

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA FUENTE DE VOLTAJE REGULADA DC, PARA LA POLARIZACIÓN DE UN ECUALIZADOR – MEZCLADOR

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

MOROMENACHO GUAYASAMÍN CARMEN DEL ROCÍO


DIRECTOR: ING. ANTONIO CALDERÓN

Quito, marzo 2004

DECLARACIÓN

Yo CARMEN DEL ROCÍO MOROMENACHO GUAYASAMÍN, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

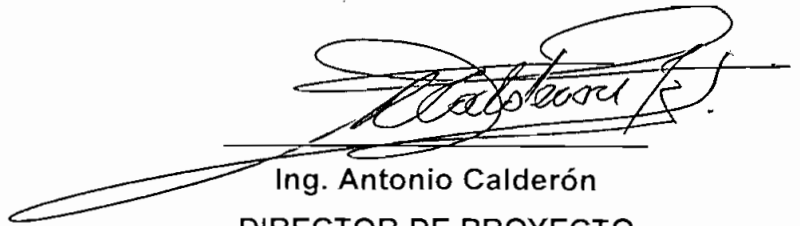
A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.



Moromenacho Guayasamín
Carmen del Rocío

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por la señorita Moromenacho Guayasamín Carmen del Rocío, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Antonio Calderón', is written over a horizontal line. The signature is stylized and cursive.

Ing. Antonio Calderón
DIRECTOR DE PROYECTO

DEDICATORIA DEDICATORIA



*À la mejor amiga que Dios
me ha dado, con la que he
compartido alegrías, tristezas
, que me ha dado su amor,
comprensión, apoyo y que me
ha guiado para que mi vida
tenga sentido:*

MI MADRE

AGRADECIMIENTO

A todas aquellas personas especiales que de alguna u otra forma me ayudaron a salir adelante y así culminar de la mejor manera esta etapa de mi vida.

A mis abuelitos: Manuel, Carmen; a mi tía Mercedes, a mis hermanos, a mis primos: Esteban, Carolina y a mi sobrina, que con su cariño y afecto me dieron las fuerzas necesarias para seguir adelante.

A mis amigas: Diana, Lorena, Marcia y Cecilia, las cuales intervinieron directamente en la elaboración de este proyecto y que se convirtieron en pilares de esta tarea.

A Grace, Ivonne y Jania, compañeras de trabajo, las cuales me brindaron su amistad y apoyo en todo momento.

A mi director de proyecto: Ing. Antonio Calderón, el cual a más de ayudarme con sus conocimientos, me brindo amistad, apoyo, paciencia y confianza.

Y un agradecimiento especialmente a Dios que con su poder infinito me ha permitido terminar mi carrera y de esta manera cumplir el sueño que mi madre tenía puesto en mí.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	1
--------------------------	----------

CAPÍTULO 1: FUNDAMENTOS TEÓRICOS

1.1 FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	4
1.1.1 RECTIFICACIÓN.....	5
1.1.1.1 Rectificación de Media	5
1.1.1.2 Rectificación de Onda completa	6
1.1.1.2.1 <i>Rectificador Tipo Puente de Diodos.....</i>	<i>6</i>
1.1.1.2.2 <i>Rectificador Tipo Transformador con Toma Central.....</i>	<i>6</i>
1.1.2 FILTRADO	9
1.2 FUENTE REGULADA DE VOLTAJE DC BÁSICA	11
1.2.1 ANALISIS MATEMÁTICO	14
1.3 TIPOS DE REGULADORES DE VOLTAJE	16
1.3.1 REGULADOR DE VOLTAJE EN SERIE.....	17
1.3.1.1 Tipos de Reguladores de Voltaje en Serie	19
1.3.1.1.1 <i>Circuito Reguladores Serie con Seguidor Emisor.....</i>	<i>19</i>
1.3.1.1.2 <i>Circuito Regulador en Serie Mejorado</i>	<i>23</i>
1.3.1.1.3 <i>Regulador en Serie con Amplificador Operacional</i>	<i>47</i>
1.3.2 REGULADOR DE VOLTAJE EN PARALELO.....	48
1.3.2.1 Circuito Regulador en paralelo	49
1.3.2.2 Circuito Regulador en Paralelo Mejorado	50
1.3.2.3 Circuito Regulador en Paralelo con Amplificador Operacional	51
1.3.2.4 Comparación entre Regulación serie y paralelo.....	53
1.3.3 REGULADOR DE VOLTAJE TIPO SWITCHING	54
1.3.3.1 Funcionamiento.....	55
1.3.3.2 Diagrama de Bloques	56
1.3.3.3 Tipos de Fuentes Conmutadas.....	60
1.3.3.3.1 <i>Reguladores Conmutados a la Frecuencia de la Red.....</i>	<i>60</i>
1.3.3.3.2 <i>Reguladores Conmutados A Frecuencia Propia.....</i>	<i>64</i>
1.3.3.3.2.1 <i>Control de las Fuentes Conmutadas a Frecuencia Propia.....</i>	<i>77</i>

1.3.3.3.4 <i>Ventajas y Desventajas</i>	78
1.4 PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITOS	79

CAPÍTULO 2: DISEÑOS DE FUENTES REGULADAS

2.1 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA CON REALIMENTACIÓN	82
2.1.1 ESPECIFICACIONES.....	82
2.1.2 DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO.....	83
2.1.3 DIAGRAMA COMPLETO.....	93
2.2 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 A 10V	96
2.2.1 ESPECIFICACIONES.....	96
2.2.2 DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO.....	96
2.2.3 DIAGRAMA COMPLETO.....	104
2.3 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 A -10V	107
2.3.1 ESPECIFICACIONES.....	107
2.3.2 DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO.....	107
2.3.3 DIAGRAMA COMPLETO.....	112
2.4 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA USANDO CIRCUITOS INTEGRADOS	114
2.4.1 ESPECIFICACIONES.....	114
2.4.2 DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO.....	114
2.4.3 DIAGRAMA COMPLETO.....	120
2.5 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 A 5V	122
2.5.1 ESPECIFICACIONES.....	122
2.5.2 DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO.....	122
2.5.3 DIAGRAMA COMPLETO.....	130
2.6 ALIMENTACIÓN DE LOS CIRCUITOS	132
2.6.1 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE CON REALIMENTACIÓN.....	132
2.6.1.1 Especificaciones.....	132
2.6.1.2 Descripción, análisis y diseño del circuito.....	133
2.6.1.3 Diagrama Completo.....	134

2.6.2 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE VARIABLE DE 0 A 10V.....	136
2.6.2.1 Especificaciones.....	136
2.6.2.2 Descripción, análisis y diseño del circuito.....	136
2.6.2.3 Diagrama Completo.....	137
2.6.3 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE VARIABLE DE 0 A -10V.....	138
2.6.3.1 Especificaciones.....	138
2.6.3.2 Descripción, análisis y diseño del circuito.....	138
2.6.3.3 Diagrama Completo.....	139
2.6.4 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE UTILIZANDO CIRCUITOS INTEGRADOS.....	139
2.6.4.1 Especificaciones.....	139
2.6.4.2 Descripción, análisis y diseño del circuito.....	140
2.6.4.3 Diagrama Completo.....	141
2.6.5 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE VARIABLE DE 0 A 5V.....	142
2.6.5.1 Especificaciones.....	142
2.6.5.2 Descripción, análisis y diseño del circuito.....	142
2.6.5.3 Diagrama Completo.....	143

CAPÍTULO 3: PRUEBAS Y RESULTADOS

3.1 ELABORACIÓN DEL MÓDULO.....	145
---------------------------------	-----

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	153
---	-----

BIBLIOGRAFÍA.....	156
--------------------------	------------

ANEXOS.....	158
--------------------	------------

INTRODUCCION

OBJETIVOS

El presente proyecto tiene como objetivo principal dotar al laboratorio de Electrónica de un equipo confiable y seguro, que permita a los estudiantes que hacen uso de este equipo, conseguir valores de voltajes adecuados, dependiendo de su necesidad y del rango de valores para el cual fue diseñado.

La implementación de la fuente de voltaje regulada, surgió de la necesidad de brindar facilidades para la polarización de un ecualizador mezclador que funciona en forma manual y a través del computador, por medio de un solo equipo, evitándose de esta manera la utilización de varias fuentes que ocupan demasiado espacio y son muy pesadas, ocasionando que el traslado de todo el conjunto de un lado a otro se vuelva fastidioso y sobre todo cansado. Además por ser un equipo de fácil uso y confiable permitirá que los estudiantes puedan utilizarlo sin preocupación, ocasionando así que el déficit de equipo que existe en el laboratorio disminuya.

Para el desarrollo del diseño y construcción del equipo se utilizarán los conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera, especialmente en el área de Electrónica, se adquirirán nuevas experiencias teórico-prácticas y lo más importante servirá como una guía de consulta e información para los estudiantes.

CONTENIDO DE LOS CAPITULOS

El primer capítulo contiene los fundamentos teóricos, en los cuales se basa el desarrollo del presente proyecto, en él se analizarán y estudiarán los diferentes tipos de fuentes reguladas, entre ellos: el tipo serie, paralelo y el tipo switching.

En el segundo capítulo se presentan los cálculos y criterios de diseño empleados en la elaboración de la fuente propuesta.

En el tercer capítulo, se realizará un análisis del comportamiento del circuito, los cambios que se hayan realizado, en base a las pruebas efectuadas en el laboratorio.

En el cuarto capítulo, se presentarán las conclusiones y recomendaciones obtenidas a lo largo del desarrollo del proyecto, así también se detallará la bibliografía utilizada.

En los anexos se presentarán las características eléctricas de los elementos empleados en el diseño y los desarrollos matemáticos utilizados para la demostración de alguna de las fórmulas.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

CAPITULO 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

El presente proyecto surge de la necesidad de brindar facilidades para la polarización de un ecualizador mezclador que funciona en forma manual y a través de un computador. Así también se utilizará dicho equipo en beneficio de los estudiantes que realizan prácticas de laboratorio, permitiéndoles manejar un equipo de buenas características, de fácil uso y mantenimiento.

El proyecto se encuentra constituido por 5 módulos, cada uno de los cuales consta de una fuente regulada de voltaje y corriente, con rango de valores variables y distintos. Los rangos de valores van de acuerdo a la necesidad que tiene el equipo antes mencionado de conseguir su correcta polarización, también han sido seleccionados tomando en cuenta las necesidades que posee el estudiante al momento de probar sus circuitos en el laboratorio.

Cada uno de los módulos cuenta con sus respectivas protecciones, para evitar cualquier daño cuando se produzca corto-circuito o fallas en la utilización del equipo, además existen medidores para indicar el valor de voltaje y corriente utilizada para cada módulo, todo esto permitirá un mejor funcionamiento, uso y mantenimiento del equipo.

Los valores de voltajes y corrientes para cada uno de los módulos se describen a continuación:

- 0 a +15 v con 500 mA
- 0 a +10 v con 1.5 A
- 0 a -10 v con 1.5 A
- 0 a + 5 v con 2.0 A
- 0 a -30 v con 500 mA

1.1 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

La figura 1.1 muestra el diagrama de bloques que contiene las partes de una fuente de alimentación típica, el cual va a ser utilizado para el desarrollo de este proyecto. El voltaje ac es por lo general 120 Vrms y se conecta a un transformador que disminuye ese voltaje al nivel de la salida deseada. Luego un puente de diodos proporciona un voltaje rectificado de onda completa el cual es filtrado para producir un voltaje dc deseado. Este voltaje dc resultante tiene por lo general, algo de rizo o variación, debido a variaciones del voltaje ac.

Un circuito regulador usa esta entrada dc para proporcionar un voltaje dc que tiene no solamente mucho menos voltaje de rizo, sino que también permanece constante en un valor determinado, aunque el voltaje de entrada varié o cambie la carga conectada al voltaje dc de la salida.

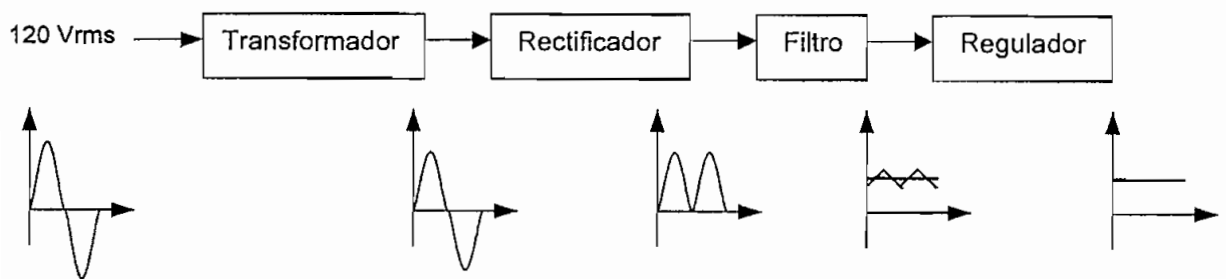


Figura 1.1 Diagrama de Bloques de las Partes de una Fuente de Alimentación

Los principios teóricos estudiados y utilizados para la elaboración del proyecto se describen a continuación.

1.1.1 RECTIFICACIÓN¹:

La rectificación es el proceso de convertir una señal alterna (ca) en otra que se restringe a una sola dirección (cd). Es decir, convertir una señal que tenga valor promedio (dc) cero a otra que tenga un promedio (dc) diferente de cero.

La rectificación se clasifica ya sea como de media onda o de onda completa.

1.1.1.1 Rectificación de Media Onda:

En la figura 1.2 se ilustra un circuito rectificador de media onda simple. Cuando la tensión de entrada es positiva, el diodo se polariza en directo y se puede reemplazar por un cortocircuito (suponiendo que sea ideal). Por tanto la tensión de salida a través del resistor de carga se puede encontrar a partir de un divisor de tensión. Mientras que si la tensión de entrada es negativa, el diodo se polariza en inverso y se puede reemplazar por un circuito abierto (siempre que la tensión no sea muy negativa como para romper la unión). Por lo tanto la corriente es cero, de manera que la tensión también es cero.

