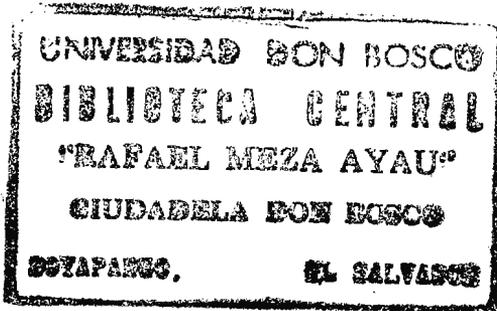


UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERIA
DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA



DISEÑO Y CONTRUCCION DE UN REGULADOR DE
VOLTAJE CONMUTADO

TRABAJO DE GRADUACION
PREPARADO PARA LA
FACULTAD DE INGENIERIA

PARA OPTAR AL GRADO DE
TECNICO EN INGENIERIA ELECTRONICA

PRESENTADO POR
PABLO ANTONIO RAMIREZ QUINTANILLA

ASESOR
ANGEL ERNESTO SORIANO

OCTUBRE - 1995

SOYAPANGO - EL SALVADOR - ENTROAMERICA

INDICE

Agradecimientos	II
Indice	III
Introduccion	IV

CAPITULO I.

Introduccion a los Reguladores de Voltaje Conmutado

Introducción	2
1.0. Principio de operación	2
1.1. Funcionamiento	2
1.2. Circuitos de control	4

CAPITULO II.

OPERACION A BLOQUES DE UN REGULADOR CONMUTADO

Introduccion	6
2.1 Elemento de control	7
2.2 Etapa Osciladora	8
2.3 Modulador por ancho de pulso (PWM)	8
2.4 Etapa comparadora y amplificadora de error	9
2.5 Etapa de almacenamiento temporal	10
2.6 Etapa de filtrado del voltaje de salida	10

CAPITULO III.

Operación de un regulador de Voltaje Conmutado

3.1. Bloque funcional del regulador conmutado	12
3.2. Voltaje de entrada	12
3.3 Elemento de control (Paso serie)	13
3.4 El inductor.	13

3.4.1 Almacenando Energia	14
3.4.2 Liberando Energia.	17
3.5 Etapa conmutadora de voltaje	18
3.5.1 El diodo (canalizando energía)	20
3.6 Filtros	21
3.7 Circuitos de Temporizacion	22
3.7.1 Circuito temporizador NE 555	23
3.7.2 Configuración Astable	24
3.7.3 Configuración Monoestable	25
3.8 Operación del Oscilador y PWM	26
3.9 Amplificador de error y voltaje de referencia	28

CAPITULO IV.

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

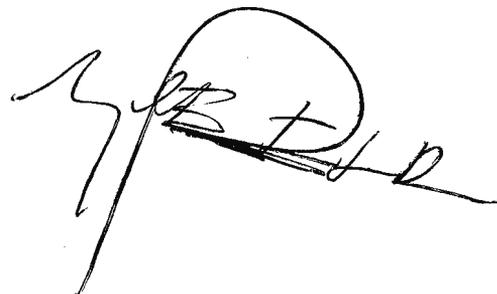
Introducción	31
4.1 Parametros de diseño	32
4.2 Ciclos de trabajo y tiempos en alto.	32
4.3 Corrientes picos(Ipk).	33
4.4 Inductancia de la bobina	33
4.5 Periodos de conmutación	34
4.6 Parametros electricos de los Diodos y transistores	34
4.7 Capacitancia del filtro de salida.	35

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	36
---	----

BIBLIOGRAFIA.	37
-----------------------	----

ANEXOS	38
------------------	----

ANEXO A. CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR 2N2222A	39
ANEXO B. CARACTERISTICAS DEL IC LM 723	42
ANEXO C. CARACTERISTICAS DEL IC NE 555	44
ANEXO D. DIAGRAMA PICTORICO DEL CIRCUITO	45

A handwritten signature in black ink, consisting of a large, stylized initial 'A' followed by several loops and a long horizontal stroke extending to the right.

AGRADECIMIENTOS

Dedicado este trabajo a Dios todo poderoso, a mis progenitores Sr. Manuel salvador Ramirez y Sra. Lucia Concepción Avalos, por su apoyo continuo y fiel, a mis hermanos Jose Ricardo Ramirez, Maria Concepción Ramirez y Maria de los Angeles Ramirez (Q.D.D.G).

INTRODUCCION

El objetivo principal del siguiente trabajo es brindar la información necesaria para el diseño y construcción de los circuitos que operan en un regulador de voltaje conmutado; mostrando a la vez una descripción de cada una de las partes.

Para que el lector pueda comprender el funcionamiento del regulador de voltaje conmutado, el método y la secuencia de pasos a seguir para la construcción del mismo, es necesario que tome como referencia los conceptos básicos que este trabajo escrito expone y así poder interpretar los diagramas y cálculos aquí contenidos.

Es necesario para mayor comprensión del lector, plantear una introducción del funcionamiento de los reguladores de voltaje conmutados. Esta información se encuentra en el capítulo I en donde se estudia en forma general el funcionamiento de un regulador de voltaje conmutado sin hacer mención de los dispositivos específicos que lo conforman.

En el capítulo II, se estudia en una forma mas amplia el funcionamiento de cada uno de los bloques que conforman dicho regulador sin hacer mención de los procedimientos a seguir para su diseño. El capítulo III trata sobre el funcionamiento de los diferentes dispositivos que conformaran el regulador de voltaje conmutado.

Los criterios de diseño e implementación del regulador se estudiaran en el capítulo IV. Los diagramas y hojas de datos de los elementos empleados en la construcción del regulador de voltaje conmutado son de mucha importancia ya que es necesario conocer a fondo las características eléctricas de cualquier componente.

CAPITULO I

INTRODUCCION

Los equipos electrónicos modernos requieren una o mas fuentes de alimentación DC. Las fuentes actuales convierten la señal AC a DC mediante circuitos discretos.

Los dos tipos de fuente de alimentación DC mas comunes se diferencian por el tipo de regulador utilizado; y estos pueden ser reguladores lineales o reguladores conmutados.

Las fuentes de alimentación lineal consisten de un transformador de línea, rectificadores, filtros y un regulador de voltaje de tipo lineal. Las fuentes conmutadas no requieren de transformador de línea ya que el voltaje es solamente rectificado, filtrado y conmutado a alta frecuencia por medio de transistores que estarán en estado de conmutación permanente.

1. OPERACION BASICA DE UN REGULADOR DE VOLTAJE CONMUTADO

En este capitulo se explica el principio de operación de las diferentes etapas que conforman un regulador de voltaje conmutado para así facilitar el entendimiento de su funcionamiento al momento de explicarlo en forma especifica.

1.1 FUNCIONAMIENTO

Los reguladores de voltaje podrian definirse de un modo general como aquellos que solamente absorben energia de la red cuando es

requerida por el circuito de carga y en la cantidad que le es solicitada por éste.

El esquema de bloque básico de este regulador es mostrado en la fig 1, este está formado por un interruptor electrónico, mandado por un circuito de control, que recibiendo una tensión de red ya rectificada, la trocea a intervalos de duración variable y la entrega a un circuito de filtrado. Este circuito de filtrado se encarga de convertir de nuevo el voltaje cuadrado en continua para así poder alimentar a la carga.

el elemento o elementos que realizan la función de interruptor suelen ser unos o varios transistores trabajando en conmutación a frecuencias superiores de 20Khz, para así poder obtener una eficiencia mucho mayor. El circuito de filtrado, verdadero corazón de este tipo de reguladores de voltaje, es un convertidor de corriente continua en corriente continua.

Por último, la duración de los pulsos obtenidos después del elemento de control, se regula mediante un circuito de control que hace trabajar al elemento de conmutación desde una frecuencia mínima hasta dosificar adecuadamente sus períodos de conducción, en función de los requerimientos de potencia que el circuito de carga demande.

Las frecuencias de trabajo de este tipo de reguladores es superior a los 20Khz. Esta situación determina que el volumen de los inductores y también de los filtros, sea mucho menor que el fuentes convencionales.

El nivel de tensión de salida de los reguladores de voltaje conmutados depende de dos factores.

1. Factor de trabajo: Denominado también relación de conducción bloqueo, se define como la relación entre el período de conducción y del elemento de conmutación y el período completo de la frecuencia con la que el circuito de control hace trabajar a dicho elemento.

1.2 CIRCUITOS DE CONTROL ✓

Los circuitos de control para los reguladores de voltaje conmutados son de dos tipos fundamentales: por frecuencia fija y por frecuencia variable.

a) Frecuencia Fija: Consta de un oscilador independiente con una frecuencia constante, un comparador de voltaje lineal amplificador de error y un modulador por ancho de pulso (PWM).

La elección de la frecuencia del oscilador se realiza en función de las posibilidades de respuestas de los componentes a utilizar en cuanto a su velocidad de conmutación se refiere, del volumen del circuito y costo.

El funcionamiento del circuito es el siguiente: La salida del circuito oscilador se aplica al circuito modulador por ancho de pulso (PWM) el cual es gobernado por el amplificador de error que proporciona un voltaje de salida resultante merced a la comparación entre una tensión de referencia y la tensión de salida deseada. esta tensión resultante de la comparación se encarga de modificar dependiendo de la

corriente que consume la carga, así entre mayor sea dicha corriente mayor será el ancho de pulso del circuito PWM y viceversa.

b) Frecuencia Variable: El control de frecuencia variable es mucho más simple en su configuración. Consiste en un comparador o detector de nivel que varía simultáneamente la frecuencia de la señal y la relación de los periodos de conducción y bloqueo, en función de las necesidades de la carga. Así pues, es la salida quien controla directamente el factor de trabajo del elemento de conmutación, mediante su comparación en el detector de nivel de una tensión de referencia. Como en el caso anterior, de la tensión de referencia dependerá la precisión del control y junto con ella, de la sensibilidad del comparador.

A pesar de que el sistema de control por frecuencia variable es menos complejo en su composición, es el menos utilizado debido al hecho que hace trabajar a todo el circuito con frecuencias que oscilan entre márgenes relativamente amplios que originan frecuencias armónicas impredecibles que en cierto momento pueden ocasionar interferencias y ruidos en los sistemas que hagan uso del voltaje proporcionado.

CAPITULO II.

OPERACION EN BLOQUES DE UN REGULADOR DE VOLTAJE CONMUTADO.

INTRODUCCION.

El primer paso a seguir para estructurar el comportamiento del regulador de voltaje conmutado es obtener un diagrama en bloques que describa en forma general la operación que realizan las diferentes etapas que lo conforman.

Basados en las reglas de comportamiento para el regulador, se limitan los bloques de funciones sin contar con el tipo de técnica que se va a utilizar para su realización. El método expuesto anteriormente es correcto desde el punto de vista lógico y es utilizado para el diseño de diferentes sistemas.

En la figura 2.1, se muestran los diagramas en bloques de un regulador de voltaje conmutado y un sistema de regulación de voltaje lineal, como se puede observar existen muchas etapas similares entre los sistemas conmutados y los sistemas lineales. Las diferencias existentes entre los reguladores de voltaje conmutados y lineales son: las etapas de almacenamiento temporal, etapa osciladora y la etapa moduladora por ancho de pulso.

