF	1 μ F ¹⁾	The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed
Triggering point	$t_{tr} = \frac{V_{11} \times R_3 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ 2)		
Charge current I_{10}	$I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_3}$ 2)		Ramp voltage $V_{10 \text{ max}} = V_0 - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_3 \times C_{10}}$ 2)

Pulse Extension versus Temperature

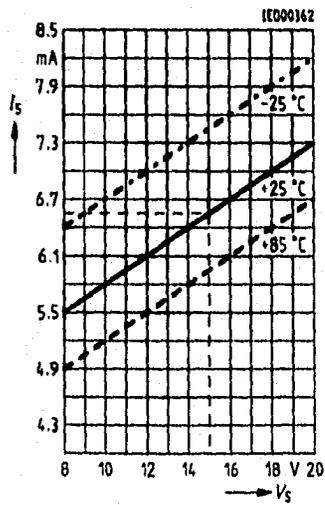


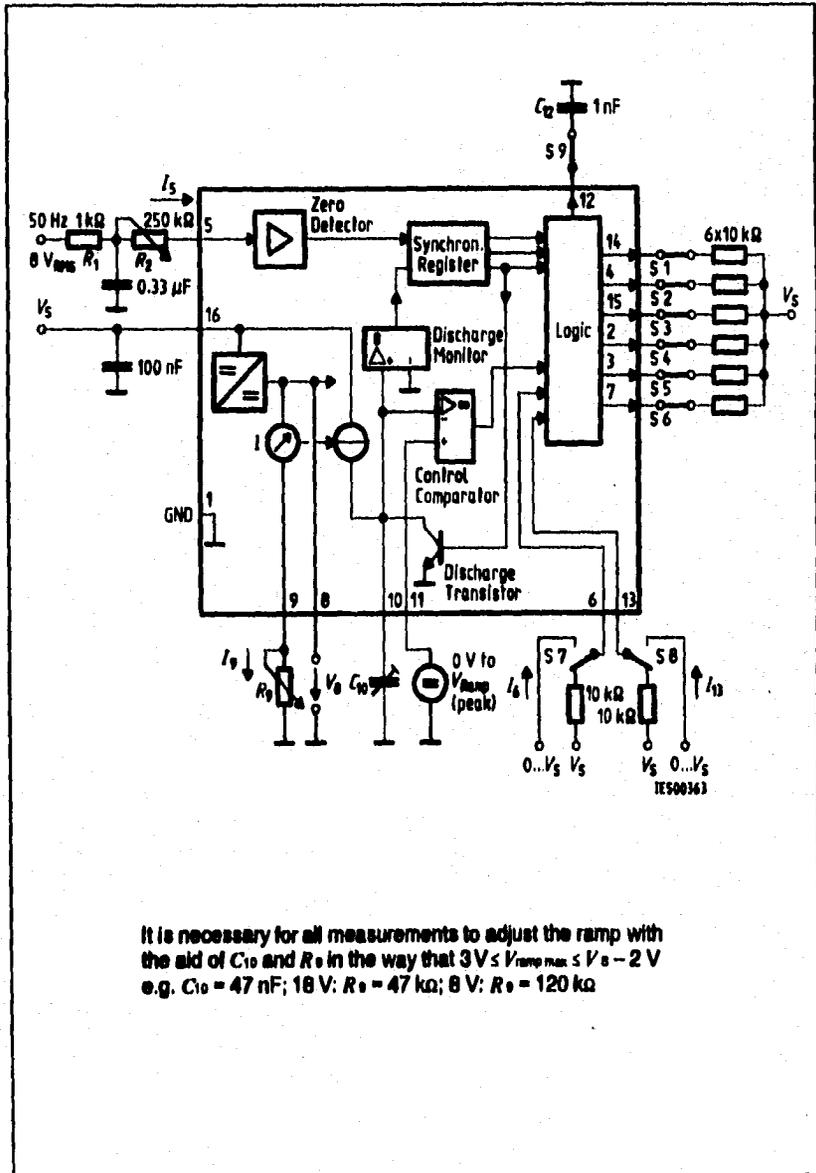
1) Attention to flyback times
 2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

