

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**ANALISIS DE UNA FUENTE CONMUTADA COMERCIAL USADA
EN PCs COMPATIBLES**

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TITULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR:

ALEJANDRO DUMAS PALMA REYES

PROMOCIÓN

1994-I

LIMA-PERÚ

2003

Dedico el presente trabajo a mis padres, a mi esposa e hijos, mis hermanos y hermanas, a los amigos incondicionales, a mis profesores y sobre todo a Dios por darme la oportunidad de vivir y culminar lo que empecé.

**ANALISIS DE UNA FUENTE CONMUTADA
COMERCIAL USADA EN PCs COMPATIBLES**

SUMARIO

El presente trabajo se orienta a mostrar un Panorama General de los convertidores DC-DC, su aplicación en fuentes conmutadas y resaltar la importancia de la Modulación por Ancho de Pulsos en lo que es el Control y Ahorro de Energía en las fuentes de alimentación usadas en las PCs.

Asimismo las grandes posibilidades de su uso en la activación remota mediante señales de control que pueden ser generadas mediante información transmitida Vía Módem o Red.

El material expuesto es consecuencia de una recopilación y de la experiencia técnica en relación con las PCs y las fuentes de alimentación en las unidades de sistema, monitores e impresoras, que variando en otros casos en forma más notoria, usan sin embargo la conmutación para lograr una mejor utilización de la energía.

INDICE

INTRODUCCION	1
CAPITULO I	2
BREVE ANALISIS DE CONVERTIDORES DC-DC	2
1.1. Convertidor Buck o Reductor	3
1.1.1. Operación continua versus operación discontinua	5
1.2. Convertidor Boost o Elevador	6
1.2.1. Corriente de salida y Potencia de la carga	7
1.3. Convertidor Buck –Boost (Inversor)	8
1.4. Convertidor Fly Back	9
1.4.1. Generación de Múltiples salidas	11
1.5. Convertidor Push Pull	12
1.6. Convertidor Half Bridge o de Medio Puente	16
1.7. Convertidor Full Bridge o de Puente Completo	21
1.8. Convertidor Forward	24
CAPITULO II	27
ANALISIS DE LA REGULACIÓN USANDO MODULACION POR ANCHO DE PULSOS	27
2.1. Modulación por ancho de Pulsos (PWM)	27
2.2. Ley de la Inductancia	28
2.3. Operación de un transformador	30

2.3.1.	Ejemplo de operación de un transformador	31
2.4.	Modulador por Ancho de Pulsos TL494	33
2.4.1.	Características	33
2.4.2.	Valores máximos absolutos	34
2.4.3.	Principio de operación del Modulador por ancho de pulsos	36
2.4.4.	Reguladora de referencia de +5V	39
2.4.5.	Oscilador	41
2.4.6.	Frecuencia de operación	42
2.4.7.	Comparadores Dead Time y PWM	45
2.4.8.	Comparador	45
2.4.9.	Control Dead Time	46
2.4.10.	Modulación por ancho de Pulsos	47
2.4.11.	Amplificadores de error	47
2.4.12.	Lógica de control de la Salida	50
2.4.13.	El Flip Flop de pulsos de control	52
2.4.14.	Transistores de salida	53
	CAPITULO III	55
	APLICACIÓN DEL CONVERTIDOR “HALF BRIDGE” EN UNA FUENTE	
	CONMUTADA COMERCIAL	55
3.1.	El Filtro de línea	57
3.2.	Rectificador y Filtro de Alto Voltaje	58
3.3.	Modulador por Ancho de Pulsos TL494	59
3.4.	Circuito Excitador y Transistores de conmutación	60
3.5.	Circuitos Rectificadores y Filtros de Salida	62

3.6.	Circuito Comparador	63
3.7.	Simulación del circuito excitador y transistores de Conmutación	65
3.8.	Por qué elegir el convertidor DC-DC Half bridge	70
3.9.	Comparación de la simulación y los resultados reales obtenidos	71
3.10.	Diagrama completo del circuito de la fuente conmutada	72
3.11.	Variantes aplicadas en fuentes ATX	72
CAPITULO IV		77
POSIBLES MEJORAS EN LAS APLICACIONES DE LA FUENTE		77
4.1.	El Regulador de referencia de + 5V del TL494	77
4.1.1.	Refuerzo de la corriente del regulador de +5V	77
4.2.	Aplicaciones del oscilador	78
4.2.1.	Sincronización	79
4.2.2.	Sincronización Maestro/ Esclavo	79
4.2.3.	Operación del reloj maestro	80
4.3.	Operación Libre de Fallas	82
4.4.	La Configuración de "Bias" del amplificador de Error	82
4.5.	Limitaciones de Corriente	83
4.5.1.	Limitaciones de Corriente "Fold Back"(Doblar Atrás)	84
4.5.2.	Limitaciones del Pulso de Corriente	85
4.6.	Aplicaciones del Control Dead Time	87
4.7.	Inicio Suave	89
4.8.	Protección Contra Sobrevoltaje	90
4.9.	Modulación de transición de apagado	91
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		93

ANEXOS	95
BIBLIOGRAFIA	107

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo tiene como objetivo describir en forma sencilla el funcionamiento de los convertidores DC-DC más usados y analizar la aplicación en una fuente conmutada Comercial, en cuyo caso se toma para el análisis un convertidor “Half Bridge” (Medio Puente) evaluando su funcionamiento y la regulación del voltaje de salida por medio de un modulador por ancho de pulsos.

Los primeros capítulos hacen referencia con un enfoque técnico de los circuitos convertidores DC-DC más difundidos y un breve análisis del sistema de regulación usando modulación por ancho de pulsos (PWM).

Pasamos luego a un diagrama de Fuente de Alimentación Conmutada basada en convertidor de medio puente (Half Bridge) profundizando en los detalles de funcionamiento del mismo. Luego se analizan los circuitos complementarios que permiten mejorar la calidad de la fuente. Finalmente se enfoca algunas de las innovaciones y mejoras que pueden lograrse a partir de esta estructura, adjuntando en los anexos gráficos e información complementaria. El texto sobre las posibles mejoras contempla las posibilidades de uso para activación remota o por software de la fuente así construida.

CAPITULO I

BREVE ANÁLISIS DE CONVERTIDORES DC-DC

La evolución tecnológica a llevado al aumento de las necesidades de dispositivos y equipos electrónicos, todos ellos dependiendo de una u otra forma de una fuente de alimentación que le proporcione la energía necesaria para su funcionamiento. Una fuente conmutada viene a ser sin duda alguna una evolución importante por el ahorro en peso, volumen y costo respecto a una fuente de alimentación lineal.

En el caso que nos ocupa, cuando las exigencias de corriente son elevadas para valores de voltaje como +5V, +12V, -5V, -12V y últimamente + 3.3V que son valores más usuales en las PCs, una fuente lineal tendría que usar transformadores reductores inmensos y pesados con el inconveniente adicional de corrientes parásitas, un costo de fabricación elevado y otros inconvenientes.

Las fuentes conmutadas permiten actualmente una mayor flexibilidad en la aplicación de voltaje en equipos como monitores de video, televisores y otros. También son fuentes conmutadas las usadas en las impresoras comerciales de estos últimos años. Pese a su enorme importancia para el mejor funcionamiento de un equipo de cómputo la fuente de alimentación no es tomada muy en cuenta al elegir las partes y características que deba tener el equipo, excepto cuando los problemas se manifiestan abiertamente evidenciando la deficiencia de la fuente.

A continuación se explica en forma breve los circuitos convertidores DC-DC más comúnmente usados y sus principios básicos de operación.

1.1. Convertidor Buck o Reductor

El convertidor conmutado más comúnmente usado es el "BUCK" y es usado por convertidores reductores a un valor DC más bajo con la misma polaridad. Esto es esencial en sistemas que usan energía distribuida (Como 24V a 48V) que deben ser convertidos a 15V, 12V o 5V con muy pequeñas pérdidas de energía.

El convertidor "BUCK" usa un transistor como un conmutador que alternadamente conecta y desconecta la entrada de voltaje a un inductor. (Ver figura 1.1)

Los diagramas inferiores en la Fig. 1.1 muestran las rutas de la corriente que fluye cuando el conmutador está cerrado y cuando está abierto.

Cuando el conmutador está cerrado el voltaje de entrada es conectado al inductor. La diferencia entre los voltajes de entrada y salida es entonces forzada a atravesar el inductor, causando incremento en la corriente a través del inductor. Además durante ese tiempo de conducción la corriente fluye sobre ambos, la carga y el capacitor de salida. (El condensador se carga durante ese tiempo).

Cuando el conmutador está en condición de abierto el voltaje de entrada aplicado al inductor es removido, sin embargo la corriente en el

inductor no puede cambiar instantáneamente y el voltaje en el inductor se ajustará para mantener la corriente constante.

El terminal de entrada del inductor es forzado a ser negativo para el decremento de la corriente, eventualmente alcanza el punto donde el diodo entra en conducción. La corriente en el inductor fluye a través de la carga y retorna a través del diodo.

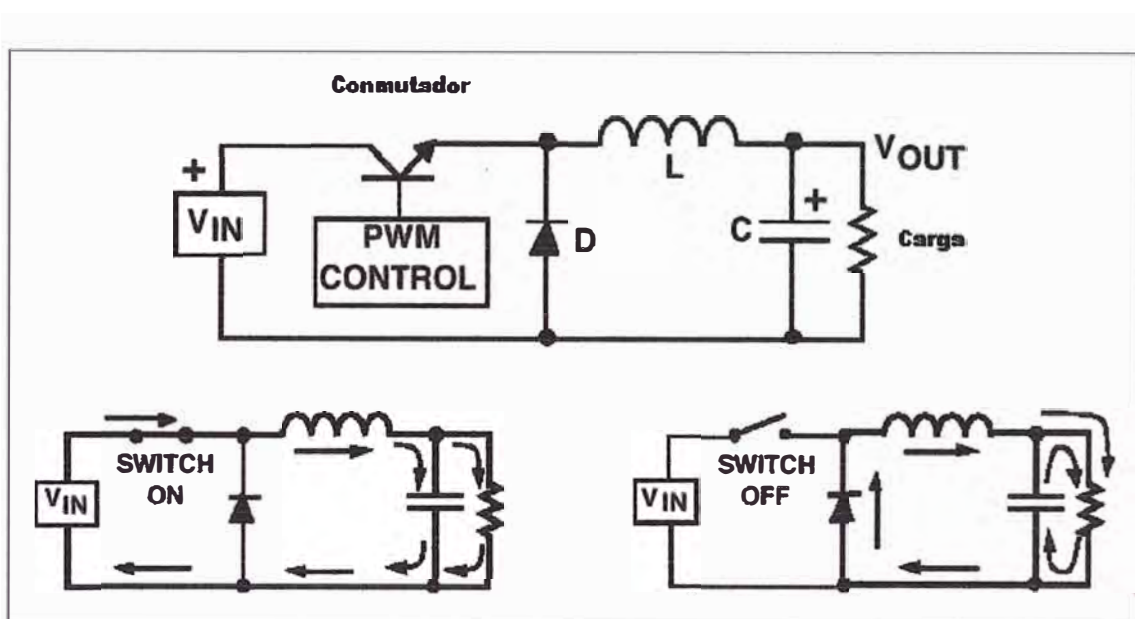


Figura 1.1. Convertidor "Buck"

El capacitor se descarga sobre la carga durante el instante OFF, contribuyendo a la corriente total que está siendo proporcionada a la carga (La corriente total en la carga en los instantes en que el conmutador está en OFF es la suma de las corrientes en el inductor y el capacitor)

La forma de corriente en el inductor es similar a la mostrada en la figura 1.2.

Como se ha explicado, la corriente en el inductor es una rampa de subida cuando el conmutador está en ON y una rampa de bajada cuando el

conmutador está en OFF. La corriente continua de carga de la salida regulada es el valor promedio de la corriente en el inductor.

La diferencia pico a pico en la forma de onda de corriente en el inductor es llamada corriente de rizado en el inductor y el inductor se selecciona típicamente bastante grande para percibir esta corriente de rizado menor al 20 a 30 % de la corriente continua promedio.

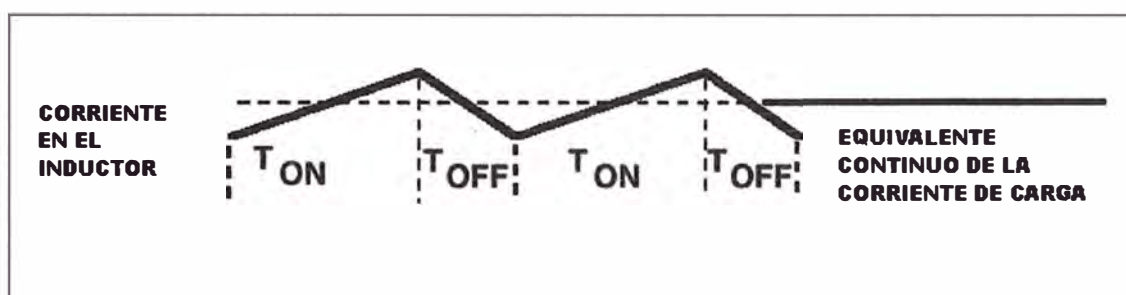


Figura 1.2. Corriente en el inductor en el Convertidor Buck

1.1.1. Operación continua versus Operación discontinua.

En la mayoría de las aplicaciones del regulador BUCK la corriente en el inductor nunca baja hasta cero durante la operación a plena carga (Esto es definido como modo de operación continua). El desempeño total es usualmente mejor usando modo continuo y permite que su máxima salida de potencia sea obtenida desde un voltaje de entrada dado y la valuación actual del conmutador.

En aplicaciones donde la corriente de carga máxima es bastante baja puede ser ventajoso diseñar para modo de operación discontinuo. En estos casos puede producirse un tamaño del conversor global más pequeño (Debido a que puede usarse un inductor más pequeño).

El funcionamiento en modo discontinuo con bajos valores de carga esta generalmente libre de dificultades, incluso convertidores diseñados para el funcionamiento en modo continuo a plena carga se convierten en discontinuo cuando la corriente de carga está decreciendo (no causando problemas normalmente).

1.2. Convertidor Boost o Elevador

El regulador BOOST toma un voltaje Continuo de entrada (VDC) y entrega un voltaje continuo de salida que es de un valor mayor al de su entrada pero de la misma polaridad. El regulador BOOST se muestra en la figura 1.3, junto con detalles del flujo de corriente durante los instantes en que el conmutador esta en ON y en OFF.

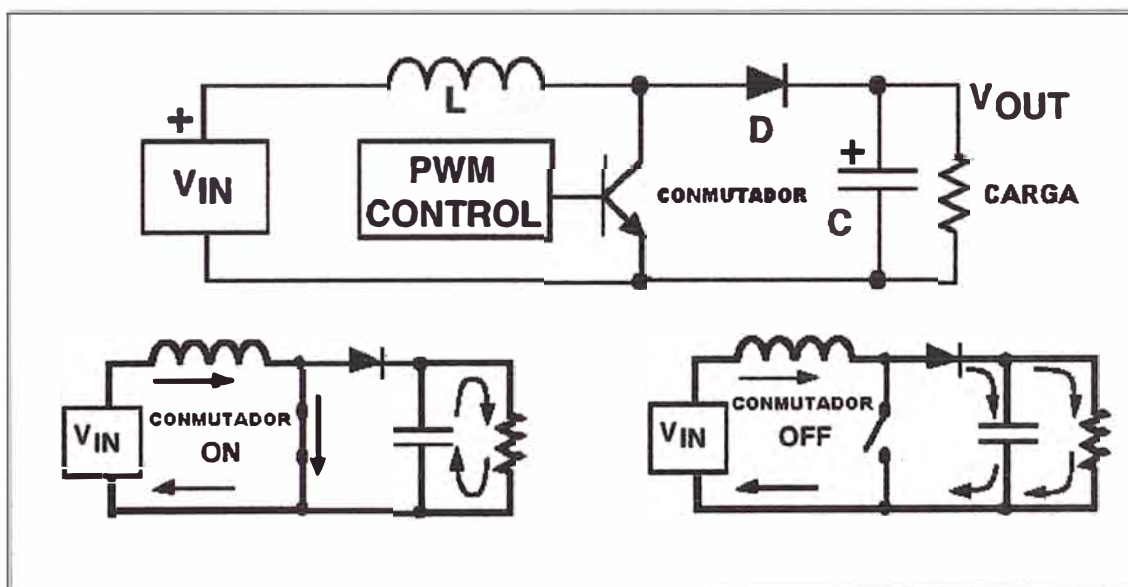


Figura 1.3. Convertidor Boost

Siempre que el conmutador está en ON el voltaje de entrada es forzado a atravesar el inductor que causa que la corriente a través de él aumente (Rampa de Subida).

Cuando el conmutador está en OFF la corriente decreciente en el inductor fuerza al terminal del conmutador a cambiar a positivo, esto polariza directamente al diodo mientras el capacitor se carga a un voltaje que es más alto que el voltaje de entrada.

Durante el funcionamiento de estado estable cuando el conmutador está en OFF la corriente fluye sobre ambos, el capacitor y la carga. Cuando el conmutador está en ON la corriente de carga es proporcionada solamente por el capacitor.

1.2.1. Corriente de Salida y Potencia de la Carga

Una consideración importante en el diseño del regulador BOOST es que **la corriente de la carga de salida y la corriente del conmutador no son iguales**, y **la máxima corriente de carga disponible es siempre menor que la corriente valuada del transistor conmutador**.

Debe notarse que **la máxima potencia total disponible para la conversión en cualquier regulador es igual al voltaje de entrada multiplicado por los instantes en que la corriente de entrada promedio es máxima**. (que es menor que la corriente valuada del transistor conmutador)

Puesto que el voltaje de salida del regulador BOOST es mayor que el voltaje de entrada, se deduce que la corriente de salida debe ser menor que la corriente de entrada.

1.3. Convertidor Buck-Boost (Inversor)

El regulador BUCK-BOOST o regulador inversor toma un voltaje continuo de entrada y entrega un voltaje continuo de salida que es opuesto en polaridad al de entrada. El voltaje negativo de salida puede ser más grande o más pequeño que el voltaje de entrada.

El regulador inversor es mostrado en la figura 1.4.

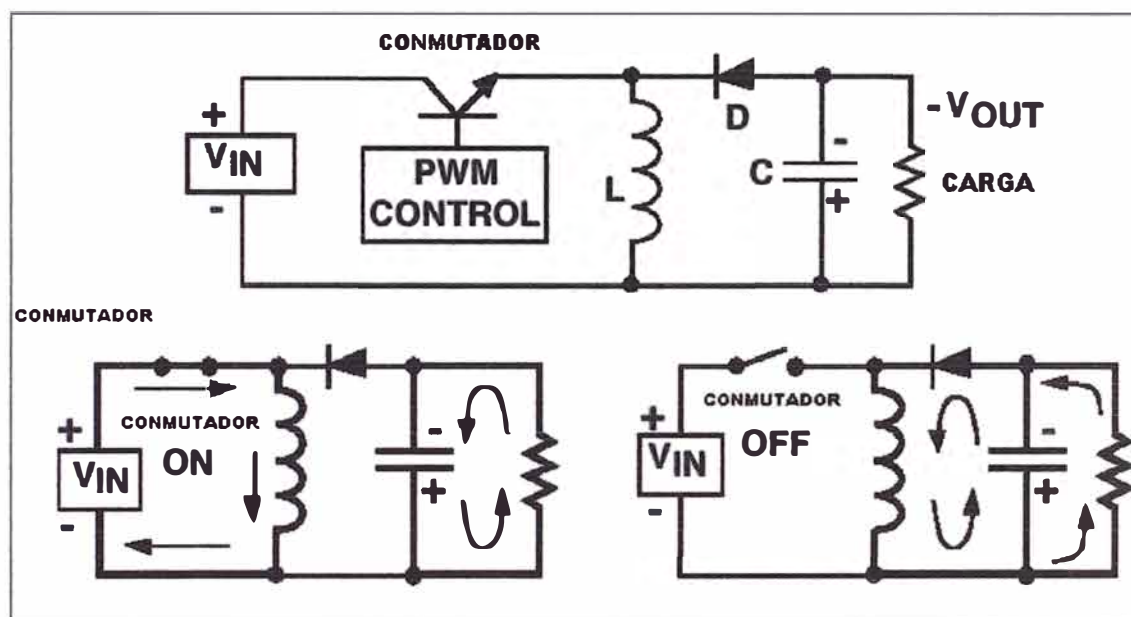


Figura 1.4. Convertidor Buck Boost (Inversor)

Cuando el conmutador está en ON el voltaje de entrada es forzado a atravesar el inductor causando un incremento de la corriente que fluye a través de él. Durante el instante en que el conmutador está en ON la descarga del capacitor de salida es la única fuente de corriente de carga.

Esto requiere que la carga perdida desde el capacitor de salida durante el instante en que el conmutador estaba en ON sea repuesta durante los instantes en que el conmutador está en OFF.

Cuando el conmutador cambia a OFF el decremento de corriente que fluye en el inductor en el terminal del diodo cambia a negativo. Esta acción hace entrar en conducción al diodo permitiendo corriente en el inductor para alimentar ambos, el capacitor de salida y la carga.

Como se muestra, la corriente de carga es proporcionada por el inductor cuando el conmutador está en OFF, y por el capacitor de salida cuando el conmutador está en ON.

1.4. Convertidor Fly Back

La Topología Fly Back es la más versátil de todas las topologías, permitiéndole al diseñador entregar uno ó más voltajes de salida, algunos de ellos pueden ser de polaridad opuesta.

El convertidor Fly Back han ganado popularidad en sistemas energizados con baterías donde un voltaje simple puede ser convertido en los voltajes requeridos por el sistema (por ejemplo, +5V, +12V y -12V) con muy alta eficiencia de conversión de potencia.

El convertidor Fly Back básico de salida simple se muestra en la figura 1.5.

La más importante característica del regulador Fly Back es la transformación de fase como se muestra por los puntos en los bobinados primario y secundario.

Cuando el conmutador está en ON la entrada de voltaje es forzada a atravesar el primario del transformador causando un flujo creciente de corriente a través de él.

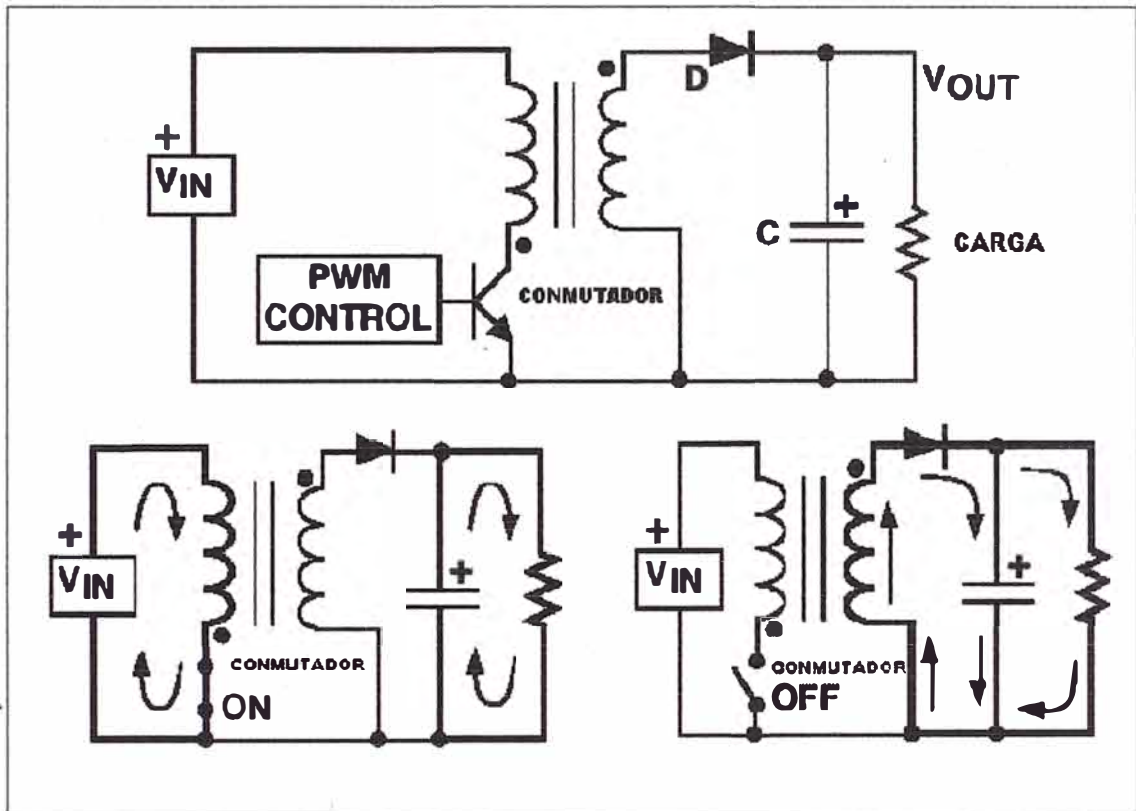


Figura 1.5. Convertidor Fly Back

Notar que la polaridad del voltaje en el punto en el primario es negativo (más negativo en el terminal con punto), causando que un voltaje con la misma polaridad aparezca en el secundario del transformador (la magnitud del voltaje secundario está dada por la relación de vueltas entre secundario y primario del transformador).

El punto de voltaje negativo aparece a través del bobinado secundario haciendo que el diodo no conduzca, impidiendo que la corriente fluya en el bobinado secundario durante el tiempo en que el conmutador está en ON.

Durante este tiempo la corriente de la carga debe ser suministrada sólo por el capacitor de salida.

Cuando el conmutador cambia a OFF el decremento de la corriente fluye en el primario causando que el voltaje en el terminal con punto cambie a positivo. Al mismo tiempo el voltaje primario es reflejado al secundario con la misma polaridad. el punto de voltaje positivo ocurre atravesando el bobinado secundario cambiando a ON el diodo, permitiendo que la corriente fluya en ambos, la carga y el capacitor de salida. El capacitor de salida pierde energía hacia la carga durante el tiempo en que el conmutador está en ON y es reabastecido durante el tiempo que el conmutador está en OFF.

Los convertidores Fly Back operan en uno u otro modo, continuo (donde la corriente secundaria es siempre mayor que cero) o en modo discontinuo (donde la corriente secundaria desciende a cero en cada ciclo).

1.4.1. Generación de Múltiples Salidas

Otra gran ventaja de un convertidor Fly Back es la capacidad de proporcionar múltiples salidas (ver figura 1.6), en tales aplicaciones una de las salidas (usualmente la más alta) es seleccionada para proporcionar realimentación mediante modulación por ancho de pulsos al lazo de control, que pretende que esta salida sea regulada directamente.

Los otros bobinados secundarios son regulados indirectamente, ya que sus anchos de pulsos seguirán el bobinado regulado. La regulación de la carga en los secundarios no regulados no es grande (típicamente 5 – 10%), pero es adecuada para muchas aplicaciones.

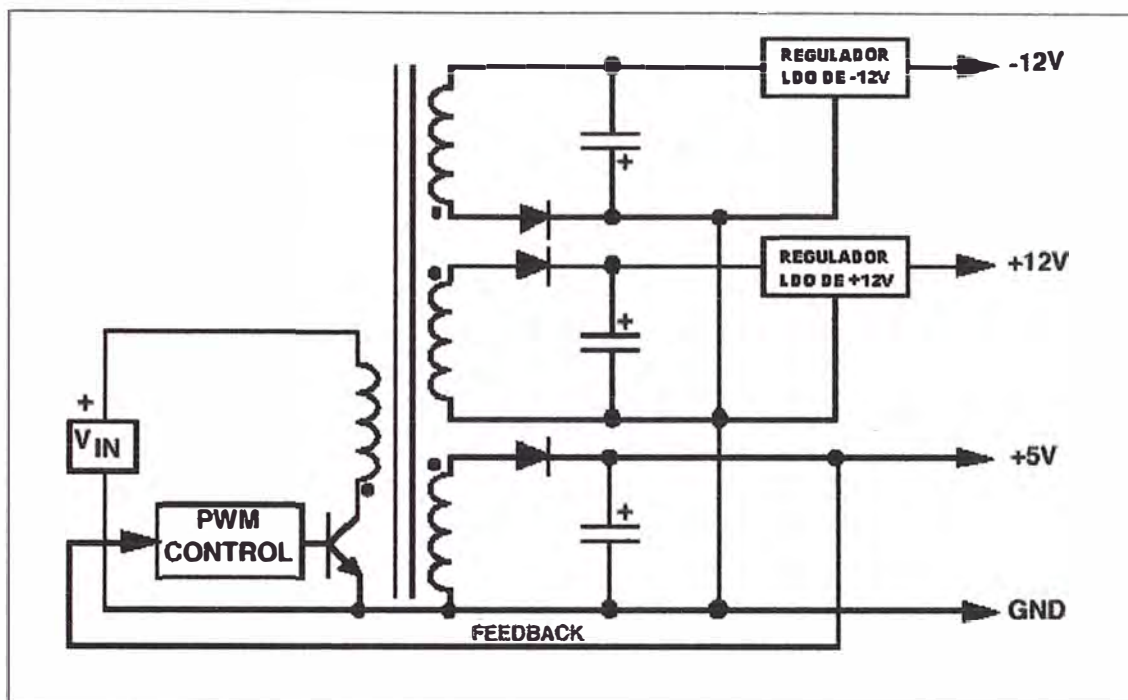


Figura 1.6. Salida Fly Back Múltiple típica

Si se necesita regulación más exacta en los secundarios de corrientes más bajas, un Regulador LDO post regulador es una excelente solución. El voltaje secundario es asignado aproximadamente un voltio por encima del voltaje de salida deseado, y el LDO proporciona una excelente regulación de salida con muy pocas pérdidas de eficiencia.

1.5. Convertidor Push Pull

El convertidor PUSH PULL usa 2 transistores para la conversión DC-DC. (Ver figura 1.7)

El convertidor opera llevando a conducción a cada transistor en forma alternada en ciclo alternados (los dos transistores nunca están conduciendo al mismo tiempo). La corriente en el secundario del transformador fluye al

mismo tiempo que la corriente en el primario (Cuando cualquiera de los dos conmutadores está en conducción).

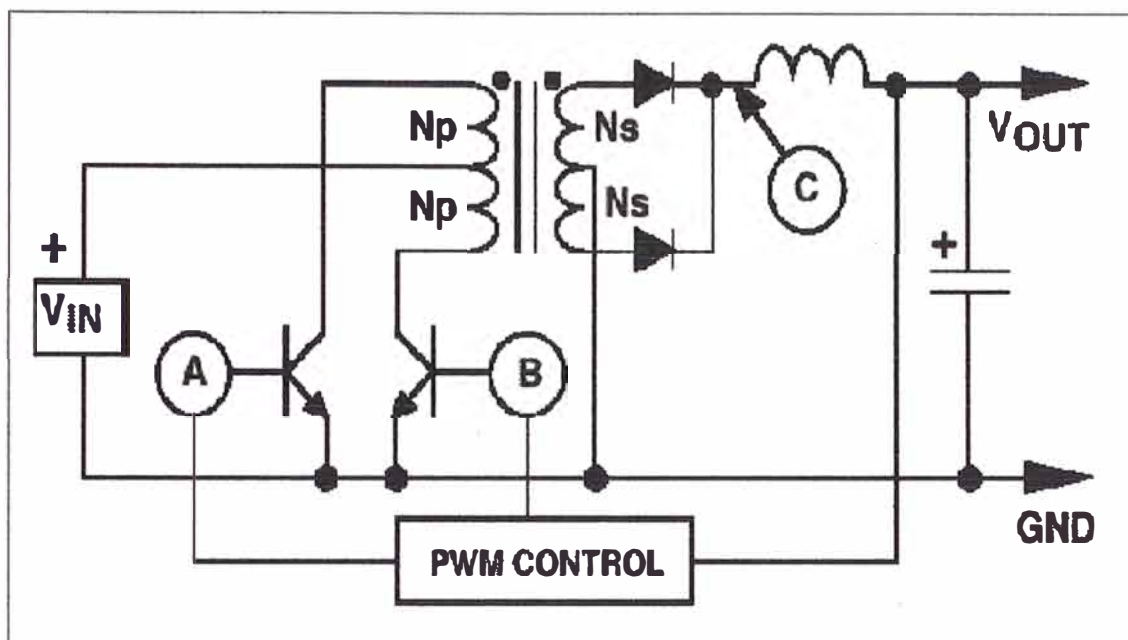


Figura 1.7 Convertidor Push Pull

Por ejemplo cuando el transistor "A" conduce, la entrada de voltaje es forzada a atravesar el bobinado primario Superior con el terminal con punto con polaridad negativa. En el lado secundario el terminal con punto tendrá voltaje negativo que aparecerá atravesando el bobinado llevando a conducción el diodo inferior. Esto permite a la corriente fluir sobre el inductor para alimentar ambos, el capacitor de salida y la carga.