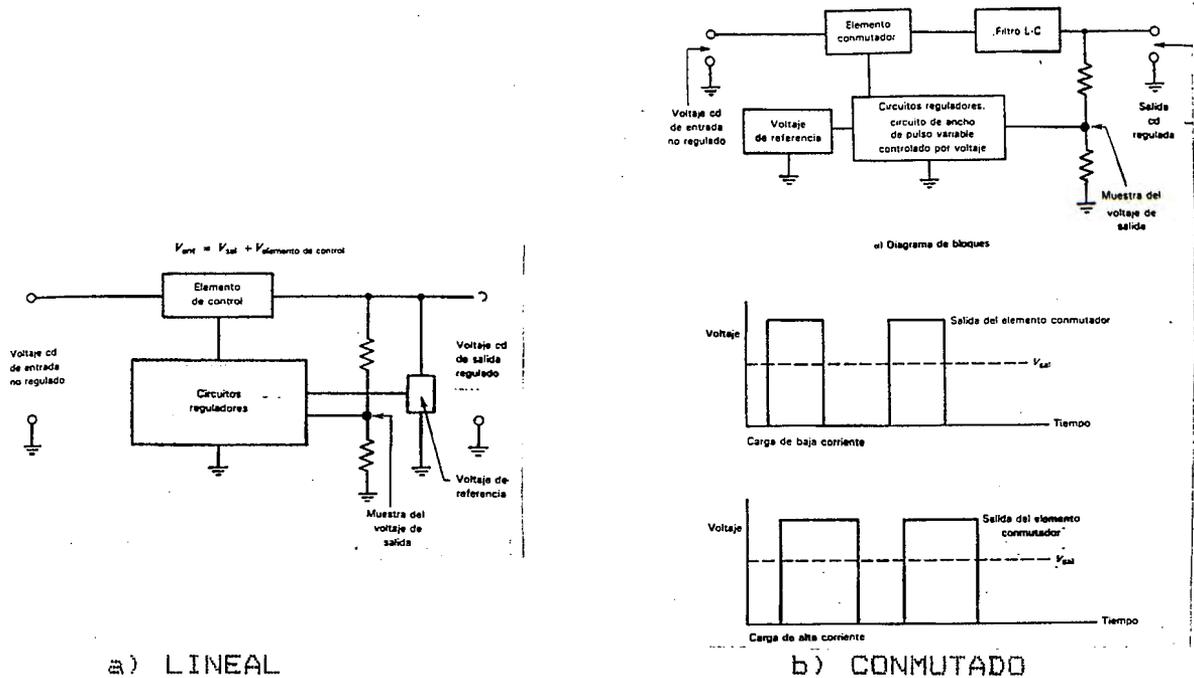


FIG. 2.1 TIPOS DE REGULADORES

2.1 ELEMENTO DE CONTROL

En sistemas lineales, la regulación es desempeñada variando la resistencia de paso del elemento de control que se encuentra en configuración serie de acuerdo al voltaje y corriente requerida. En los sistemas conmutados en configuración serie el elemento de control de paso, no se encuentra en estado de operación lineal (conducción permanente), si no en estado de saturación (completamente activado), o estado de corte (completamente desactivado).

La acción de conmutación de un estado activo a inactivo describe que la circulación de corriente hacia la etapa de almacenamiento temporal y carga es de forma interrumpida es decir que se permitirá el paso de corriente eléctrica solamente durante un tiempo previamente determinado.

2.2 ETAPA OSCILADORA

La etapa osciladora es la que se encarga de generar y suministrar una señal del tipo cuadrada que tendrá frecuencia y amplitud constante la cual será utilizada para ser aplicada a la etapa moduladora por ancho de pulso(PWM).

La frecuencia de la etapa osciladora será determinada por los valores de los componentes eléctricos que comprendan dicha etapa, razón por la cual la frecuencia de la señal generada puede ser cambiada en un momento determinado.

2.3 MODULADOR POR ANCHO DE PULSO (PWM)

Antes de iniciar el estudio de la etapa modulador por ancho de pulso(PWM), es necesario definir lo que es modulación.

MODULACION: Se llama modulación al proceso de usar algún medio como portadora para transferir información entre dos puntos.

En el caso de la modulación por ancho de pulso la etapa osciladora es la que se encarga de generar la señal portadora , la cual será modulada por una señal de control.

La etapa de modulación por ancho de pulso esta compuesto por un oscilador de tipo monostable, es decir que no puede generar una señal por si solo, razón por la cual requiere de una señal externa(etapa osciladora), para poder proporcionar a su salida una señal del tipo cuadrada la cual tendrá amplitud y frecuencia constante, a pesar de tener frecuencia fija a su salida los tiempos de estado alto y bajo serán variables comparados al periodo total T de los pulsos del

oscilador tal como se muestra en la figura 2.2. En dicha figura se puede observar que el tiempo que permanecerá el pulso de salida en estado alto es determinado por un nivel de voltaje DC (voltaje de control).

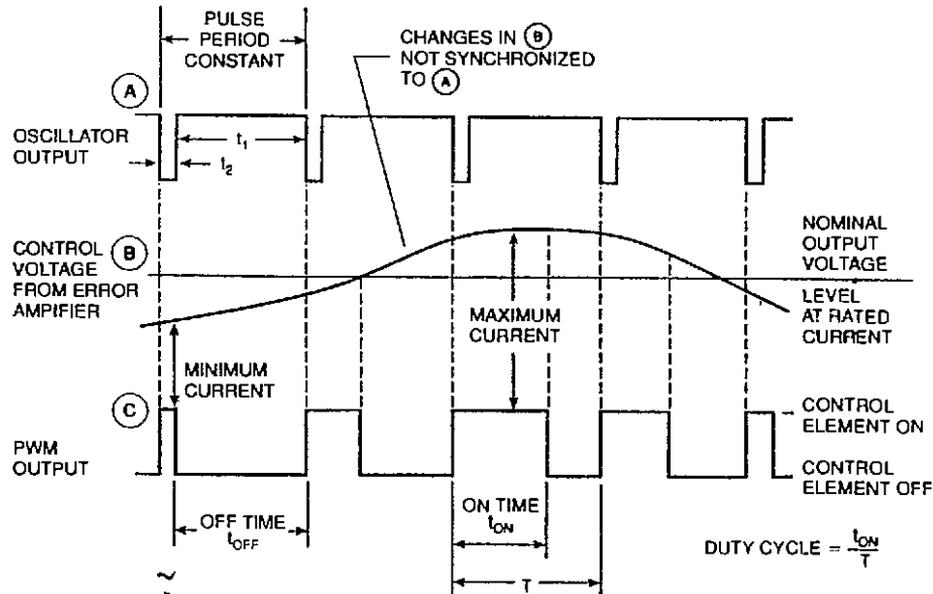


FIGURA 2.2 FORMA DE ONDAS DE SALIDA DEL PWM

2.4 ETAPA COMPARADORA Y AMPLIFICADORA DE ERROR

La etapa de comparación y amplificación de voltaje de error son etapas que trabajan conjuntamente con el fin de retroalimentar una parte del voltaje de salida ya regulado para ser comparado con un voltaje de referencia, la diferencia de voltaje resultante es llamado voltaje de control y es utilizado para controlar el ancho de pulso que se obtiene a la salida del modulador (PWM) y de esa forma controlar el tiempo que estará en conducción el elemento de control. El objetivo principal de controlar el ancho de pulso del modulador PWM es con el fin de proporcionar una corriente y voltaje de carga constante en función a su demanda, obteniendo como resultado que la disipación de potencia del elemento de control no sea del todo constante es decir que dependa de la corriente de carga aumentando la eficiencia del sistema.

2.5 ETAPA DE ALMACENAMIENTO TEMPORAL

Como se ha estudiado anteriormente el elemento de control se encuentra gobernado por la etapa moduladora por ancho de pulso, la cual indica al elemento de control que tiempo estará en estado de conducción y no conducción. Cuando el elemento de control esta en estado de conducción la corriente fluye hacia la etapa de almacenamiento temporal y la resistencia de carga, pero en el momento que es desactivado la corriente que fluye hacia la etapa de almacenamiento temporal y la resistencia de carga cesa, en este preciso momento es necesario seguir proporcionando corriente eléctrica a la resistencia carga y es cuando el elemento de almacenamiento temporal se comporta como una fuente temporal con el fin de poder continuar proporcionando la corriente de carga necesaria. La forma en que la energía es almacenada y luego retornada hacia la carga será estudiado en el capítulo III, por el momento formemos la idea de que cuando el elemento de control es desactivado la etapa de almacenamiento temporal es la que se encarga de proporcionar por un determinado tiempo la corriente eléctrica de carga requerida.

2.6 FILTRADO DE VOLTAJE DE SALIDA

Esta etapa como lo indica su nombre se encarga de filtrar (eliminar), en primer lugar las interferencias originadas por el efecto de conmutación a que es sometido el elemento de control. Para aclarar un poco mas lo explicado anteriormente remitase a la figura 2.3, en donde se muestra que al circuito de filtrado se le aplica a la entrada un voltaje de tipo cuadrado con tiempos en altos y bajos variables, pero siempre con frecuencia constante y la cual es aproximadamente igual a la señal que genera el circuito de modulación. Debido a lo

anterior es necesario filtrar dicha señal para eliminar todos las componentes armónicas resultantes por la alta frecuencia de conmutación y así poder obtener a la salida un nivel de voltaje DC de tipo constante y con un nivel de voltaje de rizado mínimo.

CAPITULO III.

OPERACION DEL REGULADOR CONMUTADO

En éste capitulo se presenta a continuación una descripción en forma particular de los elementos principales que conforman cada bloque de el regulador de voltaje conmutado.

3.1 BLOQUE FUNCIONAL DEL REGULADOR CONMUTADO

La figura 3.1 muestra un diagrama de bloque funcional de una fuente de voltaje conmutada reductora. Cada una de las partes serán discutidas a continuación.

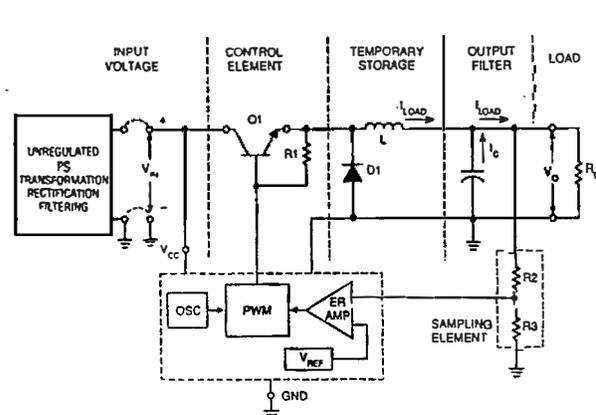


Fig 3.1 Regulador Conmutado Funcional

3.2 VOLTAJE DE ENTRADA

El voltaje de entrada para el regulador de voltaje conmutado es de tipo DC por lo tanto puede variar sobre un rango de voltaje determinado, sin alterar la buena eficiencia de conversión. Una fuente AC se indica para V_{in} .

Las consideraciones de diseño para la etapa de transformación, rectificación y filtrado son iguales a las de una fuente de alimentación lineal. El voltaje de rizado a la entrada puede tener frecuencias de 60Hz o 120Hz, algunas veces puede ser menor dependiendo del tipo de filtrado que se realice.

3.3 ELEMENTO DE CONTROL

El elemento de control es un semiconductor de potencia. Las características de este dispositivo son las de poseer un voltaje de colector a emisor en estado de saturación bajo, y además poseer tiempos de rápidos de conmutación. Este puede ser un simple transistor NPN de potencia, FET, o puede ser una combinación NPN o PNP para operación de alta ganancia.