Output Voltage measured to + V_S

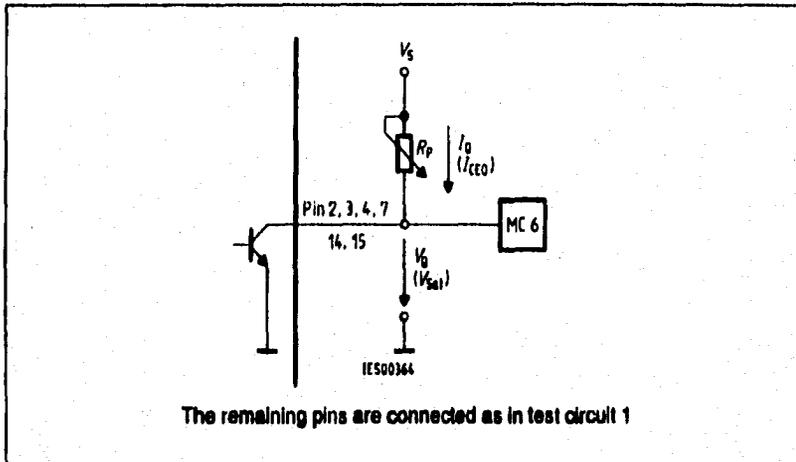


Supply Current versus Supply Voltage



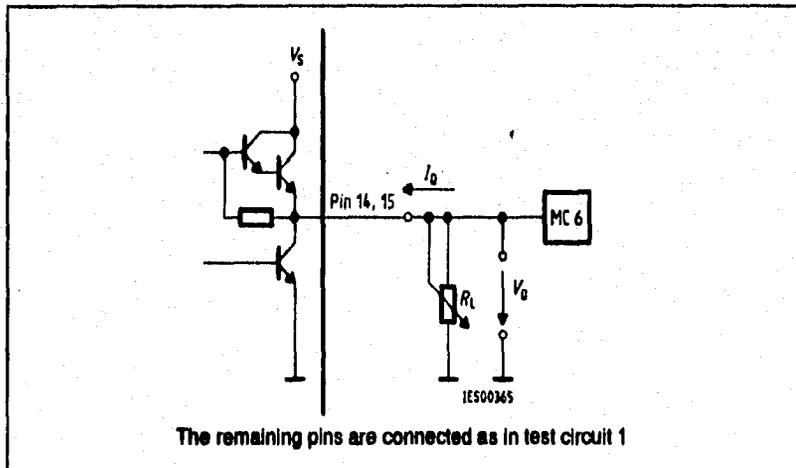


Test Circuit 1



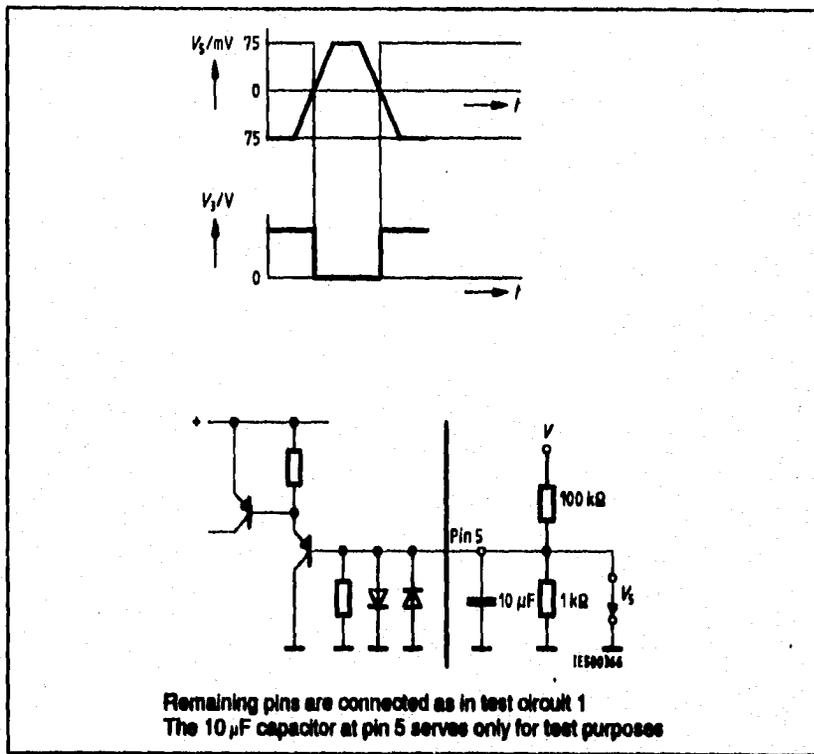
The remaining pins are connected as in test circuit 1