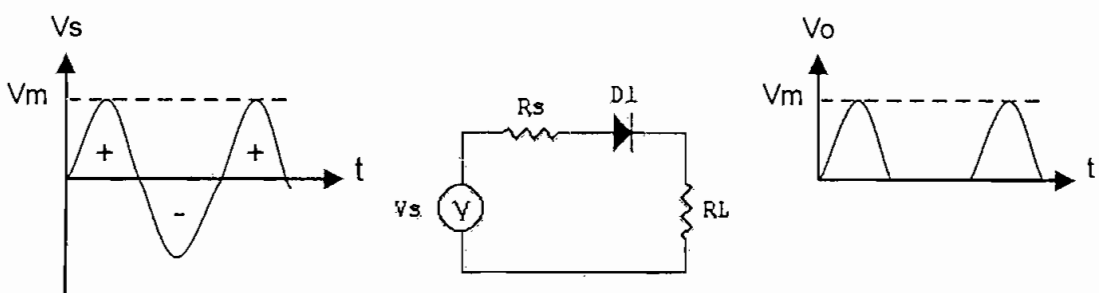


Figura 1.2 Rectificador de Media Onda

¹ Savant CJ DISEÑO ELECTRÓNICO CIRCUITOS Y SISTEMAS
Segunda edición. Capítulo 1 Págs: 24-27

1.1.1.2 Rectificación de Onda Completa:

Un rectificador de onda completa transfiere energía de la entrada a la salida durante todo el ciclo y proporciona mayor corriente promedio por cada ciclo en relación con la que se obtiene utilizando un rectificador de media onda. Como circuitos rectificadores de onda completa se tienen dos:

- Rectificador tipo puente de diodos.
- Rectificador con toma central:

1.1.1.2.1 Rectificador Tipo Puente de Diodos:

Está formado por 4 diodos en una configuración en forma de puente, como lo indica la figura 1.3 a. Cuando la fuente de tensión es positiva, los diodos 1 y 4 conducen y los diodos 2 y 3 son circuito abierto. Cuando la fuente de tensión se vuelve negativa, se invierte la situación y los diodos 2 y 3 conducen, pasando los diodos 1 y 4 a condición de circuito abierto. Esto se indica en la figura 1.3 a.

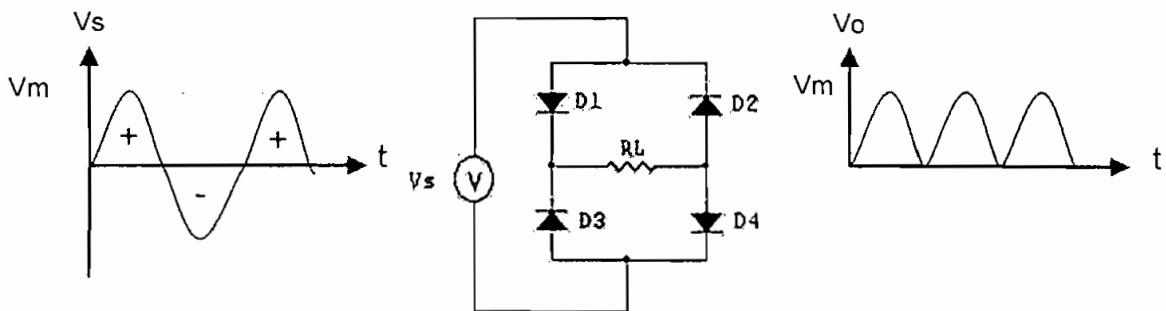


Figura 1.3 a Rectificador Tipo Puente

1.1.1.2.2 Rectificador Tipo Transformador con Toma Central:

Este tipo de rectificador se observa en la figura 1.3 b el cual tiene sólo dos diodos a diferencia del anterior, pero requiere de un transformador con derivación central,

para establecer la señal de entrada a través de cada sección del secundario del transformador. Cuando la fuente de tensión es positiva, el diodo 1 asume el equivalente de cortocircuito, y el diodo 2 de circuito abierto. Mientras que cuando la tensión se vuelve negativa, se invierte la condición de los diodos.

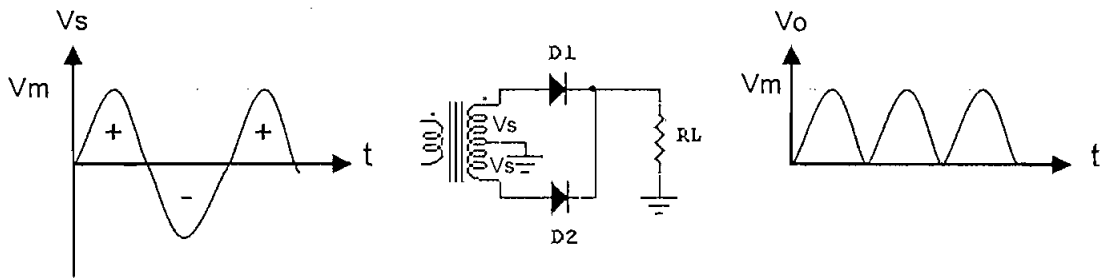


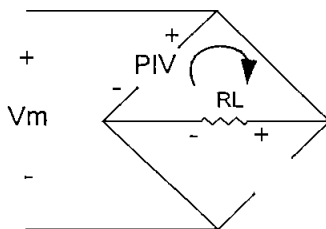
Figura 1.3 b Rectificador con Toma Central

Haciendo referencia a las figuras 1.2 y 1.3 a y b se obtiene que el voltaje de pico inverso (PIV) (valor máximo de voltaje entre el ánodo y el cátodo de un diodo trabajando en polarización inversa) que se requiere para cada diodo (ideal) es:

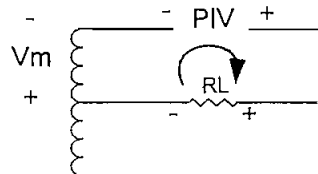
- a. Rectificador de Media Onda: $PIV \geq V_m$
- b. Rectificador Puente de diodos: $PIV \geq V_m$
- c. Rectificador con toma central: $PIV \geq V_{secundario} + V_{RL}$
 $\rightarrow PIV \geq 2 V_m$

Donde:

- V_m : Voltaje máximo.
- V_{RL} : Voltaje en la resistencia R_L .



b. Rectificador Puente de Diodos



c. Rectificador con Toma Central

Por lo tanto se puede decir que el rectificado tipo puente en lo que a precio se refiere es más económico que el rectificador con toma central, porque las características de los diodos en el primer caso no son tan exigentes como las que requieren los diodos del segundo tipo de rectificador, aunque el primero utilice mayor cantidad de diodos.

Aunque el voltaje rectificado no es un voltaje filtrado, contiene una componente dc y una componente de rizo (variación de ac), a continuación se observará que la señal rectificada de onda completa tiene una componente de dc mayor y de menor rizo que el voltaje rectificado de media onda.

❖ Para una señal rectificada de media onda, se tiene²:

- Voltaje dc de salida (V_{dc}):

$$V_{dc} = V_{m\acute{a}x} / \pi = 0.318 * V_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec.1.1}$$

- Voltaje de Rizo ($V_{r(rms)}$)³:

$$V_{r(rms)} = 0.385 * V_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec.1.2}$$

- Porcentaje de rizo de la señal rectificada (r):

$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}} * 100\% \quad \text{Ec.1.3}$$

❖ Para una señal rectificada de onda completa se tiene²:

- Voltaje dc de salida (V_{dc}):

$$V_{dc} = 2 * (V_{m\acute{a}x} / \pi) = 0.636 * V_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec.1.4}$$

- Voltaje de Rizo ($V_{r(rms)}$)⁴:

$$V_{r(rms)} = 0.308 * V_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec.1.5}$$

²Boylestad Robert ELECTRÓNICA TEORÍA DE CIRCUITOS Capítulo 19 Págs: 806-808

^{3y4} Ver anexo I

- Porcentaje de rizo de la señal rectificada (r):

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{dc}} * 100 \% \quad \text{Ec.1.6}$$

1.1.2 FILTRADO⁵:

Los circuitos rectificadores de la sección anterior proporcionan una tensión de cd pulsante en la tensión de salida. Estas pulsaciones (conocidas como rizo de salida) se pueden reducir considerablemente filtrando la tensión de salida del rectificador.

El tipo de filtro más común emplea un solo capacitor. En la figura 1.4 se muestra el rectificador de onda completa, donde se añadió un capacitor en paralelo con el resistor de la carga, la tensión de salida modificada se muestra en la figura 1.5.

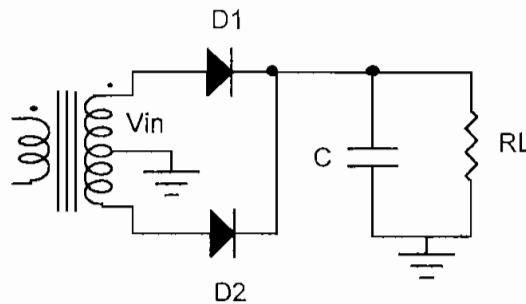


Figura 1.4 Rectificador de Onda Completa con Filtro

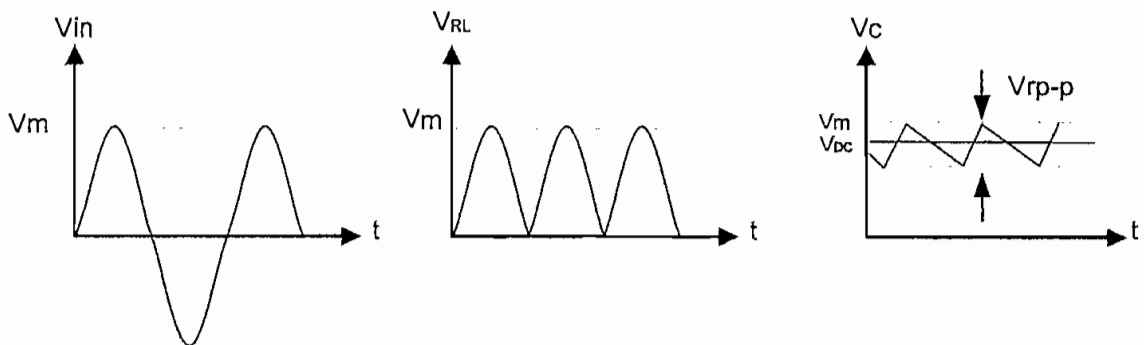


Figura 1.5 Forma de Onda Filtrada a la Salida

⁵ Savant CJ

El capacitor se carga al valor de la tensión más alto ($V_{\text{máx}}$) cuando la entrada alcanza su máximo valor positivo o negativo. Cuando la tensión de entrada cae por debajo de ese valor, el capacitor no se puede descargar a través de ninguno de los diodos. Por lo tanto, la descarga se lleva a cabo a través de R_L .

Se debe tener en cuenta que el empleo de grandes capacidades para el filtrado con una carga R_L dada va acompañada de grandes picos de la corriente I_m en los diodos. Esto indica que el empleo de filtros de condensador puede imponer serias restricciones a los diodos, ya que la corriente media puede estar dentro de los márgenes de utilización del diodo, y en cambio los picos ser excesivos. A continuación se detallarán las ecuaciones⁶ a utilizarse para el diseño de esta etapa en secciones posteriores.

- Voltaje de Rizo ($V_{r,\text{rms}}$):

$$V_r(\text{rms}) = \frac{I_{\text{dc}}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2.4I_{\text{dc}}}{C} = \frac{2.4V_{\text{dc}}}{R_L C} \quad \text{Ec.1.7}$$

- Voltaje de DC (V_{dc}):

$$V_{\text{dc}} = V_m - \frac{I_{\text{dc}}}{4fC} = V_m - \frac{4.171 * I_{\text{dc}}}{C} \quad \text{Ec.1.8}$$

- Rizo del Condensador de Filtro (r):

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{\text{dc}}} * 100\% \quad \text{Ec.1.9}$$

- Voltaje de Rizado Pico (V_{rp}):

$$V_{\text{rp}} = V_m - V_{\text{dc}} \quad \text{Ec.1.10}$$

- Voltaje de Rizado Pico-Pico ($V_{\text{rp-p}}$):

⁶ Boylestad Robert ELECTRÓNICA TEORÍA DE CIRCUITOS Capítulo 19 págs: 809-810

$$V_{rp-p} = 2 * V_{rp} \quad \text{Ec.1.11}$$

Donde:

- I_{dc} : Corriente Continua a la salida en miliamperes
- C: Capacitor en microfarads
- R_L : Resistencia de carga en Kilohms.
- V_m : Voltaje pico del rectificador
- V_{dc} : Voltaje Continuo a la salida en volts.

- Corriente Pico en los diodos (I_m)⁷:

$$I_m = V_m \sqrt{\frac{1}{R_L^2} + w^2 c^2} \quad \text{Ec.1.12}$$

Donde:

- W : donde: $W = 2 \pi f$
- C : Capacitor
- R_L : Resistencia de carga
- V_m : Voltaje máximo

1.2 FUENTE REGULADA DE VOLTAJE DC BASICA

Una fuente regulada de voltaje es un circuito electrónico diseñado para suministrar una tensión continua predeterminada V_o independiente de las variaciones de la tensión alterna de la línea y de las variaciones de carga (hasta un valor predeterminado)⁸.

Básicamente la fuente regulada de voltaje dc se encuentra constituida por un diodo zener, el cual tiene la habilidad de mantener constante el voltaje a través de sus terminales, dentro de un rango específico de valores de corriente inversa.

⁷ Millman Jacob ELECTRÓNICA INTEGRADA Primera Edición 1976 Capítulo 4 Pág: 111

⁸ Millman Jacob ELECTRÓNICA INTEGRADA Primera Edición 1976 Capítulo 18 Pág: 699

Para mantener el diodo en ruptura, para regulación de voltaje, se requiere una corriente inversa mínima (I_{ZK}). En la figura 1.6 se puede ver que cuando se reduce la corriente inversa, por debajo del codo de la curva, el voltaje cambia drásticamente y se pierde la regulación. También hay una corriente máxima (I_{ZM}), por encima de la cual puede dañarse el diodo debido al exceso de disipación de energía.

Así básicamente el diodo zéner mantiene un voltaje aproximadamente constante a través de sus terminales para valores de corriente inversa que varíe desde I_{ZK} hasta I_{ZM} , siendo I_{ZT} la corriente que garantiza que el voltaje zener sea constante (recomendado por el fabricante). Por lo tanto para que el diodo zéner funcione como regulador de tensión este deberá ser polarizado en forma inversa.

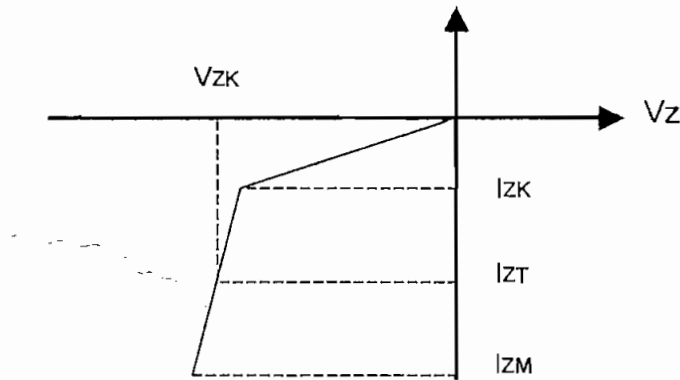


Figura 1.6. Curva característica del Diodo zener.