Cuando el transistor "B" está en conducción, el voltaje de entrada es forzado a atravesar el bobinado primario inferior con el terminal con punto con polaridad positiva. La misma polaridad de voltaje en el bobinado secundario hace entrar en conducción el diodo superior y la corriente fluye sobre el capacitor de salida y la carga.

Una característica importante de un convertidor PUSH PULL es que los transistores de conmutación tienen que soportar al estar sin conducir más de dos veces el voltaje de entrada: Cuando un transistor está en conducción (Y la entrada de voltaje es forzada a atravesar un bobinado primario) la misma magnitud de voltaje es inducida a atravesar el otro bobinado primario, pero está flotando encima del voltaje de entrada. Esto aplica al colector del transistor que no conduce en dos veces el voltaje entrada con respecto a tierra.

La tasa del "Doble voltaje de entrada" requisito para los transistores de conmutación significa que el convertidor PUSH-PULL está mejor preparado para aplicaciones con voltajes de entrada más bajos. Ha sido ampliamente usado en convertidores que operan con sistemas energizados con baterías de 12V y 24 V.

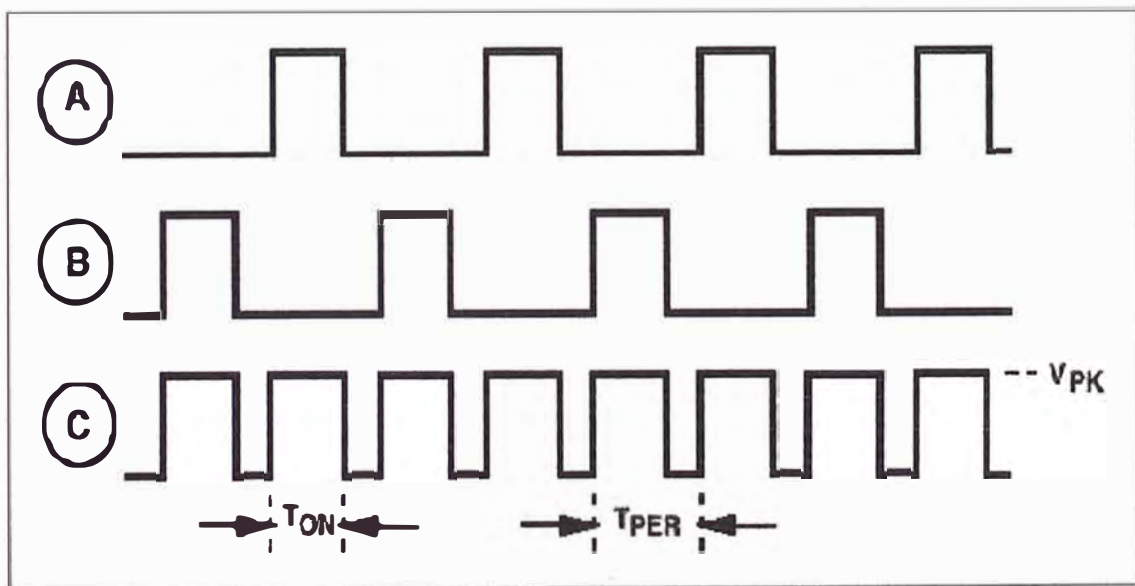


Figura 1.8. Diagrama de Temporización para convertidor Push Pull

La figura 1.8 muestra un diagrama temporizado que detalla la relación de los pulsos de entrada y salida.

Es importante notar que la frecuencia de los pulsos de voltaje del lado secundario son dos veces la frecuencia de operación del controlador PWM (modulador por ancho de pulsos) que gobierna los dos transistores. Por ejemplo si al control PWM se le asigna operar a una frecuencia de 50 Khz en el primario, la frecuencia de los pulsos en el secundario sería de 100 Khz.

El voltaje continuo de salida está dado por la ecuación:

$$V_{OUT} = V_{PK} \times \left(\frac{T_{ON}}{T_{PER}} \right)$$

Donde:

V_{OUT}	Voltaje de Salida
V_{PK}	Voltaje pico en el secundario
T_{ON}	Tiempo en que el pulso tiene nivel alto
T_{PER}	Duración del periodo

La amplitud del pico de los pulsos secundarios está dada por:

$$V_{PK} = (V_{IN} - V_{SWITCH}) \times \left(\frac{N_S}{N_P} \right) - V_{RECT}$$

Donde :

V_{PK}	Voltaje pico en el secundario
V_{IN}	Voltaje de entrada

V_{SWITCH}	Voltaje en los transistores conmutadores
N_S	Número de vueltas en el secundario
N_P	Número de vueltas en el primario
V_{RECT}	Voltaje en el rectificador

Esto resalta porqué el convertidor Push Pull está bien preparado para convertidores de bajos voltajes. El voltaje forzado a cruzar cada bobinado primario (que proporciona la energía para conversión), es el pleno voltaje de entrada menos el voltaje del conmutador en saturación.

Si son usados conmutadores Mosfet de Potencia, la caída de voltaje al atravesar los conmutadores puede hacerse extremadamente pequeña, resultando una muy alta utilización del voltaje disponible a la entrada.

Otra ventaja del convertidor PUSH PULL es que también puede generar múltiples voltajes de salida (Agregando más bobinados secundarios), algunos de los cuales pueden ser de polaridad negativa. Esto permite un suministro de energía operado desde una simple batería para proporcionar todos los voltajes necesarios para la operación del sistema.

Una desventaja de los convertidores Push Pull es que requieren un muy buen emparejado de los transistores conmutadores para prevenir tiempos de conducción desiguales, pues esto resultaría en la saturación del núcleo del transformador (y falla del convertidor).

1.6. Convertidor Half Bridge o de Medio Puente

El Half Bridge es un convertidor de dos transistores frecuentemente usado en diseños de gran potencia.

Está preparado para aplicaciones que requieren cargas de potencia en el rango entre 500W y 1500W y están casi siempre operando directamente desde la línea de AC.

La operación fuera de línea significa que no se usa ningún transformador grande de 60 Hz. Eliminando el componente más pesado y más costoso de una típica fuente de suministro energizada por transformador. Todos los transformadores usados en el convertidor Half Bridge para conversión de potencia operan en la frecuencia de conmutación (Típicamente 50Khz o superior) lo que indica que pueden ser muy pequeños y eficientes.

Una ventaja muy importante del convertidor tipo puente es su aislamiento entre la entrada y la salida (la salida DC regulada está eléctricamente aislada de la línea AC), pero esto implica que todo el circuito de control debe estar referida a la tierra de la salida DC.

El voltaje para activar el circuito de control es usualmente generado desde una barra de voltaje DC que es energizada por un pequeño transformador de 60 Hz alimentando a un regulador de tres terminales. En algunos diseños se requiere una eficiencia extremadamente alta, los conmutadores de salida toman y proporcionan energía interna después del periodo de arranque o inicio.

La circuitería que maneja el transistor conmutador debe estar aislada de los transistores requiriendo el uso de transformadores para actuar sobre la base del transistor. La complejidad añadida del circuito de manejo de la base es una desventaja del uso del diseño Half Bridge.

El convertidor básico Half Bridge se muestra en la figura 1.9. Un divisor capacitivo es conectado directamente a lado de la salida no regulada de voltaje DC proporcionando un voltaje de referencia de $1/2 V_{IN}$ para un terminal del bobinado primario del transformador. El otro terminal del bobinado primario del transformador está manejando activamente arriba y abajo según como alternadamente los transistores cambian de ON a OFF.

Los transistores conmutadores fuerzan a que una mitad del voltaje de la salida no regulada atraviese el bobinado primario induciendo en el secundario un voltaje usualmente de menor magnitud con posibilidades de mayores niveles de corriente (la salida de voltaje DC regulado está eléctricamente aislada de la entrada AC). Pero esto significa que todo el circuito de control modulador por ancho de pulsos (PWM) debe estar referida a la tierra de la salida continua.

El voltaje para activar el circuito de control es usualmente generado desde un circuito DC alimentado por un pequeño transformador de 60 Hz. Alimentando un regulador de tres terminales. En algunos diseños en que se requiere extremadamente alta eficiencia el conmutador de salida toma energía y proporciona energía interna después del periodo de arranque.

El circuito de transistores excitadores debe ser aislado de los transistores de conmutación requiriendo el uso de transformadores excitadores de base. La complejidad agregada de los circuitos excitadores de base es una desventaja del diseño del convertidor Half Bridge.

Si una línea de voltaje de 230 VAC es rectificadas por un puente de onda completa y se filtró por condensador, un voltaje de aproximadamente

300 V estará disponible para la conversión DC-DC. Si se usa 115 VAC un circuito doblador de voltaje es típicamente usado para generar los 300V de entrada, que atraviesa el bobinado primario durante el instante que el conmutador está en ON, invirtiendo la polaridad para alternar los transistores. Los transistores conmutadores nunca están ambos en ON por que se destruirían al estar conectados directamente al voltaje V_{IN} (de Alrededor de 300 V). El diagrama de tiempos para el convertidor HALF BRIDGE se muestra en la figura 1.10 (Es el mismo que el PUSH PULL).

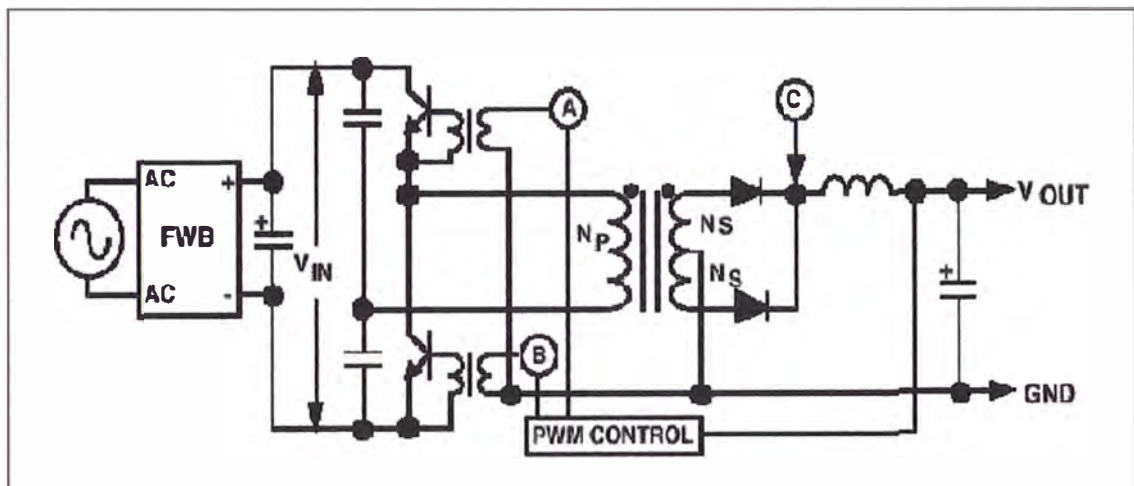


Figura 1.9. Convertidor HALF BRIDGE o Medio Puente

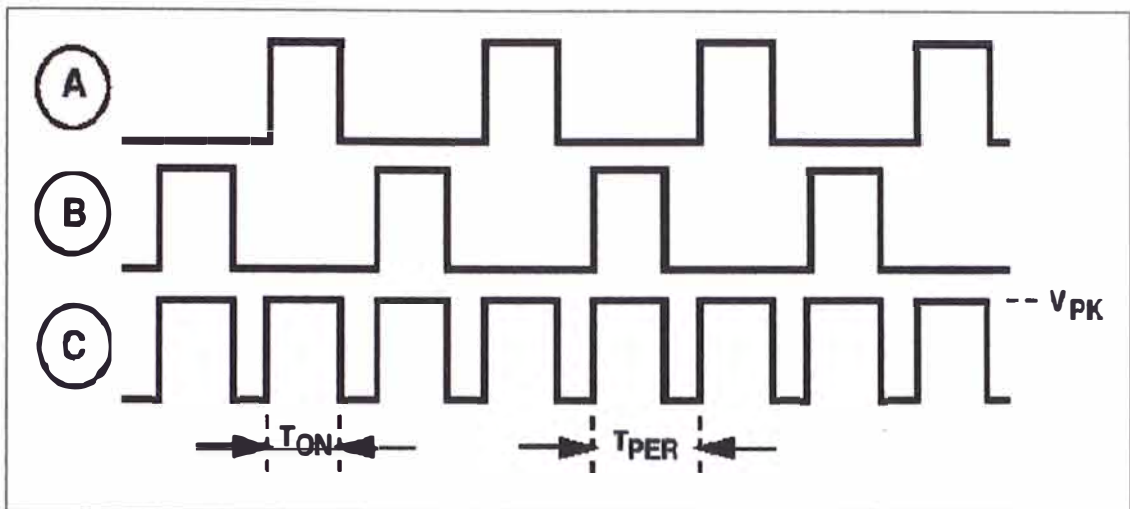


Figura 1.10. Diagrama de tiempos para convertidor HALF BRIDGE

Cuando el transistor A está en ON un voltaje positivo se hace presente en el terminal con punto y atraviesa el bobinado primario del transformador de pulsos y reflejado en el lado secundario (con la magnitud fijada por la relación de vueltas). El punto con voltaje positivo en el lado secundario hace que cambie a ON el rectificador superior proporcionando corriente sobre el capacitor de salida y la carga.

Cuando el transistor A cambia a OFF y el transistor B a ON, la polaridad del voltaje en el primario es invertida. La polaridad del voltaje secundario es también invertida cambiando a ON el diodo inferior, que proporciona corriente al capacitor de salida y la carga.

En un convertidor "HALF BRIDGE" la corriente primaria y secundaria fluyen en el transformador al mismo instante (Cuando uno cualquiera de los dos transistores conmutadores está en ON) proporcionando la corriente de carga y cargando el capacitor de salida. El capacitor de salida se descarga sobre la carga solo durante el instante en que ambos transistores están en OFF.

Puede verse que los pulsos de voltaje en el lado secundario del transformador (aplicado al filtro LC) está ocurriendo al doble de la frecuencia del convertidor PWM que proporciona los pulsos para los transistores conmutadores.

El voltaje de salida está dado por:

$$V_{OUT} = V_{PK} \times \left(\frac{T_{ON}}{T_{PER}} \right)$$

La amplitud máxima de los pulsos secundarios está dada por:

$$V_{PK} = \left(\frac{1}{2} V_{IN} - V_{SWITCH} \right) \times \left(\frac{N_S}{N_P} \right) - V_{RECT}$$

Donde :

V_{PK}	Voltaje pico en el secundario
V_{IN}	Voltaje de Entrada
V_{SWITCH}	Voltaje en los transistores conmutadores
N_S	Número de vueltas en el secundario
N_P	Número de vueltas en el primario
V_{RECT}	Voltaje en el rectificador

1.7. Convertidor Full Bridge o de Puente Completo

El convertidor "FULL BRIDGE" requiere un total de cuatro transistores conmutadores para llevar a cabo la conversión DC-DC. El convertidor tipo puente es visto más a menudo en aplicaciones que son energizadas

directamente desde la línea de voltaje alterno (AC), proporcionando energía para cargas entre 1 KW y 3KW.

Operando fuera de línea el convertidor "FULL BRIDGE" usa típicamente alrededor de 300V de voltaje no regulado para la conversión de energía (El voltaje que es obtenido cuando un voltaje normal de 220 o 230 VAC es rectificado y filtrado).

Una característica importante de este diseño es el aislamiento de la línea de alterna proporcionado por el transformador de conmutación o transformador de pulsos. El circuito de control PWM está referido a la tierra de salida, requiriendo un voltaje dedicado para su alimentación (Usualmente energizado desde un pequeño transformador de 60 Hz).

El voltaje base de manejo para los cuatro transistores (Que es proporcionado por el chip PWM), tiene que ser acoplado por transformador debido al aislamiento requerido.

La figura 1.11 muestra el diagrama esquemático simplificado de un convertidor Full Bridge.

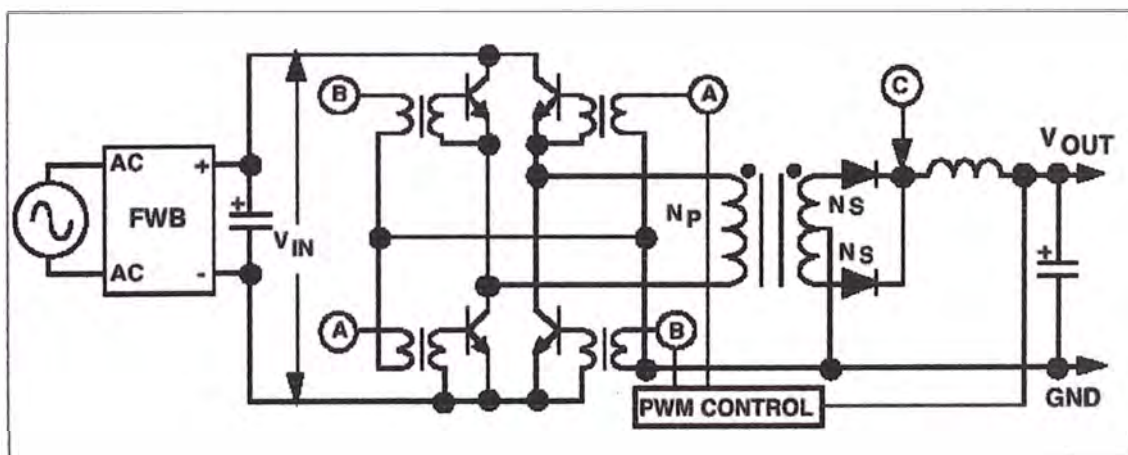


Figura 1.11. Convertidor FULL BRIDGE o de Puente Completo

El primario del transformador está manejado por el voltaje total V_{IN} cuando cualquiera de los pares de transistores (Par A o par B) se activan. El uso del voltaje total de entrada intenta que el convertidor FULL BRIDGE pueda producir la mayor potencia en la carga en relación con todos los otros tipos de convertidores.

El diagrama de tiempos del convertidor "FULL BRIDGE" es idéntico al "HALF BRIDGE" (Ver figura 1.12).

Las corrientes en el primario y secundario fluyen en el transformador durante los instantes en que los conmutadores están en ON, mientras que el capacitor de salida descarga sobre la carga cuando ambos juegos de transistores están en OFF (no conducen).

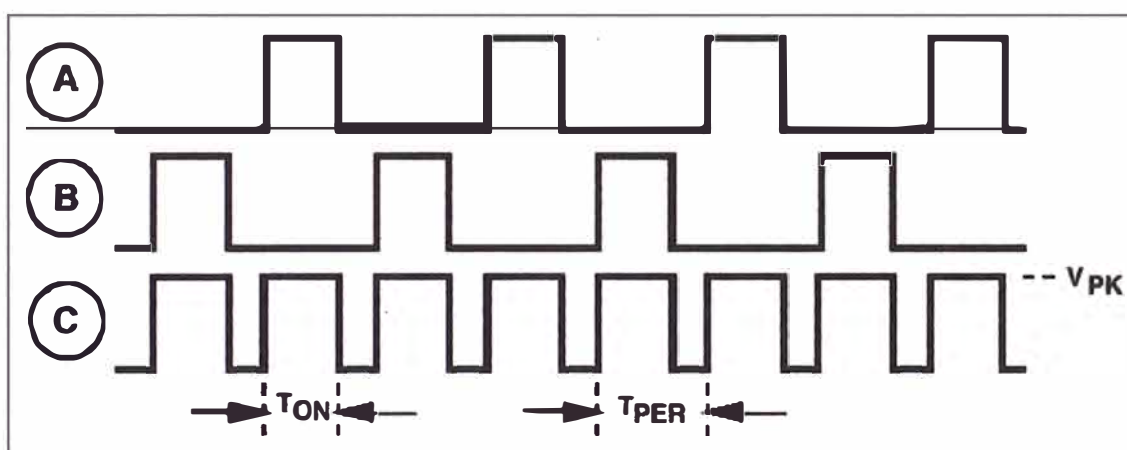


Figura 1.12. Diagrama de Tiempos para el Convertidor FULL BRIDGE

La ecuación para el voltaje de salida es:

$$V_{OUT} = V_{PK} \times \left(\frac{T_{ON}}{T_{PER}} \right)$$

El voltaje pico de los pulsos en el secundario del transformador V_{PK} esta dado por:

$$V_{PK} = (V_{IN} - 2V_{SWITCH}) \times \left(\frac{N_S}{N_P} \right) - V_{RECT}$$

Donde :

V_{PK}	Voltaje pico en el secundario
V_{IN}	Voltaje de entrada
V_{SWITCH}	Voltaje en los transistores conmutadores
N_S	Número de vueltas en el secundario
N_P	Número de vueltas en el primario
V_{RECT}	Voltaje en el rectificador

1. 8. Convertidor Forward

El convertidor forward es un convertidor directo, es decir la energía se transmite directamente desde la fuente hacia la carga durante la fase de conducción del transistor. El principio de funcionamiento de este convertidor se ilustra en la figura 1.13. Los bobinados del transformador están acoplados de manera que cuando el transistor conduce el diodo D1 es conductor y D3 está bloqueado. La conducción del transistor es mantenida durante un tiempo τ y permanece bloqueado el resto del periodo T. Cuando el transistor se bloquea el diodo D1 deja de conducir y la corriente en el secundario sigue circulando a través de la bobina por medio del diodo

volante D2. Todo el conjunto se comporta entonces como un circuito troceador que funcionase a la misma frecuencia y con la misma relación cíclica pero bajo una tensión de alimentación multiplicada por la relación de transformación del transformador.

Para evitar las fuertes sobre tensiones que aparecen en bornes del bobinado primario que podrían destruir el transistor, es necesario desviar la energía magnética almacenada en el bobinado primario hacia un circuito capaz de absorberla o recuperarla. Para esto se utiliza generalmente un arrollamiento desmagnetizante muy bien acoplado con el primario que permite restituir la energía magnética a la fuente por medio del diodo D3.

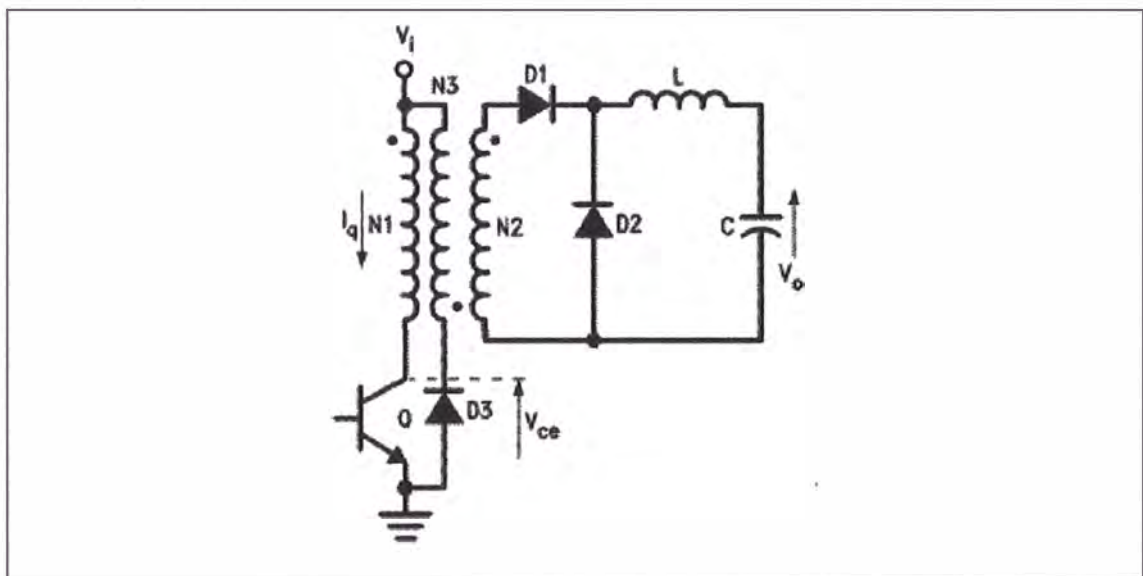


Figura 1.13. Convertidor FORWARD

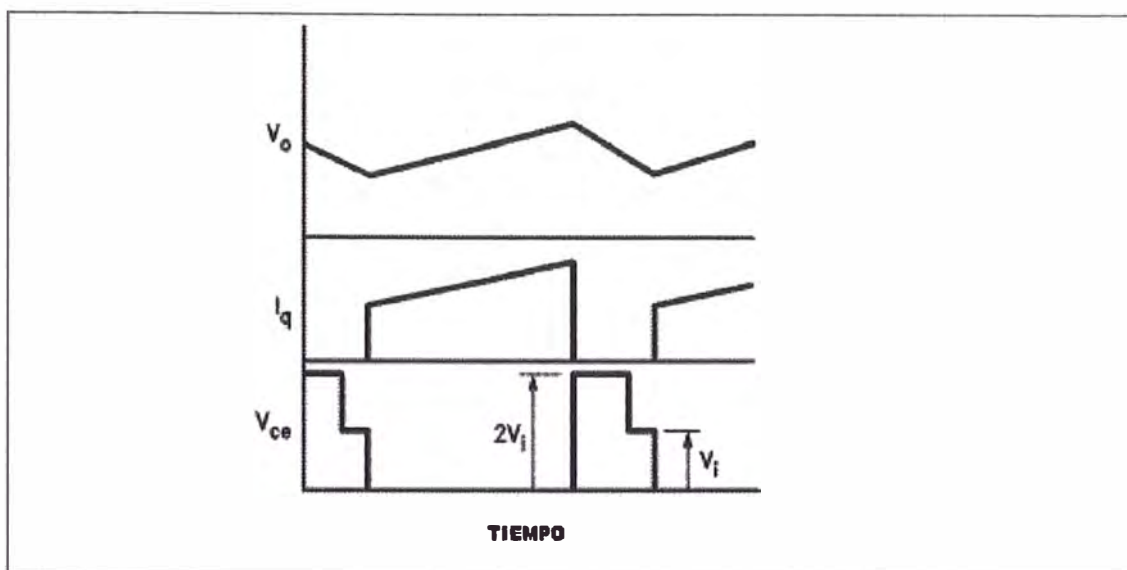


Figura 1.14. Diagrama de Tiempos del Convertidor FORWARD

Para limitar la tensión máxima “vista” por el conmutador que es igual al doble de la tensión de alimentación, la relación de transformación entre el bobinado primario y el desmagnetizante se hace generalmente igual a la unidad. Si el acoplo entre estos dos bobinados no es muy bueno, el transistor podrá estar sometido a una sobre tensión en el momento del bloqueo.

La principal ventaja de este tipo de convertidor consiste en un excelente filtrado efectuado por la bobina L y el condensador C , por lo que la ondulación residual es muy reducida.

CAPITULO II ANÁLISIS DE LA REGULACIÓN USANDO MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS

2.1. Modulación por Ancho de Pulsos (PWM)

Para poder explicar como actúa la modulación por ancho de pulsos pongamos un ejemplo y examinemos el resultado de aplicar una serie de pulsos de onda rectangular a un filtro L-C. (Ver figura 2.1).

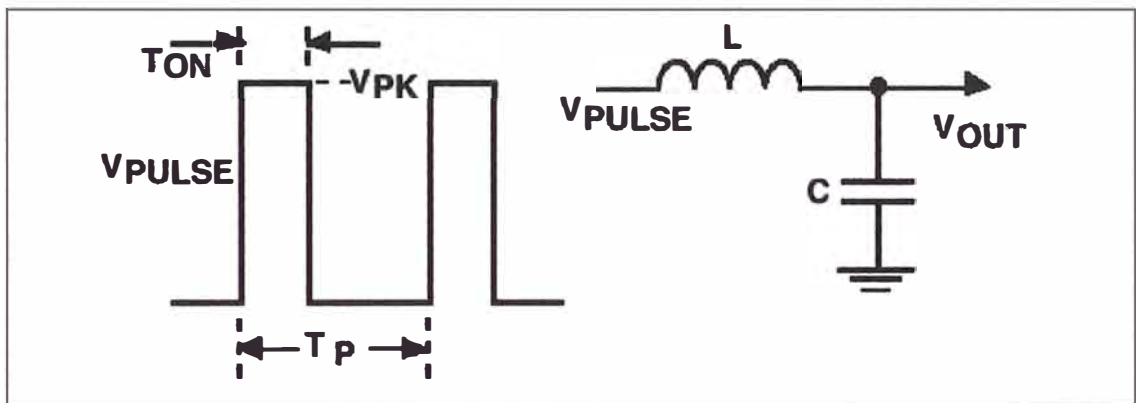


Figura 2.1. Principios Básicos de la modulación por ancho de pulsos

La serie de pulsos de onda cuadrada son filtrados y proporcionan una salida DC que es igual al pico de amplitud del pulso multiplicado por el tiempo del ciclo de servicio¹ (Duty Cycle), lo que se expresa como:

$$V_{OUT} = V_{PK} \times \left(\frac{T_{ON}}{T_{PER}} \right)$$

Donde:

V_{OUT} Voltaje de Salida

V_{PK}	Voltaje pico en el secundario
T_{ON}	Tiempo en que el pulso tiene nivel alto
T_{PER}	Duración del periodo

Nota 1: El ciclo de servicio es definido como el cociente entre el tiempo de conducción (nivel alto) y el periodo total.

Esta relación explica como el voltaje de salida puede ser directamente controlado cambiando el tiempo de conducción del conmutador.

Si expresamos más analíticamente se obtiene:

$$V_{OUT} = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} v_0(t) dt = \frac{1}{T_P} \left(\int_0^{T_{ON}} v_0(t) dt \right) = \frac{T_{ON}}{T_P} V_{PK}$$

Donde:

$T_P = T_{PER}$ Es la duración del periodo

2.2. Ley De la Inductancia

Si un voltaje se fuerza a través de un inductor, una corriente fluirá a través de ese inductor (y esta corriente variará con tiempo). Notar que la corriente que fluye en el inductor variará en el tiempo aun cuando el voltaje aplicado sea constante.

Es igualmente correcto decir que si una corriente variable en el tiempo se obliga a fluir en un inductor, resultará un voltaje sobre el inductor.

La ley fundamental en que se define la relación entre el voltaje y corriente en un inductor se da por la ecuación:

$$v = L \frac{di}{dt}$$

Dos características importantes de un inductor que sigue directamente de la ley de la inductancia son:

- 1) un voltaje por un inductor sólo es el resultado de una corriente que cambia con el tiempo. Una corriente constante en el tiempo (DC) fluyendo en un inductor no causa ningún voltaje sobre él. (salvo el escaso voltaje por la resistividad del cobre usado en los bobinados).
- 2) Una corriente que fluye en un inductor no puede cambiar de valor al instante (en un tiempo igual a cero), esto exigiría obligar a pasar un voltaje infinito para suceder. Sin embargo, cuando la corriente cambia más rápidamente en un inductor, el voltaje resultante será mayor.

Nota: Al contrario de la corriente que fluye en el inductor, el voltaje por él puede cambiar al instante (En cero de segundos).

El parámetro importante es el termino (di/dt) , que es simplemente una medida de cómo la corriente cambia con el tiempo.

Cuando la corriente es graficada versus el tiempo el valor de (di/dt) es definido como la pendiente de la corriente en un punto dado.

En la figura 2.2 el gráfico de la izquierda muestra que la corriente que es constante con tiempo tiene un valor de di/dt igual a cero, y por el inductor no resulta voltaje alguno.

El gráfico del centro muestra que una corriente que está aumentando con tiempo tiene un valor de di/dt positivo, resultando un voltaje positivo en el inductor.

La corriente que disminuye con tiempo (mostrado en el gráfico de la mano derecha) da un valor de di/dt negativo y también un valor de voltaje negativo en el inductor.