Test Circuit 2

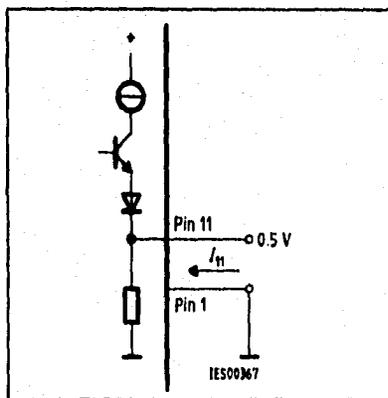


The remaining pins are connected as in test circuit 1

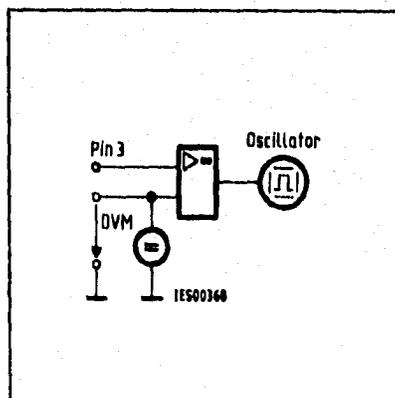
Test Circuit 3



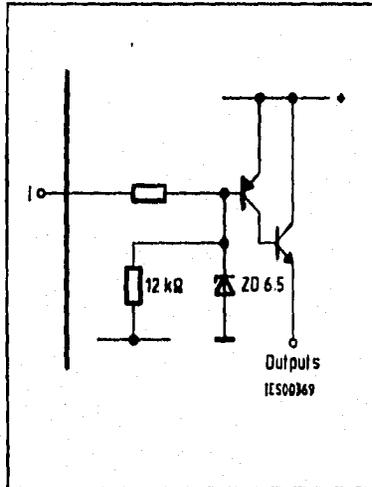
Test Circuit 4



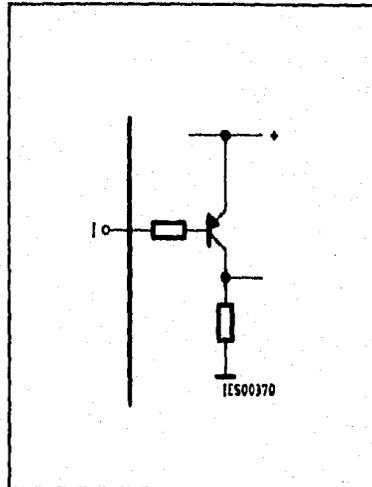
Test Circuit 5



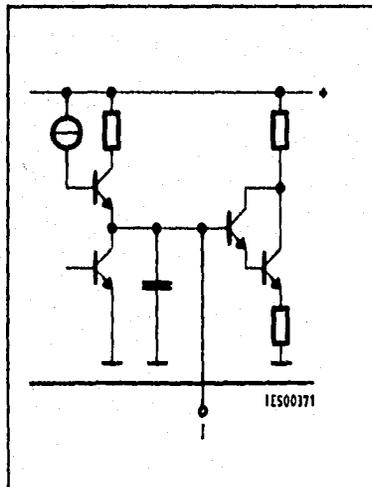
Test Circuit 6



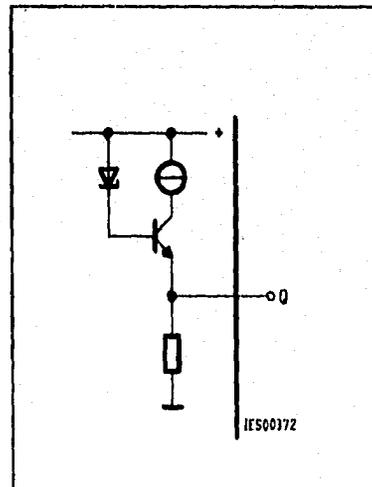
Inhibit 6



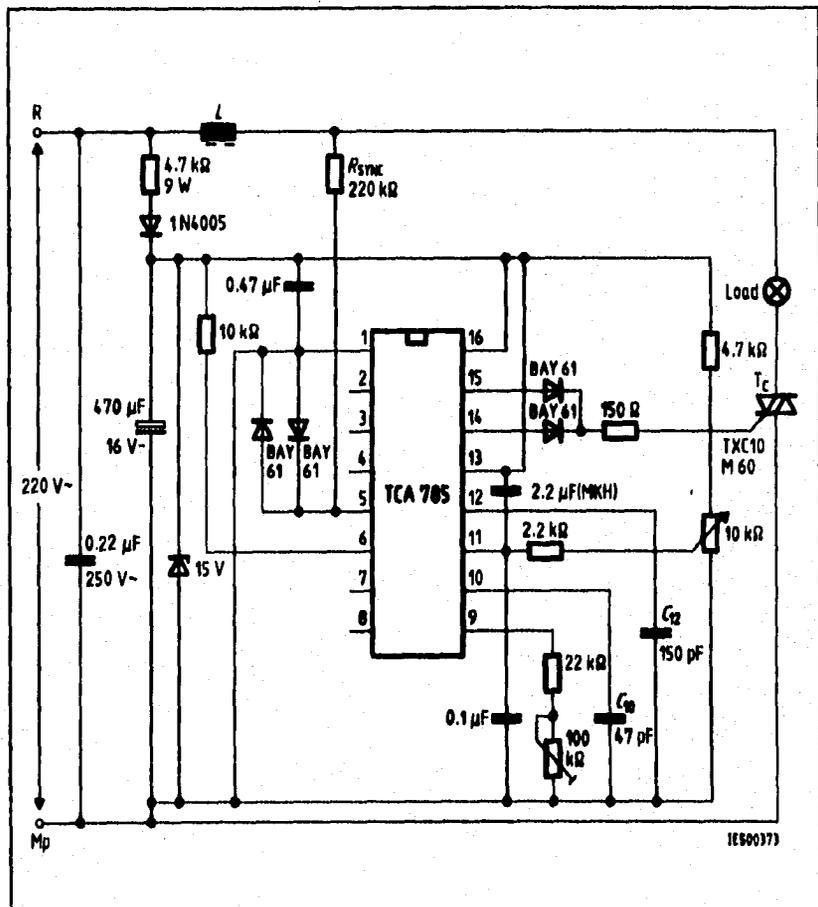
Long Pulse 13



Pulse Extension 12

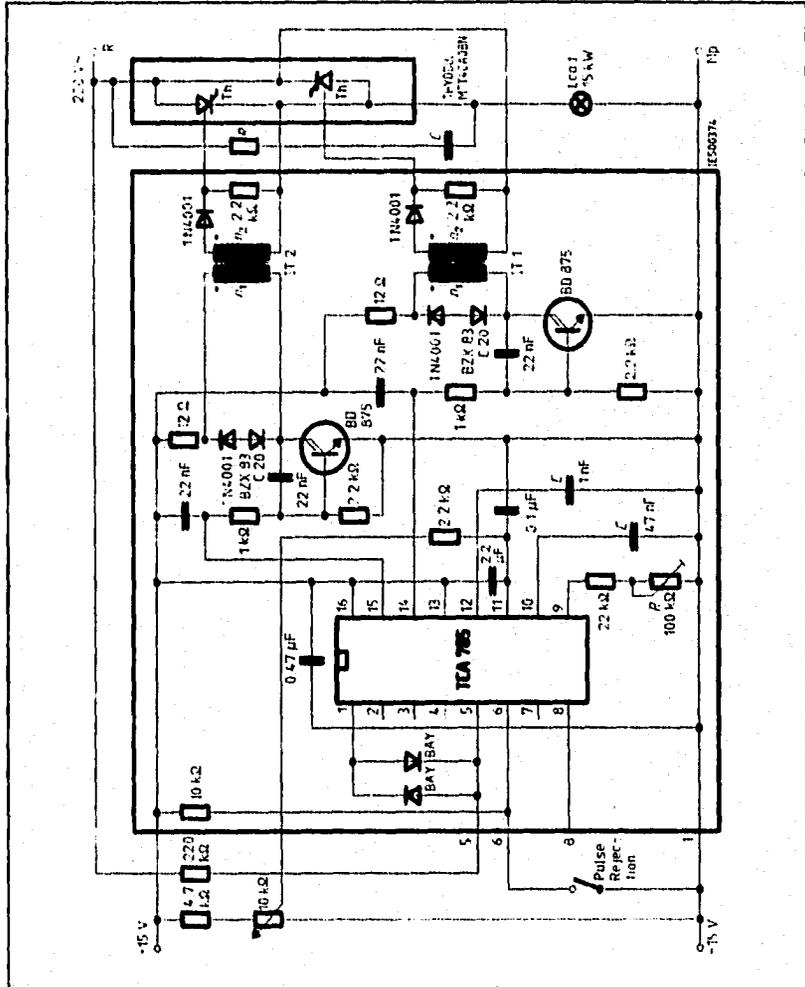


Reference Voltage 8



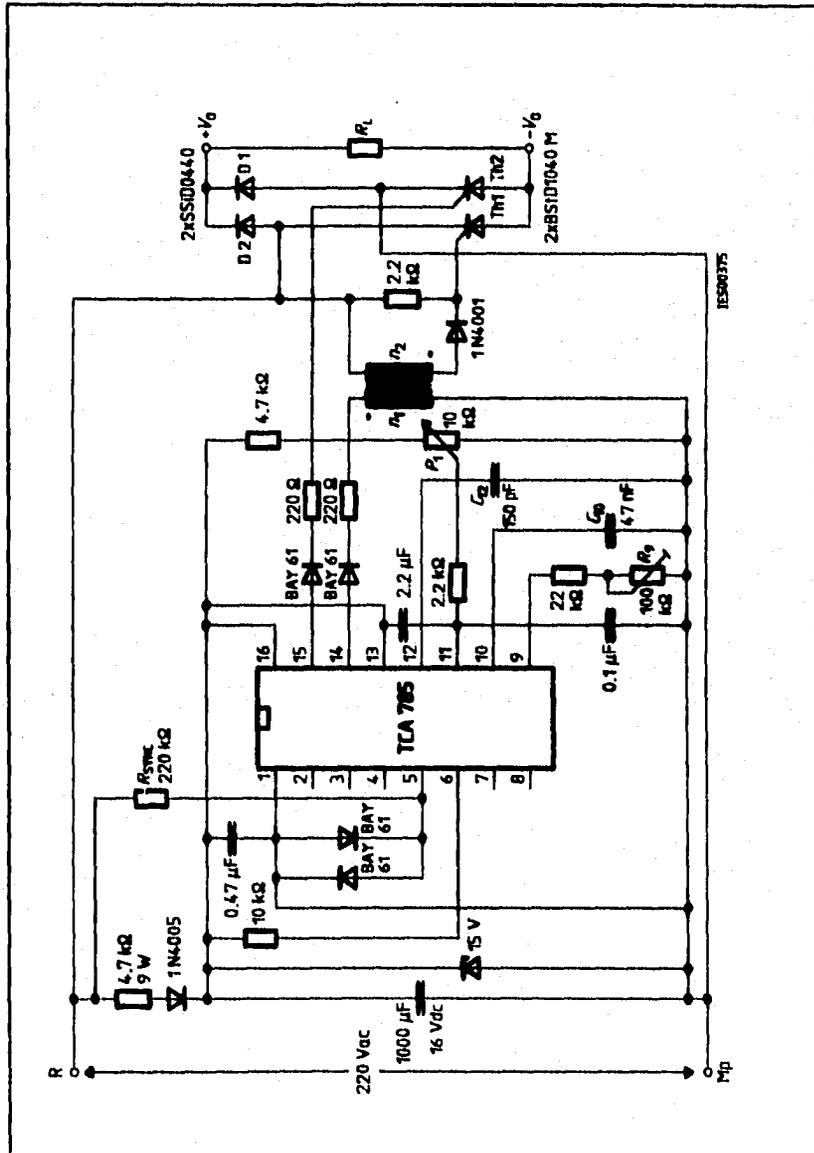
Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0° and 180° with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 µs.