Sin importar que tipo de transistor es usado, este es puesto completamente en operación (baja resistencia) durante el tiempo de activación y fuera de operación (alta resistencia) durante el tiempo de desactivación. En este proyecto en particular se trabaja con un transistor de tipo PNP y con características de alta ganancia y de conmutación rápido.

3.4 EL INDUCTOR

La acción del inductor a sido discutida lentamente. La cuestión fundamental es que el inductor elegido tenga la inductancia apropiada, es decir que este no se sature durante su operación y que el núcleo tenga volumen para manejar la potencia requerida. Si este se satura, este pierde su inductancia y su habilidad para trasferir energía eficiente a la salida.

La inductancia se determina por el material del núcleo y el número de vueltas del alambre en el núcleo. La ferrita y el hierro son usualmente usados para inductores de fuentes de voltaje conmutadas. Cuando son usados núcleos de hierro laminado, ellos tienen pérdidas de núcleo a altas frecuencias lo cual causa que disminuya la eficiencia proporcionada.

La inductancia de una bobina puede ser determinada por la siguiente ecuación :

$$L = \frac{N^2 \cdot A \cdot \mu \cdot \mu_0}{l}$$

L = INDUCTANCIA EN HENRRIOS

N = NUMERO DE VUELTAS

A = AREA DE LA SECCION TRANSVERSAL DE LA BOBINA

μ = PERMANEALIDAD DEL NUCLEO

μ_0 = PERMEABILIDAD ABSOLUTA DEL AIRE

l = LONGITUD (l)

La inductancia se incrementa con mas vueltas, área mas grande, alta permeabilidad y corta longitud.

3.4.1 ACCION DEL INDUCTOR (ALMACENANDO ENERGIA).

El regulador conmutado no puede ser entendido a menos que sea estudiada la acción de almacenamiento temporal del inductor. La figura 3.2, muestra un inductor en serie con un resistor R, la cual representa la carga, el interruptor S1, se encuentra entre la batería con un voltaje V_{in} . Las condiciones iniciales son :

a) Si S1 esta abierto, la corriente es cero ($I=0$) y el voltaje de la carga es cero ($V_R=0$). El inductor L se a sume que no tiene resistencia. La curva mostrada a la par del circuito muestra el valor de V_R contra el tiempo.

Como $V_R = I \cdot R$, y R es una constante, la curva también representa el valor de I en el circuito para cualquier instante de tiempo. Después que S1 se cierra y permanece así un tiempo suficientemente largo, notese que $V_R = V_{in}$ e $I = V_{in} / R$.

En el instante en que S1 se cierra, la corriente en el circuito trata de incrementarse del valor V_{in} / R , pero la acción del inductor resiste el cambio de corriente. Esto es hecho desarrollando un voltaje V_{in} , a lo largo de la bobina en una dirección que resista el cambio de la corriente.

El voltaje es expresado como la fuerza contra electromotriz desarrollado a lo largo del inductor que puede ser determinado por la siguiente ecuación :

$$V_L = L \Delta I / \Delta T$$

Donde: L= INDUCTANCIA EN HENRRIOS

ΔI = CAMBIO DE LA CORRIENTE EN AMPERIOS

ΔT = PERIODO DE TIEMPO EN SEGUNDOS DEL CAMBIO DE CORRIENTE.

En el instante en que S1 cierra, la corriente esta tratando de cambiar desde cero hasta un valor minimo, por lo tanto V_{in} es máximo. como toda la entrada de voltaje aparece a lo largo del inductor, $V_R=0$.

Cuando el tiempo transcurre, la corriente se incrementa en una curva logarítmica como se muestra para V_R y finalmente alcanza su máximo valor, V_{in}/R . Cuando la corriente alcanza el máximo, esta cambia, y el flujo magnético ya no cambia; por lo tanto $V_L=0$. Como toda la entrada de voltaje V_{in} , aparece a través de R , V_R es máximo. Así, la acción del inductor es resistir un cambio de corriente y guarda energía en el flujo magnético construyéndolo a lo largo de esta por la corriente.

Una oposición similar al cambio de la corriente ocurre cuando S_1 se abre, como se describirá mas adelante.

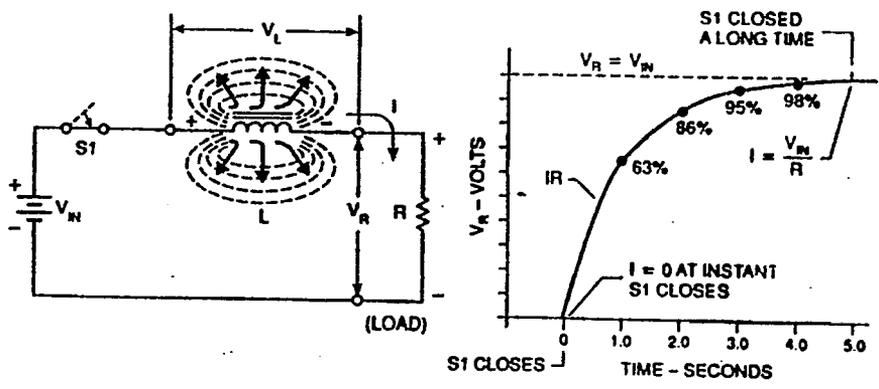


Fig. 3.2 Almacenamiento De Energia

3.4.2 ACCION DEL INDUCTOR (LIBERANDO ENERGIA).

La figura 3.3 es el mismo circuito de la figura 3.2 excepto que un diodo D1 ha sido añadido. el propósito del diodo será expresado cortamente. La corriente en el circuito es máxima, V_{in}/R , y $V_R=V_{in}$. La energía ha sido guardada en el flujo magnético rodeando el inductor. Ahora S1 se abre.

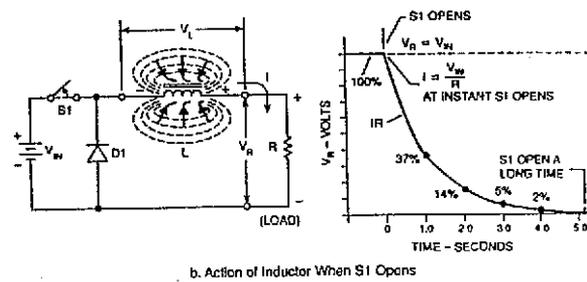


Fig.3.3 Liberación De Energia

La grafica que se encuentra a la par del circuito muestra V_R vs Tiempo. En el instante en el que S1 se abre, la corriente I trata de cambiar a cero porque S1 esta abierto. Como I trata de cambiar a cero, el flujo magnético construido en L colapsa. Como el flujo magnético corta las espiras del inductor, el voltaje almacenado V_{in} , es de nuevo inducido, pero a la vez la polaridad de V_{in} es de polaridad opuesta a la que se muestra en la figura 3.2.

La polaridad es tal que esta guarda la corriente en la misma dirección al igual antes de que S1 es abierto. El diodo D1 provee un cambio completo a través de R y L mientras el flujo magnético colapsa. (si el diodo D1 no estuviera presente, un alto voltaje se desplomaria

a lo largo de los contactos de S1, causando un arco en los contactos, donde se libera la energía guardada en L).

Así, la energía guardada en el campo magnético de L es regresada al circuito induciendo un voltaje en L para resistir el cambio en I a través de R en la misma dirección antes de que ocurriera el cambio. V_R y así I se reduce a lo largo de una curva logarítmica en la manera en el que el campo magnético colapsa, hasta que I y V_R son cero.

3.6 ETAPA CONMUTADA REDUCTORA

En la figura 3.4 se muestra el inversor reductor. El cual consiste en proporcionar un voltaje de salida de cualquier valor menor que el de entrada. El voltaje de salida depende del voltaje de entrada y de la relación del transistor con el tiempo (t_c) y el periodo de conmutación (T).

$$V_{SAL} = V_{in} (t_c/T)$$

donde :

t_c : tiempo de operación del transistor

T : $t_c + t_o$ = periodo

t_o : tiempo del transistor fuera de operación

El funcionamiento del inversor reductor es como sigue. Cuando Q_1 esta en operación, la corriente del inductor (L) pasa por Q_1 y la resistencia de carga. La corriente de carga cambia a razón de V_{IN}/L . el voltaje a través de la inductancia es $V_{IN} - V_{ce(SAT)Q1} = V_{SAL}$. Durante t_c el inductor se carga a una corriente de pico (I_p).

$$I_p = [V_{in} - V_{ce(SAT)Q1} - V_{OUT}] / L$$

donde :

I_p = corriente pico en el inductor

V_{in} = voltaje de entrada

V_{ce} = Voltaje de colector a emisor en estado de saturación

V_o = Voltaje de salida deseado

L = inductancia

El capacitor proporciona la corriente de carga hasta que la corriente en la inductancia es mayor a la corriente de salida.

Quando Q1 queda fuera de operación, el campo magnético de la bobina cesa lo que hace que su polaridad se invierta y la inductancia se convierta en una fuente de energía para la carga. La inductancia se descarga a través del diodo, que esta polarizado en directo debido a la inversión de polaridad de la inductancia, la resistencia de carga y la capacitancia a razón de V_L/L . El voltaje a traves de la bobina es ahora $V_{sal} + V_d$. La inductancia suministra corriente al capacitor y a la carga hasta que la corriente en la carga es menor a la de salida, después de lo cual el capacitor suministra la corriente de carga. El transistor entrara nuevamente en operación justo antes de que la corriente en la bobina sea cero.

La corriente máxima de salida de la fuente es la mitad de la corriente pico del inductor. La corriente media a traves de la inductancia durante t_c debe ser igual que durante t_o . La relación de t_c/t_o se ajusta para suministrar la corriente de carga y voltajes necesarios.

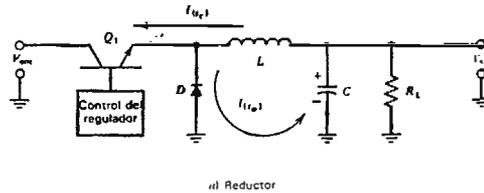


Fig 3.4 Etapa de Inversión

3.6.1 EL DIODO. (CANALIZADOR DE ENERGÍA)

Cuando el campo magnético del inductor comienza a cesar y liberar energía guardada, debe ser contenida y dirigida en dirección útil. Un diodo, hace esto como se muestra en el circuito de la figura 3.4. Esto dirige la energía guardada hacia el capacitor de salida. El único camino de conducción de el diodo es usado para proveer la conección adecuada del circuito cuando el voltaje inducido a lo largo del inductor es de la polaridad correcta. Debido a las altas frecuencias de conmutación en estas fuentes, el diodo debe poseer un voltaje en directa bajo y un tiempo de conmutación y de recuperación alto. Un diodo Schotky es un diodo ideal para la aplicación.

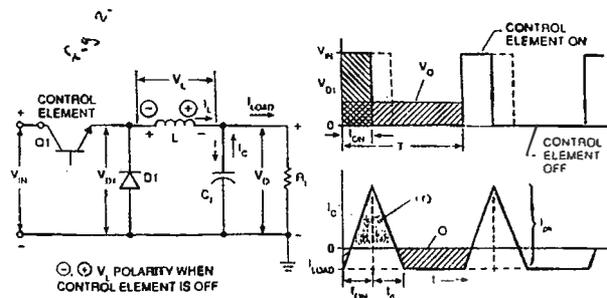


Fig 3.4 Formas de Ondas Típicas

3.6 FILTROS

El filtro o capacitor de salida realiza esencialmente la misma función en los reguladores conmutados así como en los reguladores de paso en configuración serie (tipo lineal); esto es, guardar energía para ser usada por la carga y a la vez reducir el voltaje de rizado. Debido a que la frecuencia del voltaje de rizado de salida es mucho más alto en los reguladores conmutados, el filtro de salida usualmente es de un valor mucho más pequeño para los últimos mencionados.