Es importante notar que una rampa de corriente lineal en un inductor (de subida o bajada) sólo ocurre cuando tiene un voltaje constante sobre él.

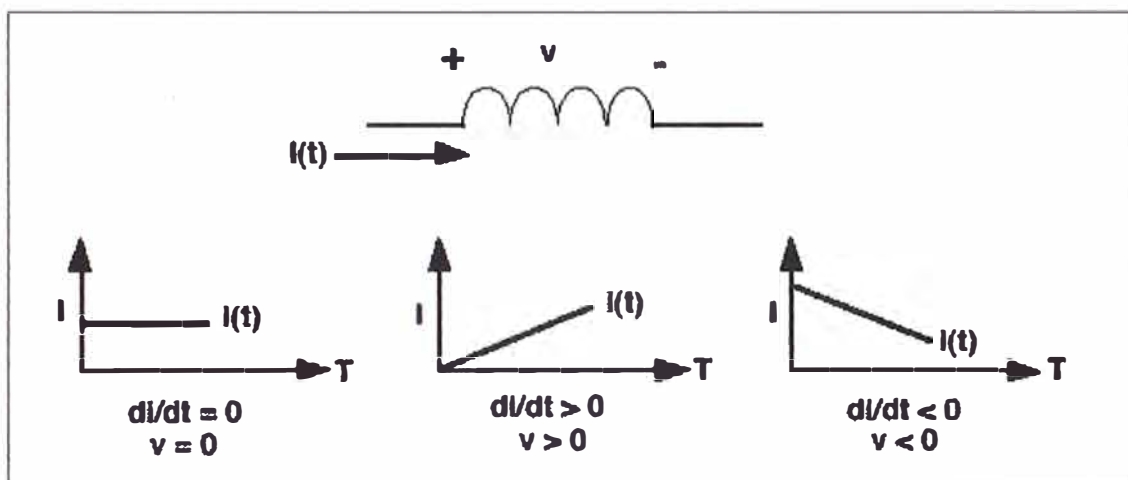


Figura 2.2. Relación voltaje corriente en un inductor

2.3. Operación de un Transformador

Un transformador es un dispositivo que tiene dos bobinados magnéticamente acoplados. La operación básica es mostrada en la figura 2.3. La acción de un transformador es tal que un voltaje o corriente variable en el tiempo (CA) es transformado en un valor más alto o más bajo, tal como se asigne por la relación de vueltas del transformador. El

transformador no agrega energía. La energía ($V \times I$) en cualquier lado debe ser constante. Esa es la razón por la que el bobinado con más vueltas tiene mayor voltaje pero menor corriente, mientras el bobinado con menos vueltas tiene el más bajo voltaje pero la corriente más alta.

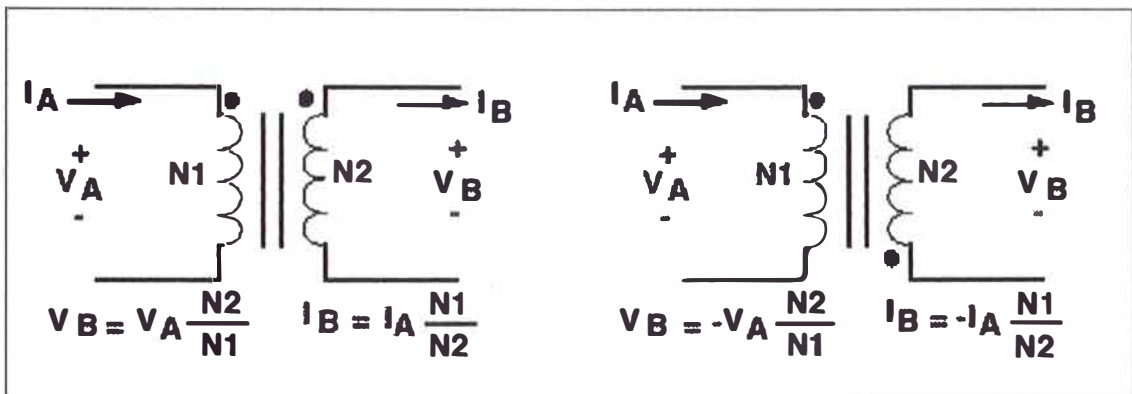


Figura 2.3. Teoría del transformador

El punto sobre un bobinado de un transformador identifica la polaridad de un bobinado con respecto al otro y los puntos invertidos resultan en polaridad invertida.

2.3.1. Ejemplo de operación de un transformador

Un excelente ejemplo de cómo trabaja un transformador puede obtenerse de un automóvil donde un transformador es usado para generar 40 KV que disparan las bujías, como se muestra en la figura 2.4.

La "Bobina" usada para generar el voltaje que produce la chispa es actualmente un transformador con una muy alta relación de vueltas entre secundario y primario. Cuando el punto se cierra la corriente empieza a fluir en el bobinado primario y eventualmente alcanza al valor final aplicado por la

batería de 12V y el resistor limitador de corriente. En este instante la corriente que fluye es un valor continuo fijo que no produce voltaje en el bobinado del transformador.

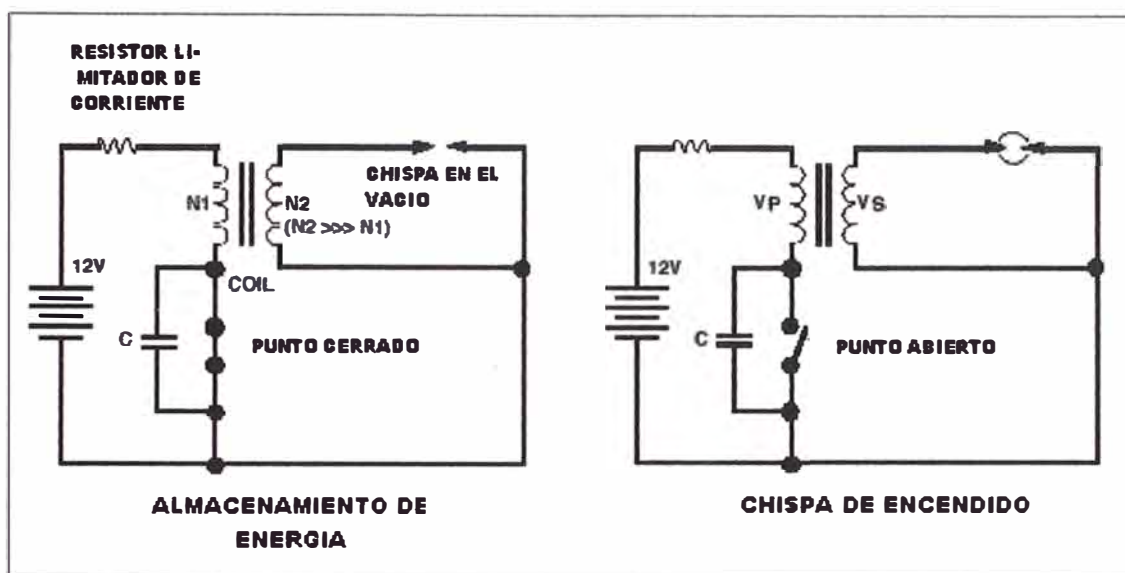


Figura 2.4. Circuito de chispa de encendido

Cuando el punto se abre la corriente en el bobinado primario fluye muy rápidamente causando que un gran voltaje aparezca sobre este bobinado. Este gran voltaje es magnéticamente acoplado al bobinado secundario generando un voltaje de 30KV a 40KV en el lado secundario.

Como se explicó previamente la ley de la inductancia dice que no es posible cortar instantáneamente la corriente que fluye por un inductor (Por que se requeriría un voltaje infinito para hacerlo). Este principio causa que el arco que cruza los contactos usados en interruptores que están en circuitos con cargas altamente inductivas. Cuando el interruptor empieza a abrirse el alto voltaje generado permite a los electrones saltar el espacio de aire vacío

de manera que la corriente que fluye no para instantáneamente. Un capacitor puesto entre los contactos ayuda a reducir estos efectos de arco.

2.4. Modulador Por Ancho De Pulsos TL494

Este circuito integrado es el más usado para la generación de pulsos en los circuitos de las fuentes de alimentación comerciales para PCs.

El TL494 incorpora todas las funciones requeridas en la construcción de un circuito de conmutación mediante modulación por ancho de pulsos (PWM). Diseñado principalmente para control de fuentes conmutadas o convertidores DC – DC ofrece a los diseñadores de sistemas la flexibilidad para hacer a medida el circuito de control para su propia aplicación.

2.4.1. Características

- Circuito Completo para el control de potencia mediante PWM (modulación por ancho de pulso)
- Salidas independientes para 200 mA de caída o fuente de corriente.
- Control para seleccionar salida simple o en Push-Pull según se necesite.
- La circuitería interna prohíbe los dobles pulsos por encima del rango total.
- Facilidad de sincronización.
- Orientado a zócalo DIP de 16 contactos.

2.4.2. Valores Máximos Absolutos

A menos que se indique lo contrario todos están operando por encima del rango de temperatura ambiente.

Tabla 2.1. Valores máximos Absolutos para el TL494

PARÁMETRO	SÍMBOLO	VALOR	UNIDAD
Voltaje de alimentación	V_{CC}	41	V
Voltaje de entrada del amplific.	V_i	$V_{CC} + 0.3$	V
Voltaje de salida de Colector	V_o	41	V
Corriente de Salida de Colector	I_{co}	250	mA
Disipación total continua a Temperatura ambiente	P_D	1000	mW
Rango de temperatura de operac.	T_{oper}	0 a 70	°C
Temperatura de almacenamiento	T_{sto}	-65 a 150	°C
Temperatura de "case" de 1.6 mm.	T_{CASE}	300	°C

En la figura 2.5 se muestra los tipos de encapsulados del modulador por ancho de pulsos TL494. El encapsulado 751B está dispuesto para soldadura superficial. El encapsulado 648 puede colocarse en un zócalo DIP o soldarse directamente sobre una placa de bakelita insertándose en perforaciones para tal fin.

La distribución de pines del TL494 se muestra en la figura 2.6. Los terminales podemos identificarlos como sigue:

1. **"Noninv input"**: Entrada no invertida de amplificador de error 1.
2. **"Inv input"**: Entrada invertida de amplificador de error 1.
3. **"Compen /PWN comp. Input "** o **"FEED BACK"**: Realimentación.
4. **"Deadtime Control"**: Controla la duración del tiempo en que los pulsos tienen nivel bajo.
5. **"CT"**: Para conexión del capacitor de temporización.

6. "RT": Para conexión del Resistor de temporización.
7. "Ground": Conexión a tierra.
8. "C1": Colector de transistor interno 1.
9. "E1": Emisor de transistor interno 1.

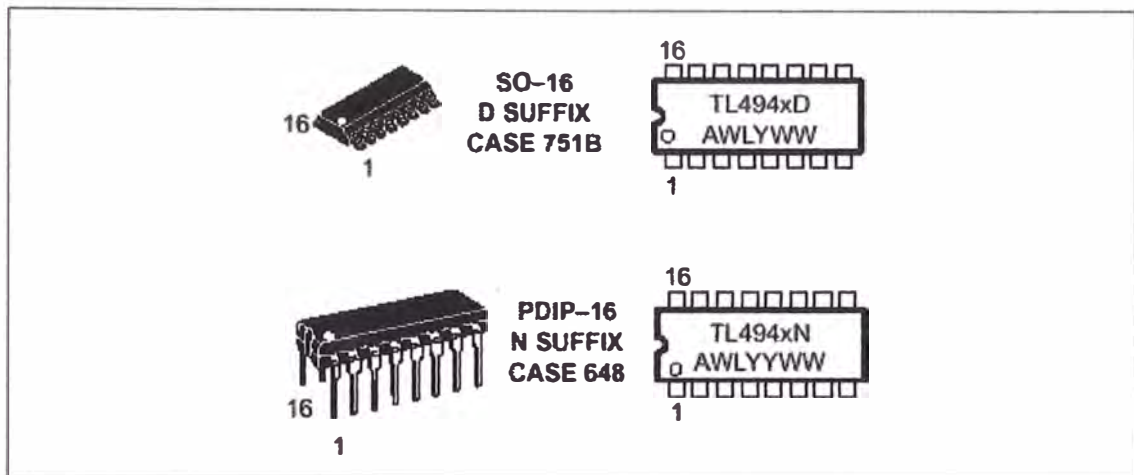


Figura 2.5. Encapsulados del modulador TL494

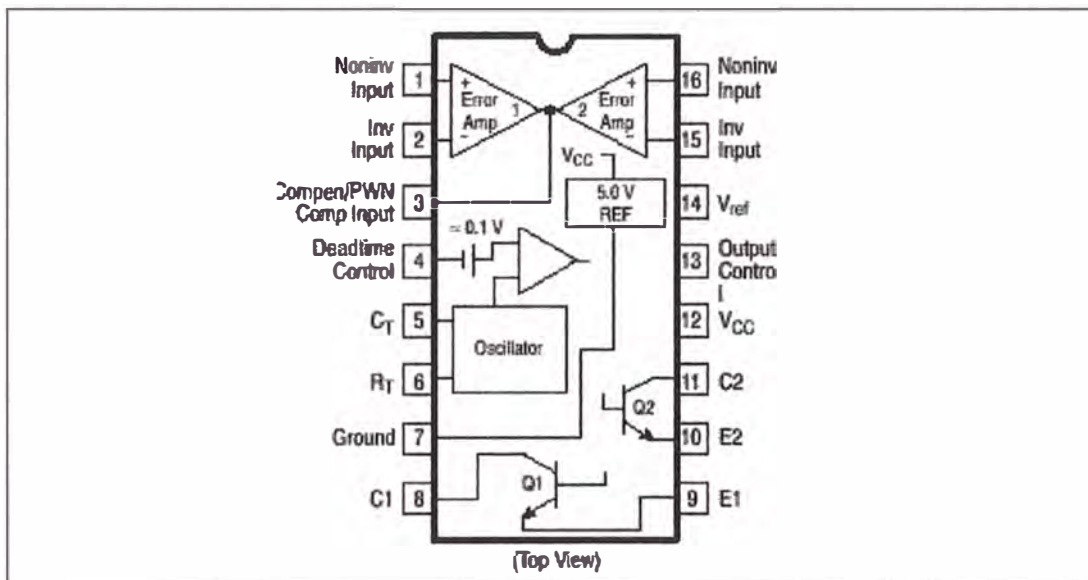


Figura 2.6. Distribución de pines del PWM TL494

10. "E2": Emisor de transistor interno 2.

11. **“C2”**: Colector de transistor interno 2.
12. **“V_{CC}”**: Alimentación del circuito integrado.
13. **“Output control”**: Establece voltaje de control.
14. **“V_{ref}”**: Entrega el voltaje de referencia.
15. **“Inv. Input”**: Entrada invertida de amplificador de error 2.
16. **“Noninv Input”**: Entrada no invertida de amplificador de error 2.

La estructura interna del CI TL494 se muestra en la figura 2.7.

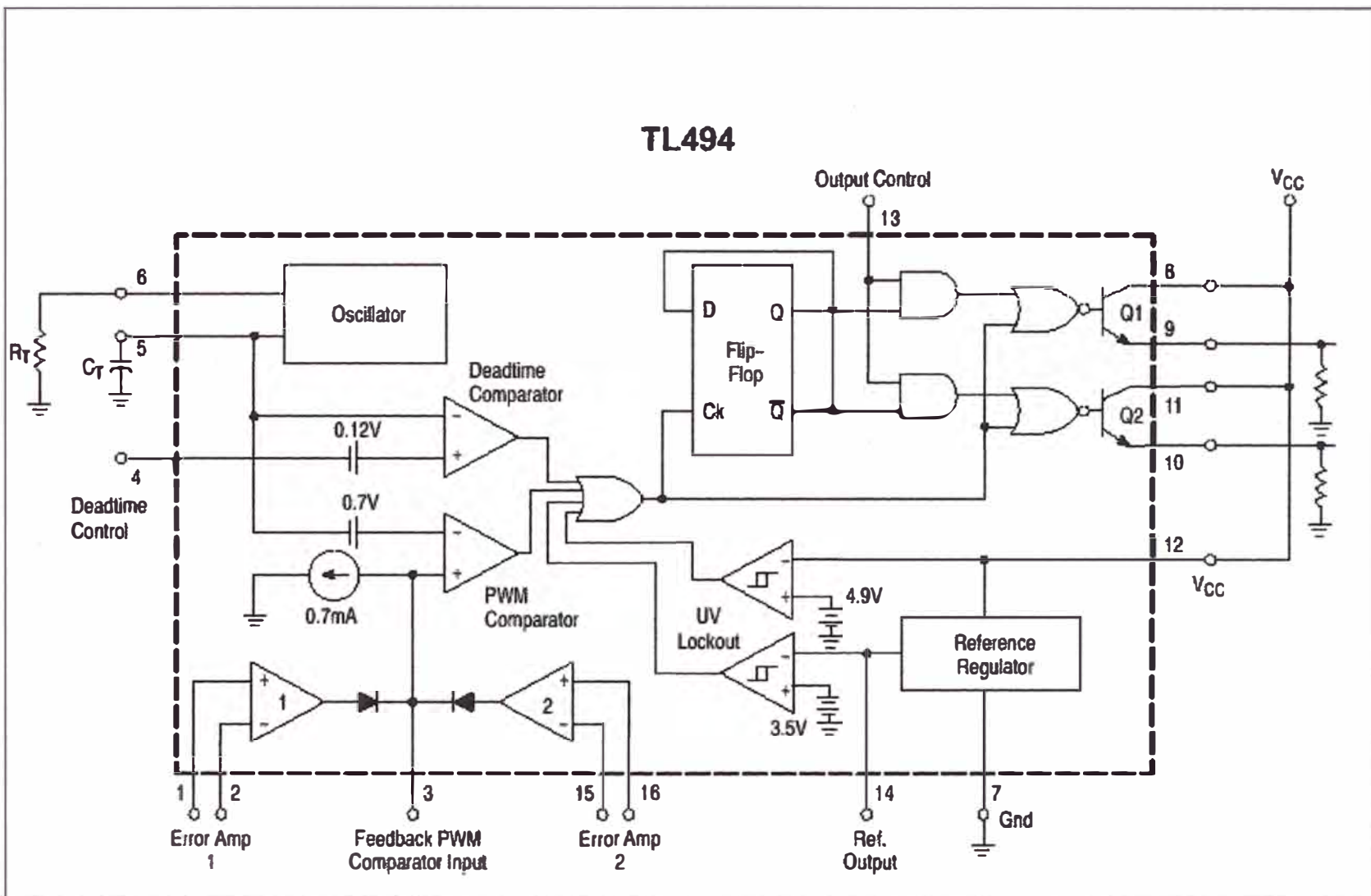
2.4.3. Principio De Operación Del Modulador Por Ancho De Pulsos

El TL494 es un circuito de control modulador por ancho de pulsos de frecuencia fija. La modulación es realizada por la comparación de la onda diente de sierra creada por el oscilador interno en el capacitor de temporización C_T a una u otra de dos señales de control.

La etapa de salida es habilitada durante esa porción de tiempo en que la onda diente de sierra es mayor a la señal de control. Como la señal de control se incrementa, el periodo de tiempo en que la entrada diente de sierra es mayor decrece, por lo tanto la duración de los pulsos de salida decrece. Un pulso de mando del flip-flop alternadamente dirige el pulso modulado a cada uno de los transistores de salida. La figura 2.8 muestra la relación entre pulsos y señales.

Las compuertas NOR que manejan los transistores de salida Q1 y Q2 son habilitadas solo cuando la línea del reloj de entrada del flip flop está en su estado bajo.

Figura 2.7. Diagrama de Bloques representativo del PWM TL494



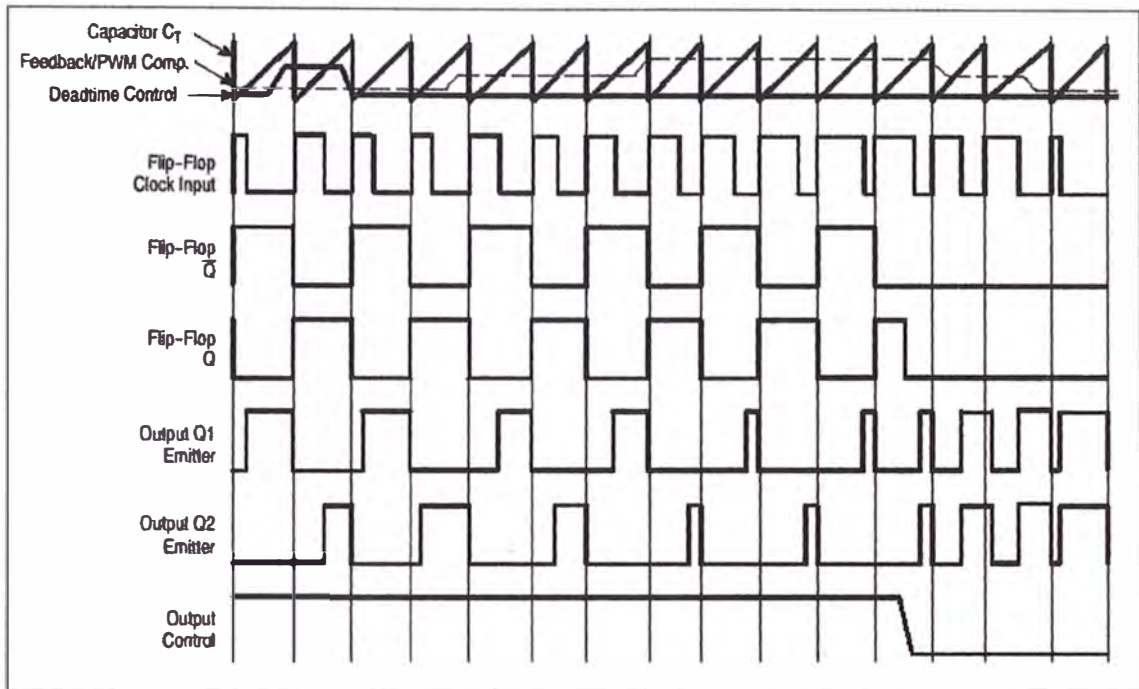


Figura 2.8. Diagrama de Temporización del PWM TL494

Esto solo pasa durante esa porción de tiempo cuando el voltaje diente de sierra es mayor que las señales de control. Por consiguiente un aumento en la amplitud de la señal de control causa un correspondiente decremento lineal del ancho del pulso de salida.

Las señales de control son derivadas de dos fuentes: el circuito de control DEAD TIME (tiempo con nivel bajo) y el circuito amplificador de error así como también de la entrada de realimentación "FEED BACK". La entrada de control DEAD TIME es comparada directamente por el comparador del control de DEAD TIME. Este comparador es fijado a un "offset" de hasta 120 mV efectivos. Con la entrada de control dispuesta hacia tierra la salida es inhibida durante la porción de tiempo en que la onda diente de sierra esta por debajo de 110 mV. Esto proporciona un "dead

time” preestablecido de aproximadamente 3% a 4% que es el mínimo “dead time” que puede ser programado. Esto producirá un ciclo de servicio máximo de 96 % con la salida de control conectada a tierra y 48% cuando está conectada a la línea de referencia. Un “dead time” puede ser impuesto a la salida al poner la entrada de control de “dead time” a un voltaje fijo entre 0V y 3.3V.

El comparador modulador por ancho de pulsos (PWM), proporciona un medio para que los amplificadores de error ajusten el ancho de los pulsos de salida y compara la señal de control creada por los amplificadores de error. Ambos amplificadores de error tienen una entrada de modo común de $-0.3V$ a $(V_{CC} - 2V)$, y pueden ser usados para sensar la salida de voltaje y corriente. Las salidas de los amplificadores de error son activas en nivel alto y son unidas a la entrada no invertida del comparador modulador del ancho de pulso. Con esta configuración el amplificador que exige mínima salida en nivel alto domina el control del lazo.

Comúnmente una función del amplificador de error es monitorear el voltaje de salida y proporcionar ganancia de modo que los milivoltios de error en su entrada resultará en una señal de control de suficiente amplitud para proporcionar 100% de control de la modulación. El amplificador de error puede también ser usado para monitorear la corriente de salida y proporcionar limitación de corriente a la carga.

2.4.4. Regulador De Referencia De +5V

El regulador de referencia interno de +5V se muestra en la figura 2.9.

En adición a proporcionar una referencia estable, actúa como un preregulador y constituye una fuente estable desde la que el control de salida lógica, pulsos de mando del “flip flop”, comparador del control “dead time” y el comparador PWM es energizado. El regulador emplea un circuito como referencia primaria para mantener una estabilidad térmica de variación menor a 100 mV sobre el rango de la temperatura de operación al aire libre de 0 °C a 70 °C. Una protección contra corto circuito es proporcionada para proteger el circuito interno de carga excesiva o condiciones de corto circuito.

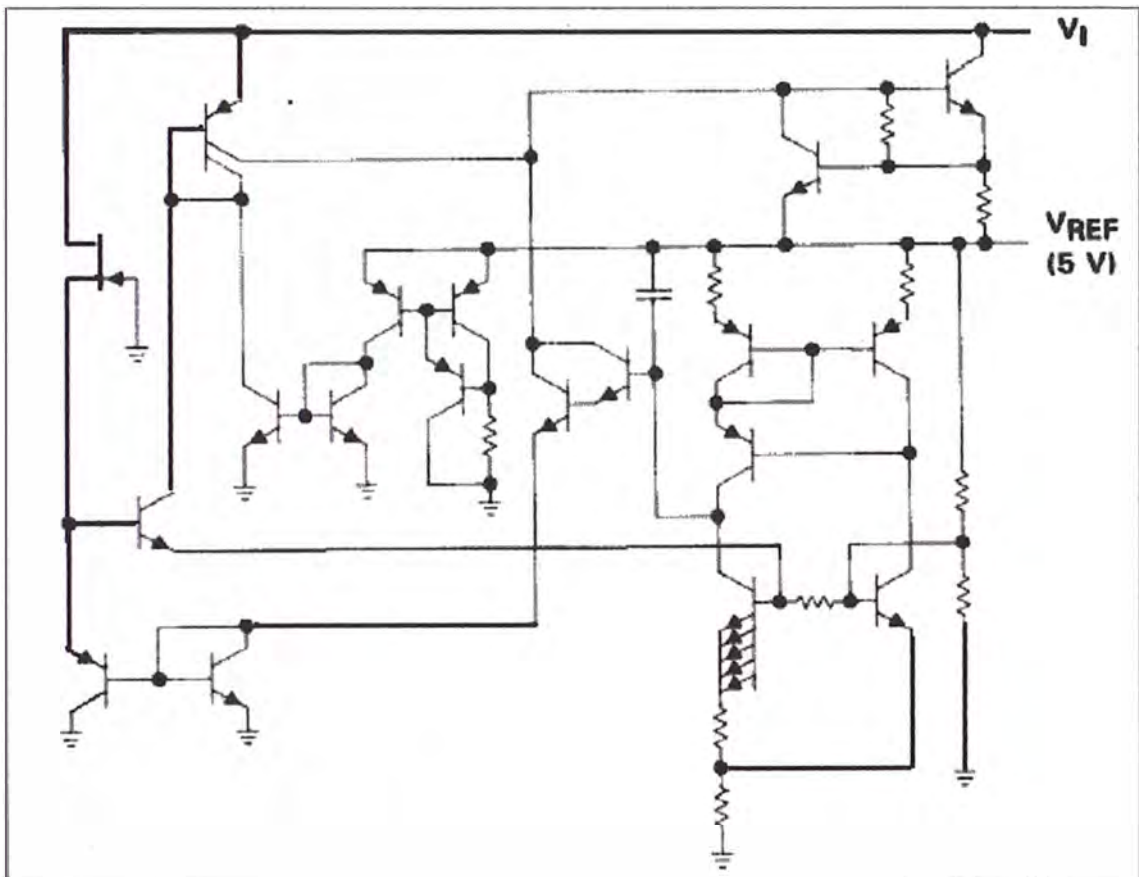


Figura 2.9. Regulador de referencia de +5V

Diseñado principalmente como una referencia interna y preregulador, está disponible una corriente de carga de 10 mA para activar circuitos

adicionales. La referencia es internamente programada para una precisión inicial de $\pm 5\%$ y mantener estabilidad de una variación menor a 25 mV sobre un rango de voltaje de entrada de 7V a 40V. Para voltajes de entrada menores a 7 V el regulador se satura alrededor de 1V de voltaje de entrada. Esto se muestra en la figura 2.10.

2.4.5. Oscilador

Un esquema del oscilador interno del TL494 se muestra en la figura 2.11. El oscilador proporciona una forma de onda diente de sierra positiva para los comparadores dead time y PWM para comparación con las variadas señales de control.

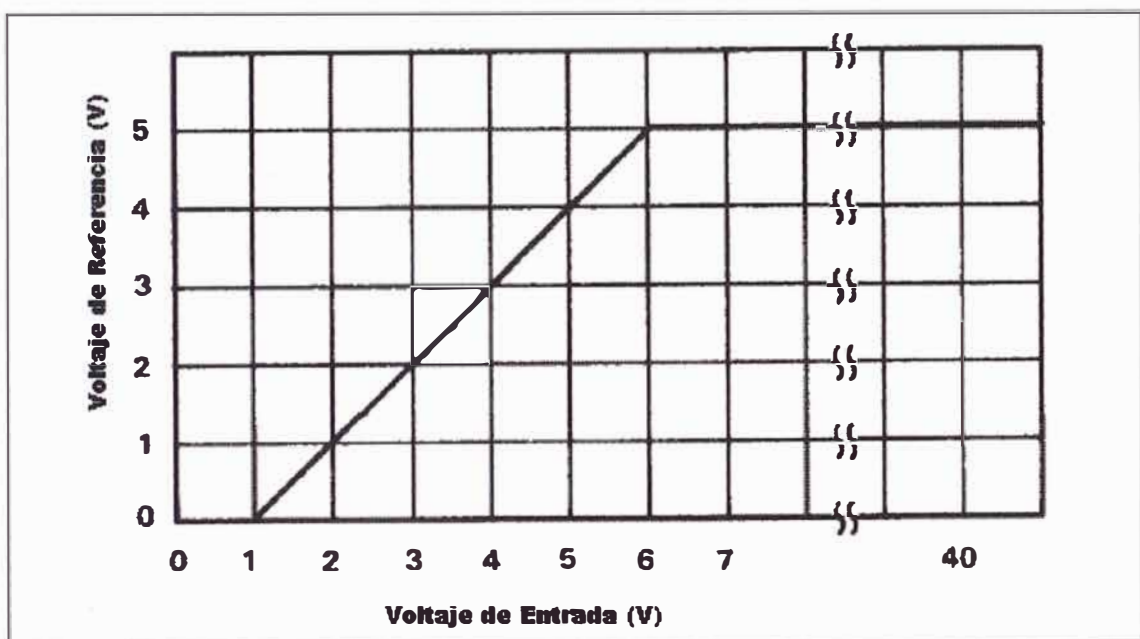


Figura 2.10. Voltaje de referencia vs Voltaje de Entrada

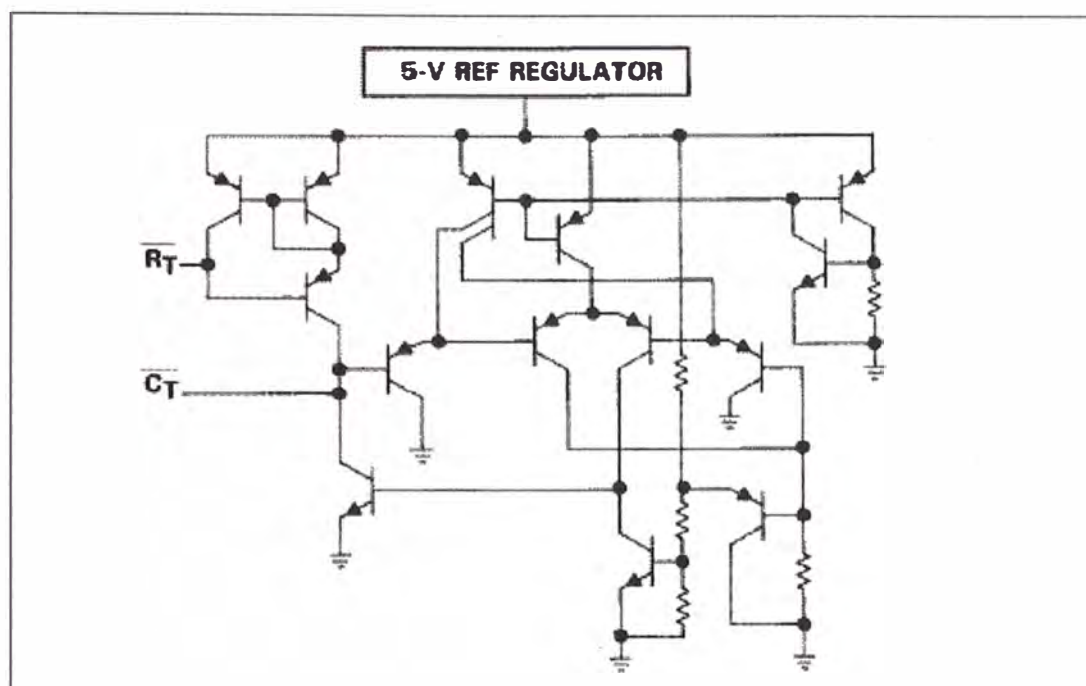


Figura 2.11. Esquema interno del Oscilador

2.4.6. Frecuencia de operación

La frecuencia de operación es programada mediante la selección de los componentes de temporización R_T y C_T . El oscilador carga el condensador de temporización externo C_T con una corriente constante, valor que es determinado por el resistor externo. Esto produce una forma de onda de tipo rampa lineal. Cuando el voltaje en C_T alcanza los 3V, este es descargado por el circuito oscilador y el ciclo de carga es reiniciado. La corriente de carga es determinada por la fórmula:

$$I_{Carga} = \frac{3V}{R_T}$$

El periodo (T) de la onda diente de sierra es:

$$T = \frac{3V \cdot C_T}{I_{CARGA}} \quad \text{o} \quad T = R_T \cdot C_T$$

La frecuencia del oscilador resulta entonces dada por:

$$f_{OSC} = \frac{1}{R_T \cdot C_T}$$

La frecuencia del oscilador por tanto es solo igual a la salida de frecuencia para aplicaciones de salida de terminal simple; para aplicaciones Push Pull la salida de frecuencia es la mitad de la frecuencia del oscilador, es decir:

Para salida simple:

$$f_{OSC} = \frac{1}{R_T \cdot C_T}$$

Para aplicaciones Push pull:

$$f_{OSC} = \frac{1}{2R_T \cdot C_T}$$

El oscilador es programable sobre un rango de 1Khz a 300 Khz. Los valores prácticos para R_T y C_T tienen rangos entre $1K\Omega$ y $500K\Omega$ y entre 470 pF y $10 \mu\text{F}$ respectivamente. Un grafico de la frecuencia de oscilación versus la resistencia de temporización se muestra en la figura 2.12. La estabilidad del oscilador para variaciones de temperatura ambiente de 0°C a 70°C para varios rangos de R_T y C_T se indican en la figura 2.13.