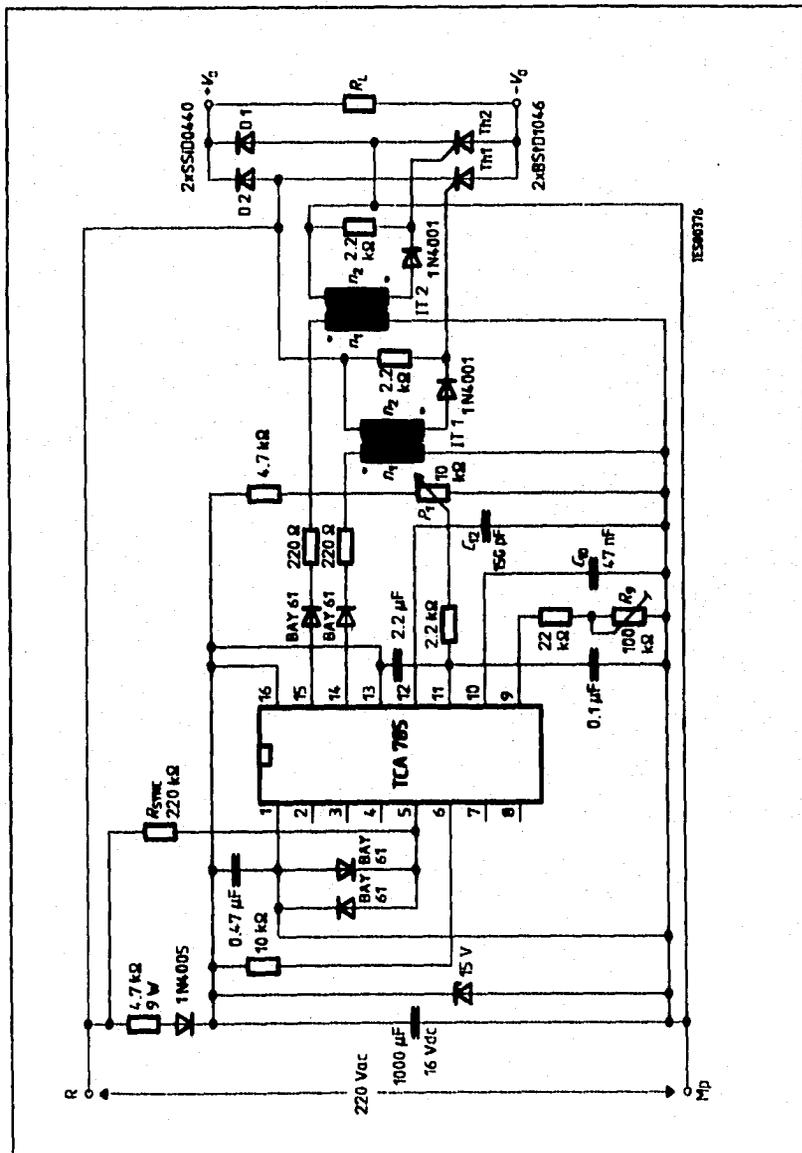


**Fully Controlled AC Power Controller
Circuit for Two High-Power Thyristors**

Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0° and 180° by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Trigger Pulse Transformer and Direct Control for Low-Power Thyristors



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

SIEMENS

128

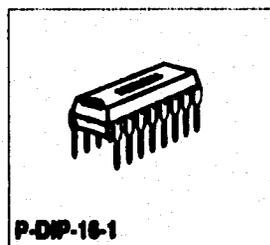
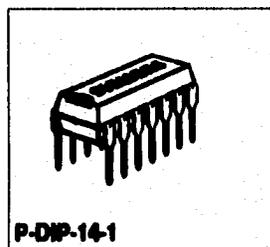
IC for Switched-Mode Power Supplies (SMPS)

TDA 4714 C
TDA 4716 C

Bipolar IC

Features

- Push-pull outputs (open collector)
- Double pulse suppression
- Dynamic current limitation
- Overvoltage protection
- IC undervoltage protection
- Reference voltage source
- Reference overload protection
- Soft start
- Feed-forward control
- Operational amplifier (TDA 4716 C)

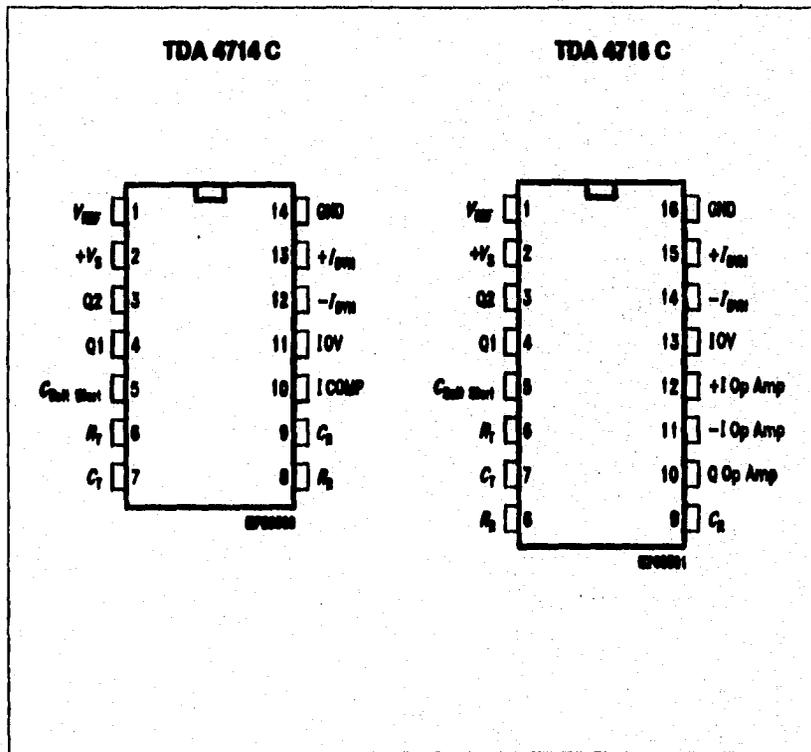


Type	Ordering Code	Package
■ TDA 4714 C	Q67000-A8312	P-DIP-14-1
■ TDA 4716 C	Q67000-A8313	P-DIP-16-1

- Not for new design

These versatile SMPS ICs comprise digital and analog functions which are required to design high-quality flyback, single-ended, and push-pull converters in normal, half-bridge and full-bridge configurations. The components can also be used in single-ended voltage multipliers and speed-controlled motors. Malfunctions in electrical operation are recognized by the integrated op amps which activate protective functions.