El capacitor de salida es influenciado por la carga, ya que al irse incrementando la carga en el capacitor el voltaje a través de él se incrementa, por lo tanto la curva de corriente en el capacitor (y la carga) de la figura 3.5 podrían causar un voltaje de rizado como se muestra en la figura 5-4c como $Q=C/V$ entonces $C=Q/V$.

La desviación de carga más grande es usada para calcular el capacitor de salida, para limitar el cambio de voltaje al voltaje especificado de rizado.

Con V_f (voltaje en directa del diodo), representado el voltaje de rizado de el capacitor de salida es :

$$C_f = \Delta Q / \Delta f$$

Usando la geometría para calcular el área corriente-tiempo ($I \cdot T$) y considerando que $+Q$ es el mismo para el tiempo en alto y bajo, la ecuación de para el capacitor de salida es la siguiente :

$$C = \left\{ (I_{PK} - I_L)^2 / 2V_f I_{PK} \right\} T_{on} (V_{in}/V_o)$$

Sustituyendo el voltaje especificado para V_f , el valor de C_f puede ser calculado.

El filtro que se encuentra a la entrada del regulador debe reducir el voltaje de rizado de 60Hz o 120Hz, y/o este debe mantener la frecuencia de rizado para mantener el sistema estable y libre de ruido. Las fuentes de voltaje conmutadas pueden ser una fuente significativa de interferencia electromagnética debido a las altas frecuencias de conmutación, razón por la cual es necesario tomarlo en consideración a la hora de realizar el diseño.

3.8 ETAPA OSCILADORA

El temporizador NE555 es un oscilador y circuito de tiempo de precisión moderado muy útil, producido por diversos fabricantes de CI. Sus dos modos de operación son como oscilador astable y monoestable. El dispositivo NE555 es circuito capaz de oscilar hasta alrededor de 100 Khz y hay una nueva versión CMOS que llega a los 250 Khz. Se analizara el temporizador National Semiconductor LM 555. El circuito puede funcionar con voltajes de alimentación que van desde 4.5 a 18 Vdc. El voltaje de salida bajo es de 0.1 V , el voltaje de salida alto es de alrededor de 1.3 V menos que Vcc.

Los tiempos de subida y bajada de la salida son de 100 ns cada uno. El LM 555 se provee en una gama de temperatura de operación de -55 a +125 C, y el LM 555 C en una gama de 0 a 70 C. Por lo general, viene en forma de DIP de ocho terminales o con carcasa metálica de ocho terminales.

3.8.1 FUNCIONAMIENTO DEL TEMPORIZADOR NE555

En la figura 3.6 se presenta el diagrama de bloques del temporizador 555. La referencia para los comparadores la proporcionan el divisor de voltaje R-R-R. Los voltajes de referencia son de $2/3 V_{cc}$ para el comparador de umbral, comparador 2, y de $1/3 V_{cc}$ para el comparador de disparo, comparador 1. El flip flop (FF) es activado (impulsado a alto) por el comparador de umbral. Cuando el voltaje de umbral es mayor de $2/3 V_{cc}$. La salida alta del flip flop hace que la etapa complementaria de salida se vuelva baja y que el transistor de descarga (Q1) entre en operación.

El flip flop se reajusta (impulsado a bajo) mediante el comparador de disparo siempre que el voltaje de disparo se ha menor de $1/3 V_{cc}$. La baja salida del FF hace que la salida se eleve y Q1 queda fuera de operación.

Una baja en la terminal de reajuste hace que Q1 entre en operación y la salida baje inmediatamente. La terminal de control permite variar el voltaje de referencia de umbral. Un voltaje de control varia la frecuencia del 555 astable y el ancho de pulso de un 555 monoestable variando el voltaje de referencia del comparador 2. Cuando no esta en uso, se coloca un capacitor de 0.01 uF de la terminal de control a tierra, para evitar la modulación no deseada de ruido.

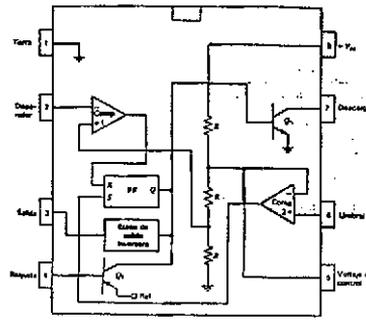


Fig 3.6 IC LM 555

3.8.2. EL 555 EN CONFIGURACIÓN ASTABLE (OSCILADOR)

La operación astable se obtiene del circuito que se muestra en la figura 3.7. Cuando se aplica V_{cc} , el voltaje de salida es alto, C_t se carga hacia V_{cc} a una razón establecida por R_a y R_b . Cuando $V_{ct} = 2/3 V_{cc}$, el comparador de umbral hace que la salida del FF sea alta, el voltaje de salida es bajo y pone a Q_1 en operación. El capacitor de tiempo se descarga ahora a través de Q_1 y R_b . Cuando $V_{ct} = 1/3 V_{cc}$, el comparador de disparo reajusta la salida del FF en bajo, el voltaje de salida cambia a estado alto y pone a Q_1 fuera de operación. El proceso se repite. Observe que el primer pulso será mas largo porque C_t se carga desde 0 V hasta $2/3 V_{cc}$ mas bien que desde $1/3 V_{cc}$ hasta $2/3 V_{cc}$ como lo hace una vez que la operación esta en marcha. Normalmente esto no es problema. La oscilación se puede interrumpir en cualquier momento si se coloca a un potencial de cero voltios el pin 4 del timer. La oscilación se reanuda cuando dicha terminal vuelve a ponerse a V_{cc} .

La hoja de especificaciones proporciona las ecuaciones para los componentes de tiempo R_a , R_b y C_t . Las cuales son las siguientes :

$$t_1 = 0.693 (R_a + R_b) C$$

$$t_2 = 0.693 R_b C$$

$$T = t_1 + t_2$$

$$F = 1.44 / (R_a + R_b) C$$

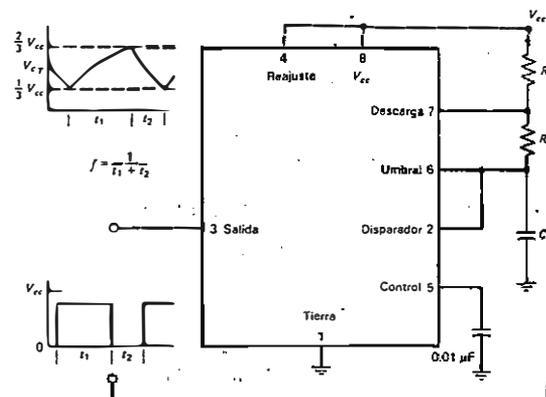


Fig 3.7 Oscilador Estable

3.8.3. EL 555 EN CONFIGURACIÓN MONOESTABLE (PWM)

El 555 monoestable se ilustra en la figura 3.8. La terminal 2, entrada del disparador, estará alta, de manera que el comparador con disparador mantenga el FF con salida alta, Q1 en operación y el voltaje de salida es bajo. Como Q1 está en operación, el capacitor de tiempo no puede cargarse. Un pulso negativo momentáneo del disparador cuyo valor pico negativo es de menos de $1/3 V_{cc}$ volverá a hacer bajar la salida del FF, pondrá a Q1 en operación y el voltaje de salida pasara a V_{cc} . C_t se cargara ahora a través de R_a hasta que $V_{ct} = 2/3 V_{cc}$, en cuyo momento el comparador de umbral hace subir la salida del FF y baja el voltaje de salida a 0 V y pone a Q1 en operación. C_t se descarga rápidamente a través de Q1. El circuito se estabilizara ahora hasta el pulso siguiente del disparador.

Un pulso negativo en la terminal de reajuste hará bajar inmediatamente la salida y pondrá a Q1 en operación. El circuito no producirá otro pulso de salida después del reajuste hasta el pulso de disparo siguiente. El tiempo mínimo del pulso de salida es el ancho del

pulso de disparo. El reajuste es inoperante mientras no se suprime el pulso de disparo. Según la hoja de especificaciones el tiempo de duración en alto es determinado por la siguiente ecuación.

$$t = 1.1 R_A * C$$

donde : t = tiempo de duración del pulso en alto
Ra= Resistencia que limita el tiempo de carga del capacitor.
C = Capacitor

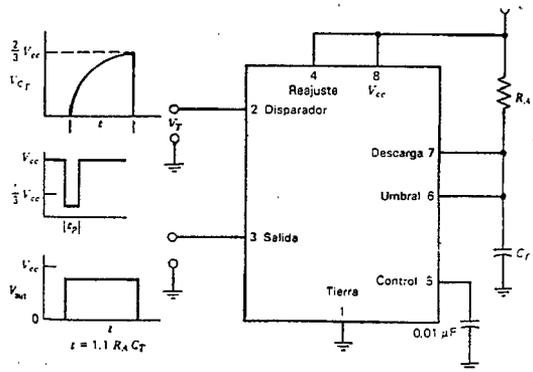


Fig 3.8 Oscilador Monoestable

3.9 OPERACION DEL OSCILADOR Y MODULADOR POR ANCHO DE PULSO

Refiérase a la figura 3.9 donde la operación y formas de ondas del oscilador y PWM son discutidas. Como podrá observar el primer temporizador es el NE 555 configurado como astable. la frecuencia de oscilación es de tipo constante.

Los pulsos de salida(C) del PWM son activados por los pulsos del oscilador astable(A). Cuando es activado el PWM su salida va hacia alto, activando así al elemento de control. La salida se mantiene en alto por un tiempo que es determinado por el voltaje de control que es proporcionado por el amplificador de error(B). cuando el tiempo de activación ha terminado, el PWM resetea la salida , forzando ir a bajo y desactivando el elemento de control. La salida del PWM permanece en bajo hasta que es restablecido de nuevo por oscilador. El rango de tiempo de el pulso de activación es controlado por R_t y C_t , la frecuencia de oscilación por R_a , R_b y C_t , y el ancho de pulso de disparo por R_b .