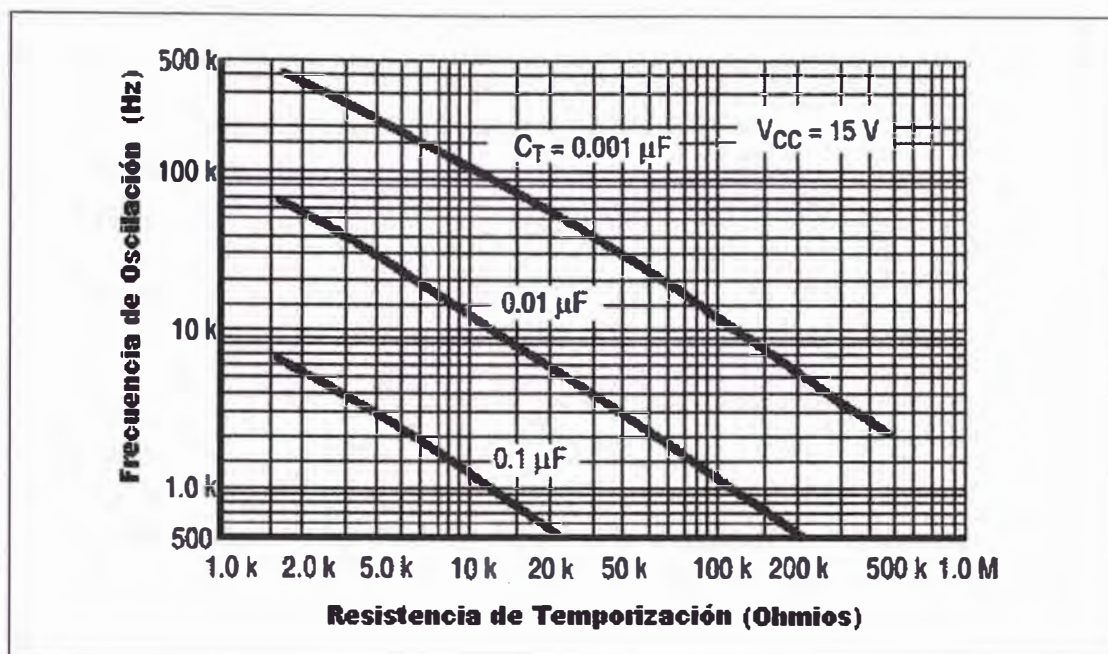


Figura 2.12. Frecuencia de oscilación vs Resistencia de Temporización

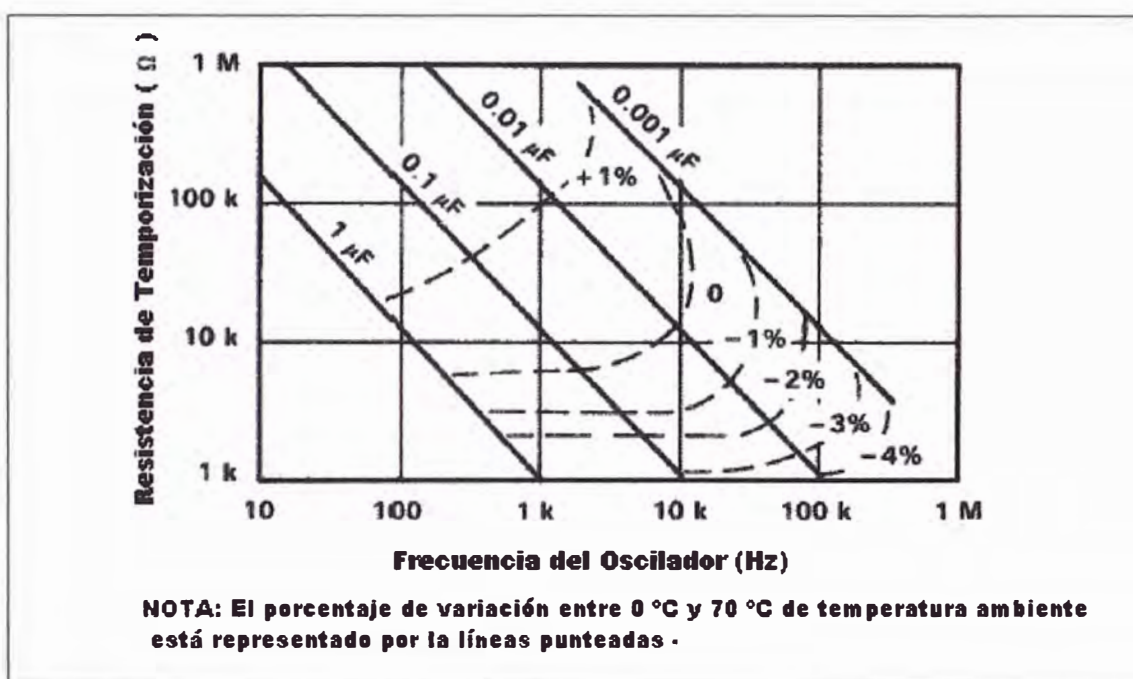


Figura 2.13. Frecuencia del Oscilador vs R_T / C_T

2.4.7. Comparadores Dead Time Y PWM

Las funciones de los comparadores “dead time” y el comparador PWM están incorporados a un circuito comparador simple como se muestra en la figura 2.14. Como las dos funciones son totalmente independientes las analizaremos por separado.

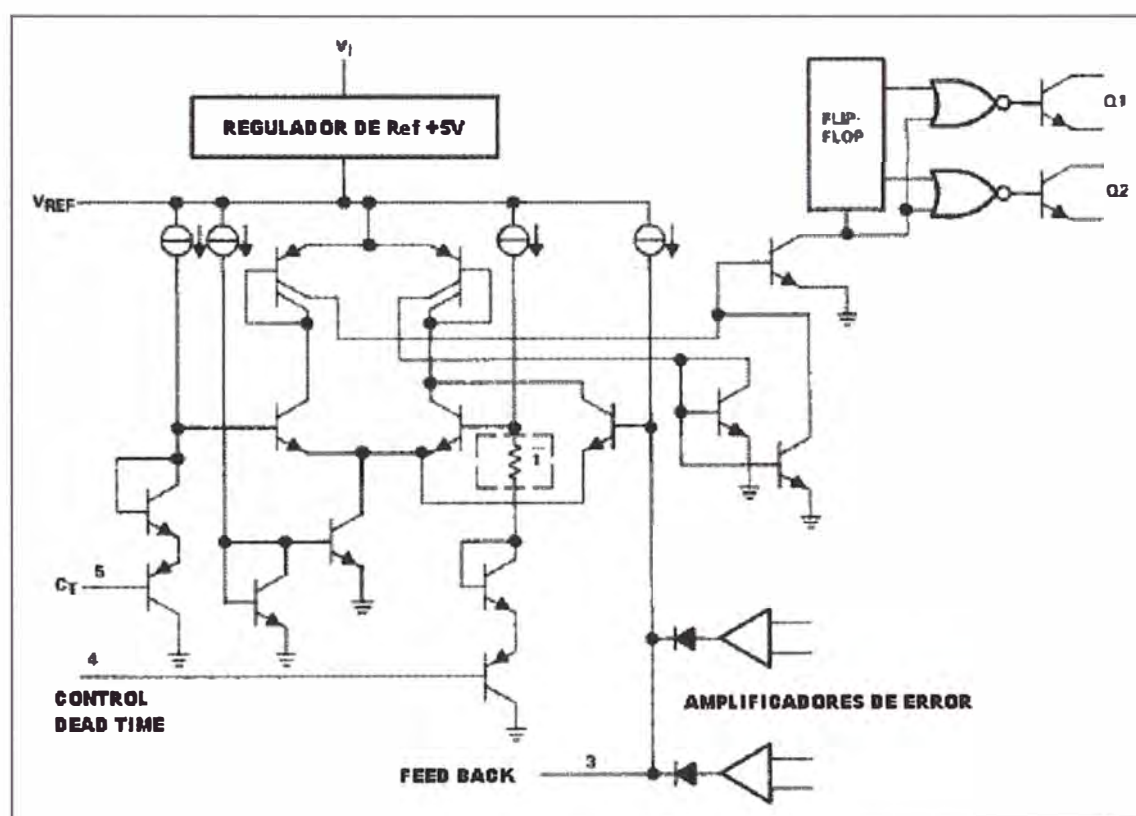


Figura 2.14. Comparadores Dead Time y PWM

2.4.8. Comparador

El comparador es predispuerto mediante el regulador de referencia de +5V. Este proporciona aislamiento de la entrada de alimentación mejorando la estabilidad. La entrada del comparador no exhibe ninguna Histéresis, así debe tenerse cuidado para proteger de un falso disparo cerca al valor umbral (alrededor de 3.3V). El comparador muestra un tiempo de respuesta de 400

nS desde cualquiera de las dos entradas de control para los transistores de salida con solo 100 mV de exceso. Esto asegura un positivo control de la salida dentro de un semiciclo, para operar dentro del rango recomendado de 300 Khz.

2.4.9. Control “dead time”

La entrada de control dead time proporciona control del “dead time” (tiempo con nivel bajo) mínimo. La salida del comparador inhibe a los transistores de conmutación Q1 y Q2 siempre que el voltaje a su entrada sea mayor que el voltaje de rampa del oscilador. Un desplazamiento de hasta 110 mV asegura un “dead time” de aproximadamente 3% con la señal de la entrada de control “dead time” conectada a tierra. Un “dead time” adicional puede ser impuesto aplicando un voltaje a la entrada de control dead time.. Esto proporciona un control lineal sobre el “dead time” desde un mínimo de 3% hasta el 100% correspondiendo con la variación del voltaje de entrada entre 0V y 3.3V respectivamente. Con el control del rango completo permite el control de las salidas desde fuentes externas sin desvincularse de los amplificadores de error. La entrada de control “dead time” es relativamente una entrada de alta impedancia (Corriente menor a 10 μ A) y debería ser usada donde se requiere control adicional del ciclo de servicio (Duty cycle) de la salida. La entrada sin embargo debe asignarse a un valor definido para un apropiado control. Un circuito abierto es una condición indefinida.

2.4.10. Modulación por ancho de pulso

El comparador también proporciona control de la modulación del ancho de pulso de salida. Para esto la rampa de voltaje en el condensador de temporización C_T es comparada a la señal de control presente en la salida de los amplificadores de error. La entrada del condensador de temporización incorpora un diodo en serie que es omitido desde la entrada de la señal de control. Esto requiere que la señal de control (salida del amplificador de error) sea aproximadamente 0.7V mayor al voltaje sobre C_T para inhibir la salida lógica y asegurar la operación con el máximo ciclo de servicio sin requerir el voltaje de control caiga a un verdadero potencial de tierra. El ancho del pulso de salida varía desde 97 % del periodo a 0% según el voltaje de error presente en el amplificador de error varíe desde 0.5V a 3.5V respectivamente.

2.4.11. Amplificadores de error

Un circuito esquemático de los amplificadores de error se muestra en la figura 2.15. Ambos amplificadores de error de alta ganancia reciben acondicionamiento (bias) desde la línea de alimentación V_I . Esto permite una entrada en modo común de entre -0.3V y 2V menos que V_I . Ambos amplificadores se comportan característicamente como un amplificador de terminal simple y fuente simple en que cada salida es activa solo en nivel alto. Esto permite que cada amplificador actuar independientemente para un decrecimiento del ancho de pulso de salida demandado. Con ambas salidas concurrentes a una compuerta OR se aplican juntos al nodo de la entrada

En la figura 2.17 se muestra algunos técnicas de acondicionamiento para control de ganancia de la realimentación.

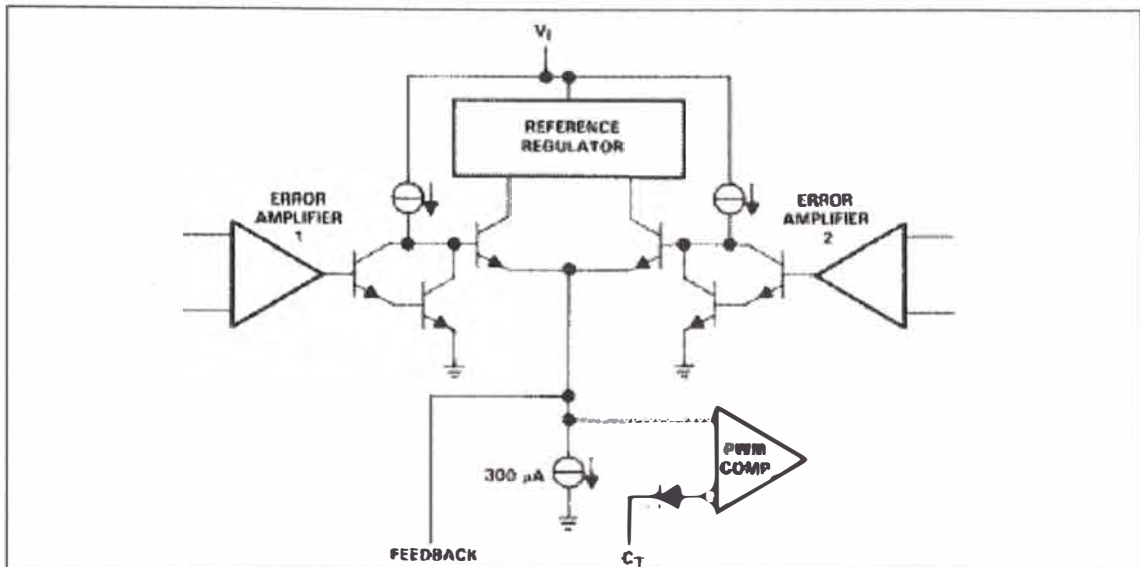


Figura 2.16. Otra forma de ver la estructura de los Amplificadores de Error

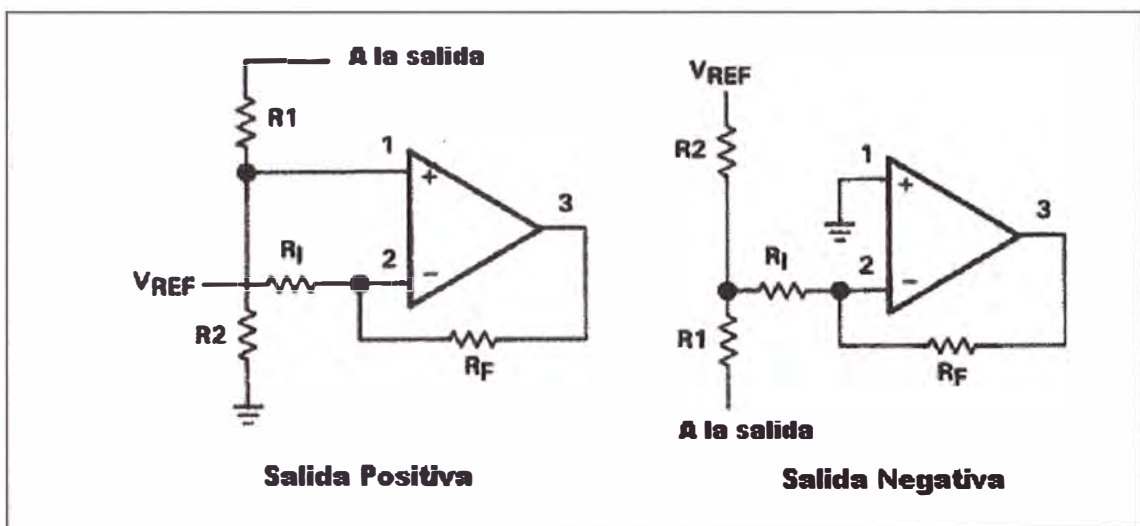


Figura 2.17. Configuraciones del Amplificador de error para aplicaciones de Ganancia controlada

Un gráfico de las características de transferencia es mostrado en la figura 2.18. Esto ilustra las características de ganancia lineales de los amplificadores encima del rango de entrada activo del comparador PWM

(0.5 V a 3.5 V). Esto es importante para la estabilidad del circuito global. La ganancia de lazo abierto de los amplificadores para voltajes de salida desde 0.5V a 3.5V es 60 dB. Un gráfico de BODE de las características de ganancia de los amplificadores es mostrado en la figura 2.19. Ambos amplificadores exhiben un tiempo de la respuesta de aproximadamente 400 nS desde sus entradas hacia sus salidas. Deben tomarse las precauciones para minimizar la carga capacitiva de las salidas de los amplificadores. Puesto que ellos sólo emplean solamente el Pull-up (llevar a nivel alto), la habilidad de los amplificadores de responder a una demanda de carga creciente puede degradarse severamente por las cargas capacitivas.

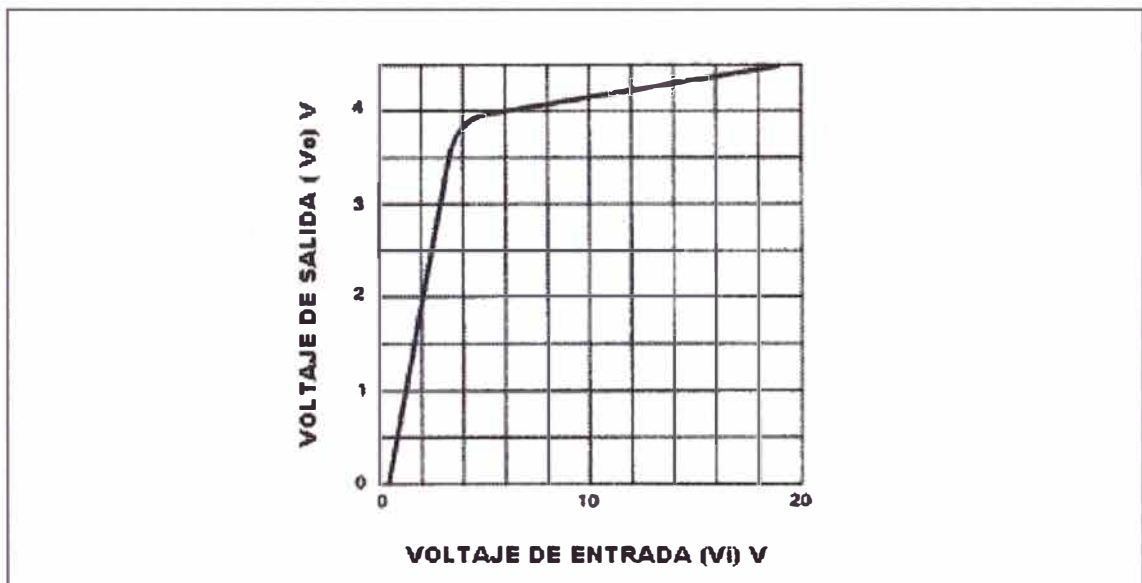


Figura 2.18. Características de transferencia del Amplificador

2.4.12. Lógica de Control de la Salida

La lógica de control de la salida se estructura para proporcionar la versatilidad agregada a través del control externo. Es diseñado para aplicaciones "Push-Pull" o de un solo terminal de salida. La actuación del

circuito puede perfeccionarse por la selección de las condiciones apropiadas aplicada a las variadas entradas de control.

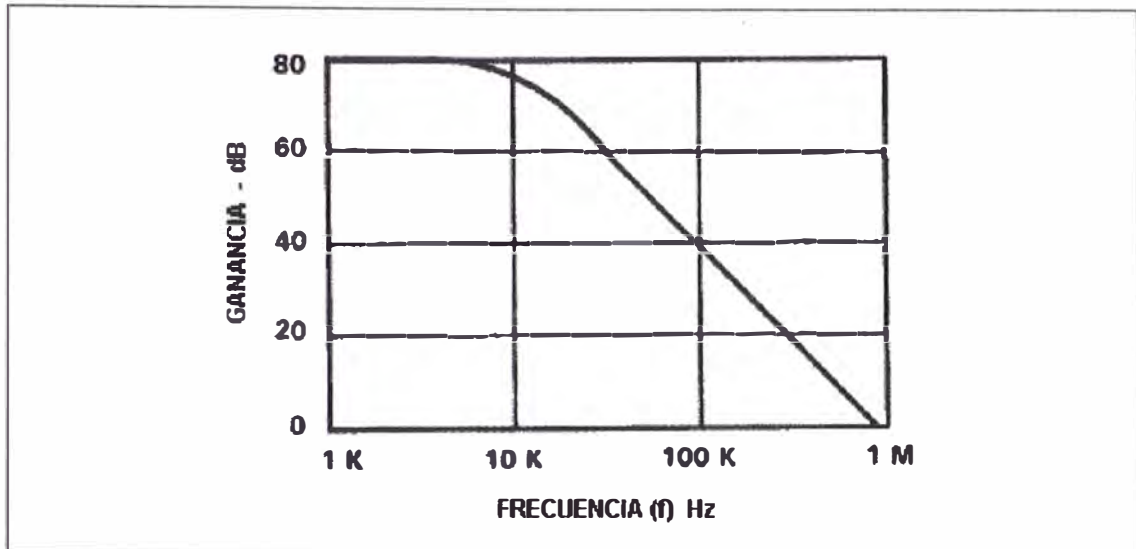


Figura 2.19. Grafico de Bode del Amplificador

2.4.12.1 Entrada de control de la Salida

La entrada de control de la salida determina si los transistores de salida operan en paralelo o en modo Push-Pull. Esta entrada es la fuente de suministro para el flip-flop de pulsos de mando como es mostrado en la Figura 2.20. La entrada de control de la Salida es asíncrona y tiene control directo sobre la salida, independiente del oscilador o del flip-flop de pulsos de mando. La condición de la entrada está orientada a ser una condición fija que es definida por la aplicación. Para el funcionamiento paralelo, la entrada de control de salida debe ser conectada a tierra. Esto desactiva los pulsos de mando del flip flop e inhibe sus salidas. En este modo, los pulsos vistos en la salida del comparador dead time y PWM son transmitidos por ambos transistores de salida en paralelo. Para operación en modo Push -Pull, la

entrada de control de la salida debe conectarse al regulador de referencia interna de +5V. Bajo esta condición, cada uno de los transistores de salida se habilita, alternadamente, por medio de los pulsos de mando del flip flop.

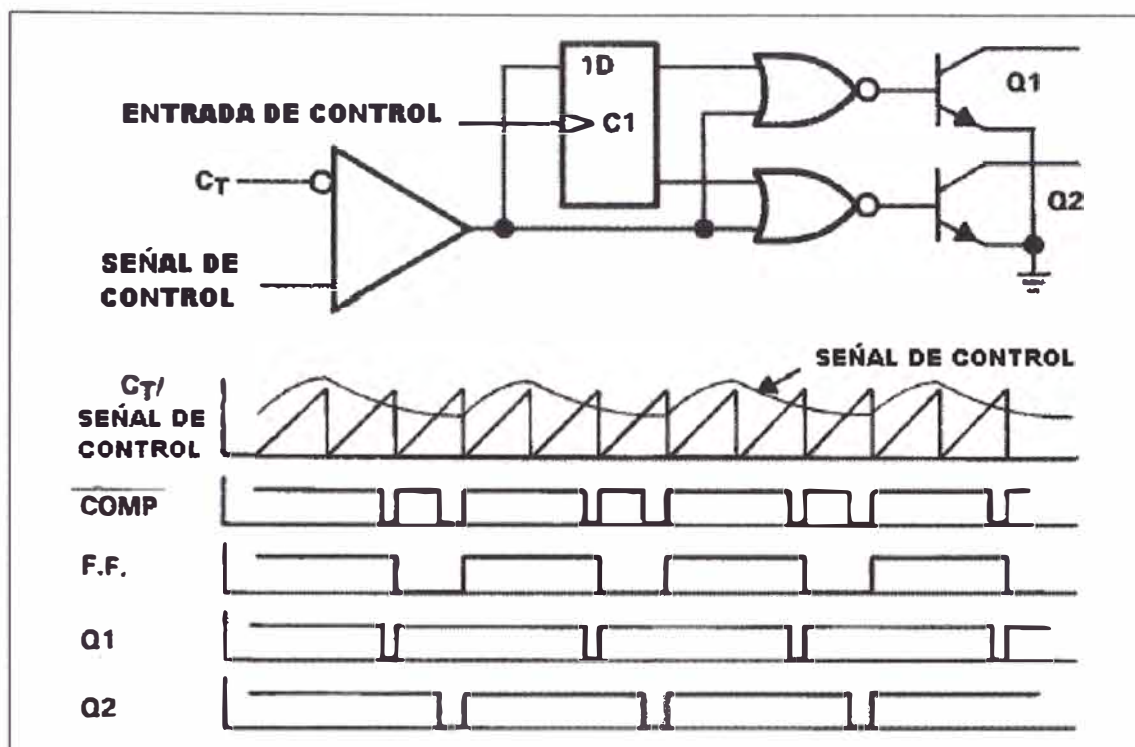


Figura 2.20. Arquitectura del control de la Salida

2.4.13. El Flip Flop de Pulsos de Control

El flip flop de pulsos de control es un flip flop tipo D activado por flanco positivo (De subida) que cambia sincrónicamente con el borde creciente de la salida del comparador (ver Figura 2.19). El "dead time" proporciona un "borrado" durante este período para evitar la posibilidad de tener ambas salidas activas (en "on"), simultáneamente, durante la transición de los pulsos de control de salida.

Un diagrama esquemático del flip flop de pulsos de control se muestra en la Figura 2.21. Desde que el flip flop recibe su disparo desde la salida del comparador, no el oscilador, las salidas siempre operan en modo Push – Pull. El flip flop no cambiará el estado a menos que un pulso de salida ocurra en el período previo del oscilador. Esta arquitectura impide a cualquier salida de doble pulsación, pero restringe la aplicación de las fuentes de señales de control a señales de realimentación DC. (Para detalle adicional leer “ Limitando Pulso de corriente”).

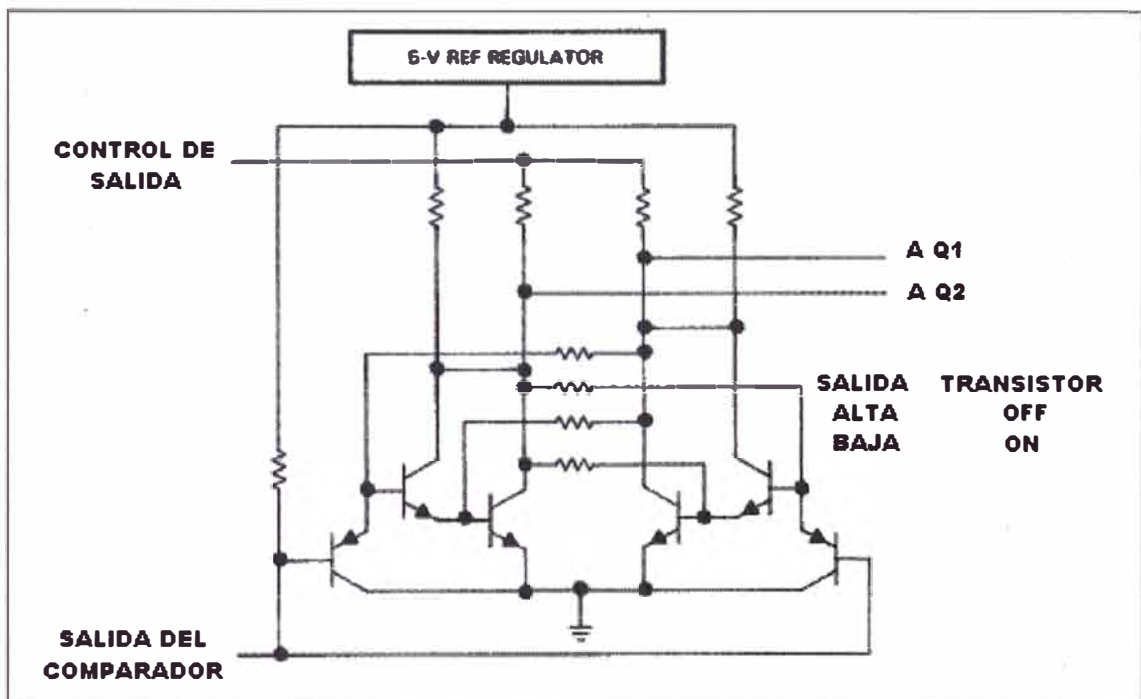


Figura 2.21. Pulsos de control del Flip Flop

2.4.14. Transistores de salida

Hay dos transistores de salida disponibles en el TL494. La estructura de la salida se ilustra en Figura 2.22. Ambos transistores están configurados con colector abierto, emisor abierto el emisor y cada uno es capaz de entregar o soportar una caída de corriente de 200 mA. Los transistores exhiben un

voltaje de saturación de menos de 1.3 V en la configuración de emisor común y menos de 2.5 V en la configuración del seguidor-emisor (Colector común).