Pin Configurations
(top view)



**Pin Definitions and Functions
(TDA 4714 C)**

**Pin Definitions and Functions
(TDA 4716 C)**

Pin	Symbol	Function	Pin	Symbol	Function
1	V_{REF}	Reference voltage	1	V_{REF}	Reference voltage V_{REF}
2	$+V_S$	Supply voltage	2	V_S	Supply voltage V_S
3	Q2	Output Q2	3	Q2	Output Q2
4	Q1	Output Q1	4	Q1	Output Q1
5	$C_{soft\ start}$	Soft start	5	$C_{soft\ start}$	Soft start
6	R_T	VCO R_T	6	R_T	VCO R_T
7	C_T	VCO C_T	7	C_T	VCO C_T
8	R_R	Ramp generator R_R	8	R_R	Ramp generator R_R
9	C_R	Ramp generator C_R	9	C_R	Ramp generator C_R
10	I COMP	Input comparator	10	Q op amp	Operational amplifier output
11	I OV	Input overvoltage	11	- I op amp	Operational amplifier input (-)
12	$-I_{DYN}$	Dynamic current limitation (-)	12	+ I op amp	Operational amplifier input (+)
13	$+I_{DYN}$	Dynamic current limitation (+)	13	I OV	Input overvoltage
14	GND	Ground	14	$-I_{DYN}$	Dynamic current limitation (-)
			15	$+I_{DYN}$	Dynamic current limitation (+)
			18	GND	Ground

Circuit Description

The following is a description of the individual functional units and their interaction.

Voltage Controlled Oscillator (VCO)

The VCO generates a sawtooth voltage. The duration of the falling edge is determined by the value of C_7 . The duration of the rising edge of the waveform and, therefore, approximately the frequency, is determined by the value of R_7 . During the fall time, the VCO provides a trigger signal for the ramp generator, as well as an L signal for a number of IC parts to be controlled.

Ramp Generator

The ramp generator is triggered by the VCO and oscillates at the same frequency. The duration of the falling edge of the ramp generator waveform is to be shorter than the fall time of the VCO. To control the pulse width at the output, the voltage of the rising edge of the ramp generator signal is compared with a DC voltage at comparator K2. The slope of the rising edge of the ramp generator signal is controlled by the current through R_9 . This offers the possibility of an additional, superimposed control of the output duty cycle. This additional control capability, called "feed-forward control", is utilized to compensate for known interference such as ripple on the input voltage.

Push-Pull Flipflop

The push-pull flipflop is switched by the falling edge of the VCO. This ensures that only one output of the two push-pull outputs is enabled at a time.

Comparator K2

The two plus inputs of the comparator are switched such that the lower plus level is always compared with the level of the minus input. As soon as the voltage of the rising sawtooth edge exceeds the lower of the two plus levels, both outputs are disabled via the pulse turn-OFF flipflop. The period during which the respective, active output is low can be infinitely varied. As the frequency remains constant, this process corresponds to a change in duty cycle.

Operational Amplifier K1 (TDA 4716 C)

The op amp K1 is a high-quality amplifier. Fluctuations in the output voltage of the power supply are amplified by K1 and applied to the free positive input of comparator K2. Variations in output voltage are, in this way, converted to a corresponding change in output duty cycle. K1 has a common-mode input voltage range between 0 V and +5 V.

Pulse Turn-OFF Flipflop

The pulse turn-OFF flipflop enables the outputs at the start of each half cycle. If an error signal from comparator K7 or a turn-off signal from K2 is present, the outputs will immediately be switched off.

Comparator K3

Comparator K3 limits the voltage of capacitance $C_{\text{soft start}}$ (and also at K2!) to a maximum of + 5 V. The voltage at the ramp generator output may, however, rise to 5.5 V. With a corresponding slope of the rising ramp generator edge, the duty cycle can be limited to a desired maximum value.

Comparator K4

The comparator has its switching threshold at 1.5 V and sets the error flipflop with its output if the voltage at capacitance $C_{\text{soft start}}$ is below 1.5 V. However, the error flipflop accepts the set signal only if no reset pulse (error) is applied. In this way the outputs cannot be turned on again as long as an error signal is present.

Soft Start

The lower one of the two voltages at the plus inputs of K2 is a measure for the duty cycle at the output. At the instant of turning on the component, the voltage at capacitor $C_{\text{soft start}}$ equals 0 V. As long as no error is present, this capacitor is charged with a current of 6 μA at the maximum value of 5 V. In case of an error, $C_{\text{soft start}}$ is discharged with a current of 2 μA . A set signal is pending at the error flipflop below a charge of 1.5 V and the outputs are enabled if no reset signal is pending simultaneously. As the minimum ramp generator voltage, however, is 1.8 V, the duty cycle at the outputs is actually increased slowly and continuously not before the voltage at $C_{\text{soft start}}$ exceeds 1.8 V.

Error Flipflop

Error signals, which are led to input \bar{R} of the error flipflop cause an immediate disabling of the outputs, and after the error has been eliminated, the component to switch on again by the soft start.

Comparator K5, K6, V_{ref} Overcurrent Load

These are error detectors which cause immediate disabling of the outputs via the error flipflop when an error occurs. After elimination of the error, the component switches on again by the soft start.