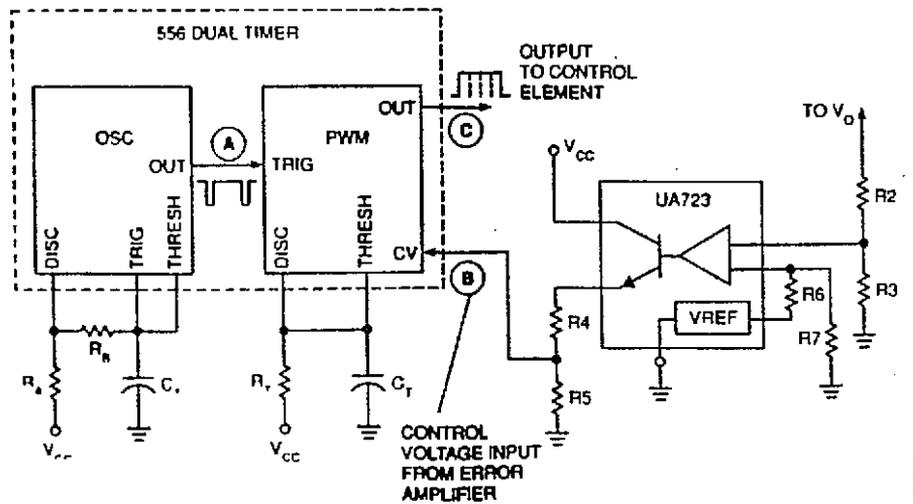


Fig 3.9 Etapa Moduladora Por Ancho de Pulso

3.10 AMPLIFICADOR DE ERROR Y VOLTAJE DE REFERENCIA

Un IC conveniente para usar como amplificador de error y voltaje de referencia es el regulador μA 723. Este regulador de voltaje de precisión está muy extendido y existen muchas casas que lo fabrican. Algunos fabricantes designan este regulador, por ejemplo: TDB 0723, TDC 0723 ó TDB 0723 A (Siemens; la última letra A significa carcasa de plástico de 14 polos; sin esta letra adicional el CI tiene una carcasa de plástico de 10 polos). Lo único importante es la secuencia de las cifras 723; la clase de carcasa deberá indicarse aparte, pues su designación no está unificada. La más conveniente parece ser la carcasa de 14 polos, Como se observará en la figura 3.10, no se corresponden en absoluto las conexiones de la carcasa de plástico y la de metal; Hay que buscar las asignaciones de las conexiones. Para unificar los circuitos, en todas las representaciones que siguen se ha tomado como base la carcasa de plástico de 14 polos, que corresponden al TDB 0723 A de la figura 3.10

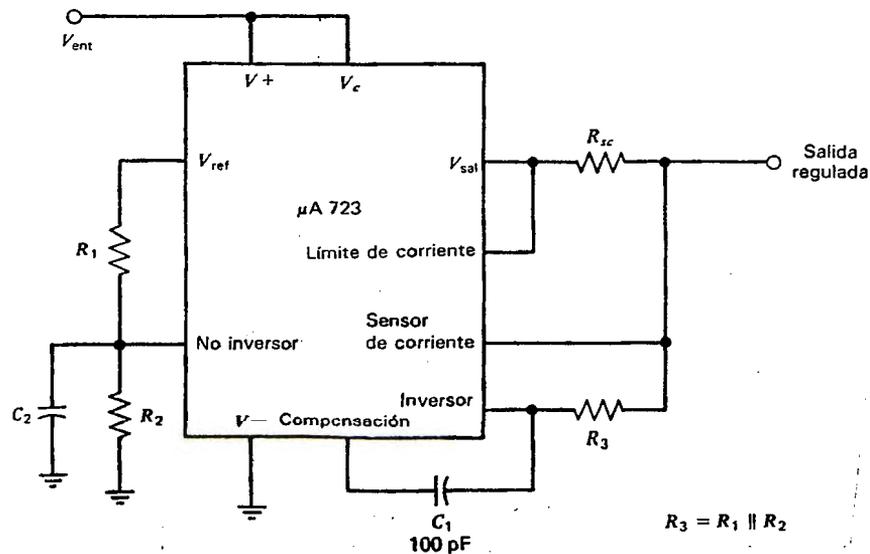


Fig 3.10 IC LM 723

La aplicación universal de este regulador tipo 723 permite una gran cantidad de circuitos diferentes. Para aplicaciones de pequeña tensión de salida, del margen comprendido entre alrededor de 2V y la tensión de referencia de 7.15 V son aplicable el circuito mostrado en la figura 3.11

Las conexiones 5(E+) y 4(E-) son las entradas del amplificador interno diferencial (llamado también amplificador de tensión de error). La tensión de salida se ajusta siempre de tal manera que la diferencia de tensión entre E+ y E- sea prácticamente cero. Por lo tanto, si en la figura 4.1d la tensión de referencia se reduce mediante R1 y R2, la tensión de salida U_a sigue exactamente a la tensión que se ha ajustar en R1. La resistencia R2 tiene por misión evitar que el cursor de R1 llegue a los cero voltios, por que entonces el regulador ya no puede actuar. La resistencia R3 está prevista para obtener una buena constancia de la tensión de salida. La resistencia R0 puede ser utilizada para limitar la corriente de salida del IC en caso de que exista sobrecarga a la salida.

El elemento de muestreo, hecho a partir de R2 y R3, entrega un voltaje de retroalimentación a una entrada del amplificador de error.

El amplificador de error compara el voltaje retroalimentado y el voltaje de referencia y produce la correspondiente corriente de manejo para el transistor de salida del 723. Los resistores de salida R4 y R5 desarrollan el control de voltaje final conectado a la entrada del PWM. Cuando se usa el 555 como PWM, $R4 = 0$, debido a que el voltaje de 3.3 - 10.3 voltios es conveniente para el 555. Si el voltaje de salida del

regulador es mas grande que el voltaje de referencia de 7.5 Voltios, el voltaje de referencia puede ser conectado directamente a la entrada inversora del amplificador de error; sin embargo, esto restringe el cambio del voltaje de control. Es mejor dividir el voltaje de referencia con R6 y R7 a un voltaje mas bajo y colocar el voltaje en la entrada inversora desde el elemento de muestreo a un mismo valor.

CAPITULO IV

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

En el presente capítulo se muestran los cálculos necesarios para realizar el diseño de un sistema de regulación de voltaje conmutado, asumiendo que el lector tiene ciertos criterios básicos sobre el funcionamiento de los mismos.

- VOLTAJE DE SALIDA : Que voltaje de salida nominal es requerido por la carga? Este establece V_o .

- CORRIENTE DE CARGA : Cuanta corriente es requerida por la carga? Algunas veces estas especificaciones es para pequeñas variaciones de carga que pueden ocurrir alrededor del estado estable de la corriente.

Si la corriente no variara desde una mínima carga a plena carga, algunos de los componentes pueden ser pequeños, o la eficiencia alta.

- REGULACION : Que porcentaje de regulación es requerida por los circuitos o equipos a ser alimentados? Algunos circuitos necesitan solamente el 10 %, mientras otros, el 1 %.

- RIZADO DE SALIDA : Cuanta variación de ruido o rizado pueden los circuitos o equipos tolerar ? Esta especificación determina la calidad del filtrado requerido en la salida del regulador.

4.1 PARAMETROS DE DISEÑO

Con el previo conocimiento de las especificaciones, la fuente de voltaje disponible, los componentes disponibles, y flexibilidad del diseño, el tipo de regulador puede ser seleccionado y los parámetros de diseño determinados.

Los siguientes parámetros usualmente son requeridos para los reguladores de voltaje conmutados:

- a) Ciclo de trabajo
- b) Corriente pico
- c) Inductancia de la bobina
- d) Frecuencia de oscilación
- e) Frecuencia de conmutación del elemento de control
- f) Capacitancia del filtro de salida
- g) Transistor de conmutación y parámetros del diodo

4.2 CICLO DE TRABAJO Y TIEMPO EN ALTO

En un regulador reductor es usado, en orden de soportar un voltaje de salida V_o desde un voltaje de entrada V_{in} , el área bajo las dos curvas de voltaje vrs tiempo deben ser iguales a las mostradas en la figura 4.1.

$V_{in} * t_{on}$ debe ser igual a $V_o * T$, así el ciclo de trabajo (DC) y la ecuación de t_{on} son:

$$DC = \frac{t_{on}}{T} = F t_{on} = V_o / V_{in} ; \quad t_{on} = V_o / F V_{in}$$

El ciclo de trabajo y el voltaje de salida para el regulador reductor son como sigue :

$$\text{Ciclo de trabajo} = V_o/V_{in}$$

$$\text{Voltaje de salida} = V_{in} * DC$$

4.3 CORRIENTE PICO

La corriente pico del regulador conmutado se da cuando la corriente del inductor es suficiente para descargar el inductor completamente y reemplazar toda la carga en el capacitor de salida a maxima corriente de carga. Esta(la corriente pico) es de terminada por la maxima corriente de carga y el hecho de que el inductor se le debe permitir descargar completamente ($I_L=0$). La corriente pico para el regulador reductor se encuentra de la siguiente manera:

$$I_{pk} = 2I_L$$

4.4 INDUCTANCIA DE LA BOBINA

El voltaje através de la bobina L, durante la corriente pico cambiante en el tiempo(T_{on}) determina L.

$$V = L I_{pk}/T_{on} ; L = V T_{on}/I_{pk}$$

Despreciando las caidas de los transistores y ruido tenemos como resultado L :

$$L = (V_{in} - V_o)/I_{pk} * T_{on}$$

Conociendo la corriente pico, el T_{on} , el voltaje de entrada y salida, la inductancia puede ser calculada. El valor de la inductancia para corriente continua en el inductor es escojida basandose en la corriente minima que el regulador conmutado puede manejar; entremás baja sea la corriente de carga, más elevada sera la inductancia.

4.5 FRECUENCIA DE CONMUTACION

El periodo total(T), debe ser suficientemente largo para permitir el T_{ON} y T_d . Usando la ecuación de voltaje mostrado anteriormente el valor de T_d que permite a L descargarse completamente debe ser :

$$T_d = L \cdot I_{pk} / V_o ; \text{ por lo tanto } T_d = (V_{in} - V_o) T_{on} / V_o$$

4.6 PARAMETROS PARA LOS DIODOS Y TRANSISTORES

Como establecimos previamente, el diodo schottki es ideal para este tipo de circuitos debido a sus excelentes tiempos de conmutación y bajo voltaje en directa. El PIV del diodo no necesita ser más grande que el voltaje de entrada o salida más grande. Este debe ser capaz de manejar la corriente pico del inductor.

El transistor debe tener bajo voltaje entre colector y emisor cuando esta saturado y ademas debe tener un voltaje de ruptura mas grande que cualquier diferencia de voltaje a la salida, incluyendo polaridad. Este tambien debe manejar la corriente pico del inductor y tener tiempos de conmutación mucho menores que cualquiera de los tiempos de activación.

El transistor de conmutacion se selecciona en función a las siguientes características:

- a) Frecuencia de conmutación
- b) corriente de operación máxima
- c) Voltajes de operación
- d) Tiempos de propagación

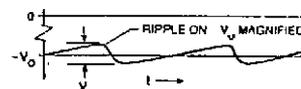
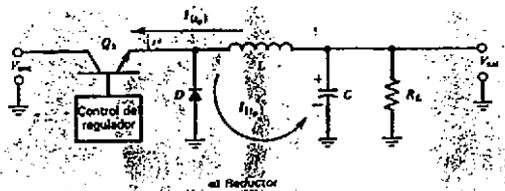
El tipo de transistor utilizado en este diseño es el NTE 293. Los transistores de uso común en estas aplicaciones son los Bipolares, pero pueden ser utilizados transistores de potencia Mosfet, por lo general este tipo de transistor son de conmutación mucha mas rapida que los transistores bipolares, no tienen tiempo de almacenamiento y por lo tanto, tienen perdidas menores en la conmutación.

4.7 CAPACITANCIA DEL FILTRO DE SALIDA

Incrementando la carga electrica en el capacitor se incrementa el voltaje a traves de él, por lo tanto la curva $I_{\text{capacitor}}$ mostrada en la figura 4.2 podrian causar un voltaje de rizado como se muestra en la figura 4.2a, como $Q = C * V$, entonces $C = Q / V$.