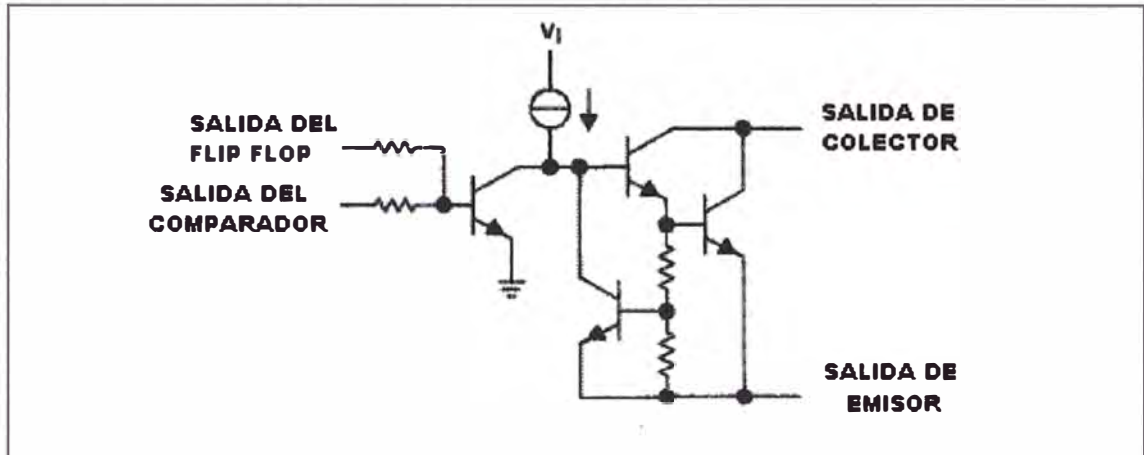


Figura 2.22. Estructura del Transistor de Salida

Las salidas son protegidas contra excesivo consumo de potencia para prevenir daños pero no emplean suficiente limitaciones de corriente para permitirles operar como salidas fuente de corriente.

CAPITULO III

APLICACIÓN DEL CONVERTIDOR “HALF BRIDGE” EN UNA FUENTE CONMUTADA COMERCIAL.

En la figura 3.1 mostramos el diagrama de bloques de una fuente conmutada comercial usada en PCs. La entrada puede recibir **220 VAC** o **110 VAC**. La salida **V_o** representa los valores de salida para una fuente comercial usada en computadoras personales. Si es de tipo AT incluye valores de +5V, +12V, -5V y -12V. En el caso de una fuente de alimentación de tipo ATX representa valores de + 3.3V, +5V, +12V, -5V y -12V.

El Filtro de línea se encarga de eliminar perturbaciones que puedan estar presentes en la línea o red eléctrica. ***El circuito rectificador y el de filtro DC*** (actúa a veces como doblador), Convierten el voltaje alterno en voltaje continuo estable. Este voltaje se aplica a los transistores de conmutación que son parte del convertidor DC-DC ***HALF BRIDGE***. El modulador por ancho de pulsos genera los pulsos de frecuencia constante y ancho variable que permite el control del voltaje de salida. El circuito excitador recibe los pulsos del PWM y los amplifica para aplicarlos a las bases de los ***transistores de conmutación*** los cuales al conducir en forma alternada producen en el primario del ***transformador de conmutación*** un voltaje variable que se induce al secundario con una menor magnitud pero

con mayor entrega de corriente. Los bobinados en el secundario usan una toma central que permite usar una rectificación en onda completa para obtener los voltajes continuos requeridos.

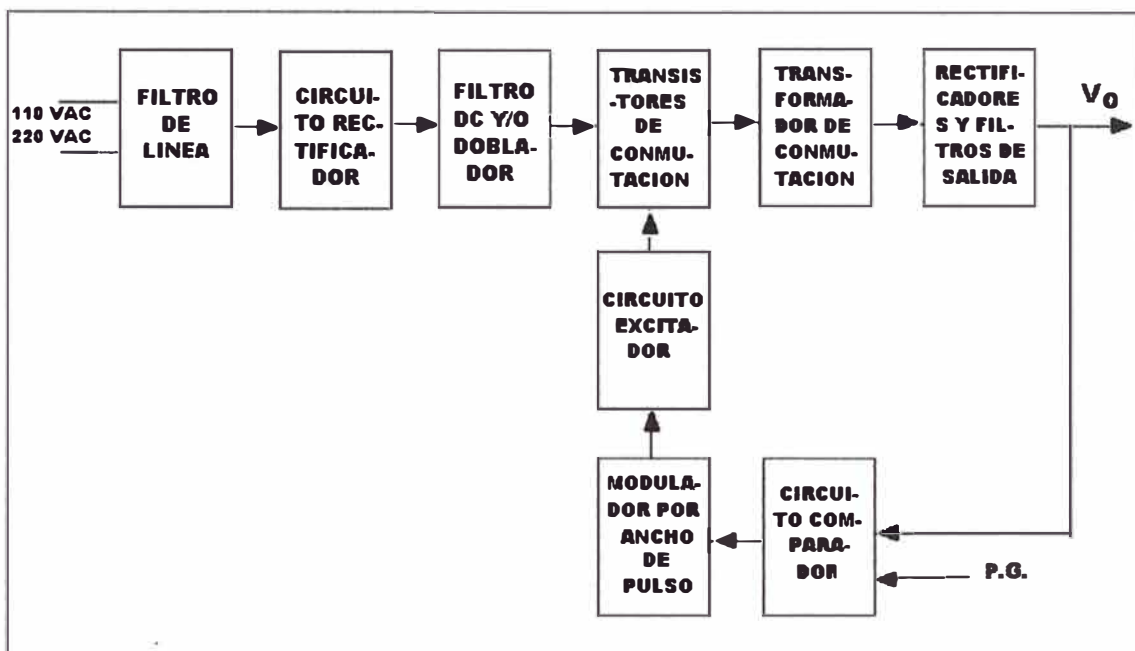


Figura 3.1. Diagrama de Bloques de fuente Conmutada Comercial

El *circuito comparador* permite evaluar si los voltajes de salida están en lo correcto de manera que pueda corregirse un exceso o deficiencia de dichos valores. Además se asocia a este bloque la línea de "power good" que permite desactivar la entrega de energía por parte de la fuente cuando hay fallas o anomalías en la tarjeta principal que alimenta.

A continuación se realiza el análisis de los bloques de mayor importancia. Los esquemas mostrados procuran mostrar los esquemas y valores más representativos del mercado actual incidiendo en los detalles técnicos de mayor importancia en cada caso. Los aspectos funcionales y las

funciones de protección que tienen algunos componentes adicionales llega a ser en algunos casos muy trascendentes.

3.1. El Filtro De Línea

Este circuito se encarga de bloquear y atenuar las perturbaciones que están presentes en la red eléctrica. Este comportamiento puede explicarse claramente por los efectos de la reactancia inductiva X_L y la reactancia capacitiva X_C :

$$X_L = 2\pi fL$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

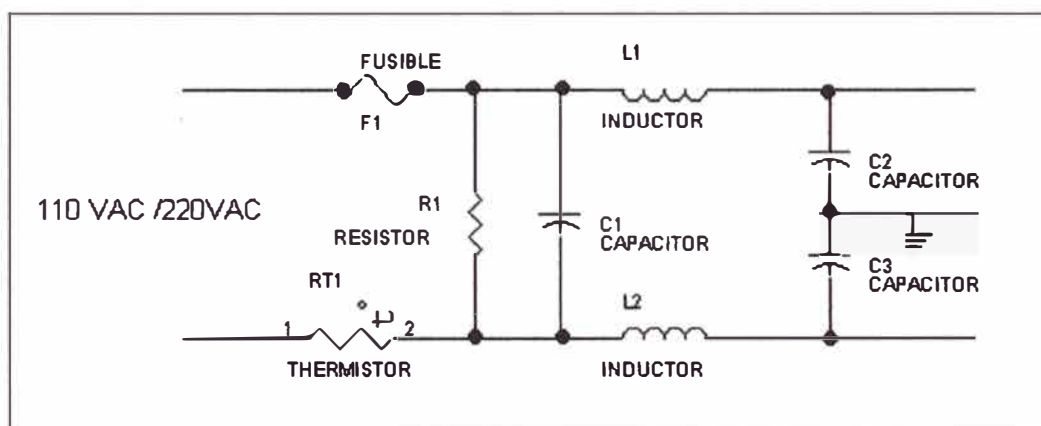


Figura 3.2. Circuito Filtro de Línea

Cuando la señal que ingresa es de Alta frecuencia como por ejemplo ruido eléctrico, los condensadores desacoplan dicha señal al oponer escasa oposición para su paso a través de ellos. Por el contrario las bobinas llegan a presentar una gran oposición impidiendo su paso.

Cuando la señal que ingresa es de Baja frecuencia las bobinas facilitan su paso hacia el bloque inmediato mientras que los condensadores al presentar una gran oposición al paso a través de ellos no tienen mayor efecto y no impiden que llegue hacia el bloque inmediato. La figura 3.2 muestra diagrama esquemático del filtro de línea típico.

El circuito filtro de línea constituye un filtro pasa bajos.

3.2. Rectificador(es) y Filtros de Alto Voltaje

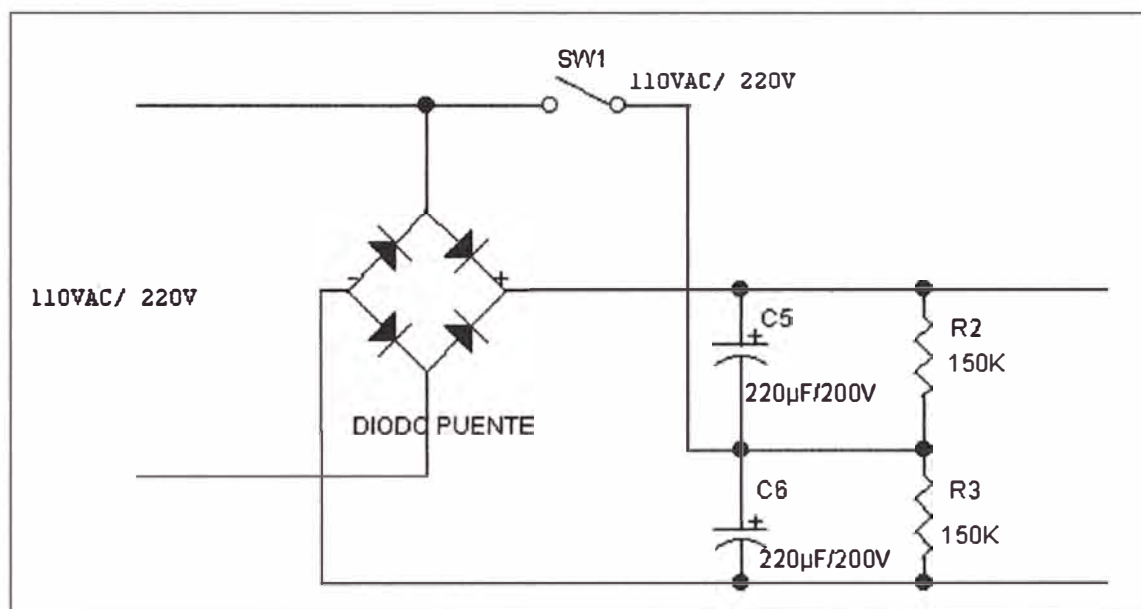


Figura 3.3. Rectificadores y Filtro de Alto Voltaje

Este conjunto de elementos rectifica y filtra el voltaje entregado por el filtro de línea. Cuando el sistema opera con 110 VAC el interruptor SW1 se cierra y el conjunto Opera como un doblador de tensión cargándose en forma alternada los condensadores C5 y C6 obteniéndose en forma aproximada el mismo voltaje que al aplicar 220 VAC con el interruptor SW1

abierto. Los valores especificados son valores típicos en las fuentes de PCs comerciales.

3.3. Modulador por Ancho de Pulsos: TL494

Este circuito integrado tiene en la estructura de las fuentes de alimentación CONMUTADAS varias funciones en un solo circuito integrado.

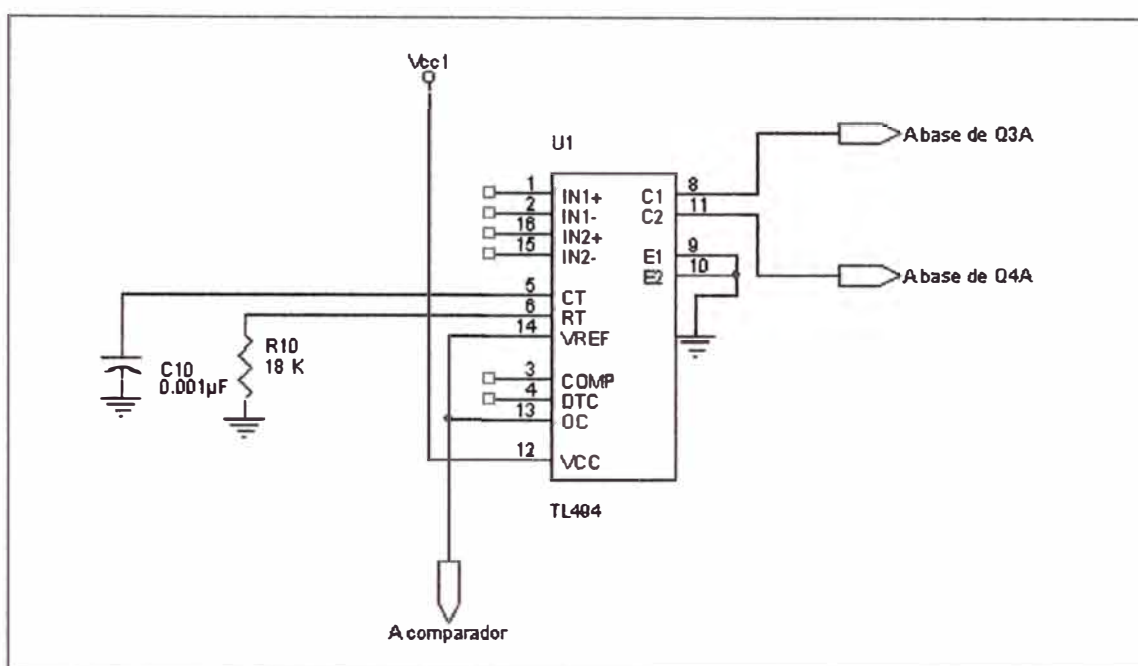


Figura 3.4. Circuito Oscilador (PWM)

El TL494 incorpora todas las funciones requeridas en diseño de un circuito de conmutación mediante modulación por ancho de pulsos (PWM). Puesto que está diseñado principalmente para control de fuentes conmutadas o convertidores DC – DC ofrece a los diseñadores de sistemas la flexibilidad para hacer a medida el circuito de control para su propia aplicación.

La figura 3.4 muestra el esquema del oscilador con los valores típicos. La frecuencia de oscilación en este caso la obtenemos a partir de

los valores de C_{10} y R_{10} que constituyen el condensador y la resistencia de Temporización. La expresión que nos da la frecuencia de oscilación aproximada es:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_{10} \cdot C_{10}} = 61.11Khz$$

El ancho de pulso es controlado a partir de un circuito comparador externo, el circuito comparador interno y los amplificadores de error que forman parte del TL494.

3.4. Circuito Excitador y Transistores de Conmutación

En este esquema se unen dos bloques, el circuito excitador utiliza un transformador excitador que proporciona aislamiento eléctrico de los transistores excitadores con respecto a las bases de los transistores de conmutación. La disposición de los transistores de conmutación corresponde a la de un convertidor DC-DC del tipo " Half Bridge" los transistores están polarizados para entrar en conducción ante la presencia de los pulsos amplificados por los transistores excitadores Q3A Y Q4A que entrega el transformador excitador. Los pulsos llegan a las bases de los transistores produciendo la conducción de los transistores Q1A Y Q2A en forma alternada.

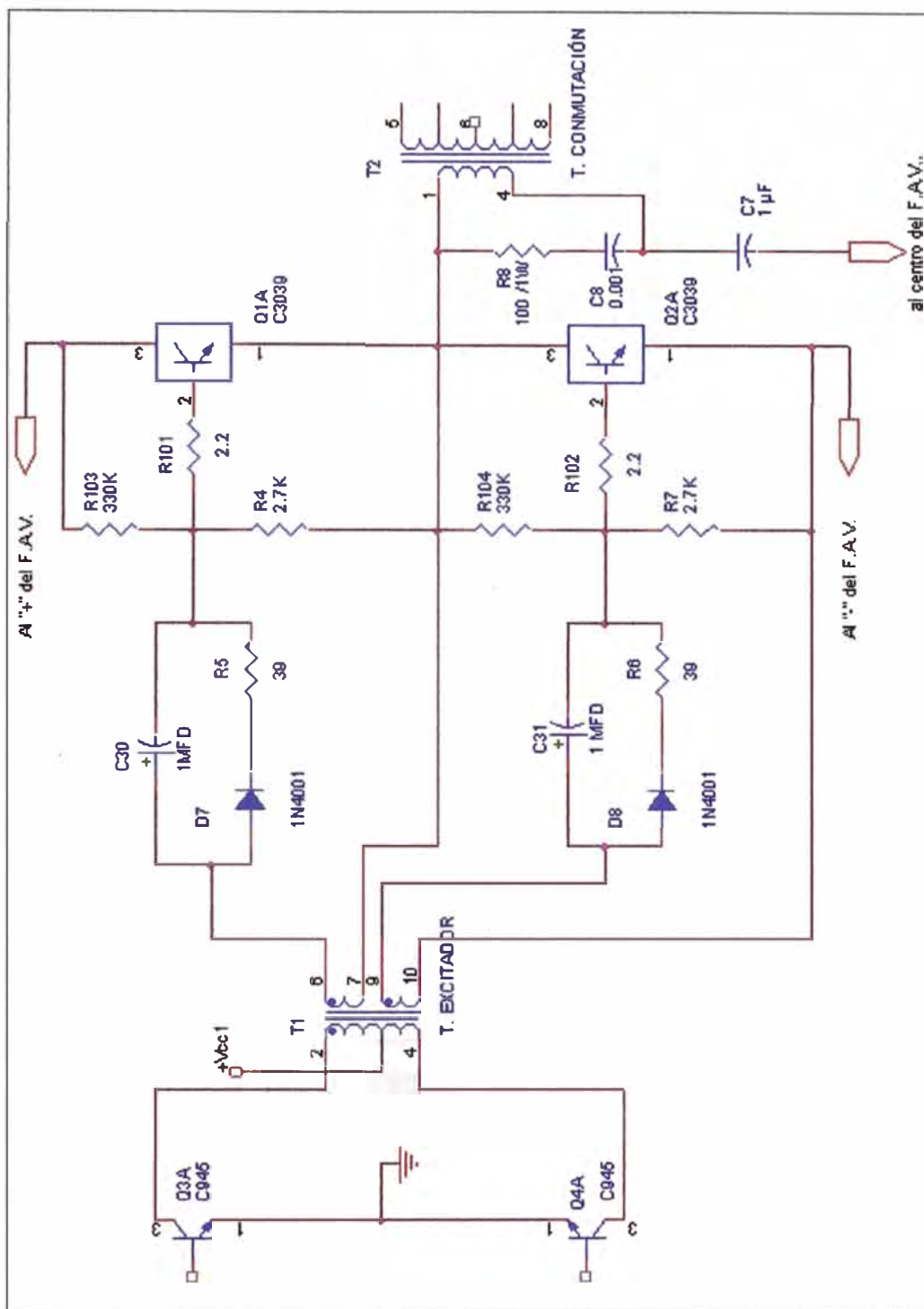


Figura 3.5. Circuito Excitador y Transistores Conmutadores

Cuando el transistor que entra en conducción es Q1A la circulación de la corriente sobre el primario del transformador de conmutación se induce al secundario un semiciclo positivo de onda casi rectangular que es

deformada por la forma de respuesta que adopta el transistor al iniciar la conducción y luego al dejar de conducir. El transistor Q2A producirá por el contrario un semiciclo negativo en el momento de su conducción. La combinación de R8 y C8 permiten evitar una forma de onda más deformada.

3.5. Circuitos Rectificadores y Filtros de Salida

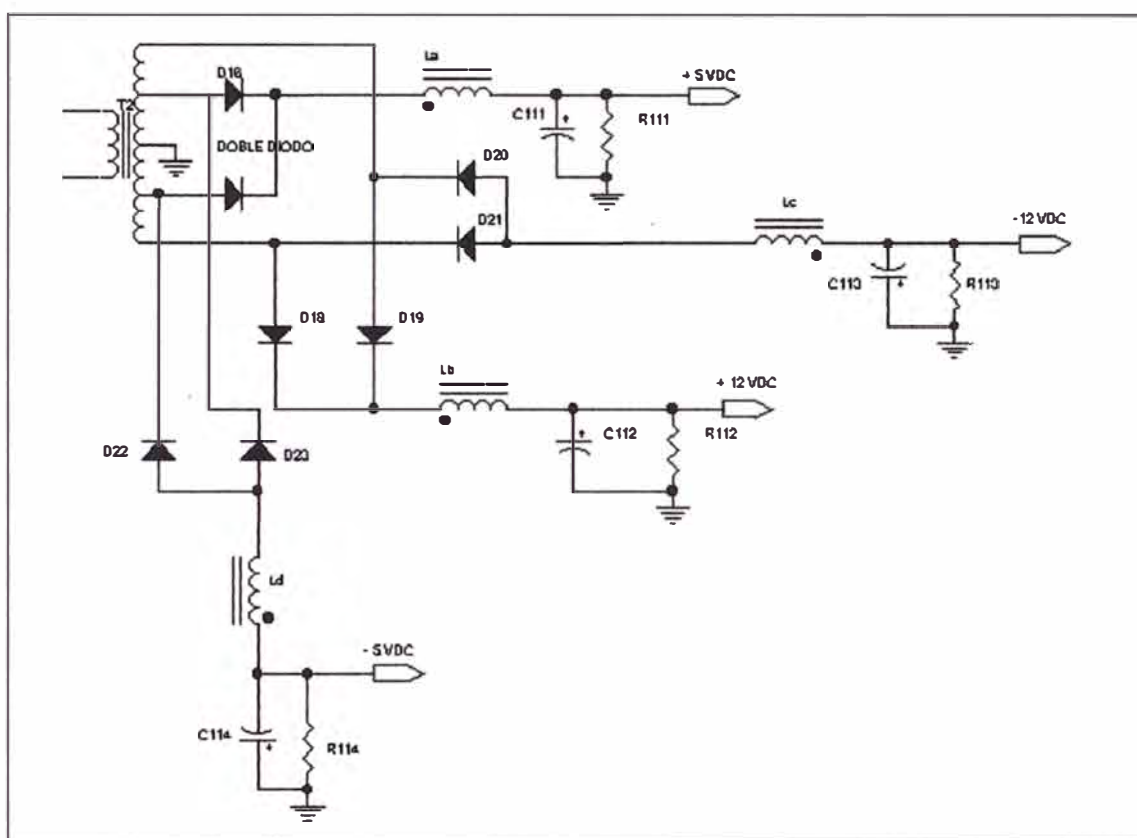


Figura 3.6. Circuito de Rectificadores y Filtros de Salida

Tal como se muestra en la figura 3.6 la rectificación que proporcionan los circuitos rectificadores y filtros de salida es normalmente en onda completa usándose dobles diodos sobre todo para niveles de +5V y en algunos casos también para +12V. Los valores negativos se obtienen mediante diodos rectificadores discretos dispuestos también para onda

lograrlo utiliza circuitos amplificadores de error que son parte del TL494 y como Transistores externos o circuitos integrados comparadores como el LM339, el LM393 o equivalentes. Su esquema es mostrado en la figura 3.7.

En el esquema los resistores R53 toma voltaje desde la salida de +5V y R54 toma voltaje desde la salida de +12V, estos resistores junto con R51 y R52 constituyen un divisor de tensión para la entrada no invertida del amplificador de error # 1 del TL494. Mediante los resistores R56 y R55 se constituye el divisor de tensión para la entrada invertida del amplificador de error # 1 del TL494. Para proporcionar estabilidad se tienen R50 y C50. El voltaje del amplificador de error es comparado con el voltaje rampa que hay sobre el condensador C10. Cuando la salida de voltaje decrece el voltaje en la salida del amplificador de error también decrece y el ancho del pulso de excitación es mayor y los transistores Q1A y Q2A están más tiempo en conducción, como consecuencia de ello el pulso antes de las bobinas de salida es mayor y el voltaje de salida se incrementa. El segundo amplificador de error está bloqueado por el voltaje aplicado a su entrada invertida (pin 15) de +5V. Por otro lado están también los transistores Q5, Q6 y Q7 y otros componentes discretos. El conjunto se encarga de proteger cuando alguno de los voltajes de salida excede sus límites. Si por ejemplo se exceda la salida de +5V, a través de R63 y D52 se incrementa el voltaje en la base de Q6 y conduce más fuertemente y produce que conduzca también Q5 con lo que a través del diodo D51 lleva a 1 lógico al pin 4 bloqueando la fuente. Por otro lado la señal POWER GOOD se produce cuando todos los voltajes

llegan a estado estable, en cuyo caso la línea de POWER GOOD va a +5V (1 Lógico), y es conectada usualmente a la señal reset.

3.7. Simulación del circuito excitador y transistores de conmutación

Procurando un mejor análisis se ha simulado el circuito excitador y la conmutación de acuerdo al circuito de la figura 3.8. Para Esta simulación recurrimos a ORCAD 9.1. Una de las limitaciones que tenemos al usar estas simulaciones es el número limitado de componentes que es posible usar y el no disponer de algunos componentes en las bibliotecas de la aplicación.

Los pulsos que se generan mediante el TL 494 se sustituyeron mediante las fuentes de pulsos PULS1 Y PULS2 cuyas características son:

PARAMETRO	SIMBOLO	PULS1	PULS2
Voltaje asignado para el resto del periodo	V1	0V	0V
Voltaje durante el pulso	V2	4V	4V
Retardo	TD	0 μ S	16.5 μ S
Tiempo de bajada	TF	5nS	5nS
Tiempo de subida	TR	5nS	5nS
Periodo	Period	33 μ S	33 μ S
Ancho de pulso	PW	6 μ S	6 μ S
Componente de continua	DC	0	0
Componente de alterna	AC	0	0

Esto nos permite tener un desfase de 180° entre uno y otro pulso.

Dado que los circuitos deben tener una referencia a tierra se ha requerido usar dos fuentes de voltaje continuo para obtener un equivalente al voltaje proporcionado por el sistema de rectificador y filtro.

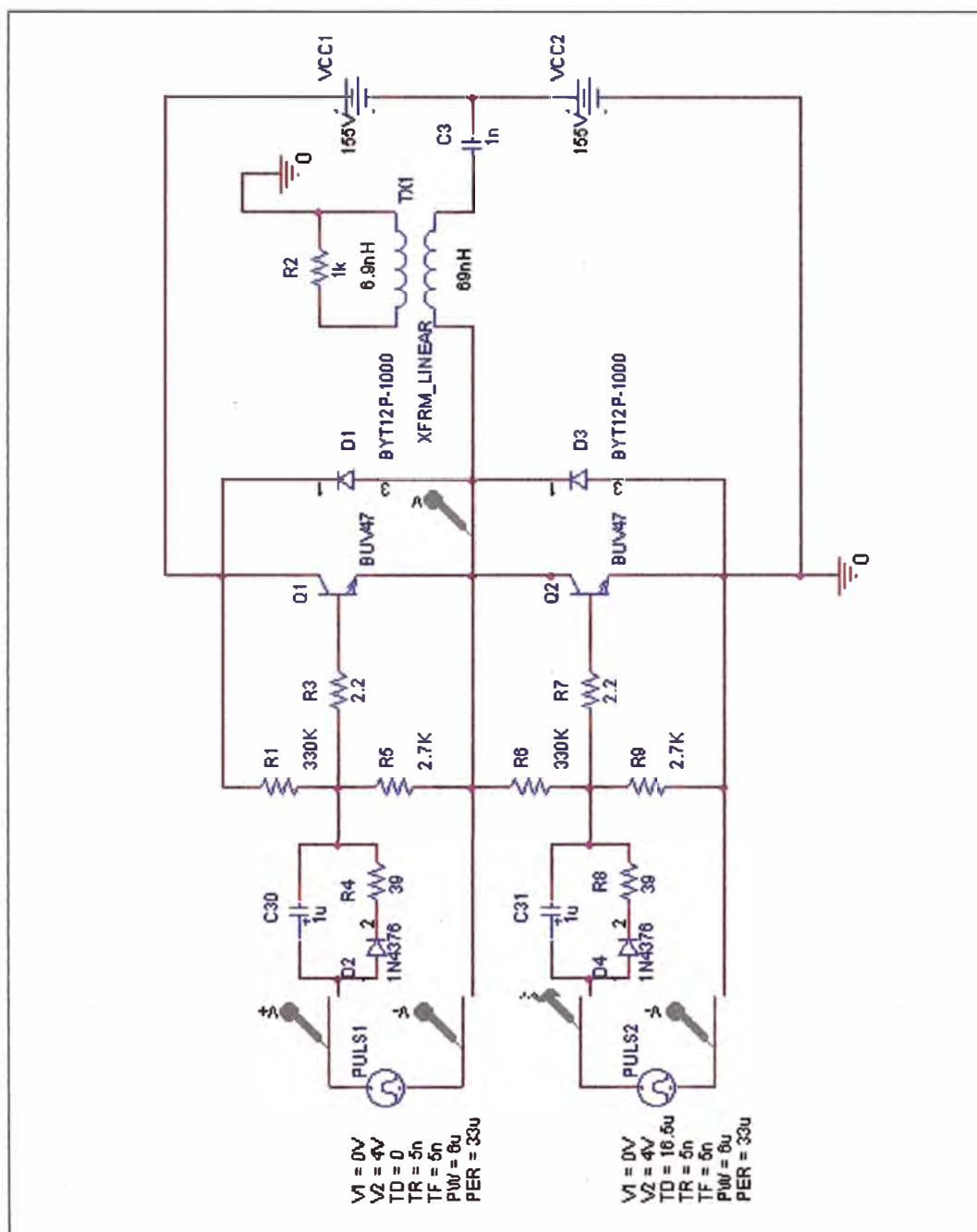


Figura 3.8. Circuito de conmutación usado para la simulación

La forma de onda de los pulsos aplicados se muestra en la figuras 3.9-a y 3.9-b.

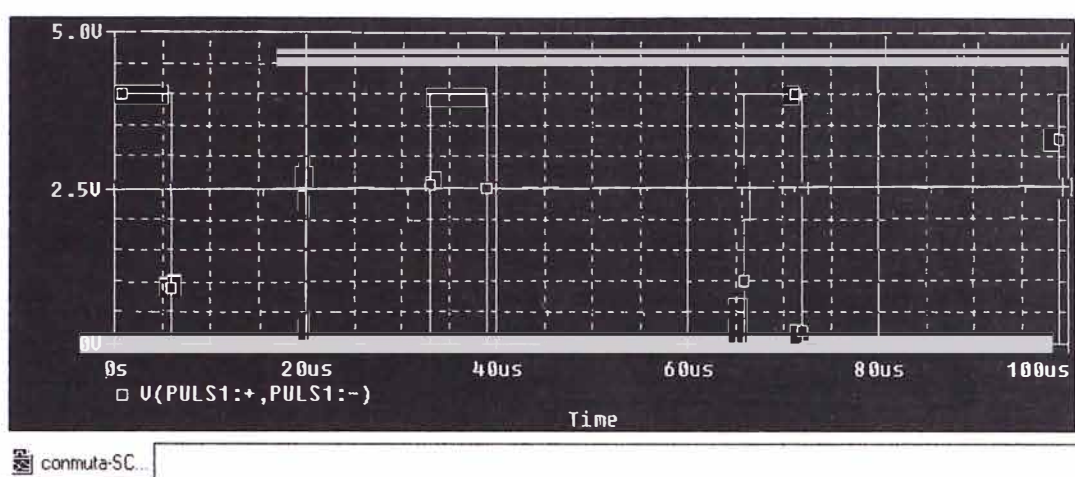


Figura 3.9.a. Forma de Onda de la señal PULS1

En las figuras 3.10-a y 3.10-b se observa los pulsos por separado y el efecto que tienen sobre el voltaje respecto a tierra en el nodo en que se unen los transistores y el primario del transformador. Los pulsos que genera "PULS1" producen la conducción del transistor Q1. Los pulsos que genera "PULS2" producen la conducción del transistor Q2.