Comparator K7

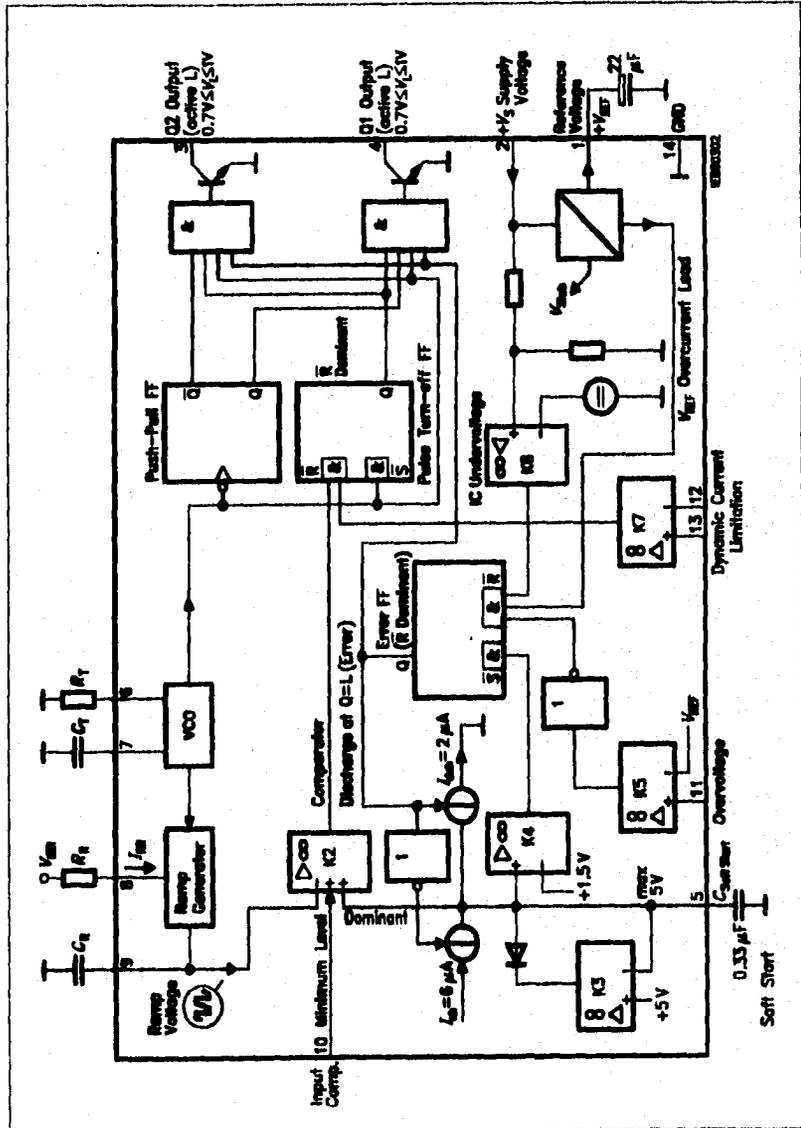
K7 serves to recognize overcurrents. This is the reason why both inputs of the operational amplifier have been brought out. Turning on is resumed after error recovery at the beginning of the next half period but without using the soft start. K7 has a common-mode input voltage range between 0 V and + 4 V. The delay time between occurrence of an error and disabling of the outputs is only 250 ns.

Outputs

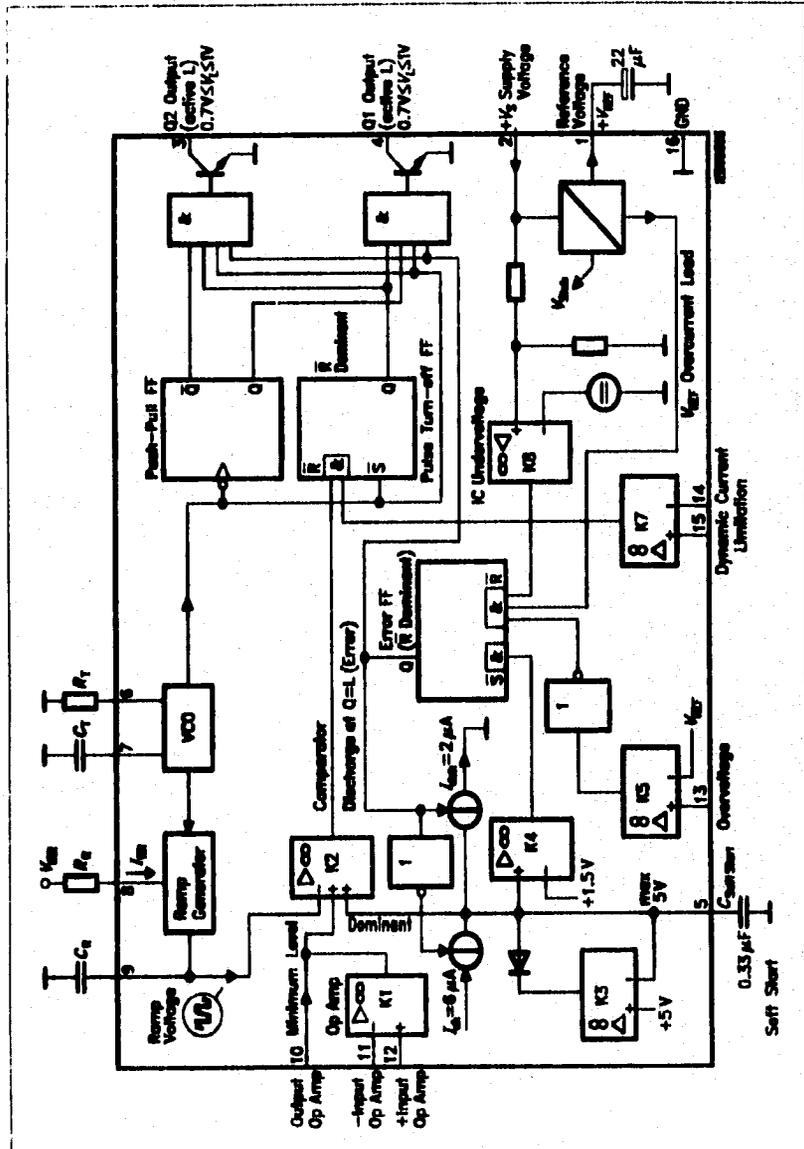
Both outputs are transistors with open collectors and operate in a push-pull arrangement. They are actively low. The time in which only one of the two outputs is conductive can be varied infinitely. The length of the falling edge at VCO is equal to the minimum time during which both outputs are disabled simultaneously. The minimum L voltage is 0.7 V.

Reference Voltage

The reference voltage source is a highly constant source with regard to its temperature behavior. It can be utilized in the external wiring of the op amp, the error comparators, the ramp generator, or other external components.



Block Diagram (TDA 4714 C)



Block Diagram (TDA 4716 C)

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit	Test Condition
		min.	max.		
Supply voltage	V_S	-0.3	33	V	
Voltage at Q1, Q2	V_Q	-0.3	33	V	Q1, Q2 high
Current at Q1, Q2	I_Q		70	mA	Q1, Q2 low
Input R_T	V_{IRT}	-0.3	7	V	
Input C_T	V_{ICT}	-0.3	7	V	
Input R_R	V_{IRR}	-0.3	7	V	
Input C_R	I_{ICR}	-10	10	mA	
Input comparator K2, K5, K7	$V_{IK2,5,7}$	-0.3	33	V	
Output K5	V_{QK5}	-0.3	33	V	
Input op amp TDA 4716 C	$V_{I\text{Op Amp}}$	-0.3	33	V	
Output op amp TDA 4716 C	$V_{Q\text{Op Amp}}$	-0.3	$V_S - 1$ max. 7	V V	
Reference voltage	V_{QREF}	-0.3	V_{REF}	V	
Input $C_{\text{soft start}}$	$V_{I\text{soft start}}$	-0.3	7	V	
Junction temperature	T_J		150	°C	
Storage temperature	T_{stg}	-55	125	°C	
Thermal resistance system - air	$R_{\theta SA}$		70	K/W	