Como se muestra en la figura 4.2b, la carga sumada o restada desde el capacitor C_f es el area bajo la curva $I_{\text{CAPACITOR}}$ vrs T_{PERIODO} , la desviación de carga más grande es usada para calcular el valor de la Capacitancia de salida, para limitar el cambio de voltaje de ondulación al voltaje previamente especificado de rizado. Usando la geometria para calcular el area corriente vrs tiempo y considerando que $+Q$ es el mismo para T_{on} y T_{off} , la ecuación para el capacitor es como sigue:

$$C_f = \left\{ \frac{(I_{pk} - I_L)^2}{2V_{\text{rizado}} * I_{pk}} \right\} * \left\{ (t_{\text{on}} * V_{\text{in}}) / V_o \right\}$$



CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES: El proyecto realizado ha tenido el propósito de lograr de manera efectiva, la regulación de voltaje, utilizando el sistema de regulación conmutada, destinado al servicio público en general. La eficiencia el máximo rendimiento y el bajo costo en la implementación han sido el propósito de este proyecto, que nos lleva a considerar una nueva tecnología disponible para las necesidades de regulación del voltaje. Los interesados tienen ahora una opción para establecer los vínculos necesarios y mantenerse al día con la tecnología, sin omitir que para llevar a cabo un diseño de este índole es necesario tener el conocimiento de Transistores, Electrónica lineal Integrada, Diseño de fuentes lineales.

RECOMENDACIONES: más adelante será necesario la modificación, puesto que la tecnología es una realidad cambiante en nuestros días y esta siempre en movimiento continuo logrando el propósito de agilizar las tareas del ser humano.

Quien lea por primera vez este documento se dará cuenta que hay mucho que investigar, y que por mucho que se quiera poner en él no sería posible abarcar todo lo que se hizo para la implementación de este regulador de voltaje conmutado. Así, pues, una tarea es de buscar la información general para que luego llegar a la específica y tener en cuenta que cuando se lea este documento tal vez ya sea obsoleto.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Lucas M. Faulkenberry, Introducción a los Amplificadores Operacionales Con Aplicaciones a IC Lineales, Limusa Noriega, 1990.
- [2] Coughlin Robert F. y Driscoll Frederick, Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales, Prentice Hall, 1988.
- [3] Bogart Theodoro F., Circuitos Integrados Lineales, Marcombo 1989.
- [4] David Lines, Building Power Supplies, Radio Shack, 1991



Reguladores de voltaje

LM723/LM723C

Regulador de voltaje LM723/LM723C

Descripción general

El LM723/LM723C es un regulador de voltaje diseñado primordialmente para aplicaciones de regulador serie. Por sí solo suministrará corrientes de salida hasta de 150 mA; pero pueden agregarse transistores externos para suministrar cualquier corriente de carga deseada. El circuito se caracteriza por tener un consumo de corriente en reposo extremadamente bajo y se ha dispuesto una u otra limitación de corriente, lineal o de reposo. Son características importantes:

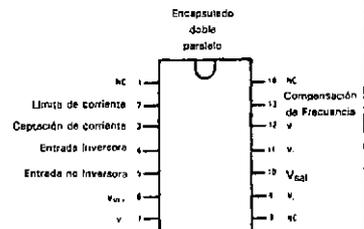
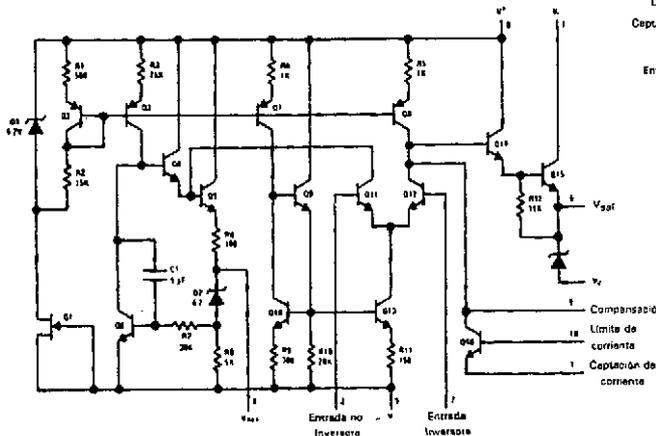
- Corriente de salida de 150 mA sin transistor de paso externo
- Corrientes de salida mayores de 10 A son posibles agregando transistores externos.

- Voltaje máximo de entrada 40 V
- Voltaje de salida ajustable de 2 V a 37 V.
- Puede utilizarse como regulador lineal o de conmutación

El LM723/LM723C es también útil en una amplia variedad de otras aplicaciones tales como regulador de derivación, regulador de corriente o controlador de temperatura.

El LM723C es idéntico al LM723 excepto que el LM723C tiene garantizado su funcionamiento en el rango de temperatura de 0°C a 70°C en lugar de -55°C a +125°C

Diagramas esquemático y de conexiones*



Vista superior
 Número de orden LM723CN véase encapsulado NSN14A
 Número de orden LM723J o LM723CJ véase encapsulado NSJ14A

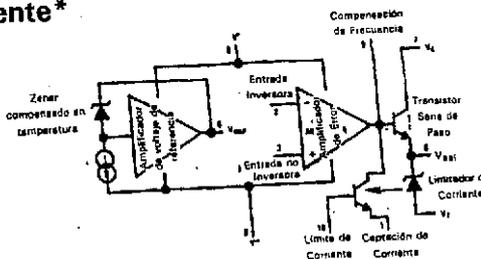
Encapsulado metálico



Nota: Terminal 5 conectada al encapsulado

Vista con terminales hacia arriba.
 Número de orden LM723H o LM723CH véase encapsulado NSH10C

Circuito equivalente*



*Capacitación de corriente

LM723/LM723C

Capacidades máximas absolutas

Pulso de voltaje de V+ a V- (50 ms)	50V
Voltaje continuo de V+ a V-	40V
Voltaje diferencial entrada - salida	40V
Voltaje máximo de entrada al amplificador (una u otra entrada)	7.5V
Voltaje máximo de entrada al amplificador (diferencial)	5V
Corriente de Vz	25mA
Corriente de VREF	15mA
Disipación interna de potencia encapsulado metálico (Nota 1)	800mW
EDP cerámica (Nota 1)	900mW
EDP plástico (Nota 1)	660mW
Rango de temperatura de operación LM723	-55°C a +125°C
LM723C	0°C a +70°C
Rango de temperatura de almacenamiento encapsulado metálico	-65°C a +150°C
DIP	-55°C a +125°C
Temperatura de terminal (soldando 10 seg.)	300°C

Características eléctricas (Nota 2)

PARÁMETRO	CONDICIONES	LM723			LM723C			UNIDADES
		MÍN	TYP	MÁX	MÍN	TYP	MÁX	
Regulación de línea	V _{ent} = 12V a V _{ent} = 15V -55°C ≤ T _A ≤ +125°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C V _{ent} = 12V a V _{ent} = 40V		.01	.01 0.3		.01	0.1	%V _{sal} %V _{sal} %V _{sal}
Regulación de carga	I _c = 1 mA e I _c = 50 mA -55°C ≤ T _A ≤ +125°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C		.02 .03	0.2 0.15 0.6		0.1 .03	0.5 0.2	%V _{sal} %V _{sal} %V _{sal}
Rechazo de rizo	f = 50Hz a f = 10kHz, C _{REF} = 0 f = 50Hz e f = 10kHz, C _{REF} = 5μF		74 86			74 86		dB dB
Temperatura promedio	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C		.002	.015				%/°C
Coefficiente de voltaje de salida	0°C ≤ T _A ≤ +70°C					.003	.015	%/°C
Límite de corriente de corto circuito	R _{cc} = Ω, V _{sal} = 0		65			65		mA
Voltaje de referencia		6.95	7.15	7.35	6.80	7.15	7.50	V
Voltaje de ruido a la salida	AB = 100 Hz a 10 kHz, C _{REF} = 0 AB = 100 Hz a 10kHz, C _{REF} = 5μF		20	2.5		20	2.5	μV _{vcm} μV _{vcm}
Estabilidad término largo			0.1			0.1		%/1000 hrs
Consumo de corriente en reposo	I _c = 0, V _{ent} = 30V		1.3	3.5		1.3	4.0	mA
Rango de voltaje de entrada		9.5		40	9.5		40	V
Rango de voltaje de salida		2.0		37	2.0		37	V
Voltaje diferencial entrada-salida		3.0		38	3.0		38	V

Nota 1: Ver curvas de pérdida de disipación para máxima capacidad de potencia arriba de 25°C.

Nota 2: A menos que se especifique otra cosa T_a = 25°C, V_{en} = V⁺ = V_c = 12V, V⁻ = 0, V_{agl} = 5V, I_c = 1mA, R_{cc} = 0, = 100 pF, C_{REF} = 0 y la impedancia del divisor vista por el amplificador de error ≤ 10kΩ conectada como se muestra en la figura 1. Las especificaciones de regulación de línea y de carga se dan para la condición de temperatura constante del circuito. Los corrimientos con la temperatura deben tomarse en cuenta por separado para condiciones de alta disipación.

Nota 3: L₁ es 40 vueltas de alambre de cobre No. 20 esmaltado embobinadas en un núcleo variable de ferroxúbe P36/22-3B7 o equivalente con 0.009 pulgadas de breche de aire.

Nota 4: Las figuras entre paréntesis pueden utilizarse si el divisor R₁/R₂ se coloca en la entrada opuesta del amplificador de error.

Nota 5: Reemplazar R₁/R₂ en las figuras con el divisor que se muestra en la figura 13.

Nota 6: V⁺ debe conectarse a una alimentación de + 3V o mayor.

Nota 7: Para aplicaciones del encapsulado metálico en que se requiera Vz, un diodo Zener externo de 6.2 debe conectarse en serie con V_{agl}.



Bloques industriales

LM555/LM555C

Temporizador LM555/LM555C

Descripción general

El LM555 es un dispositivo sumamente estable para generar tiempos precisos de oscilación o retraso. Se suministran terminales adicionales si se desea disparar o reiniciar. En el modo de operación de tiempo de retraso, el tiempo se controla exactamente con un condensador y un resistor externos. Para operación astable como oscilador, la frecuencia de oscilación y el ciclo de trabajo se controlan exactamente con dos resistores y un condensador externos. El circuito puede ser disparado y reiniciado con formas de onda descendentes y el circuito de salida puede suministrar o consumir más de 200 mA o manejar circuitos de LTT.