Dónde:

- I_{ZK} → Corriente zener mínima
- I_{ZT} → Corriente zener prueba
- I_{ZM} → Corriente zéner máxima

Por lo tanto: el voltaje de ruptura V_z , la máxima corriente de carga permitida $I_{Lmáx}$, la máxima potencia de disipación del zener P_{Dz} y la resistencia dinámica del

zener r_z , que es la resistencia de la curva de ruptura de un zener, son parámetros importantes que se deben considerar para este tipo de reguladores.

La figura 1.7 muestra el circuito de una fuente de voltaje dc regulada básica, la cual como se dijo anteriormente utiliza un diodo zener para mantener el voltaje de salida constante, aunque el voltaje de entrada varíe o cambie la carga conectada a la salida. El voltaje de entrada V_{in} , es un voltaje dc con algo de rizo o variación de voltaje proveniente de la etapa de filtrado. Prácticamente la regulación es la cuarta etapa del diagrama de bloques de la figura 1.1.

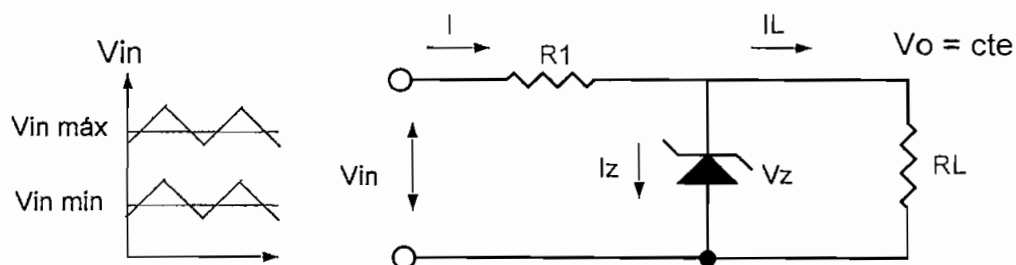


Figura 1.7 Regulador con diodo zéner

Donde:

- R_L : Resistencia de Carga:
- V_Z : Voltaje del zener.
- I_Z : Corriente del zener.
- I : Corriente de entrada.
- I_L : Corriente de carga o de salida.
- V_{in} : Voltaje de entrada.
- V_o : Voltaje de salida.
- $V_{in_{mín}}$: Voltaje de entrada mínimo.
- $V_{in_{máx}}$: Voltaje de entrada máximo.

Haciendo referencia a la figura 1.7, se puede decir que asumiendo que, el voltaje zener V_Z permanece constante, el voltaje de salida V_o permanecerá constante, pese a variaciones del voltaje de entrada y/o de la carga

1.2.1 ANALISIS MATEMATICO⁹

Los datos requeridos para la elaboración de este diseño se presentan a continuación:

- V_o : Voltaje a la salida de la fuente.
- I_L : Corriente a la salida de la fuente.

Del circuito de la figura 1.7 se puede decir que:

$$\bullet \quad V_Z = V_o \quad \text{Ec.1.13}$$

$$\bullet \quad I = I_Z + I_L \quad \text{Ec.1.14}$$

Pero en cuanto a la corriente I , se pueden presentar dos casos extremos (casos de peor condición):

- ❖ Que la corriente de carga I_L sea máxima provocando que la corriente a través del zener I_Z sea mínima.
- ❖ O que la corriente de carga I_L sea mínima haciendo que la corriente del zener I_Z sea máxima.

$$\text{Es decir:} \quad I = I_{Z\min} + I_{L\max} \quad \text{ó} \quad \text{Ec.1.15}$$

$$I = I_{Z\max} + I_{L\min} \quad \text{Ec.1.16}$$

- En cuanto al voltaje de entrada V_{in} se tiene:

$$V_{in} = I \times R_1 + V_Z \quad \text{Ec.1.17}$$

Pero si se recuerda que V_{in} sufre variaciones no solo por el rizado presente, si no principalmente por las variaciones del voltaje de línea teniéndose entonces un $V_{in\min}$ y un $V_{in\max}$, como se indica en la figura 1.7.

Considerando, entonces, los casos de peor condición se tiene que:

⁹ Desarrollo proporcionado por Ing Antonio Calderón

- ❖ Reemplazando la ecuación 1.16 en la ecuación 1.17, se tiene:

$$V_{in\ máx} = (I_{Zmáx} + I_{Lmin}) \times R_1 + V_Z \quad y \quad \text{Ec. 1.18}$$

Si se considera que I_{Lmin} es cero ($I_{Lmin} = 0$), se tiene que:

$$I_{Zmáx} = \frac{V_{in\ máx} - V_Z}{R_1} \quad \text{Ec.1.19}$$

- ❖ Y reemplazando la ecuación 1.15 en la ecuación 1.17:

$$V_{in\ min} = (I_{Zmin} + I_{Lmáx}) \times R_1 + V_Z \quad \text{Ec.1.20}$$

Adicionalmente debería tomarse en cuenta que, para que la fuente regulada funcione adecuadamente se deberá cumplir:

$I_{ZM} \geq I_{Zmáx}$. Para que el zener no se quemé.

$I_{Zmin} \geq I_{ZK}$. Para que el zener pueda regular.

$$P_{DZ} \geq V_Z * I_{Zmáx} + I_{Zmáx}^2 * r_Z \quad \text{Ec.1.21}$$

- Para calcular el valor de R_1 , se recurrirá al siguiente análisis: Cualquier variación del voltaje de entrada debe ser atenuada, para que el voltaje de salida V_0 sea constante. Considerando estas variaciones como señal, el circuito equivalente para señal, de la figura 1.7 queda de la siguiente manera:

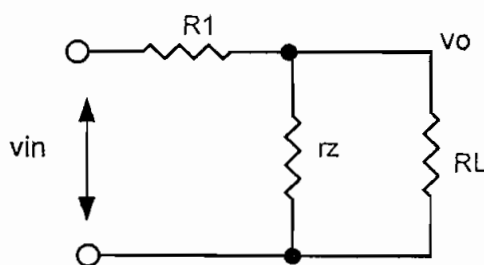


Fig. 1.8 Circuito Equivalente para señal.

Donde;

- r_Z : Resistencia dinámica del zener.
- v_{in} : Voltaje de entrada de variación.
- R_L : Resistencia de carga.

- v_o : Voltaje de salida de variación

Haciendo referencia a la figura 1.8 se tiene:

$$v_o = \frac{r_z // R_L}{R_1 + (r_z // R_L)} v_{in}$$

$$\frac{v_{in}}{v_o} = \frac{R_1 + (r_z // R_L)}{r_z // R_L} = a = FR \quad \text{Ec.1.22}$$

Dónde FR es el factor de regulación ó llamado también atenuación del circuito; es decir este valor indica cuantas veces van ha ser atenuadas las variaciones del voltaje de entrada.

$$\therefore FR \gg 1$$

Considerando que: $r_z \ll R_L$ y $R_1 \gg r_z$ y remplazando en la Ec.1.22 se tiene:

$$FR = R_1 / r_z \quad \text{Ec.1.23}$$

Como se puede observar, una de las desventajas que presenta este tipo de regulador, se da cuando la corriente de carga (I_L) es demasiado alta, ya que mientras más grande sea esta, las características del zéner en lo que tiene que ver con la disipación de potencia (P_{Dz}) y la corriente máxima ($I_{Zm\acute{a}x}$) son más exigentes.

1.3 TIPOS DE REGULADORES DE VOLTAJE

A continuación se realizará el estudio de tres tipos de reguladores de voltaje, estos son:

- ❖ Regulador de voltaje serie.
- ❖ Regulador de voltaje en paralelo.
- ❖ Regulador de voltaje tipo switching..

1.3.1 REGULADOR DE VOLTAJE SERIE

La conexión básica de un circuito regulador serie se muestra en el diagrama de bloques de la figura 1.9, el elemento serie controla la cantidad de voltaje de entrada que llega a la salida.

El voltaje de salida se muestra con un circuito que proporciona un voltaje de retroalimentación para ser comparado con un voltaje de referencia, es decir:

Una fracción de la tensión de salida mV_O , es comparada con una tensión de referencia V_R . La diferencia de las dos es amplificada por el amplificador de error y aplicada al control¹⁰.

✂ Si $V_R = mV_O \rightarrow$ El control no actúa.

✂ Si $V_R < mV_O \rightarrow$ El control debe conducir menos para disminuir la tensión a la salida. Por lo tanto si el voltaje de salida se incrementa, el circuito comparador proporciona una señal de control que hace disminuir la cantidad de voltaje de salida del elemento de control en serie y por tanto, mantiene el voltaje de salida.

✂ Si $V_R > mV_O \rightarrow$ El control debe conducir más para aumentar la tensión a la salida. Por lo tanto si el voltaje de salida disminuye, el circuito comparador proporciona una señal de control para incrementar la cantidad del voltaje de salida en el elemento de control en serie.

¹⁰ <http://www.ifent.org/lecciones/CAP16.htm>

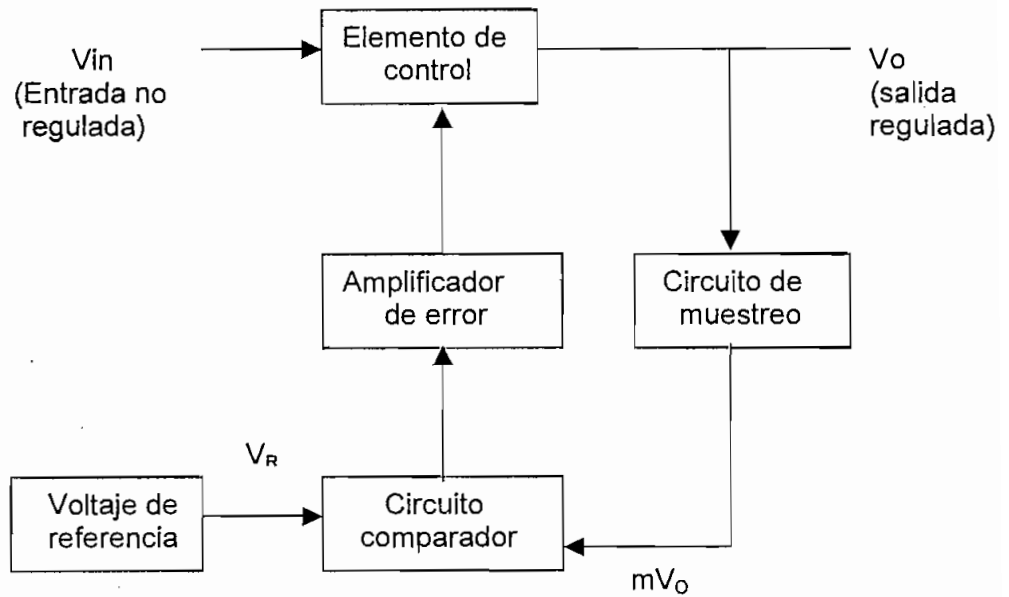


Figura 1.9. Diagrama de bloques de un regulador en serie.

A continuación se detalla cada una de las etapas que conforman un regulador de voltaje en serie.

a. Circuito de referencia: Generalmente está constituido por un diodo zener y su resistencia de polarización, ya que se necesita que proporcione una tensión V_R lo más constante posible. Se suele conectar a la salida, aunque puede hacerse a la alimentación de entrada.

b. Circuito comparador: Está etapa produce una señal de error, al comparar la señal proveniente del elemento de muestra con la fija de referencia. La señal de salida del comparador debe ser proporcional a la diferencia entre la tensión suministrada por el muestreador (mV_o) y la de referencia (V_R). Generalmente se utiliza un transistor o un amplificador operacional.

c. Circuito amplificador de error: Suele ser un amplificador de acoplamiento directo, generalmente constituido por un solo transistor. Su objetivo es elevar la señal de error procedente del comparador a un nivel suficiente para excitar al

elemento de control. En muchos casos, el mismo comparador hace las veces de amplificador de error.

c. Elemento de control: Su misión es la de controlar las variaciones de la tensión de salida, aumentando o disminuyendo su caída de tensión, así como la de permitir la circulación de la corriente necesaria a la salida. Suele utilizarse como elemento de control un solo transistor ó varios en una configuración darlington.

d. Circuito de muestreo: Da una señal proporcional a la de la salida, suele ser un divisor de tensión resistivo, con un pequeño ajuste, situado a la salida de la fuente.

1.3.1.1 Tipos de Reguladores de Voltaje en Serie.

A continuación se van analizar 3 tipos de reguladores de voltaje en serie; dependiendo de sus características y necesidades de diseño se puede optar por uno u otro.

- ❖ Regulador en serie con seguidor emisor.
- ❖ Regulador en serie mejorado.
- ❖ Regulador en serie utilizando amplificadores operacionales.

1.3.1.1.1 Circuito Regulador en Serie con Seguidor Emisor¹¹.

En la figura 1.10 se muestra un circuito regulador en serie simple. El transistor Q_1 , es el elemento de control en serie y el diodo zener proporciona el voltaje de referencia. Este tipo de regulador es utilizado para corrientes de carga mayores, la cual como se dijo anteriormente presenta una desventaja en el regulador en base a diodo zéner.

¹¹Boylestad Robert ELECTRÓNICA TEORÍA DE CIRCUITOS Capítulo 19 págs: 814

Este regulador se caracteriza porque usa el diodo zéner para compensar las variaciones en la corriente de base del transistor, además toda la corriente de carga pasa por el transistor (Q_1), en el cual a diferencia del regulador anterior, el transistor es un elemento que presenta mayores y mejores características que el diodo zéner, con relación a la corriente máxima que soportan.

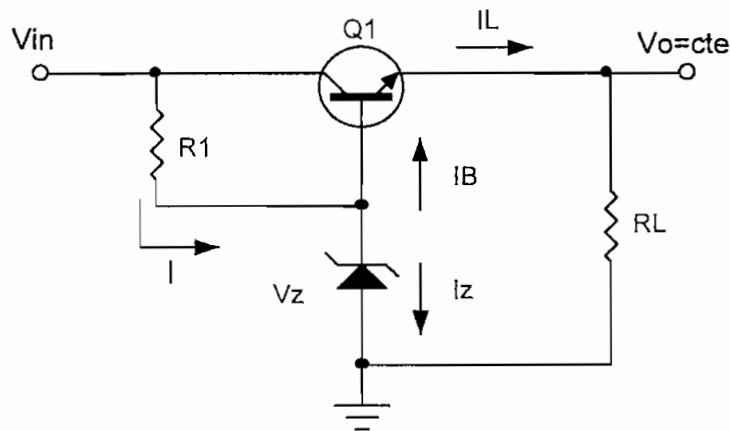


Figura 1.10. Circuito Regulador en Serie con Seguidor Emisor.