Operating Range

Supply voltage	V_S	10.5	30	V	
Ambient temperature	T_A	-25	85	°C	
Frequency	f	40	100	kHz	
VCO frequency	f_{VCO}	40	250	kHz	
Ramp generator frequency	f_{RG}	40	250	kHz	

Characteristics

11 V < V_s < 30 V; -25 °C < T_A < 85 °C

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Supply current $C_T = 1 \text{ nF}$ $f_{VCO} = 100 \text{ kHz}$	I_s	8		20	mA

Reference

Reference voltage, $T_A = 25 \text{ °C}$ $I_{REF} = 1 \text{ mA}$, $V_s = 12 \text{ V}$	V_{REF}	2.475	2.500	2.525	V
Voltage change $V_s = 14 \text{ V} \pm 20 \%$	ΔV_{REF}		8		mV
Voltage change $V_s = 25 \text{ V} \pm 20 \%$	ΔV_{REF}		15		mV
Voltage change ¹⁾ $0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	ΔV_{REF}			15	mV
Temperature coefficient	TC		0.25	0.4	mV/K
Response threshold of I_{REF} overcurrent	I_{REF}		10		mA

Oscillator (VCO)

Frequency range	f	40		100	kHz
Frequency change $V_s = 14 \text{ V} \pm 20 \%$	Δf		0.5		%
Frequency change $V_s = 25 \text{ V} \pm 20 \%$	Δf	-1		1	%
Tolerance	Δf	-7		7	%
$\Delta R_T = 0$; $\Delta C_T = 0$					
Fall time sawtooth					
$C_T = 1 \text{ nF}$			1		μs
$C_T = 10 \text{ nF}$			10		μs
RC combination	C_T	0.82		47	nF
VCO	R_T	5		700	k Ω

¹⁾ Between 0 °C and 70 °C ambient temp. ΔV_{REF} is reduced to max. 5 mV.

Characteristics (cont'd)
11 V < V_E < 30 V; -25 °C < T_A < 85 °C

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Ramp Generator					
Frequency range	f_{R0}	40		100	kHz
Maximum voltage at C_R	V_H		5.5		V
Minimum voltage at C_R	V_L		1.8		V
Input current through R_R	I_{RR}	0		400	μ A
Current transformation ratio	I_{RR}/I_{CR}		1/4		
Comparator K2					
Input current	$-I_{K2}$			2	μ A
Turn-OFF delay time ¹⁾	$t_{D OFF}$			500	ns
Input voltage	V_{IK2}		1.8		V
Duty cycle $D = 0$			5		V
$D = \text{max}$					V
Common-mode input voltage range	V_{IC}	0		5.5	V
SoR Start K3, K4					
Charge current for $C_{soft start}$	I_{ch}		6		μ A
Discharge current for $C_{soft start}$	I_{sch}		2		μ A
Upper limiting voltage	V_{lim}		5		V
Switching voltage K4	V_{K4}		1.5		V
Operational Amplifier (TDA 4716 C)					
Open-loop voltage gain	G_{V0}	60	80		dB
Input offset voltage	V_{IO}	-10		10	mV
Temperature coefficient of V_{IO}	TC	-30		30	μ V/K
Input current	$-I_I$			2	μ A
Common-mode input voltage range	V_{IC}	0		5	V
Output current	I_O	-3		1.5	mA
Rise time of output voltage	$\Delta V/\Delta t$		1		V/ μ s
Transition frequency	f_T		3		MHz
Phase of f_T	φ_T		120		degr.
Output voltage -3 mA < I < 1.5 mA	V_{QHL}	1.5		5.5	V

¹⁾ At the input: step function $\Delta V = -100 \text{ mV} \rightarrow \Delta V = +100 \text{ mV}$

Characteristics (cont'd)

11 V < V_s < 30 V; -25 °C < T_A < 85 °C

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit
		min.	typ.	max.	

Output Stages Q1, Q2

Output voltage	V_{OH}			30	V
$I_O = 20$ mA	V_{OL}			1.1	V
Output leakage current	I_O			2	μ A
$V_{OH} = 30$ V					

Dynamic Current Limitation K7

Common-mode input voltage range	V_{IC}	0		4	V
Input offset voltage	V_{IO}	-10		10	mV
Input current	$-I_i$			2	μ A
Turn-OFF delay time ²⁾	$t_{D OFF}$		250		ns
Error detection time ²⁾	t		50		ns

Overvoltage K5

Switching voltage	V	$V_{REF} - 0.03$		$V_{REF} + 0.03$	V
Input current	$-I_i$			2	μ A
Turn-OFF delay time ¹⁾	$t_{D OFF}$		250		ns
Error detection time ¹⁾	t				ns

Supply Undervoltage

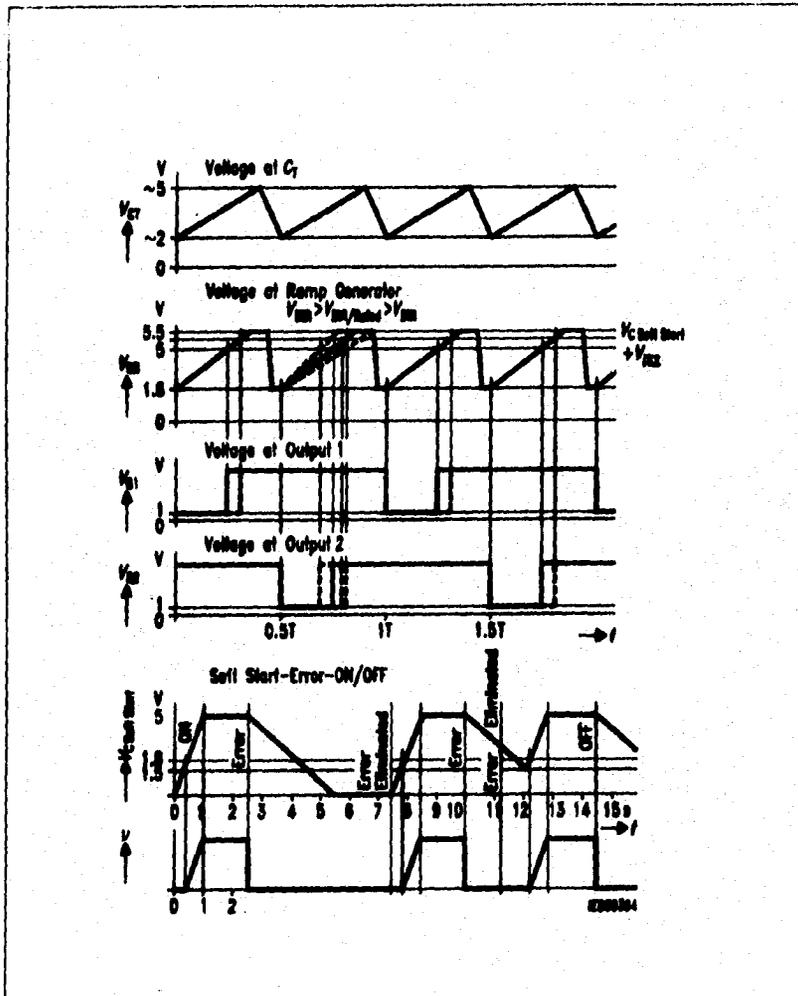
Turn-ON threshold for V_s , rising	V_s	8.8		11	V
Turn-ON threshold for V_s , rising (0 °C < T_A < 70 °C)	V_s			10.5	V
Turn-OFF threshold for V_s , falling	V_s	8.5		10.5	V
Turn-ON threshold for V_s , falling (0 °C < T_A < 70 °C)	V_s			10	V