- Ciclo de trabajo ajustable
- La salida puede suministrar o consumir 200 mA.
- Salida y alimentación compatible con LTT
- Estabilidad en temperatura mejor que 0.005% por °C
- Salidas normalmente encendida y normalmente apagada

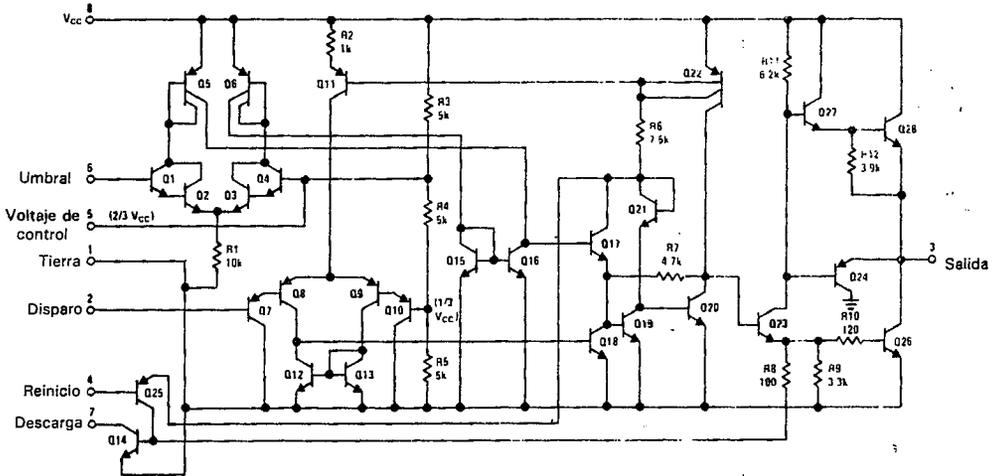
Aplicaciones

- Temporización precisa
- Generación de pulsos
- Temporización secuencial
- Generación de tiempo de retraso
- Modulación por ancho de pulso
- Modulación por posición de pulso
- Generador de rampa lineal

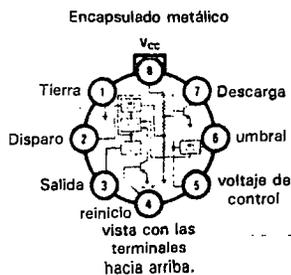
Características

- Reemplazo directo para el SE555/NE555
- Tiempos de microsegundos hasta horas
- Opera en ambos modos, astable y monoestable

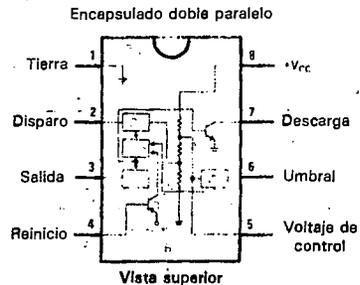
Diagrama esquemático



Diagramas de conexión



Número de orden LM556H, LM556CH
Véase encapsulado NS H08C



Número de orden LM555CN
Véase encapsulado NS N08B
Número de orden LM555JN o LM556CJ
Véase encapsulado NS J08A

Rangos absolutos máximos

Voltaje de alimentación	+18V
Disipación de potencia (Nota 1)	600 mW
Rangos de temperatura de operación	
LM555C	0°C a +70°C
LM555	-55°C a +125°C
Rango de temperatura de almacenamiento	-65°C a +150°C
Temperatura de terminal (soldando, 10 segundos)	300°C

Características eléctricas (T_A = 25°C, V_{cc} = +5V a +15V, a menos que se especifique otra cosa)

PARÁMETRO	CONDICIONES	LÍMITES						UNIDADES
		LM555			LM55C			
		MÍN	TYP	MÁX	MÍN	TYP	MÁX	
Voltaje de alimentación		4.5		18	4.5		16	V
Corriente de alimentación	V _{cc} = 5V, R _L = ∞		3	5		3	6	mA
	V _{cc} = 15V, R _L = ∞ (Estado bajo) (Nota 2)		10	12		10	15	mA
Error de tiempo monoestable								
Precisión inicial			0.5			1		%
Corrimiento con la temperatura	R _A , R _B = 1k a 100 k, C = 0.1μF, (Nota 3)		30			50		ppm/°C
Precisión con la temperatura			1.5			1.5		%
Corrimiento con la alimentación			0.05			0.1		%V
Error de tiempo, estable								
Precisión inicial			1.5			2.25		%
Corrimiento con la temperatura			90			150		ppm/°C
Precisión con la temperatura			2.5			3.0		%
Corrimiento con la alimentación			0.15			0.30		%V
Voltaje de umbral							0.667	xV _{cc}
Voltaje de disparo	V _{cc} = 15V	4.8	5	5.2		5		V
	V _{cc} = 5V	1.45	1.67	1.9		1.67		V
Corriente de disparo			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Voltaje de reinicio		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Corriente de reinicio			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Corriente de umbral	(Nota 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Nivel de voltaje de control	V _{cc} = 15V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
	V _{cc} = 5V	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Terminal 7 fuga de salida alta			1	100		1	100	nA
Terminal 7 SAT (Nota 5)								
Salida Beja	V _{cc} = 15V, I _T = 15 mA		150			180		mV
Salida Baja	V _{cc} = 4.5V, I _T = 4.5 mA		70	100		80	200	mV
Caída del voltaje de salida (baja)	V _{cc} = 15V							
	I _{consumo} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	I _{consumo} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	I _{consumo} = 100 mA		2	2.2		2	2.5	V
	I _{consumo} = 200 mA		2.5			2.5		V
	V _{cc} = 5V							
	I _{consumo} = 8 mA		0.1	0.25				V
	I _{consumo} = 5 mA					0.25	0.35	V
Caída del voltaje de salida (alta)	I _{suministro} = 200 mA, V _{cc} = 15V		12.5			12.5		V
	I _{suministro} = 100 mA, V _{cc} = 15V	13	13.3		12.75	13.3		V
	V _{cc} = 5V	3	3.3		2.75	3.3		V
Tiempo de subida a la salida			100			100		ns
Tiempo de caída a la salida			100			100		ns

Nota 1: Para operar a temperaturas más elevadas el dispositivo deberá considerarse una pérdida de disipación sobre la base de una temperatura de unión máxima de 150°C y una resistencia térmica de +45° C/W de la unión al encapsulado para el TO-8 y +150° C/W de la unión al ambiente para ambos encapsulados.

Nota 2: La corriente de alimentación cuando la salida es alta es típicamente 1 mA menor en V_{cc} = 5V.

Nota 3: Probado en V_{cc} = 5V y V_{cc} = 15V

Nota 4: Esto determinará el valor máximo de R_A + R_B para operación a +15V. El total máximo (R_A + R_B) es 20 MΩ

Nota 5: No es necesaria la protección contra corriente excesiva en la terminal 7 si no se excede el índice de disipación.



MOTOROLA

2N2218, A 2N2219, A 2N2221, A 2N2222, A 2N5581 2N5582

TRANSISTORES NPN DE SILICIO AISLADOS

Estos transistores se usan en la industria en aplicaciones tales como conmutadores de velocidad media, y como amplificadores desde audio hasta VHF frecuencias

- Ganancia de corriente en CD especificada: 1.0 a 500 mAcD
- Bajo voltaje de saturación colector-emisor
 $V_{CE(sat)} @ I_C = 500mAcD$
 = 1.6 Vcd (Máx) - Sin sufijo A
 = 1.0 Vcd (Máx) - Añada el sufijo A
- Producto de ganancia de corriente muy alta - por el ancho de banda
 $f_T = 250 MHz (Mín) @ I_C = 20 mAcD$ - Todos los tipos excepto
 = 300 MHz (Mín) @ $I_C = 20 mAcD$ - 2N2219A, 2N2222A, 2N5582
- Complementario de los transistores PNP desde 2N2904 hasta 2N2907, A
- JAN/JANTX disponible para la serie 2N2218, A

TRANSISTORES NPN DE SILICIO CONMUTADORES Y AMPLIFICADORES

JULIO DE 1970 - DS 5120 R1
(Reemplaza al DS 5120)

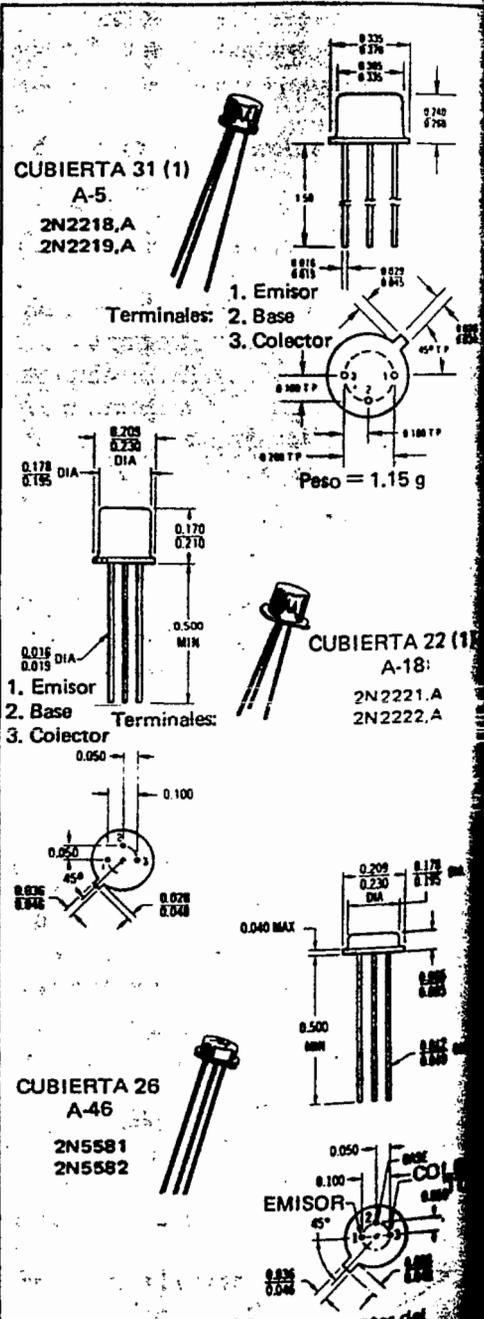
GUIA DE SELECCION

Tipo de dispositivo	Característica			Encapsulado
	V_{CEO} $I_C = 10mAcD$ Volts	$I_C = 150mAcD$ Mín/Máx	h_{FE} $I_C = 500mAcD$ Mín	
2N2218 2N2219	30	40/120 100/300	20 30	TO-5
2N2221 2N2222	30	40/120 100/300	20 30	TO-18
2N5581 2N5582	40	40/120 100/300	25 40	TO-46
2N2218A 2N2219A	40	40/120 100/300	25 40	TO-5
2N2221A 2N2222A	40	40/120 100/300	25 40	TO-18

*ESPECIFICACIONES DE MAXIMOS

Especificación	Símbolo	2N2218	2N2218A	2N5581	Unidad
		2N2219	2N2219A	2N5582	
Voltaje colector-emisor	V_{CEO}	30	40	40	Vcd
Voltaje colector-base	V_{CB}	60	75	75	Vcd
Voltaje emisor-base	V_{EB}	5.0	6.0	6.0	Vcd
Corriente de colector-continua	I_C	800	800	800**	mAcD
		2N2218, A 2N2219, A	2N2221, A 2N2222, A	2N5581 2N5582	
Disipación del disp. @ $T_A = 25^\circ C$ Desclasificación a temp. de $25^\circ C$	P_D	0.8 5.33	0.5 3.33	0.5 3.33	Watt mW/ $^\circ C$
Disipación del disp. @ $T_A = 25^\circ C$ Desclasificación a temp. de $25^\circ C$	P_D	3.0 20	1.8 12	2.0 11.43	Watts mW/ $^\circ C$
Rango de temperaturas de la unión en operación y almacenaje	T_J, T_{stg}	-65 hasta +200			$^\circ C$

*Indica datos del registro JEDEC
**Motorola garantiza estos datos junto con el registro JEDEC



Se aplicaron las dimensiones y notas del registro JEDEC correspondientes

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, a menos que se indique otra cosa)