Donde:

- I_L : Corriente de Salida.
- I_B : Corriente de Base del transistor.
- I_Z : Corriente del Zener.
- I : Corriente de Entrada.
- V_{in} : Voltaje de Entrada.
- V_o : Voltaje de Salida.
- V_Z : Voltaje del zener.
- R_L : Resistencia de Carga.

La operación de regulación puede describirse de la siguiente manera:

1. Si el voltaje de salida V_o se incrementa, el circuito comparador proporciona una señal de control que hace disminuir la cantidad del voltaje de salida del elemento de control, y por lo tanto, mantiene el voltaje de salida constante.
2. Si el voltaje de salida disminuye, el circuito comparador proporciona una señal de control para incrementar la cantidad del voltaje de salida en el elemento de control.

❖ ANÁLISIS MATEMÁTICO¹¹.

Los datos requeridos para la elaboración de este diseño se presentan a continuación:

- V_0 : Voltaje a la salida de la fuente.
- I_L : Corriente a la salida de la fuente.

Haciendo referencia a la figura 1.10, se tiene:

$$\bullet \quad I_B = \frac{I_L}{\beta_1} \quad \text{Ec.1.24}$$

$$\bullet \quad V_Z = V_0 + V_{BE} \quad \text{Ec.1.25}$$

Donde $V_{BE} = 0.6V$ Voltaje de la juntura base-emisor.

Se debe considerar que para mantener el voltaje del zener constante ($V_Z = \text{cte}$), se debe cumplir con las siguientes condiciones:

- ❖ $I_Z \gg I_B$, con la finalidad de que el voltaje zener sea estable frente a variaciones de I_B (la misma que cambia debido a las variaciones del voltaje de entrada y a la carga), además mantenga estabilidad de polarización, para evitar variaciones en el voltaje de salida.
- ❖ $I_Z \approx I_{ZT}$, ya que este valor de corriente es el recomendado por el fabricante, para que el voltaje zener sea el nominal.

Adicionalmente debería tomarse en cuenta que, para que la fuente regulada funcione adecuadamente se deberá cumplir:

$I_{ZM} \geq I_{Z\text{máx}}$. Para que el zener no se quemé.

$I_{Z\text{min}} \geq I_{ZK}$. Para que el zener pueda regular.

$$P_{DZ} \geq V_Z * I_{Z\text{máx}} + I_{Z\text{máx}}^2 * r_Z \quad \text{Ec.1.26}$$

¹¹ Desarrollo realizado por Ing. Antonio Calderón

- Una vez calculada la corriente de base y la corriente del zener, se procede a calcular el valor de la corriente de entrada I

$$I = I_B + I_Z \quad \text{Ec.1.27}$$

- Continuando con el diseño, se calcula el valor del voltaje de entrada así.

$$V_{in} = V_{R1} + V_Z = R_1 \times I + V_Z \quad \text{Ec.1.28}$$

- Para calcular el valor de R_1 , como en el caso de la sección 1.2.1, se recurrirá al siguiente análisis: Cualquier variación del voltaje de entrada debe ser atenuada, para que el voltaje de salida V_0 sea constante. Considerando estas variaciones como señal, el circuito equivalente para señal, de la figura 1.10 queda de la siguiente manera:

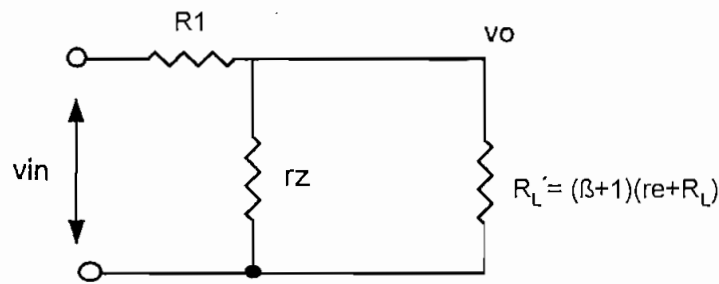


Fig. 1.11. Circuito Equivalente para Señal.

Haciendo referencia a la figura 1.11, se tiene:

$$v_o = \frac{r_z // (\beta + 1)(r_e + R_L)}{R_1 + [r_z // (\beta + 1)(r_e + R_L)]} v_{in}$$

$$\Rightarrow \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{R_1 + [r_z // (\beta + 1)(r_e + R_L)]}{r_z // (\beta + 1)(r_e + R_L)} = a = FR \quad \text{Ec.1.29}$$

Asumiendo que $r_z \ll (\beta + 1)(r_e + R_L)$, y que $R_1 \gg r_z$, se tiene que reemplazando estas condiciones en a Ec.1.29

$$\Rightarrow FR = R_1 / r_z \quad \text{Ec.1.30}$$

Dónde FR es el factor de regulación, es decir este valor indica cuantas veces van a ser atenuadas las variaciones del voltaje de entrada.

$$\therefore FR \gg 1$$

Para mayores corrientes de carga, se puede realizar el circuito con transistores darlington, como se indica en la siguiente figura 1.12, el cual será utilizado para diseñar las fuentes en el próximo capítulo.

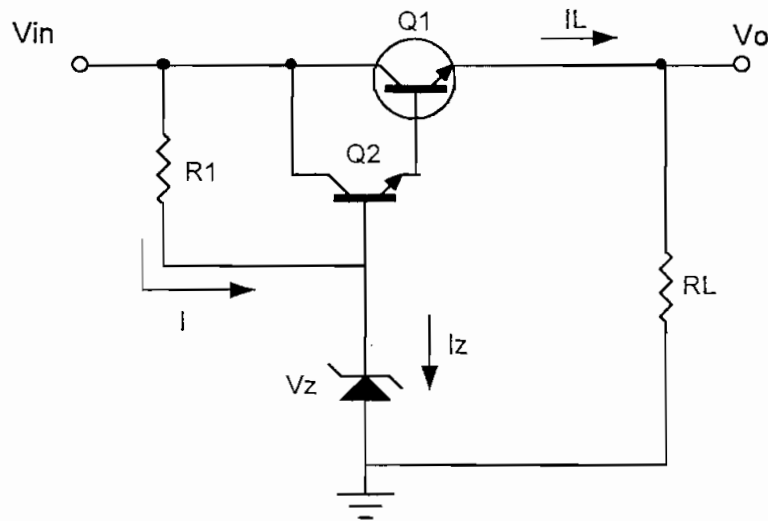


Figura 1.12 Regulador con transistor Darlington

Las características del transistor a utilizar, están definidos por parámetros como: la potencia máxima de disipación (P_Q), el voltaje colector-emisor máximo ($V_{CEm\acute{a}x}$) y la corriente máxima que el transistor puede soportar ($I_{Cm\acute{a}x}$).

1.3.1.1.2 Circuito Regulador en Serie Mejorado

En base al análisis realizado con respecto a los reguladores de tensión, para cumplir con las especificaciones indicadas en la introducción, se necesita mejorar aún más dichas fuentes. Es así que para conseguir una mejor regulación de la fuente de voltaje es necesario de alguna manera compensar la subida o bajada del voltaje de entrada V_{in} , o variaciones en la carga, esto se conseguirá gracias a

la utilización de un circuito con realimentación negativa, el cual es motivo del presente estudio.

El funcionamiento de este tipo de regulador consiste en tomar una muestra del voltaje de salida y compararla con una referencia, de la comparación de estas dos señales se obtiene una señal de error, la misma que después de ser amplificada excita al elemento de control para que este tienda a reducir el error a cero, todo esto se ilustra en la figura 1.13.

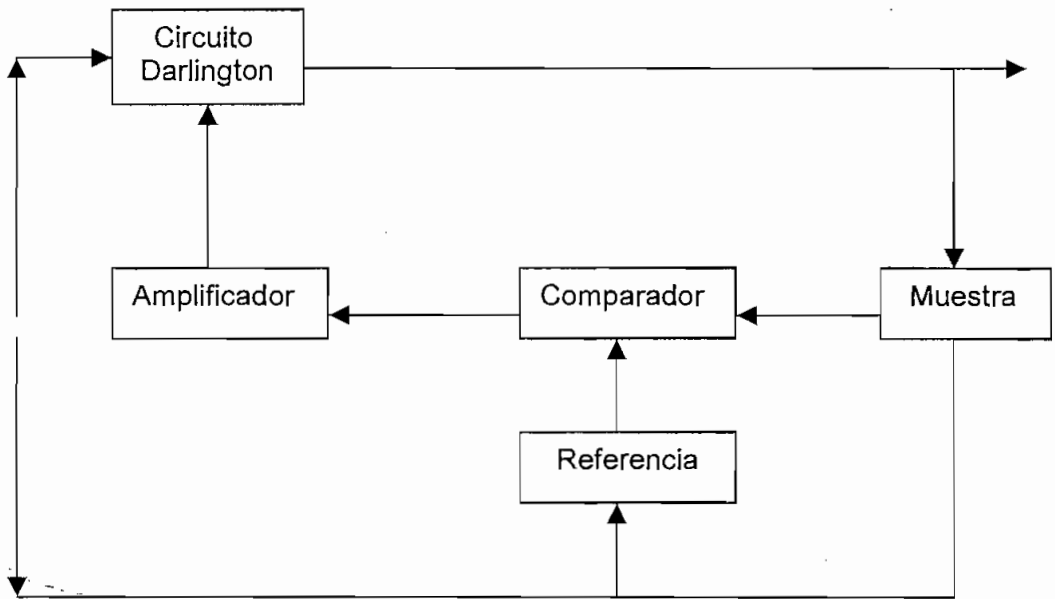


Figura 1.13. Diagrama de Bloques para un Regulador en serie mejorado

Haciendo referencia a la figura 1.14, el funcionamiento¹² del circuito es el siguiente: Las resistencias R_1 y R_2 actúan como un circuito de muestreo, proporcionando al diodo zener, un voltaje de referencia y el transistor Q_2 controla la corriente de base del transistor Q_1 para mantener constante el voltaje a la salida. Si el voltaje de salida tiende a incrementarse, éste es muestreado por R_1 y R_2 , incrementando el voltaje V_2 , lo cual causa que el voltaje base-emisor del transistor Q_2 se eleve (debido a que V_Z permanece fijo), como Q_2 conduce más

¹² Boylestad Robert ELECTRÓNICA TEORÍA DE CIRCUITOS Capítulo 19 págs: 817

corriente, entonces hay menos corriente en la base del transistor Q_1 , el cual entonces pasa menos corriente a la carga, reduciendo y manteniendo constante el voltaje a la salida. Sucede lo opuesto si el voltaje de salida tiende a disminuir, lo que causa que más corriente se aplique a la carga para impedir que el voltaje disminuya.

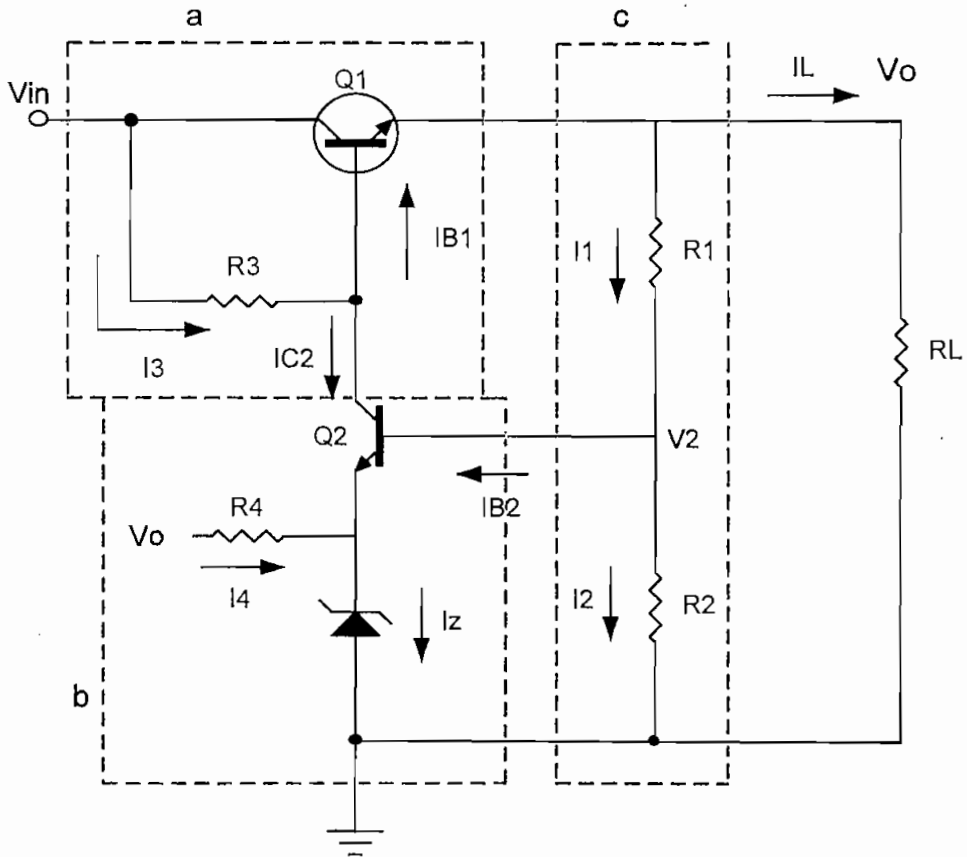


Figura. 1.14 Fuente de Voltaje en Serie Mejorada

❖ ANÁLISIS MATEMÁTICO¹³

Los datos requeridos para la elaboración de este diseño se presentan a continuación:

- V_o : Voltaje a la salida de la fuente.

¹³ Desarrollo realizado por el Ing. Antonio Calderón

- I_L : Corriente a la salida de la fuente.

Los criterios de diseño para este tipo de circuito son los siguientes:

a. Elemento de Control

Para comenzar el diseño de esta etapa se asume un valor mínimo para la polarización del circuito (V_{in}), para de esta manera obtener las características del transistor, las cuales vienen definidas por la potencia de disipación máxima P_Q , el voltaje colector_emisor máximo ($V_{CEmáx}$) y la corriente máxima que debe soportar el transistor ($I_{Cmáx}$).

Haciendo referencia a la figura 1.14 se tiene:

$$V_{in} = V_{O_{máx}} + V_{CE1} \quad \text{Ec.1.31}$$

Para que el transistor trabaje en la parte plana de las curvas I_C vs V_{CE} y con ello sea posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B , se considera que: $V_{CE1min} \geq 2V$ Ec.1.32

Valor recomendado 3V.