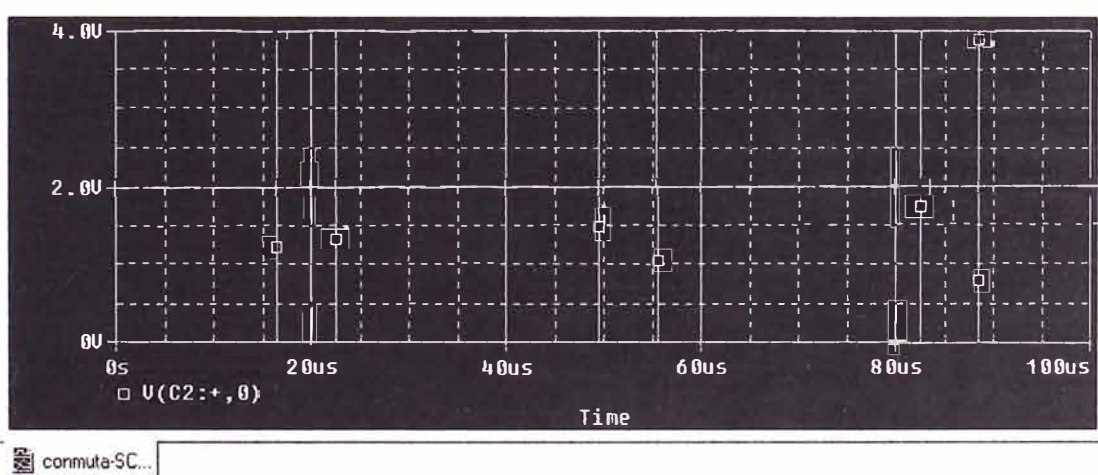


Figura 3.9.b Forma de onda de la señal PULS2

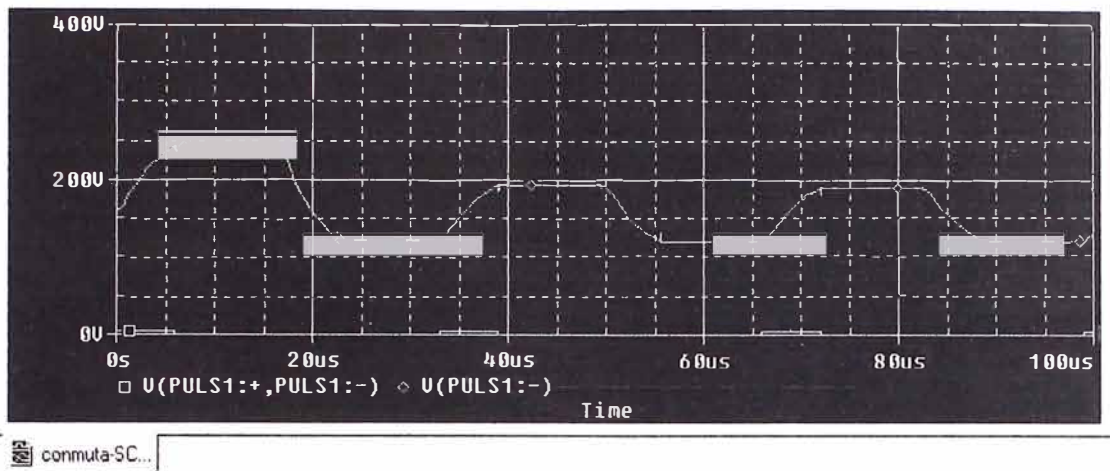


Figura 3.10.a Señal en la unión de Transistores y señal PULS1

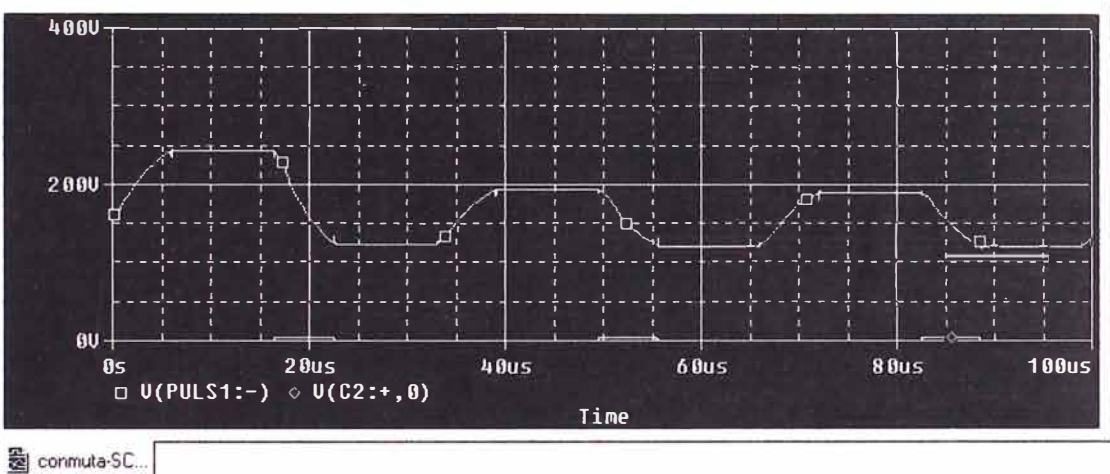


Figura 3.10.b Señal en la union de transistores y señal PULS2

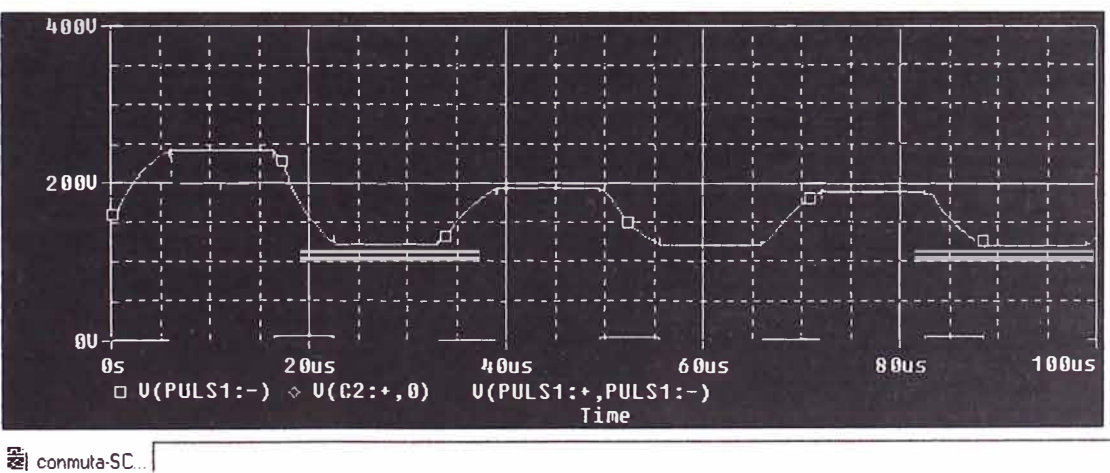


Figura 3.10.c Señal en la unión de transistores con transformador y señales PULS1 y PULS2

Los pulsos que se inducen en el secundario se muestran en la figura 3.11. con pulsos de 4V y en la figura 3.12 con pulsos de 10V. La forma de onda resultante es muy aproximada a los valores reales puesto que se muestra también el efecto de perturbación que tiene la ocurrencia de un pulso durante el tiempo de actividad de cada transistor.

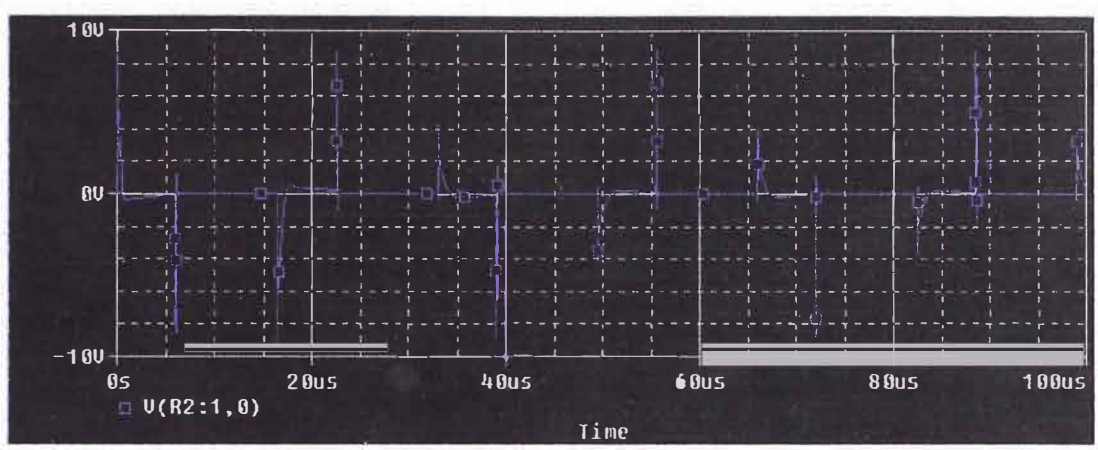


Figura 3.11. Señal en el secundario del transformador de Pulsos con pulso de 4V

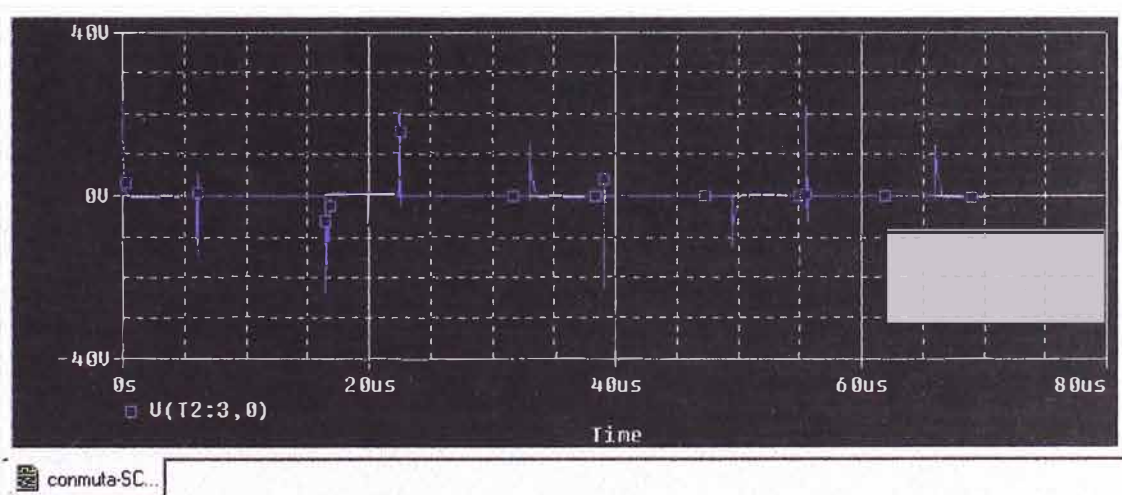


Figura 3.12. Señal en el secundario del transformador de pulsos con pulso de 10V

3.8. Por qué elegir el convertidor DC-DC Half Bridge.

A continuación se muestra un cuadro comparativo de los convertidores descritos en el capítulo I.

Convertidor	Potencia Maxima(W)	Tensión de Entrada	Aislamiento	Eficiencia típica	Costo Relativo
Buck	1000	5-1000	No	78	1.0
Boost	200	5-600	No	80	1.0
Buck-Boost	200	5-600	No	80	1.0
Fly Back	200	5-500	Si	80	1.2
Forward	300	5-500	Si	78	1.4
Push Pull	1000(*)	50-1000	Si	75	2.0
Half Bridge	1000	50-1000	Si	75	2.2
Full Bridge	> 1000	50-1000	Si	73	2.5

(*) Algunos autores refieren solo 500W.

Los criterios para que se haya elegido el convertidor DC-DC de tipo HALF BRIDGE pueden sustentarse en lo siguiente:

1. La necesidad de aislamiento entre entrada y salida. En este caso solo sería posible usar los convertidores Fly Back, Push Pull, Half Bridge, Full Bridge y Forward.

2. El nivel de Voltaje de entrada aplicado al inductor o primario del transformador. En este caso el voltaje aplicado debe ser relativamente alto pues se tiene luego del rectificador no regulado un voltaje de alrededor de 300V, aplicándose en el bobinado primario aproximadamente 150V

3. Las magnitudes de voltajes y corrientes soportados por los transistores y/o diodos en relación con sus valores límite especificados, lo que afecta su mayor o menor fiabilidad.

4. La característica de Densidad de flujo Magnético B y la intensidad de Campo magnético H, lo que nos podrá indicar las dimensiones y potencia de transformador a usar.

5. Niveles de calentamiento y temperatura alcanzados de acuerdo a la potencia entregada.

6. La utilización del modulador por ancho de pulsos TL494 queda plenamente justificada si tomamos como referencia lo expuesto en el capítulo II que indican entre otras características su diseño orientado a control de fuentes conmutadas, su flexibilidad, control para seleccionar salida simple o Push Pull, facilidad de sincronización, etc.

3.9. Comparación de la simulación y los resultados reales obtenidos.

1. La simulación debe hacerse aproximando lo mejor posible las características de los componentes reales y los factores de perturbación eléctrica.
2. En los circuitos asociados al modulador por ancho de pulsos será necesario considerar las probables perturbaciones.
3. Las perturbaciones de los pulsos se reproducirán en los transistores que producen la conmutación y en el voltaje variable que la conmutación produce en el primario del transformador de pulsos.
4. Aunque no es evidente en el diseño los transistores de conmutación requieren de disipadores de calor que permitan su funcionamiento sin causar su deterioro por exceso de temperatura.

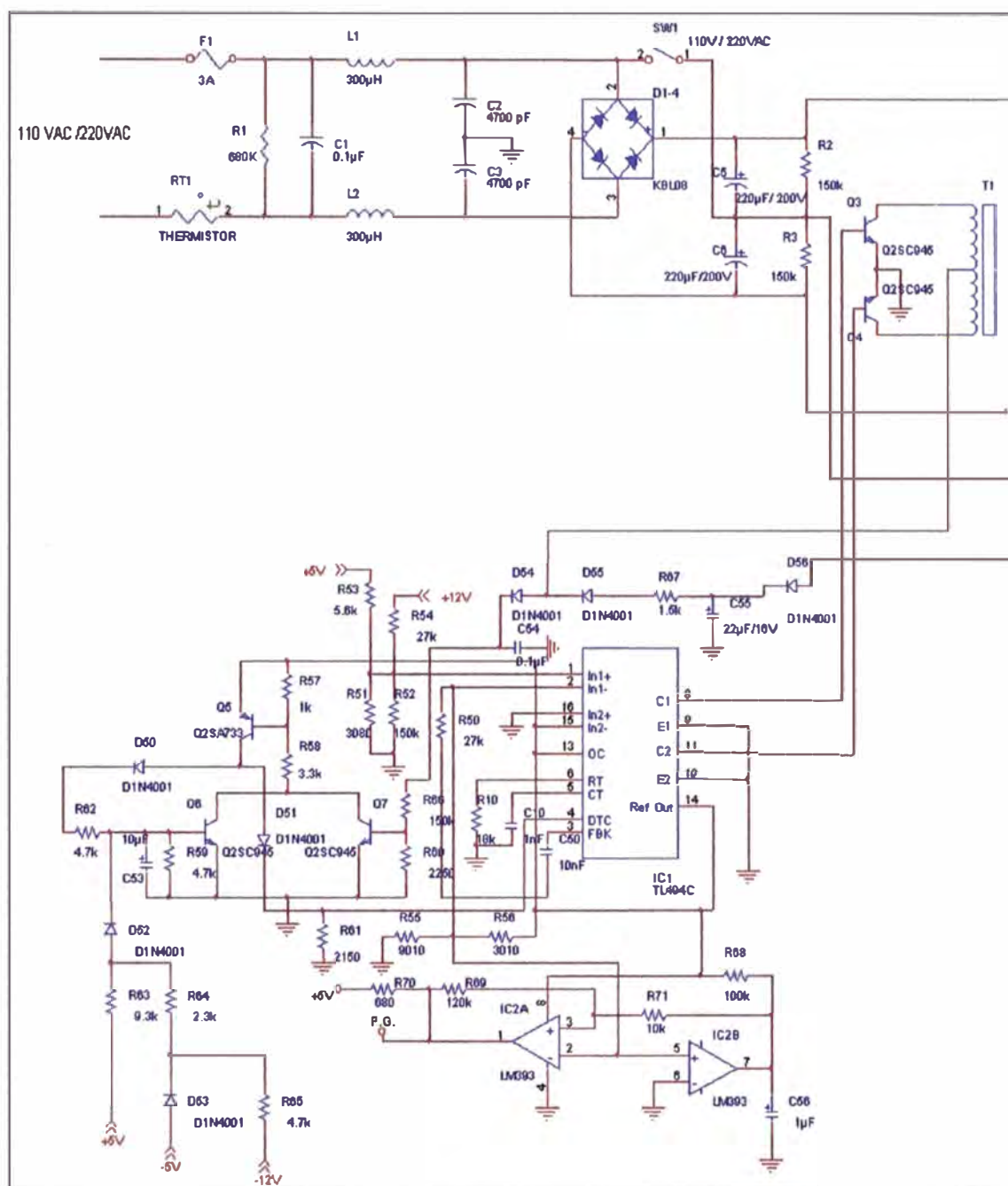


Figura 3.13.a. Diagrama completo de la fuente conmutada: parte 1.

- Es necesaria en la mayoría de los casos la presencia de los diodos dispuestos entre colector y emisor para proteger los transistores de la energía almacenada en el momento que cesa su conducción.

6. Para el diseño en general debe tenerse en cuenta la disposición de los componentes que intervienen. Su resistencia eléctrica y su potencia para los resistores y su capacidad y voltaje para los capacitores.

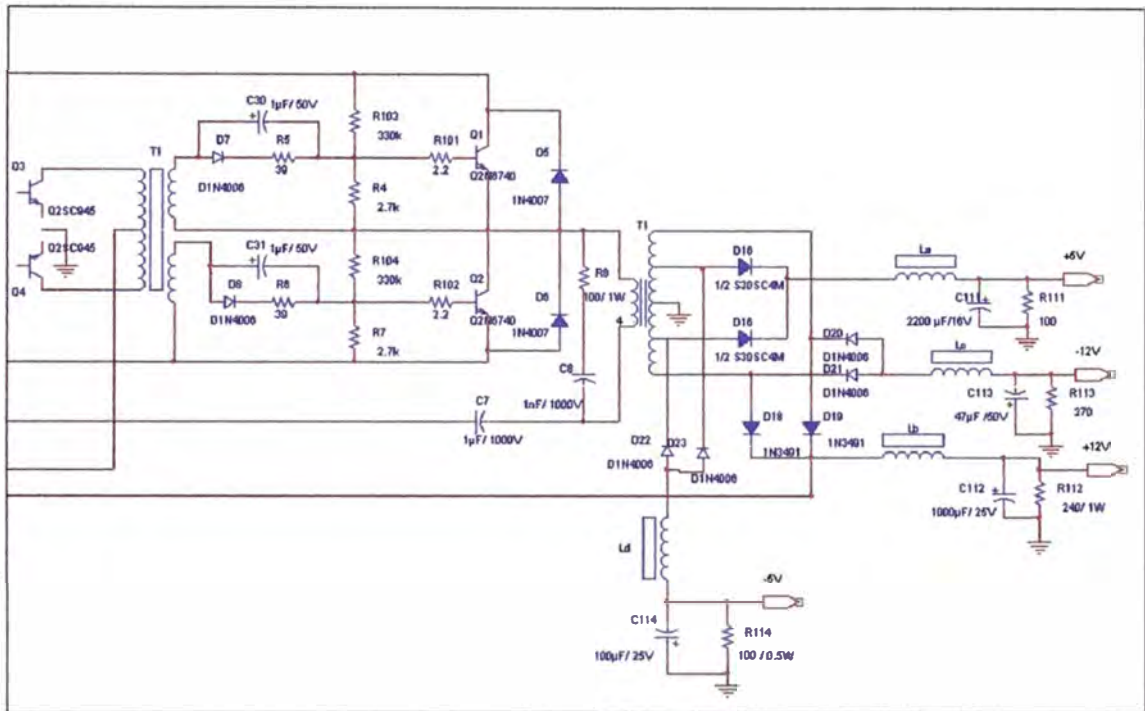


Figura 3.13.b. Diagrama completo de la fuente conmutada: Parte2.

3.10. Diagrama completo del circuito de la fuente Conmutada.

En las figuras 3.13a y 3.13b se muestra el diagrama completo de la fuente de alimentación explicada. La forma presentada correspondería a una fuente de alimentación de tipo AT.

3.11. Variantes aplicadas en fuentes ATX.

Una fuente de alimentación de tipo ATX añade una fuente regulada auxiliar que proporciona el voltaje de mantenimiento y la alimentación

necesaria para el circuito de activación de la fuente. El esquema correspondiente se muestra en la figura 3.14. Para encender la fuente de alimentación el terminal PS-ON es llevado a nivel bajo (0v). Como consecuencia de esto el transistor Q8 pasa al corte y también pasa al corte Q9 permitiendo la oscilación del TL494. Este circuito obliga a ciertas modificaciones en el circuito asociado a "Power Good" que es la línea que requiere la tarjeta principal y que genera la fuente cuando todos los voltajes que entrega alcanzan el estado estable. En ese instante toma el valor de +5V (1 lógico). Notemos que en el terminal 6 de IC2b se conecta esta vez una línea que depende de PS-ON en lugar de conectarse a tierra.

Además se tiene un circuito adicional que proporciona el voltaje de salida de +3.3V cuyo diagrama se muestra en la figura 3.15. Puede observarse que existe la bobina L_f que produce un flujo sustractivo para la obtención de los 3.3V. La bobina L_e es parte del circuito de filtro para la salida. El circuito integrado IC3 es un regulador que va a mantener la salida entre los límites permitidos de voltaje. Si eventualmente se incrementa el voltaje como consecuencia de una carga muy pequeña el regulador IC3 producirá que el transistor Q10 conduzca más y haga circular corriente durante los pulsos negativos a través del Diodo D31.

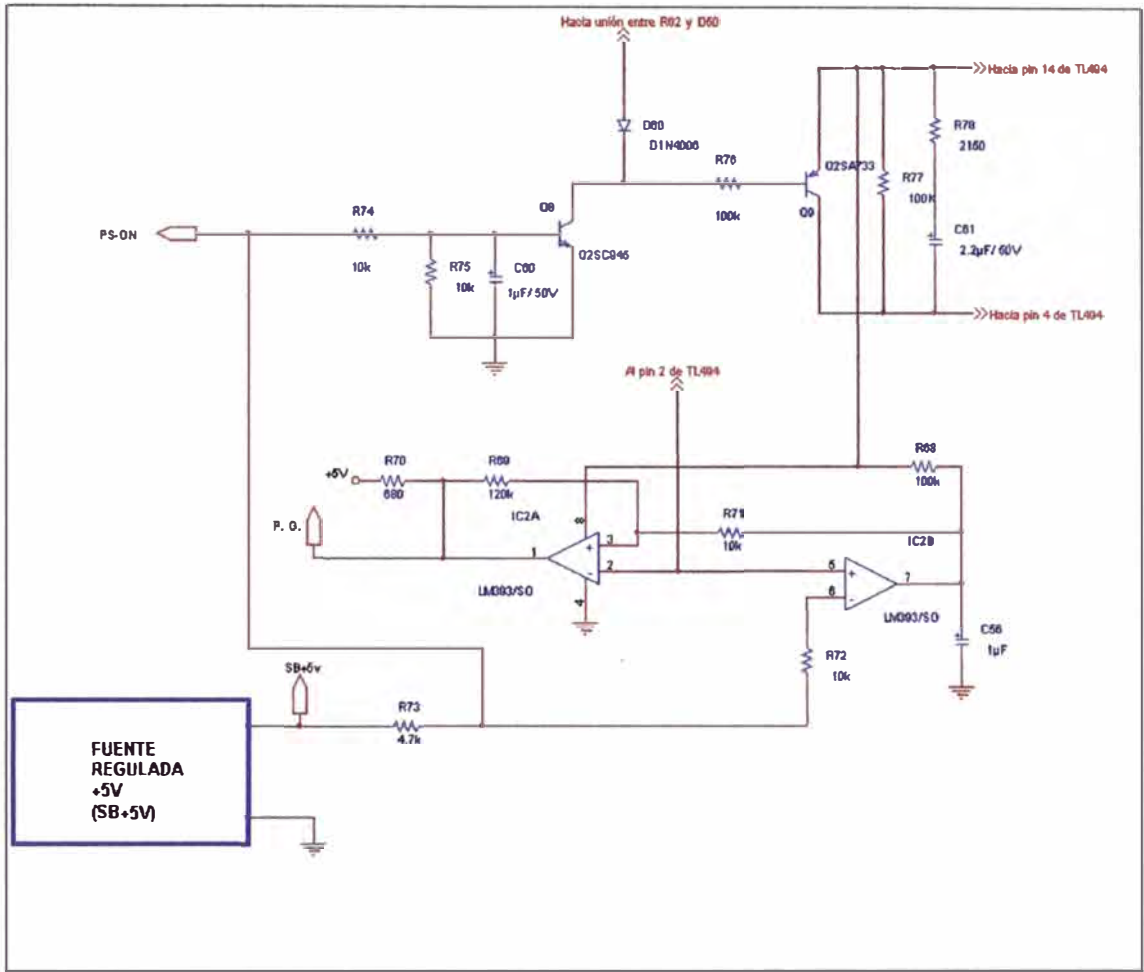


Figura 3.14. Esquema de sistema de encendido para fuente ATX.

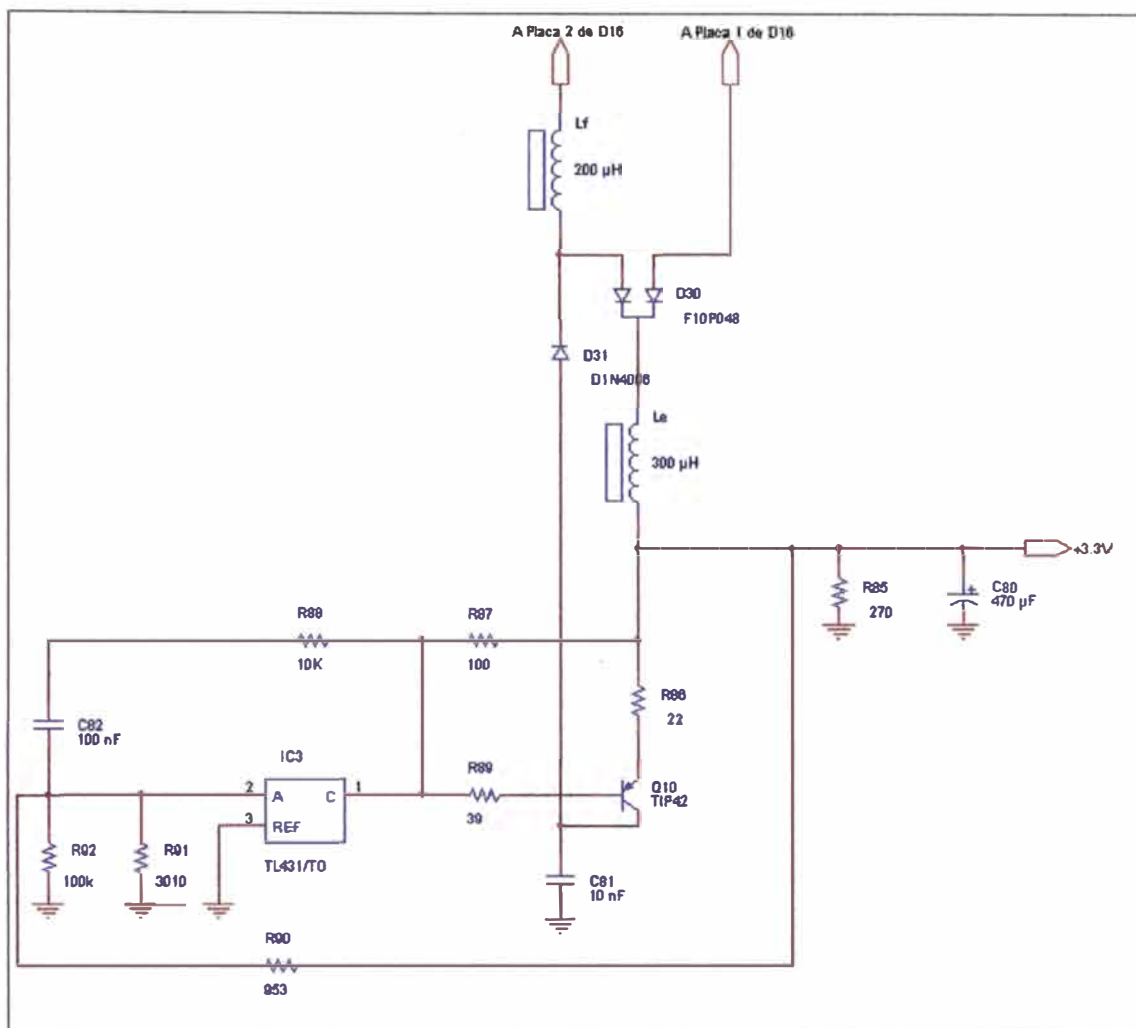


Figura 3.15. Circuito adicional para salida de +3.3V.

CAPITULO IV POSIBLES MEJORAS EN LAS APLICACIONES DE LA FUENTE

4.1. El Regulador de referencia de + 5V del TL494

El regulador de +5V de referencia interior se diseña para proporcionar una barra del suministro estable a los circuitos interiores para los voltajes de la entrada variantes principalmente. El regulador proporciona el manejo suficiente para mantener a 10 mA de corriente de suministro al circuito de carga adicional. La carga excesiva, sin embargo, puede degradar la actuación del TL494 desde que el regulador de 5V establece el voltaje de referencia del suministro de muchos de los circuitos del control interno.

4.1.1. Refuerzo de la corriente del regulador de +5V

No se recomiendan técnicas de "boot strap" convencionales para los reguladores del tres-terminales, como el mostrado en la Figura 4.1, para el uso en el TL494. Refiriéndonos a la Figura 4.1: Normalmente, el "boot strap" se programa por la resistencia RB de modo que el transistor Q1 conduzca cuando corriente de carga se acerca a la capacidad del regulador. Esto trabaja bastante bien donde la corriente en la entrada (a través de RB) es determinada por la corriente de carga. Éste no es necesariamente el caso con el TL494. La corriente de la entrada no sólo refleja la corriente de carga pero incluye la corriente generada por el circuito del mando interior que es acondicionada desde el regulador de referencia así como la propia barra de la entrada. Como resultado, La condición del transistor de derivación Q1 no

es controlada por la corriente de carga generada por el regulador de la referencia.

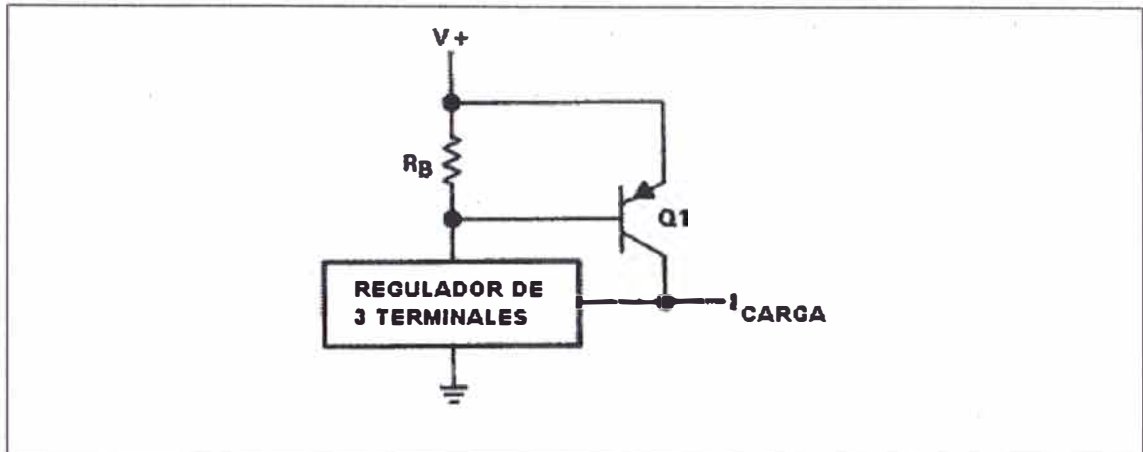


Figura 4.1. Refuerzo de corriente con regulador de 3 terminales

La figura 4.2 muestra la técnica del "boot strapping" que se prefiere para el TL494. Esta técnica proporciona el aislamiento entre cualquier circuito de acondicionamiento de carga y la salida del regulador de referencia y proporciona una cantidad suficiente de suministro corriente sin afectar la estabilidad del regulador de la referencia interna. Esta técnica debe aplicarse para acondicionar el manejo del circuito solo después que la regulación de la alta corriente de salida es solamente dependiente en la carga.