Características	Símbolo	Mín	Máx	Unidad
CARACTERÍSTICAS DE ENCENDIDO				
Umbral de corte emisor-base ($I_E = 10\text{mAcd}$, $I_C = 0$)	BV_{CEO}	30 40	— —	Vcd
				Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de corte colector-base ($I_E = 10\mu\text{Acd}$, $I_C = 0$)	BV_{CBO}	60 75	— —	Vcd
				Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de corte emisor-base ($I_C = 10\mu\text{Acd}$, $I_E = 0$)	BV_{EBO}	5.0 6.0	— —	Vcd
				Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de corte del colector ($V_{CE} = 60\text{Vcd}$, $V_{EB(\text{apagado})} = 3.0\text{Vcd}$)	I_{CEX}	—	10	nAcd
				Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de corte del colector ($V_{CB} = 50\text{Vcd}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}	—	0.01	μAcd
				Sin sufijo A
($V_{CB} = 60\text{Vcd}$, $I_E = 0$)				Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
($V_{CB} = 50\text{Vcd}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)				Sin sufijo A
($V_{CB} = 60\text{Vcd}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)				Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de corte del emisor ($V_{EB} = 3.0\text{Vcd}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	10	nAcd
				Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de corte de la base ($V_{CE} = 60\text{Vcd}$, $V_{EB(\text{apagado})} = 3.0\text{Vcd}$)	I_{BL}	—	20	nAcd
				Añada el sufijo A
CARACTERÍSTICAS DE ENCENDIDO				
Corriente de saturación CD ($I_C = 0.1\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$)	h_{FE}	20 35	— —	—
				2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581 (1) 2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582 (1)
($I_C = 0.1\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$)		25 50	— —	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581 2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582
($I_C = 0.1\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$)		35 75	— —	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581 (1) 2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582 (1)
($I_C = 10\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$)		15 35	— —	2N2218A, 2N2221A, 2N5581 2N2219A, 2N2222A, 2N5582
($I_C = 150\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$) (1)		40 100	120 300	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581 2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582
($I_C = 150\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$) (1)		20 50	— —	2N2218A, 2N2221A, 2N5581 2N2219A, 2N2222A, 2N5582
($I_C = 500\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$) (1)		20 30 25 40	— — — —	2N2218, 2N2221 2N2219, 2N2222 2N2218A, 2N2221A, 2N5581 2N2219A, 2N2222A, 2N5582
Umbral de saturación colector-emisor (1) ($I_C = 150\text{mAcd}$, $I_B = 15\text{mAcd}$)	$V_{CE(\text{sat})}$	— —	0.4 0.3	Vcd
				Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
($I_C = 150\text{mAcd}$, $I_B = 15\text{mAcd}$)		— —	1.6 1.0	Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
Umbral de saturación base-emisor (1) ($I_C = 150\text{mAcd}$, $I_B = 15\text{mAcd}$)	$V_{BE(\text{sat})}$	0.6 0.6	2.0 1.2	Vcd
				Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582
($I_C = 150\text{mAcd}$, $I_B = 15\text{mAcd}$)		— —	2.6 2.0	Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582



***CARACTERISTICAS ELECTRICAS (continuación)**

Características	Símbolo	Min	Máx	Unidad
CARACTERISTICAS DE SEÑAL PEQUEÑA				
Prod. de ganancia de corriente— por el ancho de banda (2) ($I_C = 20\text{mAcd}$, $V_{CE} = 20\text{Vcd}$, $f = 100\text{MHz}$)	f_T	250 300	— —	MHz
Todos los tipos excepto 2N2219A, 2N2222A, 2N5582				
Capacitancia de salida (3) ($V_{CB} = 10\text{Vcd}$, $I_E = 0$, $f = 100\text{KHz}$)	C_{ob}	—	8.0	pF
Capacitancia de entrada (3) ($V_{EB} = 0.5\text{Vcd}$, $I_C = 0$, $f = 100\text{KHz}$)	C_{ib}	— —	30 25	pF
Sin sufijo A Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582				
Impedancia de entrada ($I_C = 1.0\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)	h_{ie}	1.0 2.0	3.5 8.0	k ohms
($I_C = 10\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)		0.2 0.25	1.0 1.25	
Relación de voltaje de retroalimentación ($I_C = 1.0\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)	h_{re}	— —	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
($I_C = 10\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)		— —	2.5 4.0	
Ganancia de corriente para señal pequeña ($I_C = 1.0\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)	h_{fe}	30 50	150 300	—
($I_C = 10\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)		50 75	300 375	
Admitancia de salida ($I_C = 1.0\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)	h_{oe}	3.0 5.0	15 35	μmhos
($I_C = 10\text{mAcd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $f = 1.0\text{KHz}$)		10 25	100 200	
Constante de tiempo colector-base ($I_E = 20\text{mAcd}$, $V_{CB} = 20\text{Vcd}$, $f = 31.8\text{MHz}$)	$r_b' C_c$	—	150	ps
Añada el sufijo A, 2N5581, 2N5582				
Figura de ruido ($I_C = 100\mu\text{Acd}$, $V_{CE} = 10\text{Vcd}$, $R_S = 1.0\text{Kohm}$, $f = 1.0\text{KHz}$)	NF	—	4.0	dB
2N2219A, 2N2222A				

CARACTERISTICAS DE CONMUTACION (con sufijo A, 2N5581 y 2N5582)

Tiempo de atraso	$(V_{CC} = 30\text{Vcd}$, $V_{BE(\text{apagado})} = 0.5\text{Vcd}$, $I_C = 150\text{mAcd}$, $I_{B1} = 15\text{mAcd}$ (Figura 14)	t_d	—	10	ns
Tiempo de subida		t_r	—	25	ns
Tiempo de almacenaje	$(V_{CC} = 30\text{Vcd}$, $I_C = 150\text{mAcd}$, $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{mAcd}$ (Figura 15)	t_s	—	225	ns
Tiempo de caída		t_f	—	60	ns
Constante de tiempo de la región activa** ($I_C = 150\text{mAcd}$, $V_{CE} = 30\text{Vcd}$)		T_A	—	2.5	ns

* Indicated JEDEC Registered Data.

** Motorola Guarantees this Data in Addition to JEDEC Registered Data.

(1) Verificación de pulso: Ancho del pulso $\leq 2.0\%$.

(2) f_T se define como la frecuencia a la cual h_{fe} se extrapola a la unidad.

(3) Para estas condiciones y valores 2N5581 y 2N5582 se anotan como C_{cb} y C_{eb} .



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

NF, FIGURA DE RUIDO (dB)

h_{ie}, IMPEDANCIA DE ENTRADA (k OHMS)

h_{fe}, GANANCIA DE CORRIENTE

CARACTERISTICAS PARA SEÑAL PEQUEÑA

FIGURA DE RUIDO

$V_{CE} = 10 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

FIGURA 5 – EFECTOS DE LA FRECUENCIA

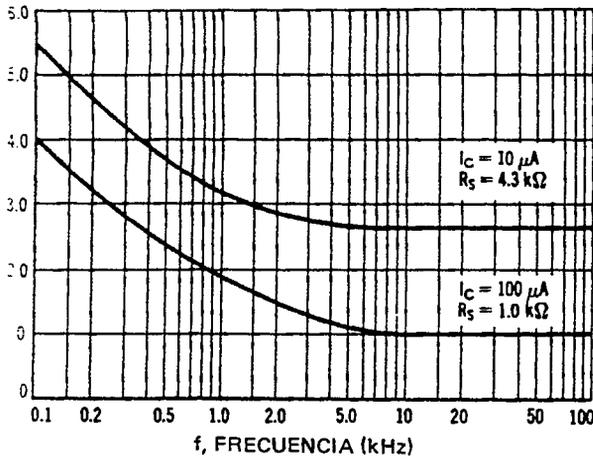
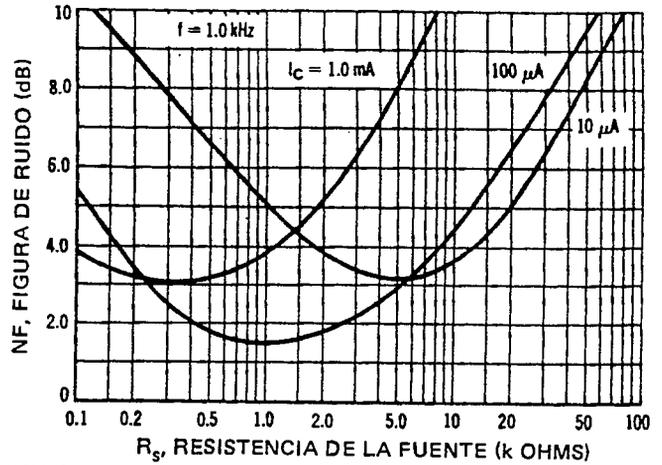


FIGURA 6 – EFECTOS DE LA RESISTENCIA DE LA FUENTE



PARAMETROS h

$V_{CE} = 10 \text{ Vcd}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Este grupo de gráficas muestra las relaciones entre h_{fe} y otros parámetros "h" para esta serie de transistores. Para obtener estas curvas, se seleccionaron como unidades una alta ganancia y una baja ganancia, y estas mismas unidades se usaron para desarrollar las curvas numeradas correspondientes que aparecen en cada gráfica.

FIGURA 7 – IMPEDANCIA DE ENTRADA

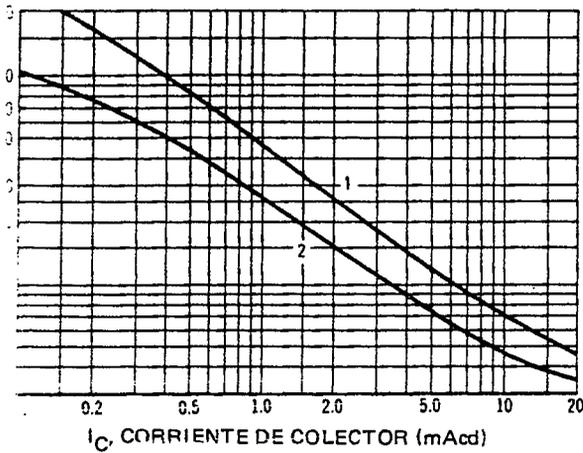


FIGURA 8 – RELACION DE VOLTAJE DE RETROALIMENTACION

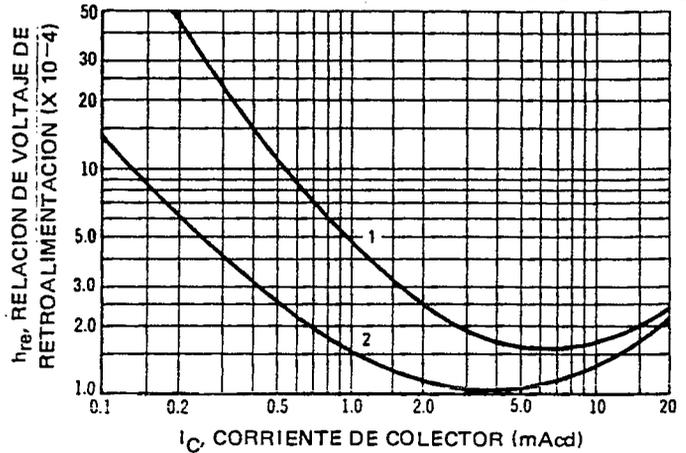


FIGURA 9 – GANANCIA DE CORRIENTE

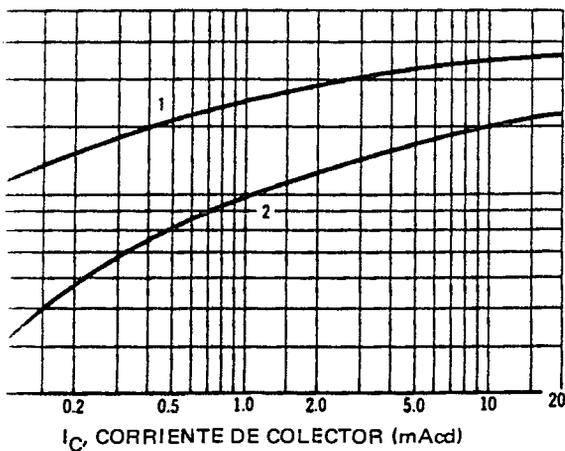


FIGURA 10 – ADMITANCIA DE SALIDA