Con el valor anteriormente calculado y con el dato la corriente de salida ($I_{Lmáx}$), se procede a determinar la potencia de disipación del transistor (P_Q), para tener un dato aproximado del β .

$$P_{Q1} \geq V_{in} * I_{Lmáx} \quad \text{Ec.1.33}$$

A continuación una vez determinado el tipo de transistor, se procede a calcular la corriente de base:

$$I_{B1} = \frac{I_C}{\beta_1} = \frac{I_L}{\beta_1} \quad \text{Ec.1.34}$$

Observando la figura 1.14, se determina la corriente de emisor (I_E) como:

$$I_{E1} = I_C + I_{B1} \quad \text{Ec.1.35}$$

Sustituyendo la ecuación 1.34 en la ecuación 1.35 se tiene:

$$I_{E1} = I_C + \frac{I_C}{\beta_1} = \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} * I_C$$

De donde se considera que: $I_{E1} \approx I_C$ Ec.1.36

b. Voltaje de Referencia y Circuito Amplificador del Error.

Con la corriente de base establecida, se procede a determinar el valor de I_{C2} , con la siguiente condición $I_{C2} \gg I_{B1}$, con la finalidad de que I_{C2} no dependa tanto de las variaciones de la carga, entonces:

$$I_{C2} = 10 * I_{B1} \quad \text{Ec.1.37}$$

Haciendo referencia a la figura 1.14 se tiene:

$$I_Z = I_4 + I_{C2} \Rightarrow I_Z = I_{ZT} \quad \text{Para que el voltaje zener sea el nominal} \quad \text{Ec.1.38}$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base y que la corriente de base es muy pequeña se tiene:

$$I_{C2} = I_{E2} \quad \text{Ec.1.39}$$

Es preciso que I_Z se a lo más constante posible, para ello ha de procurarse que:

$$I_4 \gg I_{E2}. \quad \text{Ec.1.40}$$

Para calcular el voltaje zener se recurre a la siguiente ecuación:

$$V_Z = V_O + V_{BE1} - V_{CE2} \quad \text{Ec.1.41}$$

Asumiendo $V_{CE2} = 3V$ Para que el transistor trabaje en la región activa normal de las curvas I_C vs V_{CE} .

Es recomendable por lo tanto escoger zener cuyos valores permitan realizar cálculos con mayor facilidad. Las características del zener vienen dadas por:

- Voltaje zener: V_Z .

- Corriente zener: I_Z .

- Y potencia de disipación del zener: $P_{DZ} \geq V_Z * I_{Zm\acute{a}x} + I_{Zm\acute{a}x}^2 * r_Z$ Ec.1.42

Continuando con el diseño, se calcula el valor de R_4 , para lo cual se necesita previamente calcular el valor del voltaje en R_4 , así pues considerando la figura 1.14 se tiene:

$$V_{R4} = V_O - V_Z \quad \text{Ec.1.43}$$

Con el valor de voltaje y corriente en R_4 , se encuentra el valor de la resistencia 4, mediante la siguiente ecuación:

$$R_4 = \frac{V_{R4}}{I_4} \quad \text{Ec.1.44}$$

c. Elemento de Muestra.

A partir del dato calculado en la ecuación 1.37 (I_{C2}), se determina la corriente de base del transistor 2, así:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} \quad \text{Ec.1.45}$$

Con la corriente de base establecida, se procede a determinar el valor de las restantes corrientes, para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_2 \gg I_{B2}$, con la finalidad de mantener estabilidad de polarización, para evitar variaciones en el voltaje de base y con ello el voltaje de emisor, en base a lo planteado y tomando como referencia la figura 1.14 se tiene:

Corriente en R_2 :

$$I_2 = 10 * I_{B2} \quad \text{Ec.1.46}$$

Corriente en R_1 :

$$I_1 = I_{B2} + I_2 \quad \text{Ec.1.47}$$

Una vez calculados los valores de las corrientes tanto para I_2 como para I_1 , a continuación se calcula el valor de R_1 y R_2 previo al cálculo de sus respectivos

voltajes.

$$V_{R2} = V_{B2} = V_z + V_{BE2} \quad \text{Ec.1.48}$$

Donde:
$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_2} \quad \text{y} \quad \text{Ec.1.49}$$

$$R_1 = \frac{V_o - V_{B2}}{I_1} \quad \text{Ec.1.50}$$

El voltaje de entrada para la polarización de la fuente es:

$$V_{in} = V_z + V_{CE2} + V_{R3} \quad \text{Ec.1.51}$$

Donde asumo $V_{CE2} = 3V$

Para calcular el valor de R_3 , como en el caso de la sección 1.2.1, se recurrirá al siguiente análisis: Cualquier variación del voltaje de entrada debe ser atenuada, para que el voltaje de salida V_o sea constante. Por lo tanto a continuación se procederá a realizar el análisis para determinar el factor de regulación del circuito de la figura 1.14.

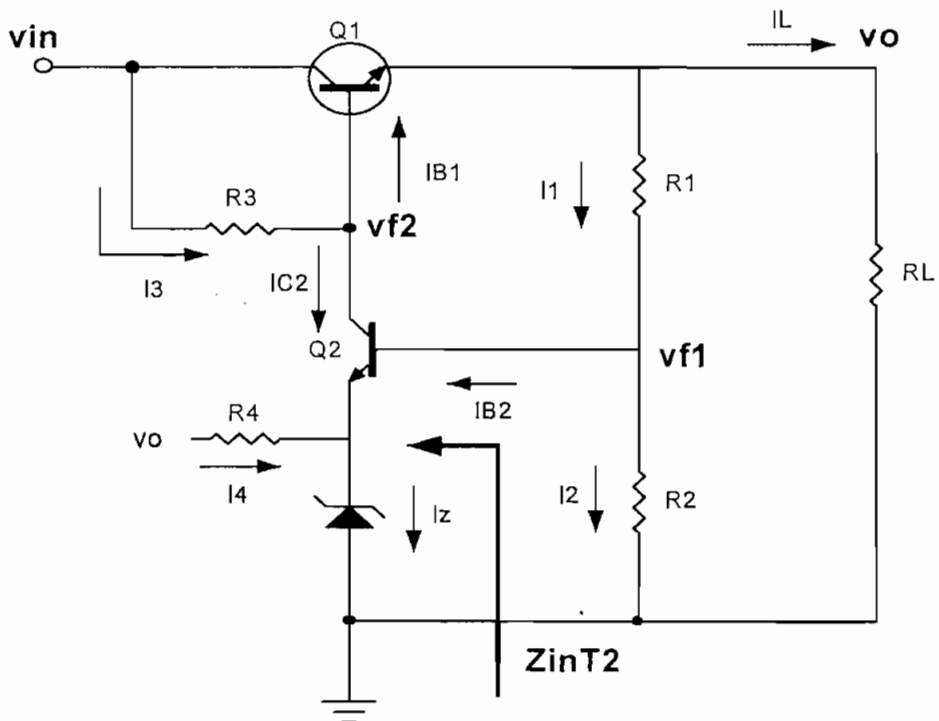


Figura.1.15. Circuito a ser analizado para variaciones de señal.

© **Análisis para variaciones (Señal)¹⁴:**

Haciendo referencia a la figura 1.15 se tiene que:

- ❖ El bloque A está dado por el amplificador seguidor-emisor (Q_1) es decir $A_1 = 1$. (Ganancia del circuito sin realimentación).
- ❖ El bloque B está formado por el divisor de tensión (R_1, R_2) y el amplificador en emisor común (Q_2),

Haciendo referencia a la figura 1.15 se tiene que la ganancia del circuito con realimentación negativa G es:

$$G = \frac{A}{1+AB} \quad \text{Ec.1.52}$$

Donde:

- A : Ganancia del circuito sin realimentación.
- B : Bloque de realimentación. $B = \frac{vf}{vo}$ Ec.1.53

Entonces se tiene que:

$$vf_1 = \frac{R_2 // Z_{in_{T2}}}{R_1 + (R_2 // Z_{in_{T2}})} * vo \quad \text{Ec.1.54}$$

$$vf_2 = A_2 * vf_1 \quad \text{Ec.1.55}$$

Remplazando la ecuación 1.54 en la ecuación 1.55 se tiene:

$$Vf_2 = A_2 * \frac{R_2 // Z_{in_{T2}}}{R_1 + (R_2 // Z_{in_{T2}})} * vo$$

$$\frac{vf_2}{vo} = B = A_2 * \frac{R_2 // Z_{in_{T2}}}{R_1 + (R_2 // Z_{in_{T2}})} \quad \text{Ec.1.56}$$

¹⁴ Desarrollo realizado por el Ing Antonio Calderón

Donde se puede decir que $B = A_2 * D_T$. Ec.1.57

Siendo $A_2 = \frac{R_3 // (\beta_1 + 1)(r_{e1} + R_L)}{r_{e2} + (r_z // R_4)}$ Ec.1.58

$$D_T = \frac{R_2 // Z_{inT2}}{R_1 + (R_2 // Z_{inT2})}$$
 Ec.1.59

Donde:

- D_T : Divisor de tensión.
- $Z_{inT2} = (\beta_2 + 1) * (r_{e2} + (r_z // R_4))$ Ec.1.60

Asiendo uso de la ecuación 1.52, reemplazando el valor de $A = 1$ y asumiendo que $B \gg 1$; se tiene entonces:

$$G = \frac{A}{1 + AB} \approx \frac{1}{1 + B} \approx \frac{1}{B} \quad A = 1 \text{ y } B \gg 1$$

Para que las variaciones del voltaje de entrada sean atenuadas a la salida idealmente se considera que la ganancia del circuito debería ser 0, lo que quiere decir entonces que B deberá ser ∞

$$\frac{1}{G} = \frac{v_{in}}{v_o} = B = FR = a$$

Donde: $B = FR = a$ (FR factor de regulación o atenuación)

$G \rightarrow 0 \quad \therefore B \rightarrow \infty$ ó desde el punto de vista práctico B debe ser un valor bastante alto.

Por lo tanto para que esto suceda, haciendo referencia a la ecuación 1.57 se tienen entonces que

$$D_T \rightarrow 1 \text{ y } A_2 \gg \gg$$

$$\therefore B = \frac{R_3 // (\beta_1 + 1)(r_{e1} + R_L)}{r_{e2} + r_z} * \frac{R_2 // Z_{inT2}}{R_1 + (R_2 // Z_{inT2})}$$
 Ec.1.61

Las ventajas más sobresalientes con respecto a otros reguladores son:

- Una muy buena regulación.
- Impedancia de salida baja.
- Una disminución notoria del rizado
- Para mejorar aún más las características anteriores, basta con aumentar la ganancia del lazo de realimentación del circuito, y esto se conseguirá aumentando en cascada etapas de amplificación.

■ Con la finalidad de obtener una mejor regulación, en lugar de utilizar una resistencia R_3 , como en el circuito de la figura 1.14, se va a poner una fuente de corriente, que hace que la resistencia R_3 se convierta en infinito; logrando así que la ganancia del transistor Q_2 aumente y por ende el factor de regulación también. A más de esto, se consigue que la corriente I_3 sea constante.

A más de esto el circuito de control en lugar de estar formado por un solo transistor, lo haremos ahora con una configuración darlington, lo cual permitirá manejar una corriente de carga mayor a la manejada por el circuito anterior.

El circuito a utilizarse se lo representa en la figura 1.16

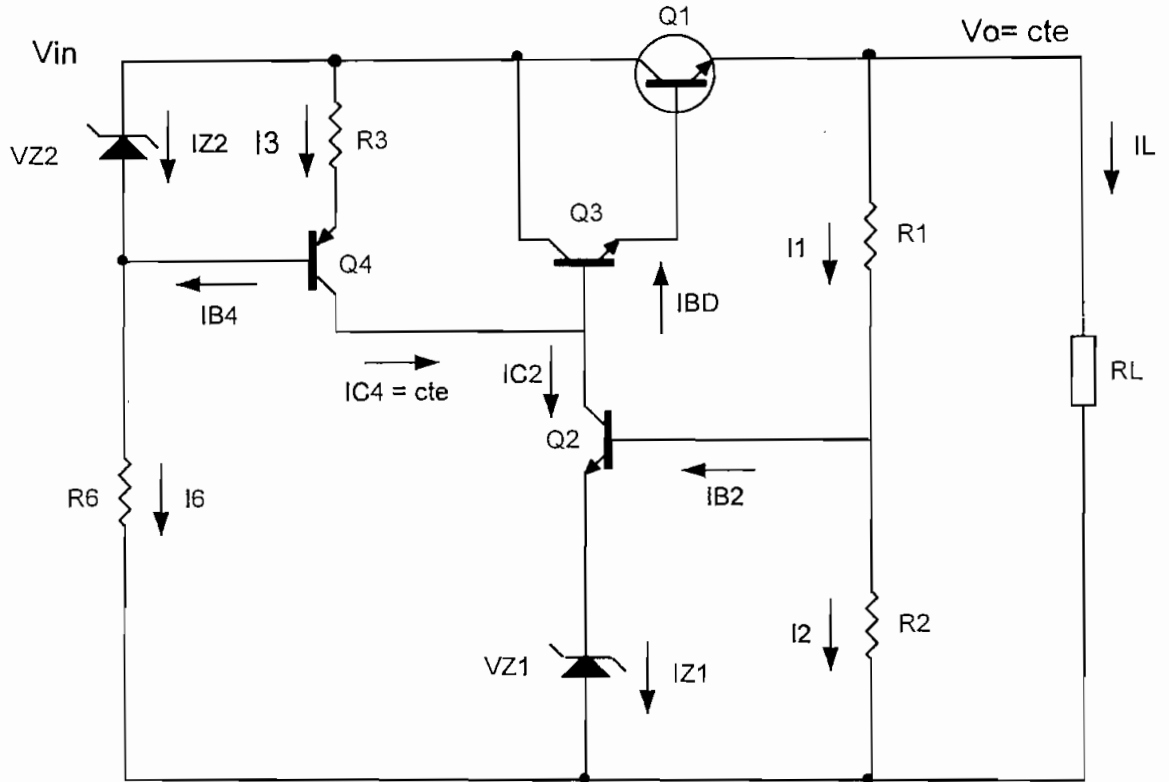


Figura.1.16 Fuente de Voltaje Mejorada.

Los datos requeridos para la elaboración de este diseño se presentan a continuación:

- V_o : Voltaje a la salida de la fuente.
- I_L : Corriente a la salida de la fuente.

Los criterios de diseño¹⁵ para el circuito de la figura 1.16 son similares a los expuestos en el circuito de la figura 1.14, salvo algunos criterios que se añadirán, debido a la inclusión de la fuente de corriente y de la configuración darlington.

Para comenzar el diseño de la etapa de control asumimos un valor mínimo para la polarización del circuito (V_{in}), para de esta manera obtener las características del

¹⁵ Desarrollo proporcionado por el Ing. Antonio Calderón

transistor, las cuales vienen definidas por la potencia de disipación máxima P_Q , el voltaje colector_emisor máximo ($V_{CEm\acute{a}x}$) y la corriente máxima que debe soportar el transistor ($I_{Cm\acute{a}x}$).