¹⁾ At the input: step function $V_{REF} = -100$ mV \rightarrow $V_{REF} = +100$ mV

²⁾ At the input: step function $\Delta V = -100$ mV \rightarrow $\Delta V = +100$ mV

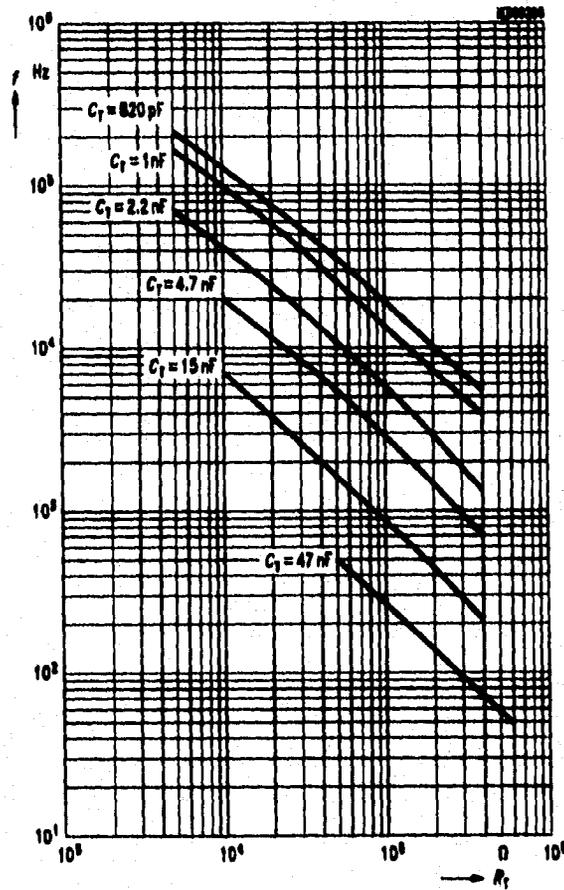
Dimensioning Notes for RC Network

1. Determination of the minimum time during which both outputs must be disabled
→ selection of C_T ; selection of $C_R \leq C_T$.
2. Determination of the VCO frequency = 2 x output frequency
→ selection of R_T .
3. Determination of the rated slope of the rising ramp generator voltage, which the maximum possible turn-on period per half wave depends on
→ selection of R_R .
4. Duration of the soft start process
→ selection of $C_{\text{soft start}}$.
5. Wiring of the operational amplifier according to the dynamic requirements (TDA 4716 C).



Pulse Diagram

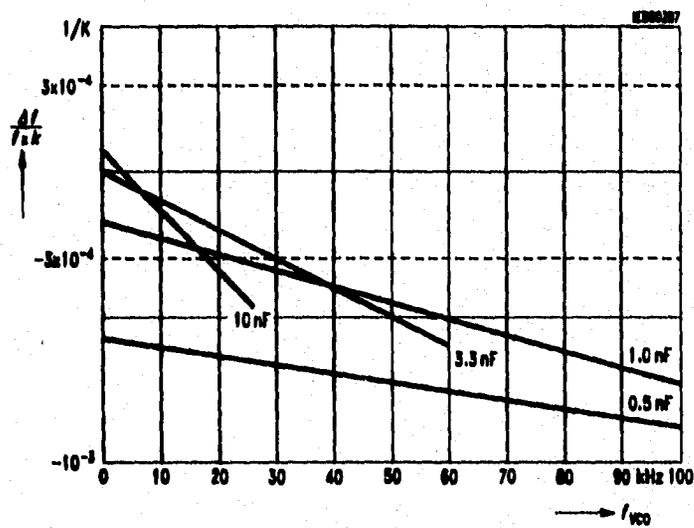
VCO Frequency versus R_T and C_T



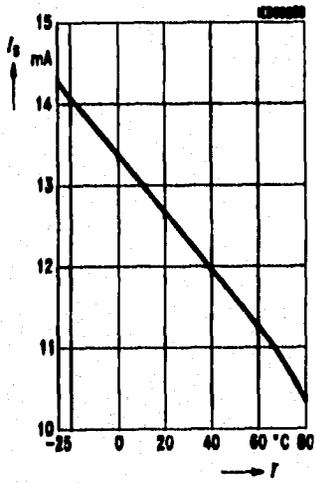
VCO Temperature Response

$V_s = 12\text{ V}; D = \text{max.}$

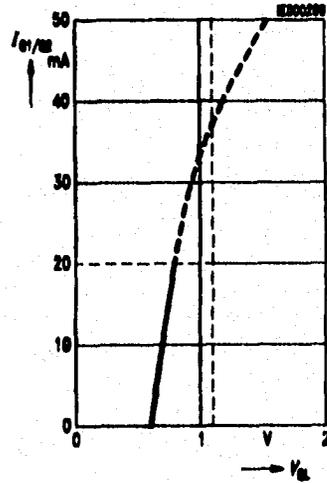
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_{VCO}} \cdot K [1/K]$ with C_T as parameter



Supply Current versus Temperature



Output Current versus L-Output Voltage



BIBLIOGRAFIA

Line Commutated Thyristor Converters
Gottfried Mølgen
Pitman Publishing, 1972

Switching Power Supply Design
Abraham Y. Pressman
Mc Graw-Hill, Inc. 1991

Ics für Industrielle Anwendungen
Siemens Datenbuch, 1989/90

Standsammlung USV B40
Siemens AG, 1990

Service Manual for UPS B42
Siemens Aktiengesellschaft, 1990

Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales
Robert F. Coughlin y Frederick F. Driscoll
Prentice Hall, 1993

Manual de Teoría de Accionamientos de Directa
Siemens AG