4.2. Aplicaciones del oscilador

El diseño del oscilador interno permite una gran flexibilidad en el funcionamiento del circuito de control del TL494. A continuación describiremos algunas de ellas.

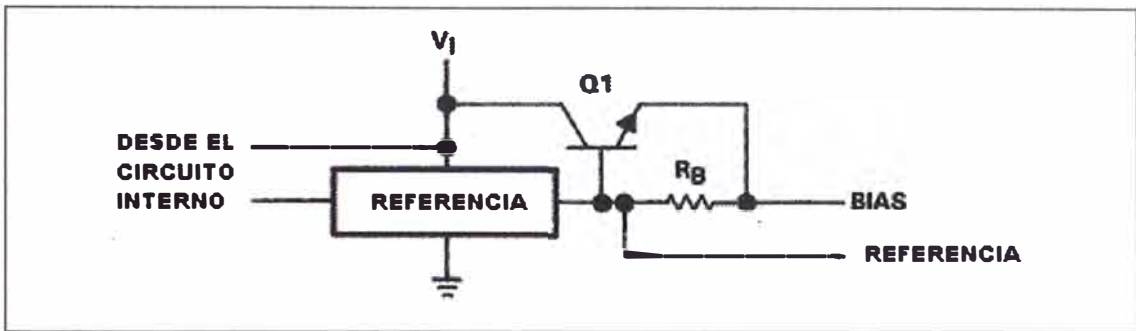


Figura 4.2. Técnica de refuerzo de Corriente con regulador del TL494

4.2.1 Sincronización

Sincronizando dos o más osciladores en un sistema común es fácilmente logrado con la arquitectura de los circuitos de control del TL494. Desde que el oscilador interno no se usa para ningún otro propósito que la creación de formas de onda diente de sierra en el condensador de temporización, el oscilador puede inhibirse con tal de que un diente de sierra compatible se proporcione externamente al terminal del condensador de temporización. El oscilador interno puede ser inhibido conectando el terminal de RT a la salida de referencia de energía.

4.2.2. Sincronización Maestro / Esclavo

Para sincronizar dos o más TL494s, establezca un dispositivo como el maestro y programe normalmente su oscilador. Desactive los osciladores de cada circuito del esclavo como se ha explicado anteriormente y use el diente de sierra creado por el maestro para cada uno de los circuitos esclavos, conectando todos los terminales CT juntos como se muestra en la Figura 4.3.

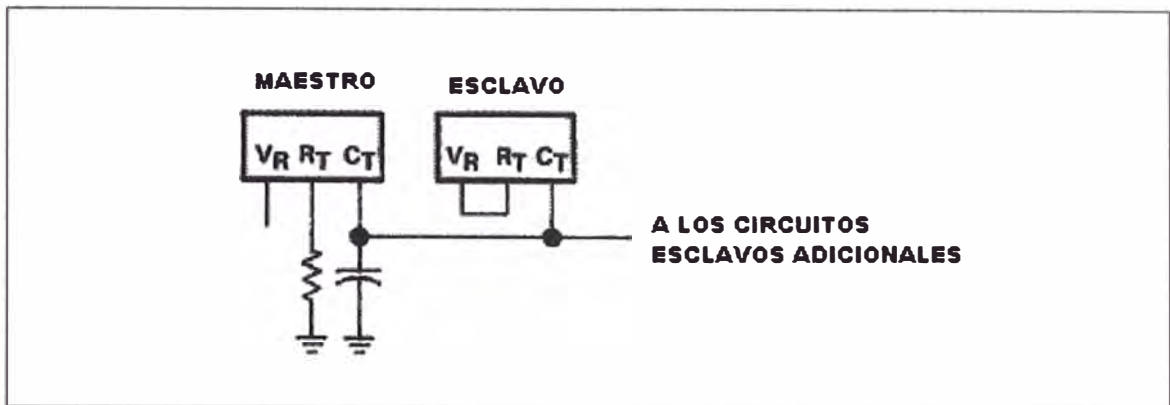


Figura 4.3. Sincronización Maestro / Esclavo

4.2.3. Operación del reloj maestro

Para sincronizar el TL494 a un reloj externo, el oscilador interno puede usarse como un generador de pulsos diente de sierra. Programe el oscilador interno para un período que es 85% a 95% del reloj maestro y active el oscilador interno a través de la resistencia de Temporización, como se muestra en la Figura 4.4. Q_1 conduce por un pulso positivo aplicado a su base. Esto comienza el oscilador interior conectando con tierra R_T y lleva la base de Q_2 a nivel bajo. Q_1 es mantenido en esa condición a través del colector de Q_2 y, como resultado, el oscilador interior es bloqueado. Como C_T está cargado, un voltaje positivo se desarrolla por C_1 . Q_1 forma un enclavado sobre el lado de disparo de C_1 . A la realización del período del oscilador interno, el condensador de Temporización es descargado hacia tierra y C_1 hace la base de Q_1 negativa, causando que Q_1 y Q_2 dejen de conducir en su turno. Con el par Q_1 / Q_2 apagado, R_T está en circuito abierto y el oscilador interno está deshabilitado mientras otro pulso de disparo sea generado. Un problema común cuando se sincroniza la fuente

de poder a un sistema de reloj ocurre durante el arranque. Normalmente, es requerido un oscilador de arranque adicional. Aquí de nuevo, el oscilador interno puede ser usado modificando ligeramente el circuito anterior, como se muestra en la Figura 4.5

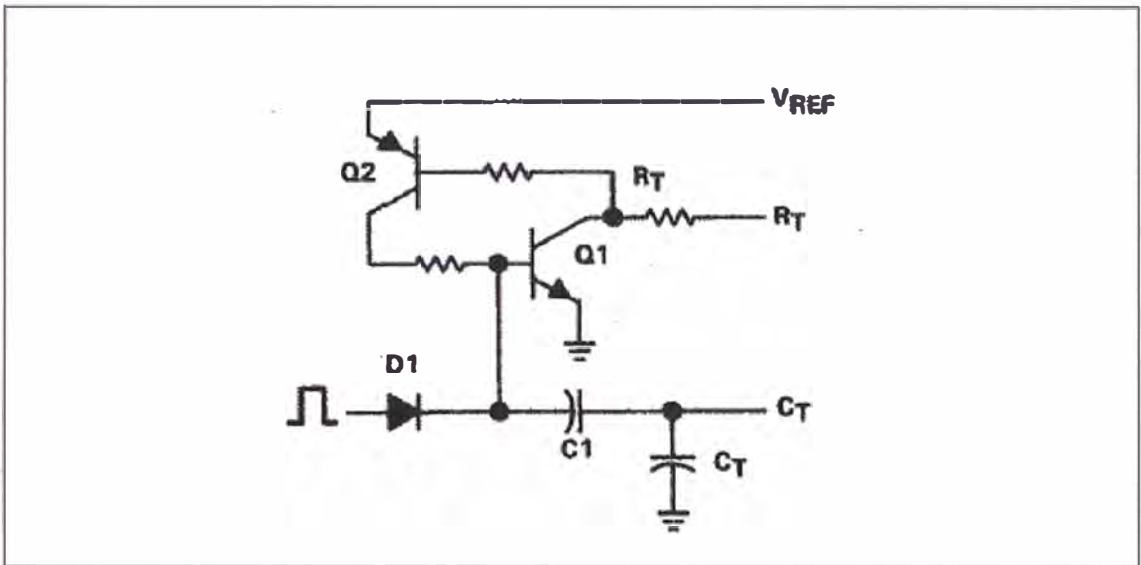


Figura 4.4. Sincronización con Reloj externo

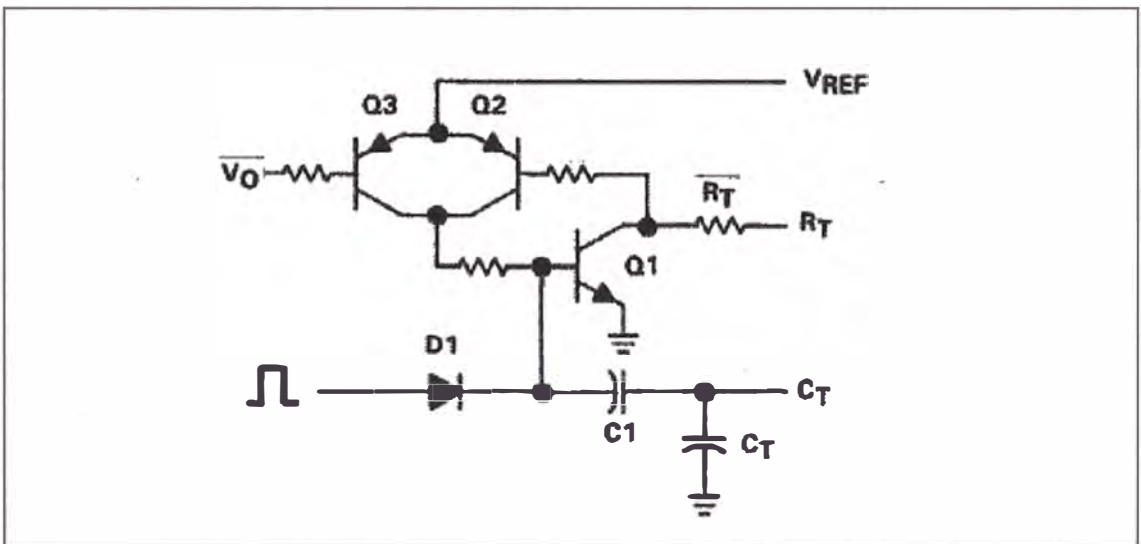


Figura 4.5. Circuito de arranque del oscilador

Durante la aplicación de energía, cuando el voltaje de salida es bajo, Q3 es condicionado para conducir causando que Q1 se quede en conducción y el oscilador interno se comportará normalmente. Una vez que la salida de voltaje ha aumentado suficientemente ($V_O > V_{REF}$ para Figura 4.5), Q3 no está en condiciones de conducir y Q1/Q2 se hacen dependientes del signo del disparo, como previamente indicó.

4.3. Operación Libre de fallas

Con el esquema de la modulación empleado por el TL494 y la estructura del oscilador, el TL494 inherentemente apagará si cualquiera de los componentes de temporización falla. Si la resistencia de temporización R_T se abre no es proporcionada corriente por el oscilador para cargar C_T , La adición de una resistencia de sangría, como la mostrada en la Figura 4.6, asegura la descarga de C_T . Con la entrada de C_T a tierra, o si C_T está en corto circuito, se inhiben ambas salidas.

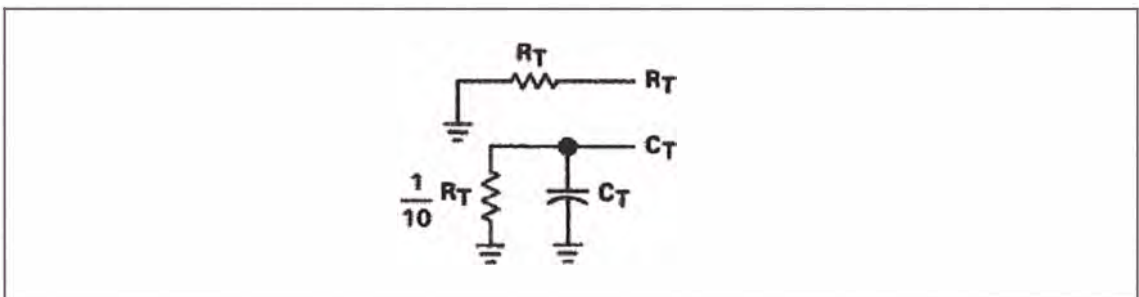


Figura 4.6. Operación libre de Fallas

4.4. La Configuración de “bias” del Amplificador de Error

El Diseño del TL494 se alinea para emplear ambos amplificadores en una configuración de no invertido. La figura 4.7 ilustra la forma apropiada de

acondicionar los circuitos para salidas negativas o positivas de voltaje. Pueden integrarse los circuitos de control de ganancia, mostrados previamente en la Figura 2.17, en los circuitos de acondicionamiento.

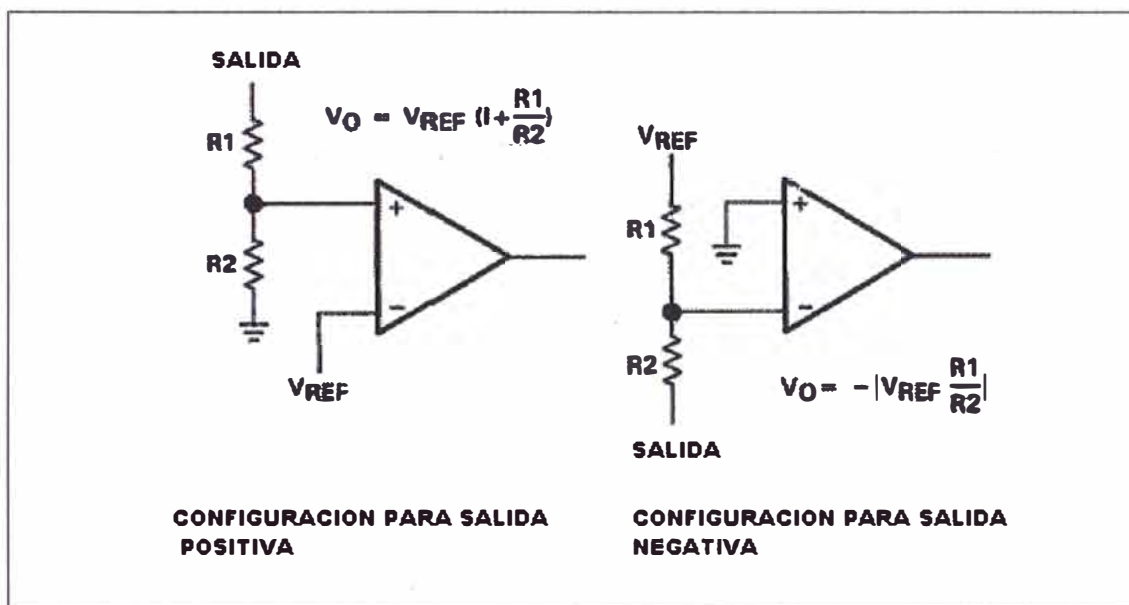


Figura 4.7. Configuraciones de acondicionamiento de amplificadores de error

4.5. Limitaciones de corriente

Cualquier amplificador proporcionado en el TL494 puede usarse para limitación de corriente. La aplicación de cualquier amplificador está principalmente limitada por el control de la corriente de carga. La arquitectura del TL494 define que estos amplificadores sean usados para control de aplicaciones de voltaje DC. Ambos amplificadores tienen un rango de voltaje de modo común ancho que permite sensar la corriente directa en la barra de voltajes de salida. Pueden emplearse varias técnicas para la limitación de corriente.

4.5.1. Limitación de corriente "Fold Back"(Doblar atrás)

La Figura 4.8 ilustra la técnica apropiada para acondicionar la limitación de corriente "Fold-Back". Inicialmente la limitación de corriente ocurre cuando se desarrolla el voltaje suficiente sobre R_{CL} para compensar por el voltaje del circuito base-emisor de Q1 más el voltaje por R1. Cuando ocurren limitaciones de corriente, el voltaje de salida decae.

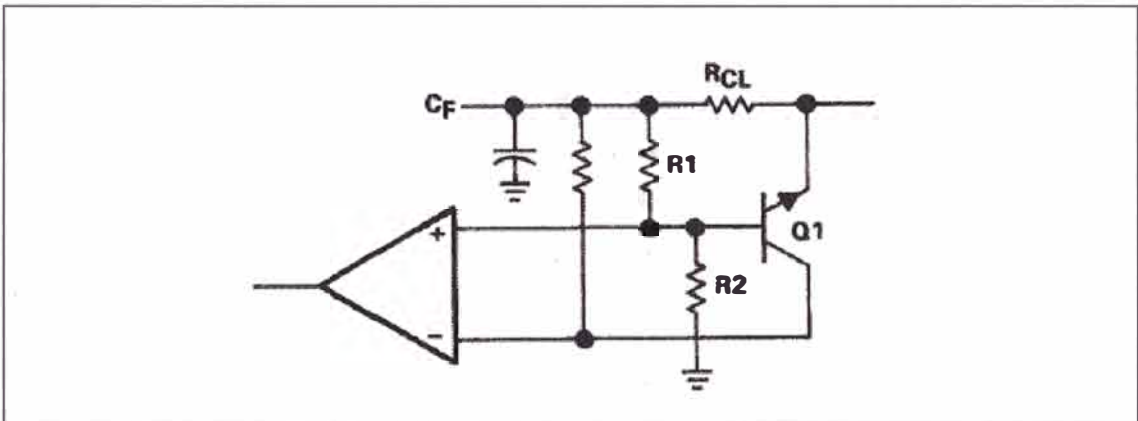


Figura 4.8. Limitación de corriente "Fold- Back"

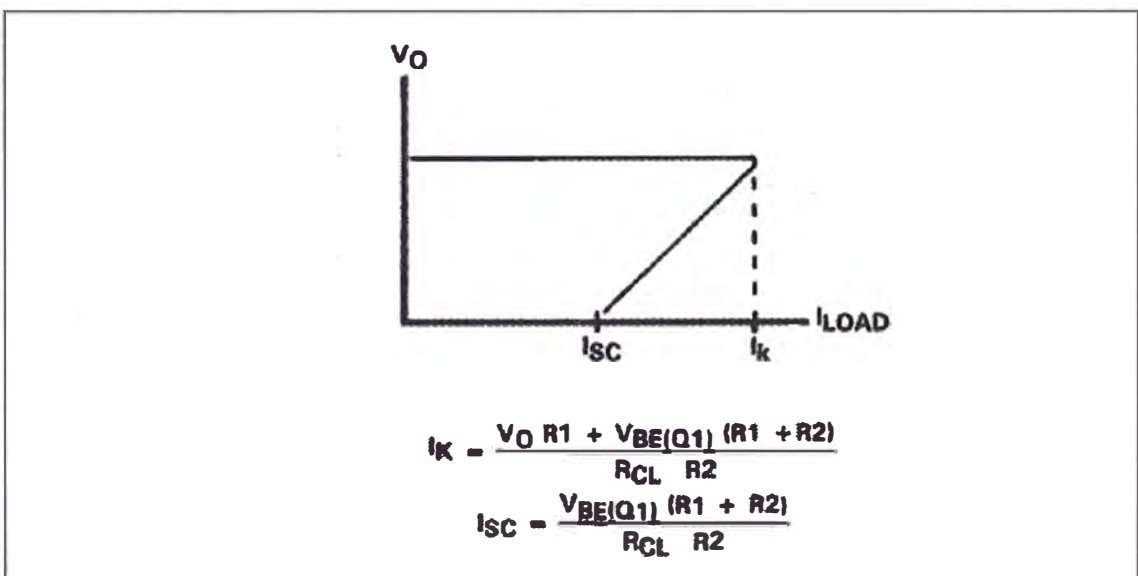


Figura 4.9. Características de corriente "fold-Back"

Como el voltaje de salida decae, el voltaje sobre R1 disminuye proporcionalmente. Esto produce menos voltaje requerido sobre RCL para mantener los límites de corriente. Las características de salida resultantes se ilustran en Figura 4.9.

4.5.2. Limitación del pulso de Corriente

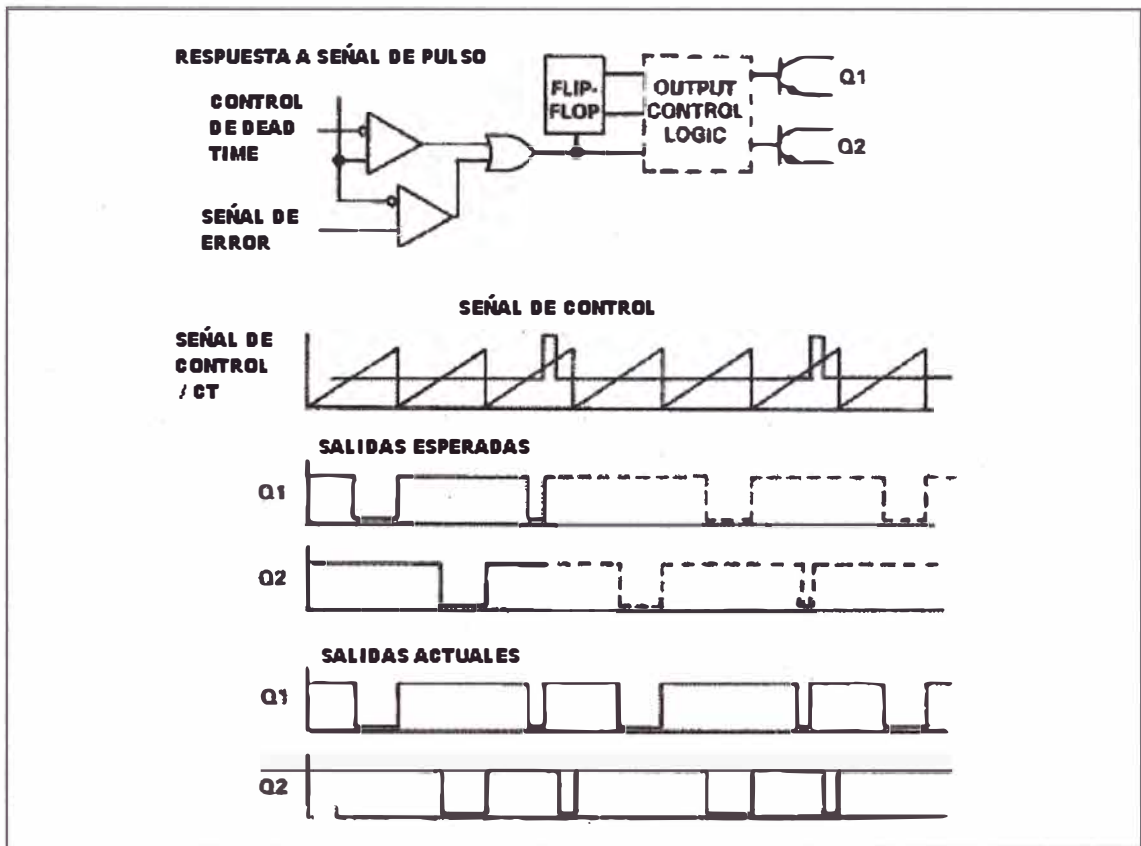


Figura 4.10. Consideraciones de la señal de error

La arquitectura interna del TL494 no se adecua para lograr directamente la limitación del pulso de corriente. El problema surge por dos factores:

1. Los amplificadores internos no funcionan como un almacenamiento temporal (latch), son pensados para aplicaciones analógicas.

2. El Flip Flop de pulsos de mando “ve” cualquier transición positiva del comparador de PWM prematuramente como un disparo y cambia sus salidas prematuramente, causando el cambio antes de la realización del período del oscilador. Como resultado, un voltaje de control pulsado que ocurre durante el tiempo de nivel alto (“on time”) no sólo causa que los transistores de salida cambien a off sino que también cambie el Flip Flop de pulsos de mando. Con las salidas en Off, la condición de corriente excesiva decae y el voltaje de control retorna al nivel de señal de error en reposo.

Cuando el pulso acaba, las salidas se habilitan de nuevo y el pulso de nivel alto residual aparece en la salida opuesta. Las formas de onda resultantes se muestran en la Figura 4.10. El problema mayor aquí es la falta de control del “dead time”. Un pulso suficientemente estrecho puede dar como resultado que ambas salidas sean activadas concurrentemente, dependiendo del retardo de la circuitería externa. Una condición donde exista un insuficiente “dead time” es una condición destructiva. La limitación del pulso de corriente por tanto es mejor implementada externamente como se muestra en la figura 4.11.

En la figura 4.11, la corriente en los transistores de conmutación es sensada por R_{CL} . Cuando la corriente es suficiente, el transistor de sensado Q_1 es activado, la base de Q_2 es llevada a nivel bajo mediante Q_1 , y la entrada de control “dead time” es llevada a los + 5V de referencia. El manejo de la base de Q_3 es proporcionado a través del colector de Q_2 . Q_3 actúa

como un “cerrojo” para mantener a Q_2 en un estado saturado cuando Q_1 pasa a off, cuando la corriente decae sobre R_{CL} . El “cerrojo” permanecerá en este estado, inhibiendo los transistores de salida, hasta que el oscilador complete su período y descargue C_T a 0 V. Cuando esto ocurre, el diodo Schottky, D_1 de, conducirá y llevará a off a Q_3 y Q_2 , permitiendo que el control “dead time” retorne a su voltaje programado.

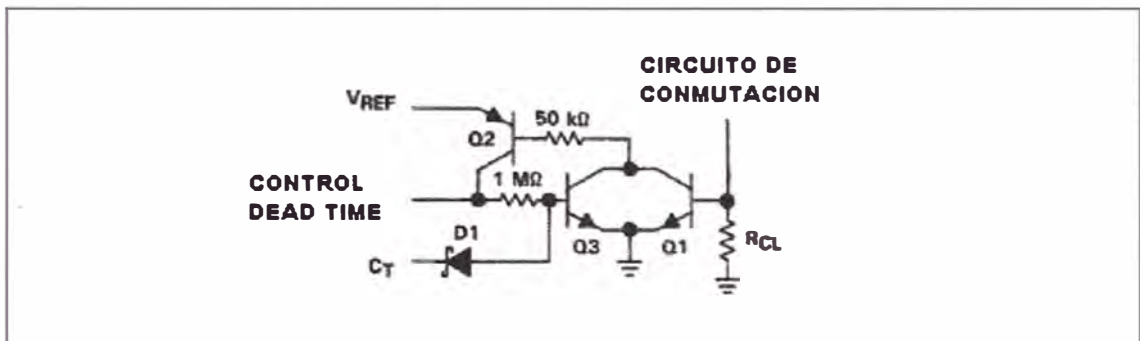


Figura 4.11. Protección contra picos de corriente

4.6. Aplicaciones del Control dead Time

La función principal del control dead time es la de controlar el mínimo tiempo de nivel bajo exhibido por la salida del TL494. La entrada del control dead time proporciona control de 5% a 100% de tiempo en nivel bajo, como se ilustra en la Figura 4.12.

El TL494 puede por tanto ser adecuado a un transistor conmutador de potencia que es usado para asegurar que los transistores de salida nunca tengan una conducción simultánea. El circuito que acondiciona para el funcionamiento básico es mostrado en la figura 4.13. El control dead time puede ser usado para muchas señales de control adicional.

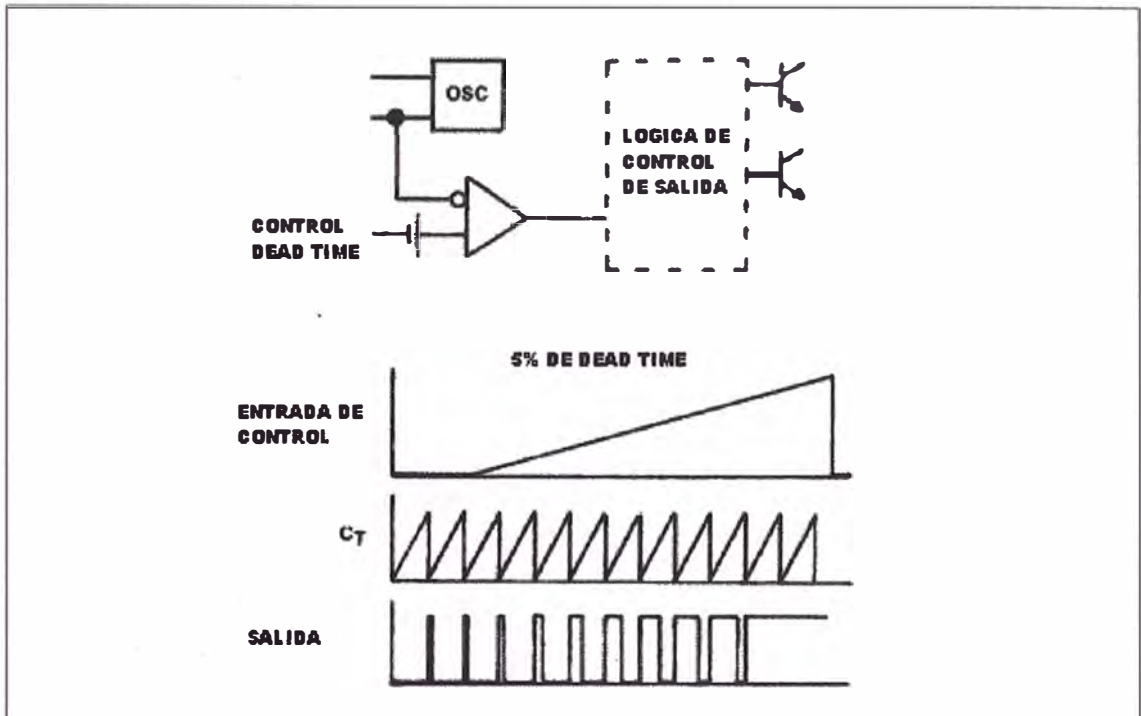


Figura 4.12. Características de control Dead Time

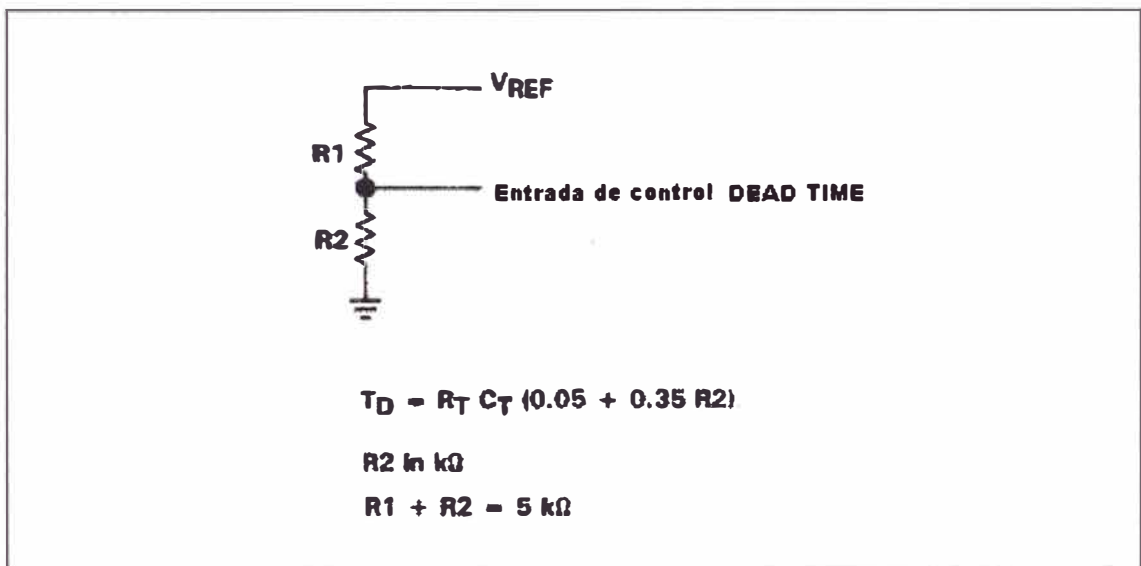


Figura 4.13. Adecuando el Dead Time

4.7. Inicio suave

Con la disponibilidad del control dead time, la implementación de circuito de inicio por software es relativamente simple. La figura 4.14 muestra un ejemplo. Inicialmente, condensador que C_S fuerza la entrada de control dead time al valor de +5V del regulador de referencia que desactiva ambas salidas es decir, 100% de dead time. Como la carga del condensador es a través de R_S , el pulso de salida se incrementa despacio mientras el lazo de control toma el control. Si un control adicional es introducido en esta entrada un diodo de bloqueo debe ser usado para aislar el circuito del inicio suave. Si el inicio suave se desea junto con un dead time a medida, el circuito de la Figura 4.13 puede usarse con la adición del condensador C_T sobre la resistencia R_1 .