Haciendo referencia a la figura 1.16 se tiene:

$$V_{in} = V_{O_{m\acute{a}x}} + V_{CE1} \quad \text{Ec.1.62}$$

Para que el transistor trabaje en la parte plana de las curvas I_C vs V_{CE} y con ello sea posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B , se considera que: $V_{CE1min} \geq 2V$ Ec.1.63

Valor recomendado 3V

Con el valor anteriormente calculado y con el dato la corriente de salida ($I_{Lm\acute{a}x}$), se procede a determinar la potencia de disipación del transistor (P_Q).

$$P_{Q1} \geq V_{in} * I_{Lm\acute{a}x} \quad \text{Ec.1.64}$$

Con este valor se observa en el manual el β_1 aproximado para el transistor.

Una vez calculado el valor de la potencia de disipación del transistor 1, se procede a realizar el cálculo para determinar las características del transistor 3, es así que:

$$P_{Q3} \geq \frac{P_{Q1}}{\beta_1} \quad \text{Ec.1.65}$$

$V_{CE3m\acute{a}x} > 2V$, para que el transistor 3 trabaje en la parte plana de las curvas I_C vs V_{CE}

A continuación una vez determinado el tipo de transistores, se procede a calcular la corriente de base, pero como ahora en vez de un solo transistor se encuentran 2, en configuración darlington; primero se procede a calcular él, así se tiene:

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_3 \quad \text{Ec.1.66}$$

donde la corriente de base entonces ahora es igual a:

$$I_{BD} = \frac{I_C}{\beta_D} = \frac{I_L}{\beta_D} \quad \text{Ec.1.67}$$

Con la corriente de base darlington establecida, se procede a determinar el valor de I_{C2} , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_{C2} \gg I_{BD}$, con la finalidad de que I_{C2} no dependa tanto de las variaciones de la carga, además como se observa en la figura 1.16, la corriente de colector 2 (I_{C2}), es prácticamente la corriente que circula por el zener 1, ya que no existe la resistencia 4 (R_4) como en el caso anterior; mientras que para calcular I_{C4} , se tiene:

$$I_{C4} = I_{BD} + I_{C2} \quad \text{Ec.1.68}$$

Asumiendo un $V_{CE4} = 3V$ y haciendo referencia a la figura 1.16 se tiene:

$$V_{in} = V_0 + 2V_{BE} + V_{CE4} + V_{R3} \quad \text{Ec.1.69}$$

Para proceder a calcular el voltaje en R_3 , se selecciona un valor de voltaje zener 2 (V_{Z2}), teniendo en cuenta que mientras más alto sea dicho valor, más alto también será el voltaje de entrada que se necesitará para polarizar a la fuente.

Por lo tanto una vez, seleccionado el valor del voltaje zener 2 (V_{Z2}), también se conocerá la corriente (I_{Z2}) que se necesita para que el zener 2 regule.

Con la corriente de colector 4 (I_{C4}) establecida, se procede a determinar el valor de las corrientes restantes I_{B4} , I_6 , haciendo uso de las siguientes ecuaciones:

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{\beta_4} \quad \text{Ec.1.70}$$

$$I_6 = I_{Z2} + I_{B4} \quad \text{Ec.1.71}$$

Determinadas las corriente I_3 , se calcula el valor de la R_3 , para lo cual se necesita el valor del voltaje sobre R_3 , así:

$$V_{R3} = V_{Z2} - V_{BE} \quad \text{Ec.1.72}$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_3} \quad \text{Ec.1.73}$$

Haciendo uso de la ecuación 1.69 y reemplazando el valor de V_{R3} se tiene el valor del voltaje de entrada.

Con el valor de I_6 y V_{in} , se calcula el valor de R_6 de la siguiente manera.

$$V_{R6} = V_{in} - V_{Z2} \quad \text{Ec.1.74}$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_6} \quad \text{Ec.1.75}$$

Para continuar con el diseño de la fuente, es necesario determinar el valor del voltaje del zener 1, para lo cual haciendo referencia a la figura 1.16 y asumiendo un $V_{CE2} = 3V$ se tiene que:

$$V_{Z1} = V_O + V_{BED} - V_{CE2} \quad \text{Ec.1.76}$$

Donde $V_{BED} = 2 * V_{BE}$

Por lo tanto la corriente que pasa por el zener 1 (I_{Z1}), debe cumplir:

- $I_{Z1} \gg I_{BD}$ Como se observa en la figura 1.16, la corriente de colector 2 I_{C2} es prácticamente la corriente que circula a través del zener 1, entonces dicha condición debe cumplirse con la finalidad de que I_{Z1} no dependa tanto de las variaciones de la carga.
- $I_{Z1} = I_{ZT}$ Para que el zener se mantenga en el voltaje nominal.

A partir de I_{C2} se calcula el valor de I_{B2}

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} \quad \text{Ec.1.77}$$

A partir de I_{B2} se determinan el valor de las corrientes restantes (I_1 y I_2). Así se tiene que para encontrar el valor de I_2 , se debe cumplir con la siguiente condición $I_2 \gg I_{B2}$, con la finalidad de obtener estabilidad de polarización y para evitar variaciones en el voltaje de base, debido a variaciones en la carga.

De este modo se tiene que:

Corriente en R_2 :

$$I_2 = 10 * I_{B2} \quad \text{Ec.1.78}$$

Corriente en R_1 :

$$I_1 = I_{B2} + I_2 \quad \text{Ec.1.79}$$

Una vez calculados los valores de las corrientes tanto para I_2 como para I_1 , a continuación calcularemos el valor de R_1 y R_2 previo al cálculo de sus respectivos voltajes.

$$V_2 = V_{B2} = V_z + V_{BE2} \quad \text{Ec.1.80}$$

Donde:
$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_2} \quad \text{y} \quad \text{Ec.1.81}$$

$$R_1 = \frac{V_O - V_{B2}}{I_1} \quad \text{Ec.1.82}$$

© *Análisis para variaciones (Señal)*¹⁶:

El análisis para variaciones de señal es idéntico al analizado en el circuito anterior, con la única diferencia que en lugar del valor de R_3 se tiene el valor de Z_{OT4} , pero como este valor es igual a infinito, la ecuación queda de la siguiente forma:

$$A_2 = \frac{\infty // (\beta_D + 1)(r_{e_D} + R_L)}{r_{e_2} + r_{z_1}} \quad \text{Ec.1.83}$$

$$D_T = \frac{R_2 // Z_{inT2}}{R_1 + (R_2 // Z_{inT2})} \quad \text{Ec.1.84}$$

Donde:

- D_T : Divisor de tensión.
- $Z_{inT2} = (\beta_2 + 1) * (r_{e_2} + r_{z_1})$ Ec.1.85
- $r_D = 2 * r_e$

¹⁶ Desarrollo realizado por Ing. Antonio Calderón

Es así que:

$$A_2 = \frac{(\beta_D + 1)(r_{e_D} + R'_L)}{r_{e_2} + r_{z_1}}$$

Donde:

- $R'_L = R_L // (R_1 + R_2) // Z_{inT2} \approx R_L$

$$\therefore B = \frac{(\beta_D + 1)(r_{e_D} + R'_L)}{r_{e_2} + r_{z_1}} * \frac{R_2 // Z_{inT2}}{R_1 + (R_2 // Z_{inT2})} \tag{Ec.1.86}$$

■ Para mejorar aún la fuente de voltaje, se puede aumentar un potenciómetro a la salida, para que el voltaje varíe dentro de un determinado rango de valores. Así se tiene la figura 1.17.

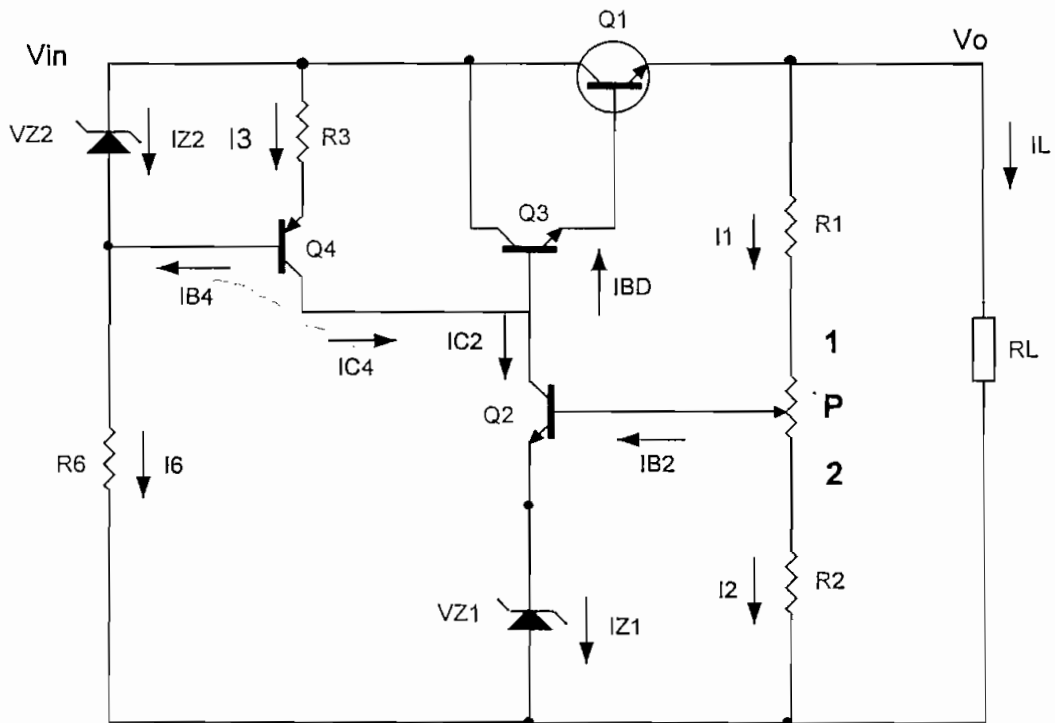


Figura 1.17 Fuente de voltaje con salida variable.

El diseño de la fuente es el mismo que el anterior, salvo las ecuaciones para determinar el valor de R_1 , R_2 y el potenciómetro P . Por tal motivo solo analizaremos el criterio para realizar dichos cálculos.

Es así que los datos requeridos para la elaboración de este diseño se presentan a continuación:

- V_{Omin} : Voltaje a la salida mínimo de la fuente.
- $V_{Omáx}$: Voltaje de salida máximo de la fuente
- I_L : Corriente a la salida de la fuente.

Determinadas las corrientes I_2 , se calculan¹⁷ los valores para los siguientes elementos. Para esto se debe considerar las posiciones del potenciómetro (1 y 2), de allí que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentre en la posición 1 y haciendo referencia a la figura 1.17 se tiene:

$$V_{B2} = V_{z1} + V_{BE2} \quad \text{Ec.1.87}$$

$$P + R_2 = \frac{V_{B2}}{I_2} \quad \text{Ec.1.88}$$

Una vez calculado el valor del voltaje de base, se procede a realizar el cálculo de R_1 , para lo cual se hace uso de la siguiente ecuación:

$$R_1 = \frac{V_{omin} - V_{B2}}{I_1} \quad \text{Ec.1.89}$$

Se considera V_{Omin} ya que, como se podrá observar, este valor es igual a la suma del voltaje en R_1 con el voltaje en $(R_2 + P)$, este último igual al valor V_{BE2} , mientras que cuando el potenciómetro este en la posición 2 el voltaje de salida es máximo ($V_{Omáx}$), ya que éste a diferencia de lo expuesto anteriormente es igual a la suma de los voltajes que cae en R_1 , P y R_2 .

¹⁷Desarrollo proporcionado por el Ing. Antonio Calderón

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 2 y haciendo referencia a la figura 1.17 se tiene:

$$R_2 = \frac{V_{B2}}{I_2} \quad \text{Ec.1.90}$$

$$R_1 + P = \frac{V_{O\text{máx}} - V_{B2}}{I_1} \quad \text{Ec.1.91}$$

Para realizar los cálculos referentes a R_1 y R_2 , se recurre a realizar un sistema de ecuaciones con Ec.1.91 y la Ec.1.90, así se tiene:

$$1. (R_1 + P) * I_1 = V_{O\text{máx}} - V_{B2} \quad \text{Ec.1.92}$$

$$2. R_2 * I_2 = V_{B2}$$

Despejando R_2 de la ecuación 1.88 y reemplazando dicho valor en la ecuación 1.90, se tiene:

$$\frac{V_{B2}}{I_2} - P = \frac{V_{B2}}{I_2} \quad \text{Ec.1.93}$$

Sumando la ecuación 1.92 con la ecuación 1.93 y haciendo que $I_1 = I_2$, entonces se tiene:

$$R_1 + \frac{V_{B2}}{I_2} = \frac{V_{O\text{máx}} - V_{B2}}{I_1} + \frac{V_{B2}}{I_1} \quad \text{Ec.1.94}$$

Despejando I_1 de la Ecuación 1.99:

$$I_1 = \frac{V_{O\text{máx}}}{R_1 + \frac{V_{B2}}{I_2}} \quad \text{Ec.1.95}$$

Una vez calculado el valor de la corriente, se procede a calcular el valor de R_2 . Sustituyendo la ecuación 1.95 en la ecuación 1.90, y para realizar el cálculo del potenciómetro, se sustituye el valor de I_1 en la ecuación 1.92.

■ Otro tipo de fuente regulada¹⁸ que tiene un valor de factor de regulación alto es el que se observa en la figura 1.18. El funcionamiento del circuito es el siguiente: el zener 1 de la figura 1.18 proporciona un voltaje de base constante a

¹⁸ Diseño realizado por el Ing. Antonio Calderón

Q_3 , el cual al restarle el voltaje base-emisor de transistor 3, se obtiene el voltaje emisor del transistor 3, el cual varía dentro de un rango de valores determinados mediante el uso del potenciómetro, con lo cual se tienen a la salida de la fuente un voltaje variable. En la resistencia R_1 , se ha considerado un voltaje de 1.2V con el objetivo de tener a la salida de la fuente un valor de 0V, ya que al estar el circuito de control formado por una configuración darlington, el voltaje base emisor de dicho circuito es 1.2V, y que al restarle con el voltaje de R_1 ; se consigue el objetivo (0V).

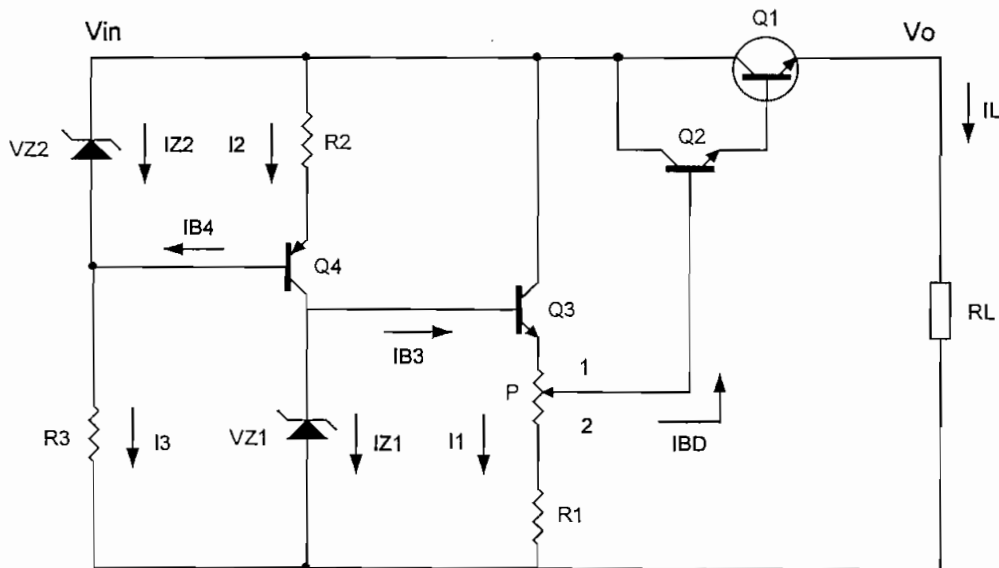


Figura.1.18 Fuente Regulada de Voltaje Práctica

Los datos requeridos para la elaboración de este diseño se presentan a continuación:

- V_{omin} : Voltaje de salida mínimo de la fuente.
- $V_{Omáx}$: Voltaje de salida máximo de la fuente.
- I_L : Corriente a la salida de la fuente.

Para comenzar el diseño de la etapa de control se asume un valor mínimo para la polarización del circuito (V_{in}), para de esta manera obtener las características del transistor, las cuales vienen definidas por la potencia de disipación máxima P_Q , el

voltaje colector_emisor máximo ($V_{CEm\acute{a}x}$) y la corriente máxima que debe soportar el transistor ($I_{Cm\acute{a}x}$).

Haciendo referencia a la figura 1.18 se tiene:

$$V_{in} = V_{O_{m\acute{a}x}} + V_{CE1} \quad \text{Ec.1.96}$$

Para que el transistor trabaje en la parte plana de las curvas I_C vs V_{CE} y con ello sea posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B , se considera que: $V_{CE1min} \geq 2V$ Ec.1.97

Valor recomendado 3V.

Con el valor anteriormente calculado y con el dato la corriente de salida ($I_{Lm\acute{a}x}$), se determina la potencia de disipación del transistor (P_Q), para tener un dato aproximado del valor de β_1

$$P_{Q1} \geq V_{in} * I_{Lm\acute{a}x} \quad \text{Ec.1.98}$$

Una vez calculado el valor de la potencia de disipación del transistor 1, procedemos a realizar el cálculo para determinar las características del transistor 2, es así que:

$$P_{Q2} \geq \frac{P_{Q1}}{\beta_1} \quad \text{Ec.1.99}$$

$V_{CE3m\acute{a}x} > 2V$, para que el transistor 3 trabaje en la parte plana de las curvas I_C vs V_{CE}

A continuación una vez determinado el tipo de transistores, se procede a calcular la corriente de base, pero como ahora en lugar de un solo transistor se encuentran 2, en configuración darlington; primero se procede a calcular el, así se tiene:

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_2 \quad \text{Ec.1.100}$$

donde la corriente de base entonces ahora es igual a:

$$I_{BD} = \frac{I_C}{\beta_D} = \frac{I_L}{\beta_D} \quad \text{Ec.1.101}$$

Con la corriente de base darlington establecida, se procede a determinar el valor de I_{C3} , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_{C3} \gg I_{BD}$, con la finalidad de que I_{C3} no dependa de las variaciones de la carga.

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base; pero como la corriente de base es muy pequeña, se tiene que:

$$I_{C3} = I_{E3} = I_1 \quad \text{Ec.1.102}$$

Una vez calculada la corriente de colector del transistor 3, se procede a calcular el valor del resto de elementos que conforman el circuito; así, haciendo referencia a la figura 1.18, se tiene:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 1, se va a obtener el máximo voltaje de salida ($V_{O\text{máx}}$), por lo tanto se tiene entonces que:

$$V_{O\text{máx}} = V_{E3} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad \text{Ec.1.103}$$

Haciendo uso de la ecuación 1.103, se procederá a encontrar el valor de las características del zener 1, previamente calculando el valor de voltaje del emisor del transistor 3.

$$\Rightarrow V_{E3} = V_{O\text{máx}} + V_{BE2} + V_{BE1} \quad \text{Ec.1.104}$$

Por lo tanto:

$$V_{z1} = V_{BE3} + V_{E3} \quad \text{Ec.1.105}$$

Por medio de este valor, seleccionamos la características del zener 1 a ser utilizado

Mientras tanto se tiene que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 2, se va a obtener el voltaje de salida mínimo, por lo tanto se tiene que:

$$V_{0\min} = V_{R1} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad \text{Ec.1.106}$$

Haciendo uso de la ecuación 1.106 y continuando con el diseño, se procede a calcular el valor de R_1 .

$$V_{R1} = V_{0\min} + V_{BE2} + V_{BE1} \quad \text{Ec.1.107}$$

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1} \quad \text{Ec.1.108}$$

En base al circuito mostrado en la figura 1.18, se procede a determinar el valor del potenciómetro P .

$$V_P = V_{E3} - V_{R1} \quad \text{Ec.1.109}$$

$$P = \frac{V_P}{I_1} \quad \text{Ec.1.110}$$

A partir de la corriente I_{C3} , se determina el valor de la corriente de base del transistor 3 y en base a esta y a la corriente del zener1 se determina el valor de la corriente de colector 4.

Para lo cual se debe considerar :

$I_{Z1} \gg I_{B3}$ Para que la corriente del zener no dependa tanto de las variaciones de la carga.

$I_{Z1} = I_{ZT}$ Para que el zener se mantenga en el voltaje nominal. Es así que:

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} = \frac{I_1}{\beta_3} \quad \text{Ec.1.111}$$

$$I_{C4} = I_{Z1} + I_{B3} \quad \text{Ec.1.112}$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base; pero como la I_B es muy pequeña, entonces se tiene que:

$$I_{C4} = I_{E4} = I_2 \quad \text{Ec.1.113}$$

Para proceder a calcular el voltaje en R_3 , se selecciona un valor de voltaje zener 2 (V_{Z2}), teniendo en cuenta que mientras más alto sea dicho valor, más alto también será el voltaje de entrada de la fuente.

Por lo tanto una vez, seleccionado el valor del voltaje zener 2 (V_{Z2}), también se conocerá la corriente (I_{Z2}) que se necesita para que el zener 2 regule.

Una vez seleccionado el valor del zener, se calcula el valor de R_3 , previo al cálculo de su voltaje.

$$V_{R2} = V_{Z2} - V_{BE4} \quad \text{Ec.1.114}$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_2} \quad \text{Ec.1.115}$$

El siguiente paso lo constituye la determinación de las corrientes I_{B4} e I_3

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{\beta_4} \quad \text{Ec.1.116}$$

$$I_3 = I_{Z2} + I_{B4} \quad \text{Ec.1.117}$$

Asumiendo un $V_{CE4} = 3V$, para que el transistor trabaje en la parte plana de las curvas I_c vs V_{CE} , se calcula el voltaje de entrada.

$$V_{in} = V_{om\acute{a}x} + V_{BED} + V_{BE3} + V_{CE4} + V_{R2} \quad \text{Ec.1.118}$$

Una vez obtenido el valor de V_{in} calculamos el valor de la resistencia 3, para lo cual se necesita el valor de corriente y voltaje.

$$V_{R3} = V_{in} - V_{Z2} \quad \text{Ec.1.119}$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_3} \quad \text{Ec.1.120}$$

© *Análisis para variaciones (Señal):*

Haciendo referencia al circuito de la figura 1.18, se tiene que el circuito equivalente aproximado para variaciones de señal, se lo puede observar en la figura 1.19 a, b y c.

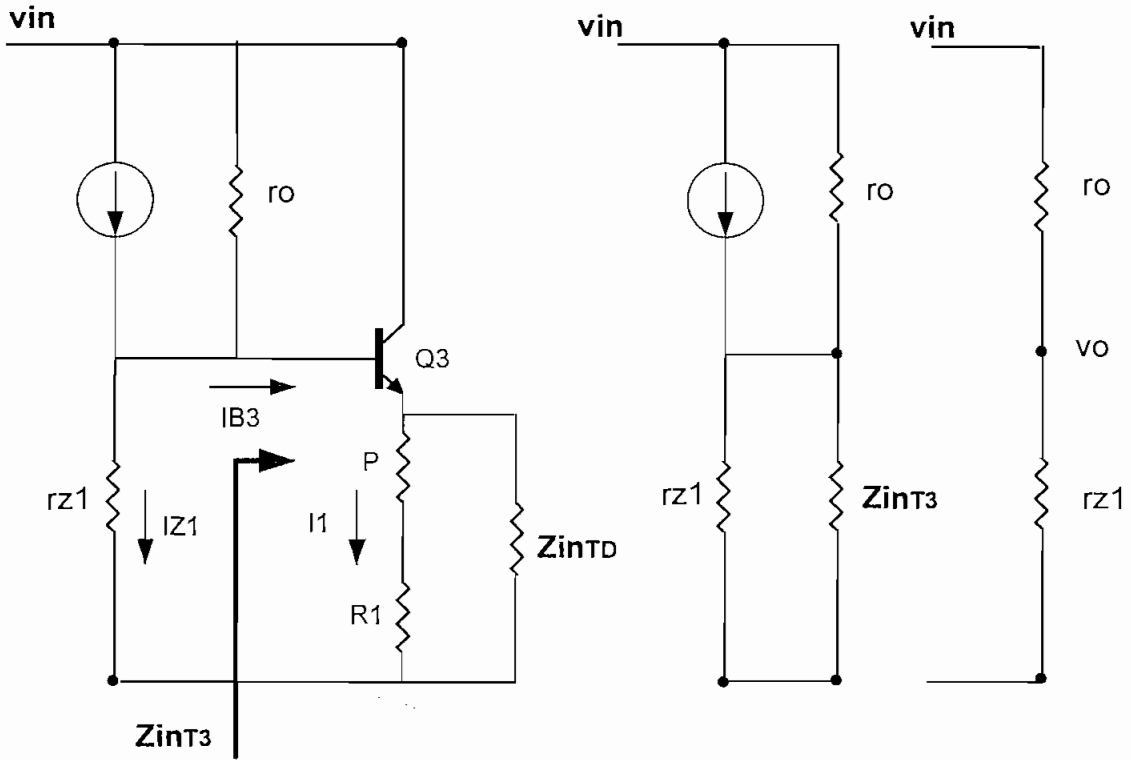


Figura 1.19 Circuito Equivalente para señal (a, b y c).

Donde:

- $Z_{inTD} = (\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L)$
- $Z_{inT3} = (\beta_3 + 1) [r_{e3} + (P + R_1) // Z_{inTD}]$ Ec.1.121

Por lo tanto para calcular el Factor de regulación FR se recurre a la figura 1.19 c en donde se tiene que:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{r_z}{r_z + r_o} \quad \text{Ec. 1.122}$$

Donde $r_o \gg r_z$ (idealmente $r_o = \infty$)

Remplazando el valor de r_o , en la ecuación 1.122, se encuentra el valor del el factor de regulación. Así:

$$FR = \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{r_o}{r_z}$$

$$\therefore FR = a = \infty \text{ (idealmente)}$$

1.3.1.1.3 Regulador en Serie con Amplificador Operacional¹⁹

Un circuito regulador en serie con amplificador operacional es el de la figura 1.21. El amplificador operacional compara el voltaje de referencia del diodo zener con el voltaje de retroalimentación dado por las resistencias R_1 y R_2 . Si el voltaje de salida varía, la conducción del transistor Q_1 se controla para mantener constante el voltaje de salida. El voltaje de salida será manteniendo a un valor de:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) * V_z \quad \text{Ec.1.123}$$

Si el voltaje de salida decrece, entonces decrecerá el voltaje en la patilla no inversora del amplificador operacional, este descenso en el voltaje causa que el amplificador operacional se encuentre en la zona de operación a la saturación positiva. Tomando la salida del amplificador operacional y aplicándola al transistor de paso, que en este caso es el elemento de control, hará que este vaya hacia la zona de saturación haciendo que el voltaje a la salida tienda a crecer contrarrestando el cambio.

Como se utiliza un amplificador operacional, la alta ganancia que este generalmente posee, hace que la salida se encuentre muy cercana a la deseada teniendo una diferencia próxima a unos cuantos milivoltios. Es así como se comprueba que este es un excelente medio de regulación de voltaje.

¹⁹ <http://www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/2912/www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/2912/quees.html>

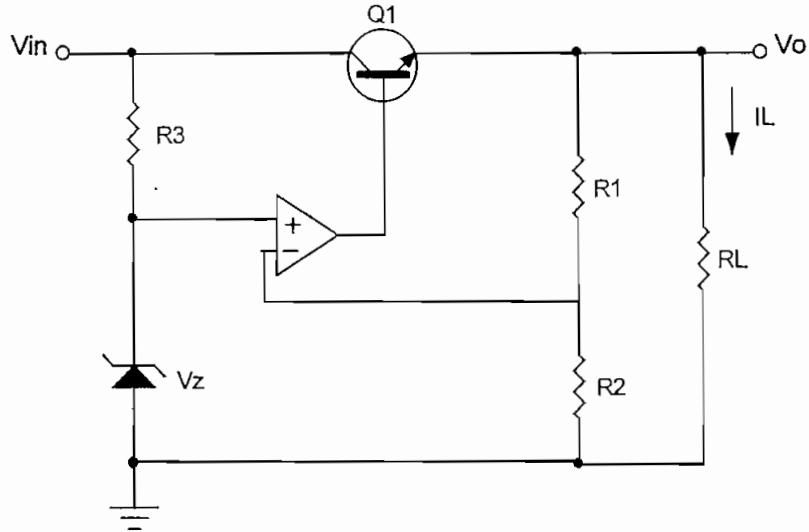


Figura 1.21. Circuito Regulador en Serie con Amplificador Operacional

1.3.2. REGULADOR DE VOLTAJE EN PARALELO²⁰

En este montaje, el control trabaja en corriente (en la regulación serie lo hace en tensión), siendo R_2 la encargada de producir la caída de tensión necesaria.