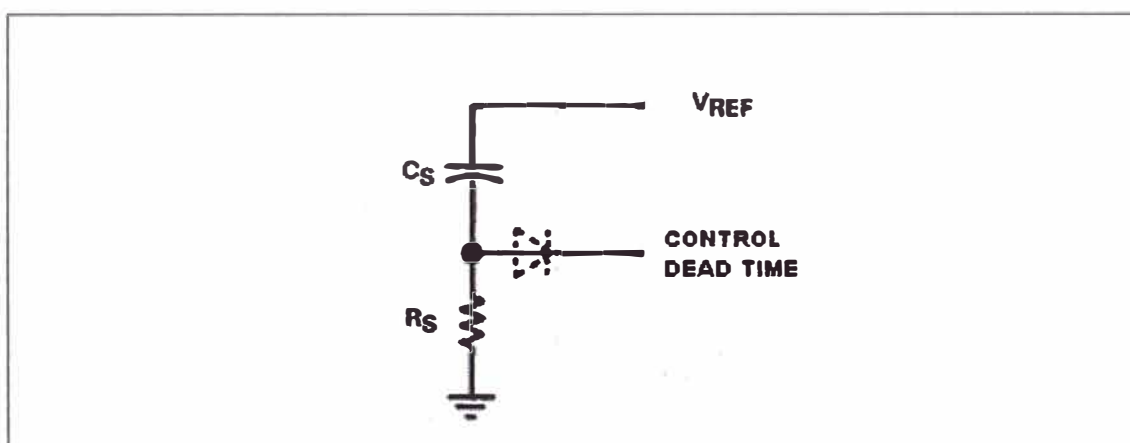


Figura 4.14. Circuito de inicio suave

El uso de protección del inicio suave se recomienda. No sólo hace que el circuito prevenga las grandes corrientes durante el encendido sino

que también protege contra cualquier falsa señal que pueda ser producida por el circuito de control al aplicar la energía.

4.8. Protección contra Sobrevoltaje

El control dead time también proporciona una entrada conveniente para protección contra sobrevoltaje que puede ser sensada como una condición del voltaje de salida o entrada de protección. La figura 4.15 emplea un TL430 como elemento de sensado. Cuando la barra de energía está siendo monitoreada incrementa hasta el punto en que 2.7 V son desarrollados en el nodo de R1 y R2, el TL430 entra en conducción y acondiciona a Q1 a conducir causando que el control dead time sea llevado hacia arriba a el voltaje de referencia, deshabilitando los transistores de salida.

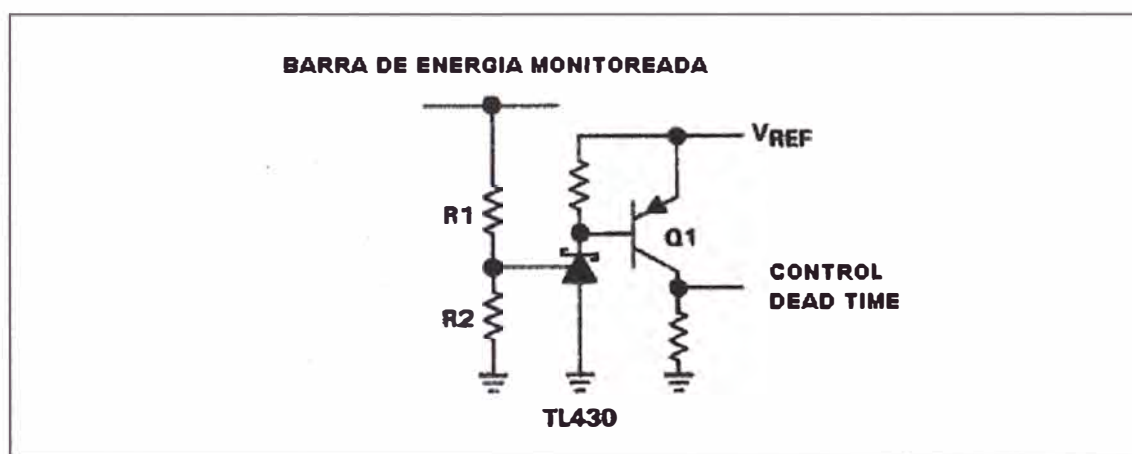


Figura 4.15. Circuito de protección contra sobre voltaje

4.9. Modulación de transición de apagado

La modulación del pulso de salida por el TL494 es lograda modulando la transición de encendido de los transistores de salida. La transición de apagado siempre es coexistente con el flanco descendente de la forma de onda del oscilador.

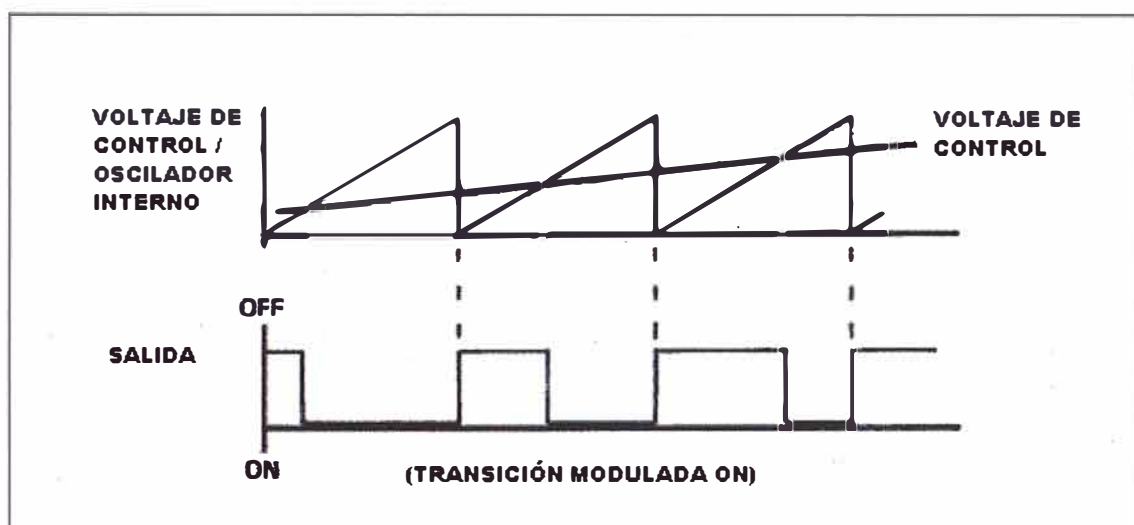


Figura 4.16. Transición de encendido

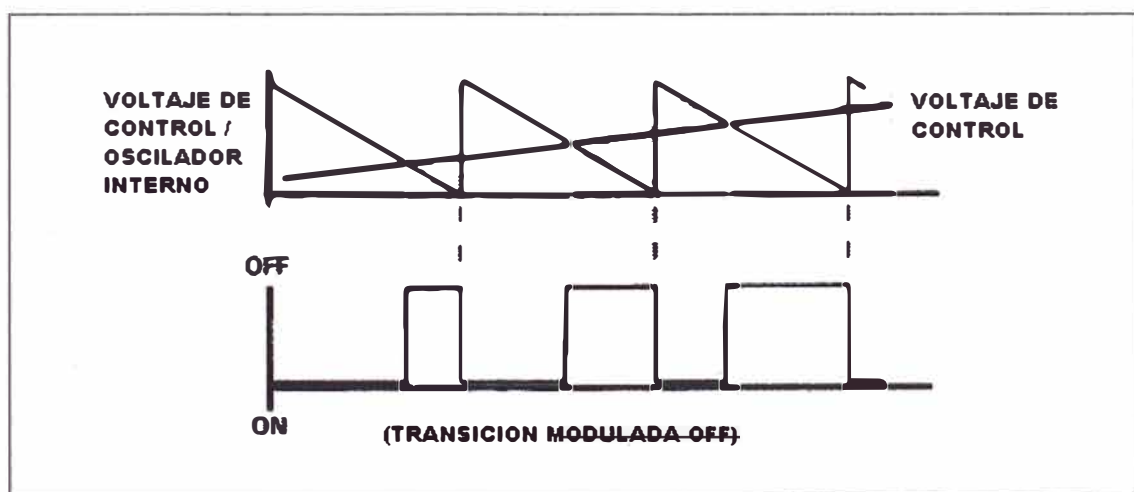


Figura 4.17. Transición de apagado

La Figura 4.16 muestra la salida del oscilador cuando es comparado para un control de variación de la señal y las formas de onda de salida resultantes. Si la modulación de la transición de apagado es deseada, una pendiente diente de sierra negativa externa como la mostrada en la figura 4.17 puede usarse sin degradar la actuación global del TL494.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. La modulación por ancho de pulso es una manera eficaz de obtener una salida regulada que requiere sin embargo de la presencia de bobinas y condensadores para tal objetivo.
2. La aplicación de los principios de la conmutación y la modulación por ancho de pulsos en las fuentes de alimentación son actualmente una de las mejores opciones relacionadas con el ahorro de energía ya que el sistema permite regular mediante la realimentación y la modulación por ancho de pulsos los voltajes de salida disminuyendo la pérdida de potencia disipada cuando se usa reguladores convencionales que deben disipar la energía que no absorbe la carga.
3. Puede establecerse el control del sistema de la fuente de alimentación mediante señales de voltaje generado externamente con variantes introducidas de acuerdo al caso añadiendo muy pocos componentes.
4. Para gobernar, activar o desactivar la salida de la fuente puede recurrirse a un valor de voltaje o a un pulso que puede ser generado por software mediante las señales adecuadas tal como se indica en el capítulo III.
5. La alimentación del oscilador y modulador por ancho de pulsos puede hacerse mediante fuente auxiliar así como también mediante la utilización del voltaje generado a partir de su oscilación inicial.

6. En el caso de los transistores de conmutación se produce una deformación importante de la forma de onda que es producto de la mayor o menor rapidez de conmutación que muestran los transistores usados..
7. Las evaluaciones que pueden hacerse al voltaje de salida que entrega una fuente de alimentación de estas características muestran que los voltajes de salida obtenidos son bastante estables, aunque en algunos casos persiste alguna ligera perturbación lo que es posible amortiguar añadiendo filtros DC de acuerdo a las exigencias de corriente.
8. La simulación tiene limitaciones en relación con las referencias usadas ya que se debe disponer de tierra común y en este caso los esquemas de circuitos eléctricamente aislados se deben evaluar por separado.
9. La simulación debe hacerse aproximando lo mejor posible las características de los componentes reales y los factores de perturbación.
10. Aunque no es evidente, en el diseño, los transistores de conmutación requieren de disipadores de calor que permitan su funcionamiento sin causar su deterioro por exceso de temperatura.
11. Es necesaria en la mayoría de los casos la presencia de los diodos dispuestos entre colector y emisor para proteger los transistores de la energía almacenada en el momento que cesa su conducción.
12. Para el diseño en general debe tenerse en cuenta la disposición de los componentes alrededor del oscilador y los factores térmicos que pueden afectar fundamentalmente a los diodos rectificadores y transistores de conmutación. Es importante considerar como factor crítico las inductancias.

ANEXO A

Ficha técnica del Modulador por ancho de pulsos TL494

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

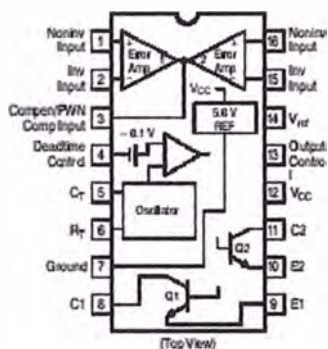
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V_{C1} , V_{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1.)	I_{C1} , I_{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80		$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T_A	0 to +70 -40 to +85		$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45		$^\circ\text{C}$

1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



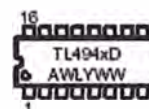
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



x = C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	500 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	500 Units/Rail

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ$ C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{sc}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2.) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

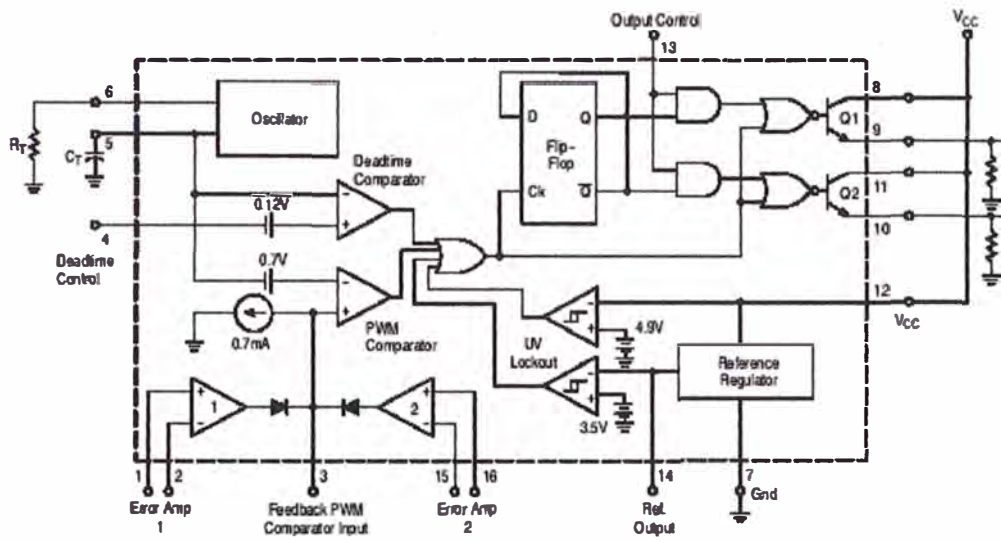
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage ($V_{O(PIN\ 3)} = 2.5\ \text{V}$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current ($V_{O(PIN\ 3)} = 2.5\ \text{V}$)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current ($V_{O(PIN\ 3)} = 2.5\ \text{V}$)	I_B	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{c-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current ($V_{O(PIN\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current ($V_{O(PIN\ 3)} = 3.5\ \text{V}$)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{I(PIN\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{PIN\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	$I_B(DT)$	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{PIN\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{PIN\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{IH}	– 0	2.8 –	3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σf_{osc}	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{REF} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{UH}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{REF} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{I(PIN\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$$

(Top View)

TL494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

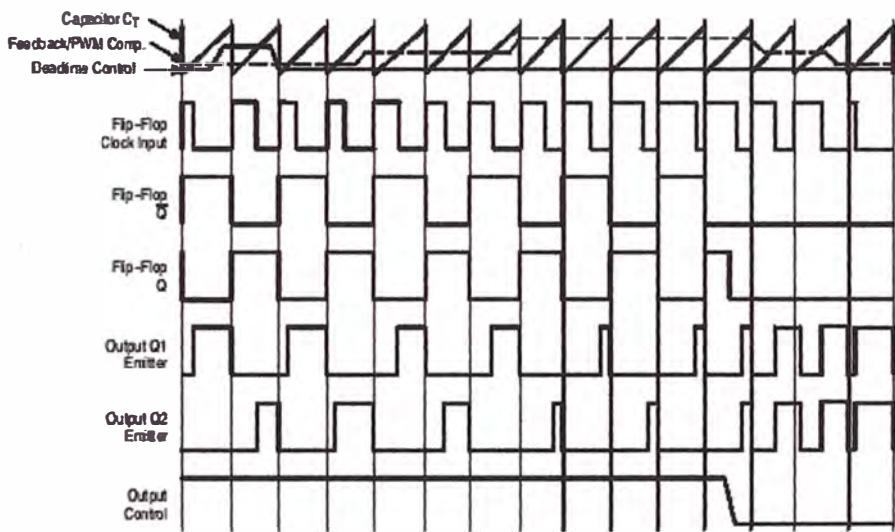


Figure 2. Timing Diagram

TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \bullet C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to ($V_{CC} - 2V$), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

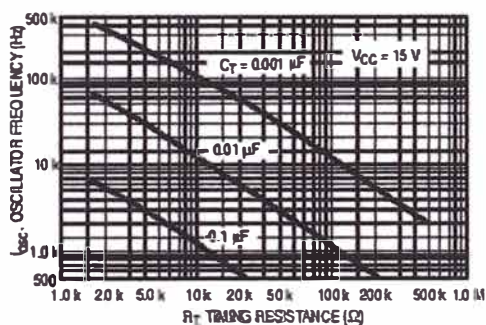


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494

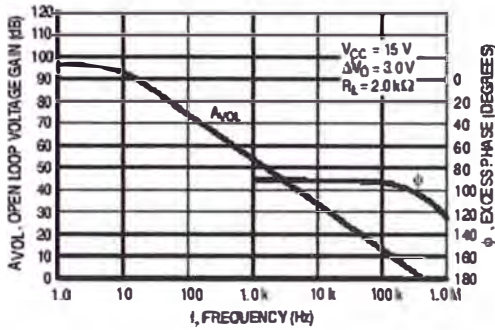


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

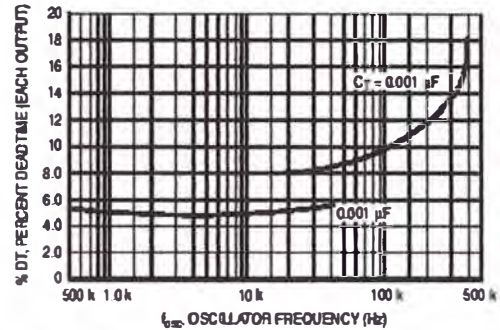


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

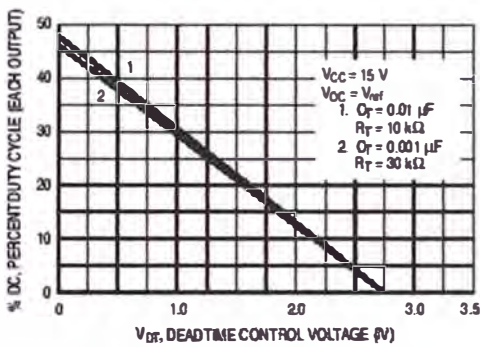


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

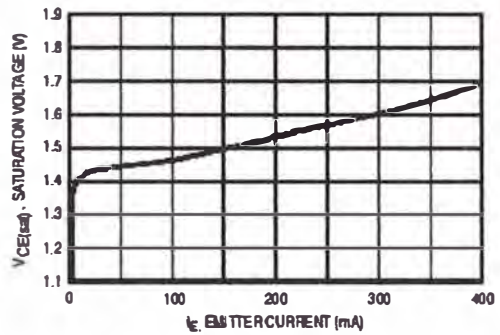


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

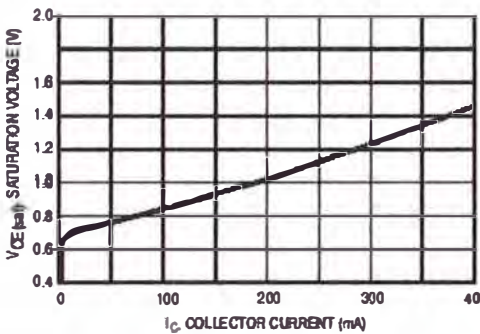


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

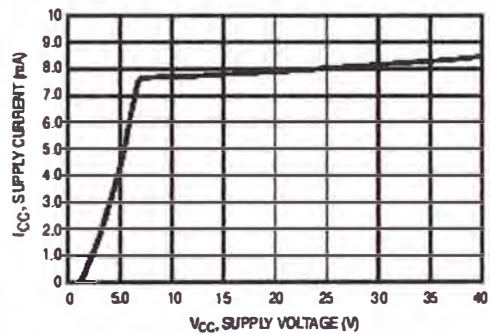


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494

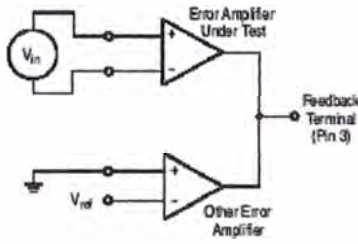


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

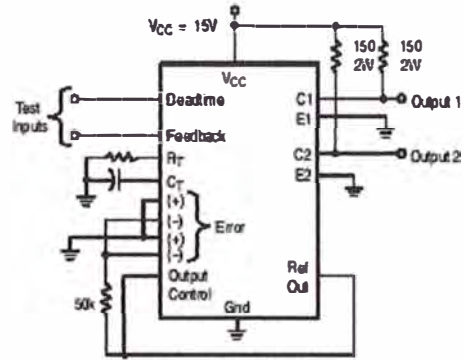


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

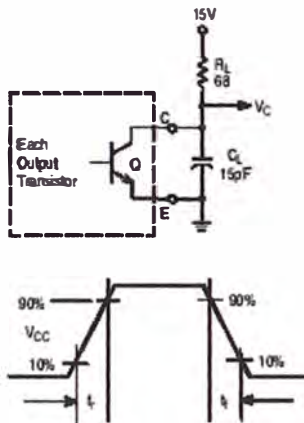


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

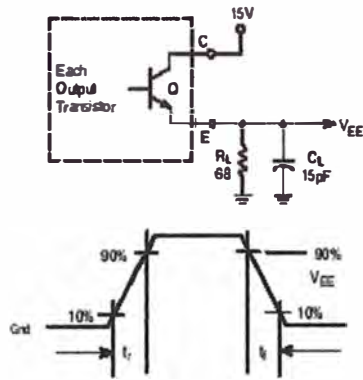


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

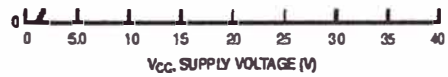


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494

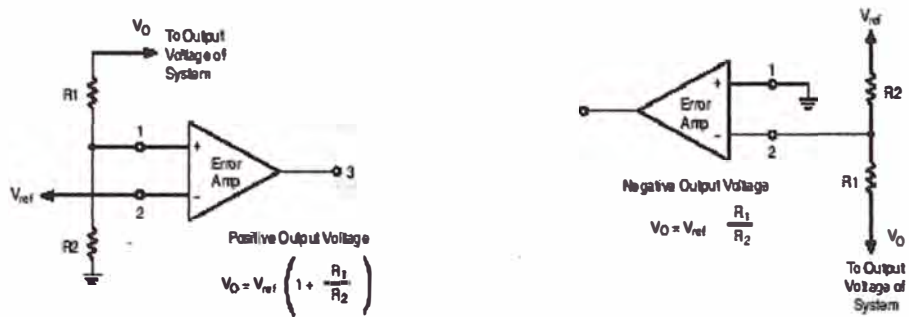


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

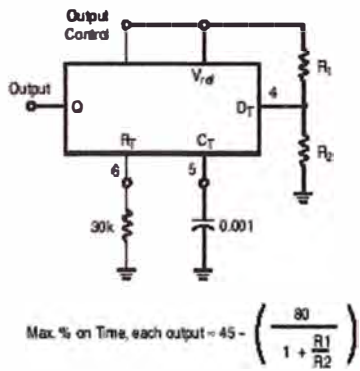


Figure 15. Deadtime Control Circuit

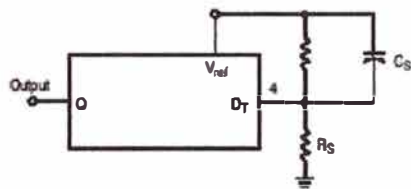


Figure 16. Soft-Start Circuit

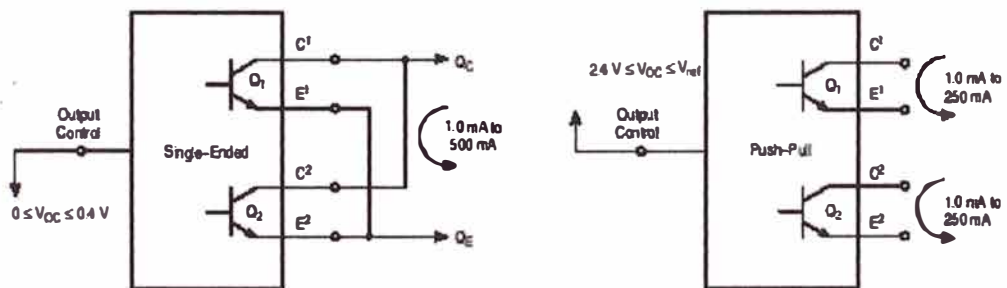


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

TL494

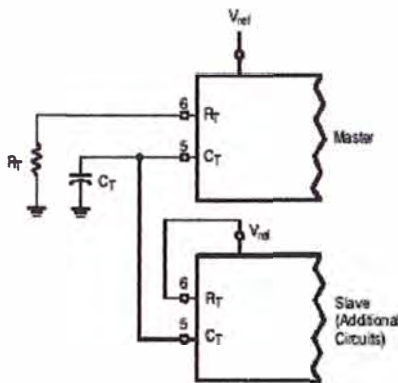


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

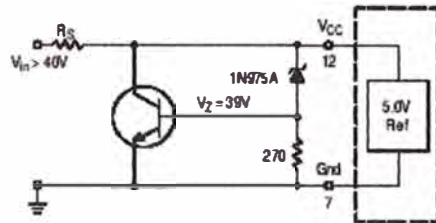


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40V$ Using External Zener

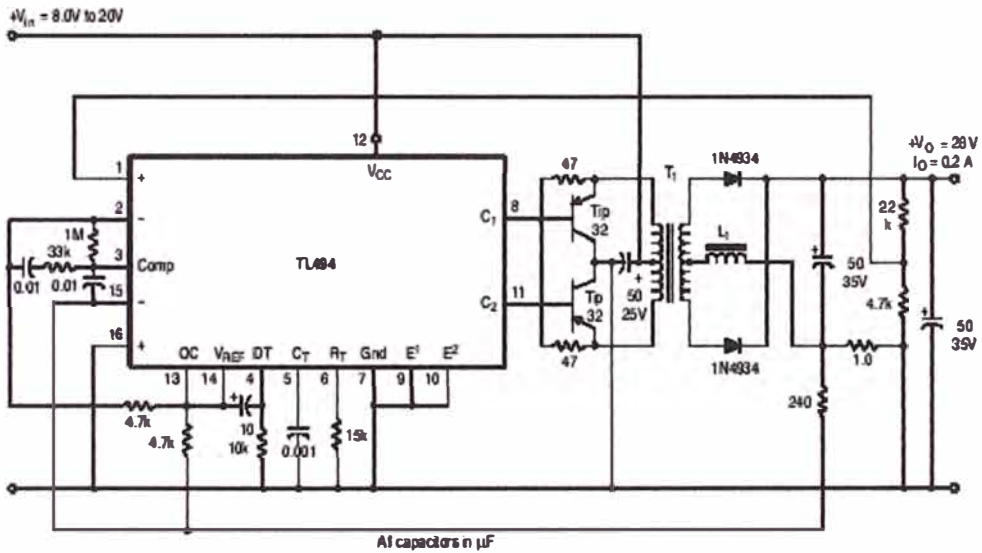


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10V$ to $40V$	14 mV 0.26%
Load Regulation	$V_{in} = 28V$, $I_O = 1.0mA$ to $1.0A$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28V$, $I_O = 1.0A$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28V$, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28V$, $I_O = 1.0A$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferracube 1408P-100-3CB

TL494

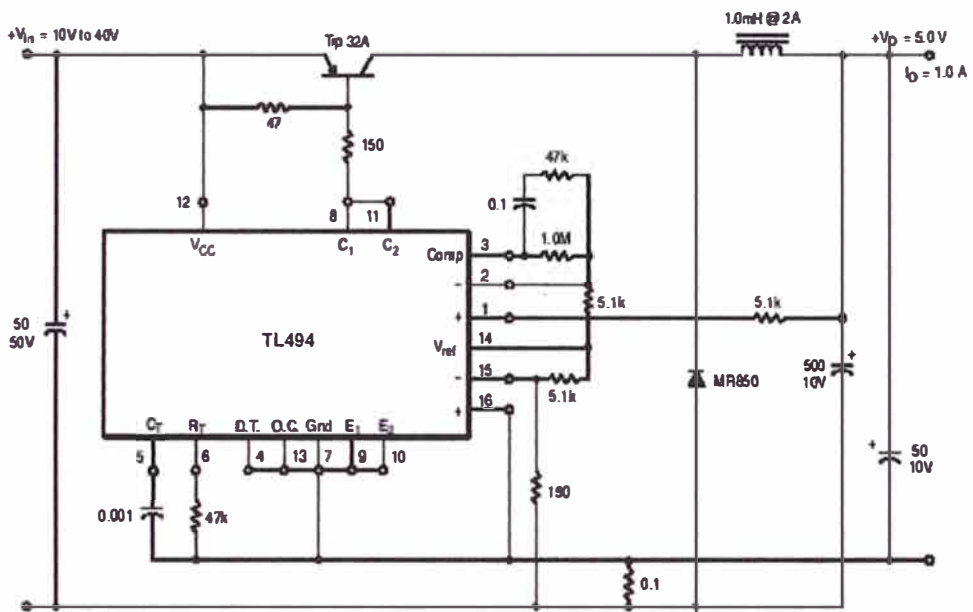


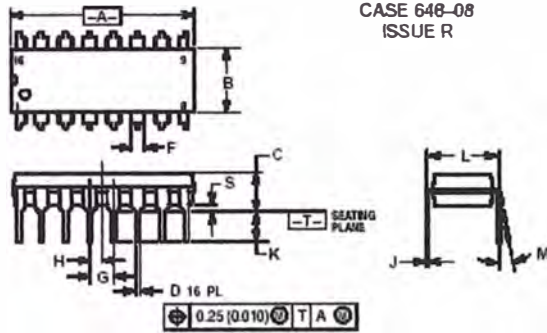
Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

TL494

PACKAGE DIMENSIONS

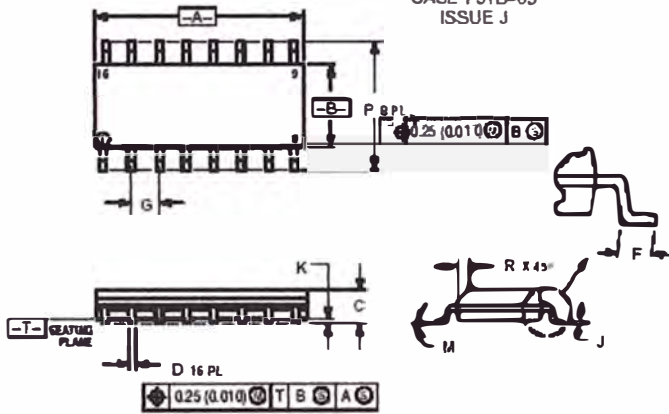
PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE R



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD SWH/4 FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION S DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.270	0.270	6.85	6.88
C	0.150	0.175	3.81	4.43
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.010	0.10	0.25	2.54
G	0.110	0.130	2.79	3.30
H	0.020	0.030	0.51	0.76
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.110	0.130	2.79	3.30
L	0.210	0.300	5.33	7.62
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.030	0.51	0.76

SO-16
D SUFFIX
CASE 751B-05
ISSUE J



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.30	1.75	0.051	0.069
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.050
G	1.27	1.27	0.050	0.050
J	0.30	0.25	0.012	0.010
K	0.30	0.25	0.012	0.010
M	0°	7°	0°	7°
P	4.90	6.20	0.193	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

BIBLIOGRAFIA

1. Abraham I. Pressman, Mac Graw-Hell
SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN
1991.
2. Muhammad H. Rashid, Prentice Hall
POWER ELECTRONICS, CIRCUITS DEVICES AND
APPLICATIONS
1993.
3. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, J. Weley,
POWER ELECTRONICS, CONVERTERS APPLICATIONS AND
DESIGN
1989.
4. Gualda Martínez, S. Martínez P.M., Marcombo
ELECTRONICA INDUSTRIAL; TECNICAS DE POTENCIA
1992
5. Kassakian , et Al
PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS
Addison Wesley
1991
6. KIT SUM, Marcel Deskker
SWITCHED MODE POWER CONVERSION :BASIC
TEORIC AND DESIGN
1984.
7. Philips
POWER SEMICONDUCTOR, APPLICATIONS HANDBOOK,
1995.
8. S.B. Devan & A, Straughen, John Weley & Sons
"POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS"
1975.
9. Daniel Whart "INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS",
Editorial Prentice-Hall,
1997.

10. Lander, C.W. Mac Graw-Hill
"POWER ELECTRONICS"
Tercera Edición.
1993.
11. "Muñoz, JL, Hernández,S.
SISTEMAS DE ALIMENTACION CONMUTADOS"
12. www.motorola.com
13. www.national.com
14. www.Mabis.com
15. www.fairchildsemi.com
16. www-s.ti.com/sc/psheet
17. www.collateral
18. www.pcguides.com/ref/power/sup/part