La figura 1.22 muestra el diagrama de bloques de este tipo de regulador. El voltaje de entrada no regulado suministra corriente a la carga. Una parte de la corriente se consume por los elementos de control para mantener el voltaje de salida regulado a través de la carga, el circuito de muestreo proporciona una señal de retroalimentación a un comparador, que a su vez proporciona una señal de control para variar la cantidad de la corriente consumida en paralelo por la carga. Conforme el voltaje de salida trata de ser más grande, por ejemplo, el circuito de muestreo proporciona una señal de retroalimentación al circuito comparador, que a su vez proporciona una señal de control para obtener una corriente de derivación mayor, proporcionando menos corriente a la carga y por tanto evitando que el voltaje regulado se eleve.

²⁰ Boylestad Robert ELECTRONICA TEORIA DE CIRCUITOS Capítulo 16 Págs: 819 - 820

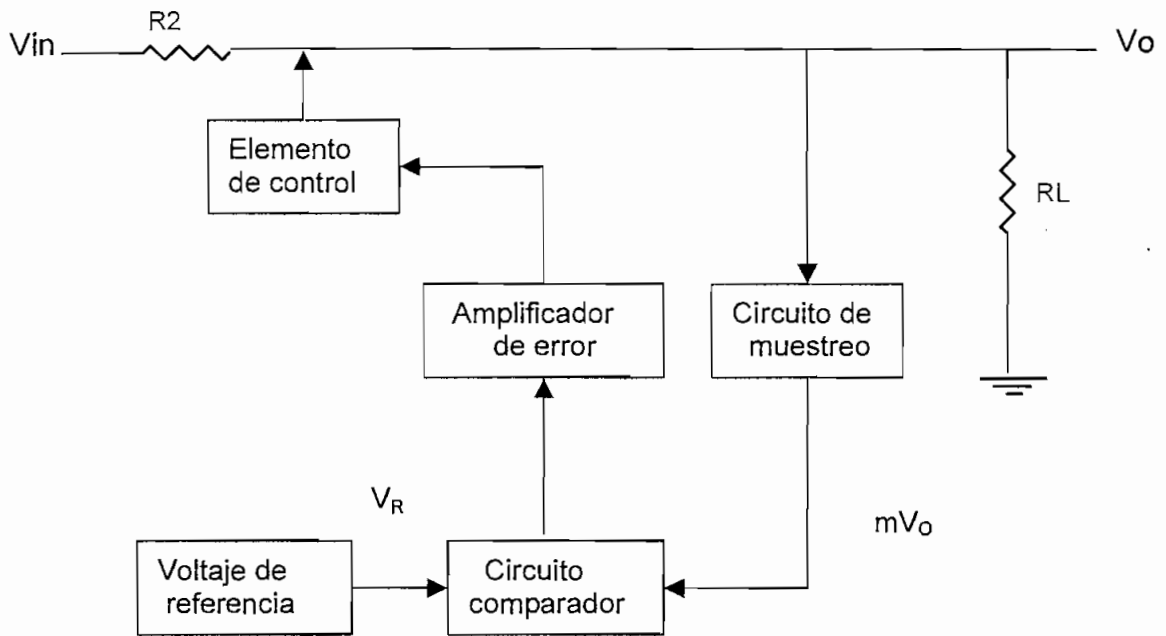


Figura 1.22. Diagrama de Bloques de un Regulador de Voltaje en Paralelo.

- Si $V_R = mV_o \rightarrow$ El control no actúa.
- Si $V_R < mV_o \rightarrow$ El control debe conducir más para, al drenar más corriente por R_2 , aumentar la caída en ésta y disminuir la salida.
- Si $V_R > mV_o \rightarrow$ El control debe conducir menos, para al drenar menos corriente por R_2 , disminuir la caída de tensión en ésta y aumentar la de la salida.

1.3.2.1 Circuito Regulador en Paralelo

En la figura 1.23 se muestra un circuito regulador en paralelo. La resistencia R_2 disminuye el voltaje no regulado en una cantidad que depende de la corriente suministrada a la carga R_L .

Haciendo referencia a la figura 1.23, se observa que :

El voltaje a través de la carga está fijado por el diodo zener y el voltaje base emisor del transistor.

$$V_0 = V_Z + V_{BE} \quad \text{Ec.1.124}$$

Si la resistencia de carga disminuye, da como resultado una corriente menor para la base del transistor, derivando menos corriente de colector. La corriente de carga será entonces mayor, manteniendo por tanto el voltaje regulado a través de la carga.

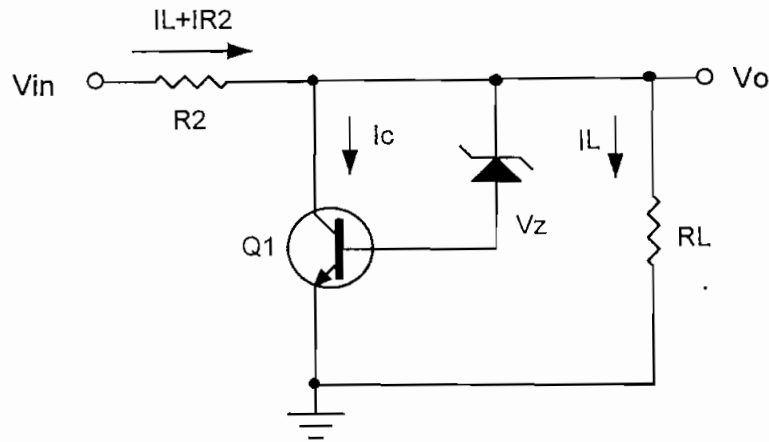


Figura 1.23. Regulador de Voltaje en Paralelo

1.3.2.2 Circuito Regulador en Paralelo Mejorado

El circuito de la figura 1.24 muestra un circuito regulador de voltaje en paralelo mejorado. El diodo zener proporciona un voltaje de referencia, por lo que el voltaje a través de R_1 sensa el voltaje se salida.

Cuando el voltaje de salida trata de cambiar, la corriente derivada por el transistor Q_1 varía para mantener el voltaje de salida constante. El transistor Q_2 proporciona un corriente de base más alta al transistor Q_1 , que en el circuito de la figura 1.23 por lo cual el regulador maneja una corriente de carga más grande. El voltaje de salida fija al voltaje zener y a aquel que se encuentra a través de las dos uniones base emisor de los transistores.

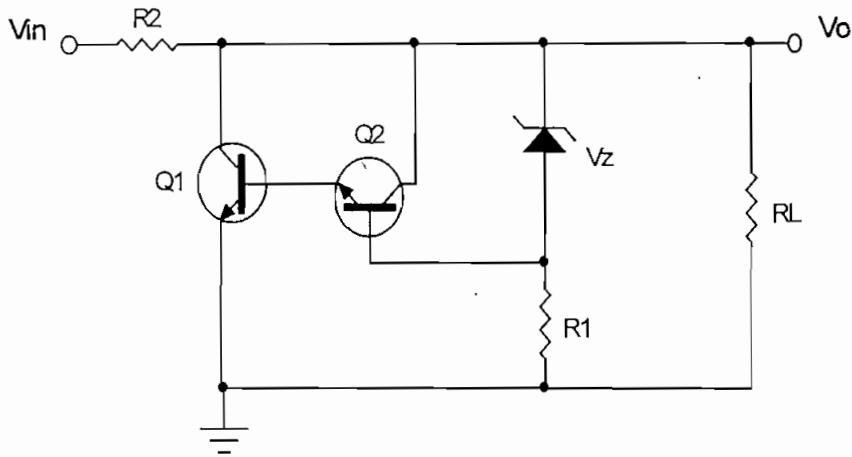


Figura 1.24. Circuito Regulador de Voltaje en Paralelo Mejorado.

Haciendo referencia a la figura 1.24. Se observa que :

$$V_0 = V_L = V_Z + V_{BE1} + V_{BE2} \quad \text{Ec.1.125}$$

- Es así que si la R_L disminuye, V_{R2} aumenta porque:

$$V_{in} = V_{RL} + V_{R2} \text{ entonces } V_{R2} = V_{in} - V_{RL} \quad \text{Ec.1.126}$$

- Si R_L disminuye, el V_{R1} disminuye, lo que ocasiona que :
 $V_{BE1} + V_{BE2}$ también disminuya, produciendo con esto que el transistor Q_1 Conduzca menos, es decir que la I_C disminuya y la I_L aumente, manteniendo de esta forma el voltaje a la salida constante. Todo lo contrario se da cuando R_L aumente.

1.3.2.3 Circuito Regulador en Paralelo con Amplificador Operacional²⁰

La figura 1.25 muestra otra versión de un regulador de voltaje en paralelo usando amplificadores operacionales como un comparador de voltaje. El voltaje zener es comparado con el voltaje de retroalimentación que se obtuvo a partir del divisor de

²⁰ <http://www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/2912/www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/2912/quees.html>

voltaje R_1 y R_2 para proporcionar la corriente excitadora de control para la derivación de corriente en el elemento Q_1 . Esta topología se aprovecha del hecho de que el transistor funcione como una resistencia variable en su región lineal de operación. El funcionamiento de este circuito se puede describir de la siguiente forma:

- ❖ Cuando el voltaje a la salida decrece, el voltaje en el divisor de tensión también decrece, lo que genera que el voltaje visto por el pin no inversor del amplificador operacional sea menor que el observado desde la terminal inversor, con lo cual el amplificador operacional tenderá a ir hacia la región de saturación negativa, lo que provoca que el transistor tienda a ir hacia la zona de corte, lo que hace, a su vez, que la corriente que fluye a través de este dispositivo disminuya, aumentando el suministro a la carga lo que hace que el voltaje a la salida aumente.
- ❖ Si por el contrario, el voltaje a la salida crece, el voltaje que se le aplica a la terminal inversora del amplificador operacional será menor que el voltaje que se tiene en la terminal inversora, lo que hace que este dispositivo tienda hacia la región de saturación positiva, por lo que el transistor tenderá a ir hacia la región de saturación, debido a lo que la corriente que fluye a través de él aumenta, disminuyendo el suministro de la carga, obteniendo un voltaje menor.

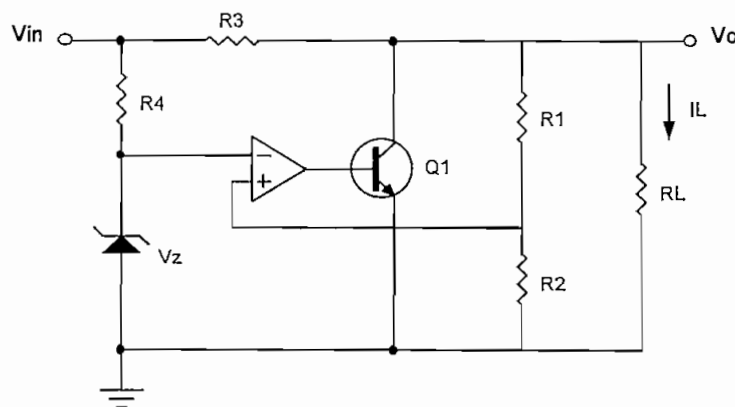


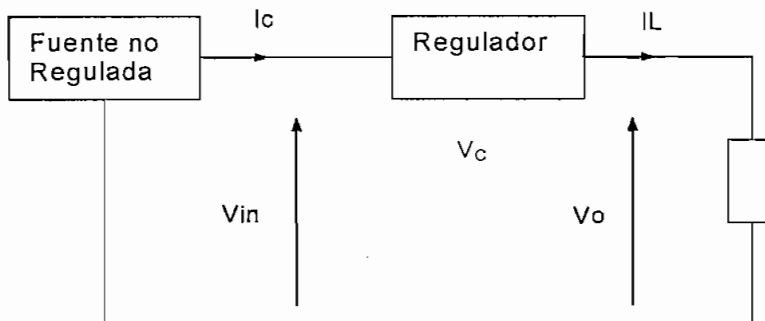
Figura 1.25. regulador de Voltaje en Paralelo usando Amplificadores Operacionales

1.3.2.4 Comparación entre Regulación Serie y Paralelo²¹

La diferencia entre los dos tipos se encuentra en el elemento de control.

❖ Regulación en serie:

- Está configuración suele utilizarse cuando la carga es grande.
- El control soporta toda la corriente de carga.
- Está sometido a una diferencia de potencial igual a $V_o - V_{in}$.
- La potencia disipada será:



$$V_{\text{CONTROL}} = V_C = V_o - V_{IN}$$

$$I_{\text{control}} = I_C = I_L$$

$$\rightarrow P_D = P_C = (V_{IN} - V_o) * I_L$$

$$\text{Si } V_o = 0 \text{ (cortocircuito)} \rightarrow I_L = I_{L\text{m}\acute{a}\text{x}}$$

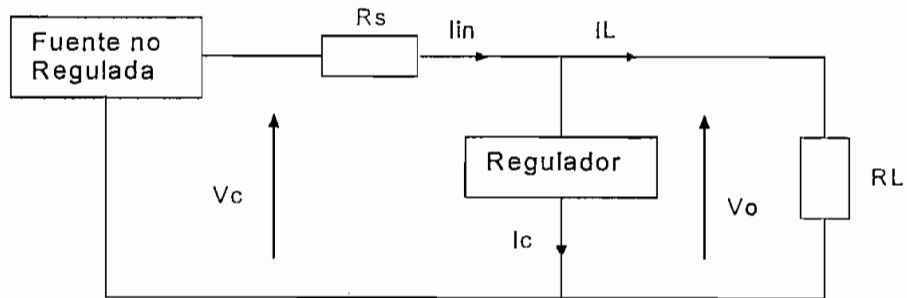
$$\therefore P_D = P_C = V_{IN} * I_{L\text{m}\acute{a}\text{x}}$$

❖ Regulación en paralelo:

- Está configuración suele utilizarse cuando la carga es pequeña.
- El control deriva menos corriente cuanto mayor es la corriente de carga. Con cargas muy fuertes, el control estará trabajando con pequeñas corrientes.
- La diferencia de potencial aplicada al control es V_{in} , ya que está en paralelo con la salida.

²¹ <http://voltio.ujaen.es/jaguiar>

- La potencia disipada será:



$$V_{\text{CONTROL}} = V_C = V_O$$

$$I_{\text{CONTRL}} = I_C = I_{\text{IN}} - I_L$$

$$\rightarrow P_D = P_C = V_C * I_C = V_O * (I_{\text{IN}} - I_L)$$

$$\text{Si } V_O = 0 \rightarrow I_{\text{IN}} = I_L$$

$\therefore P_D = 0$ El circuito está protegido frente a cortocircuitos

De las anteriores consideraciones se deduce que, a fin de no cargar excesivamente al control, la regulación en serie es apropiada para pequeñas corrientes de carga y/o grandes tensiones de salida, en tanto que la regulación en paralelo es apta para grandes corrientes de carga y/o pequeñas tensiones de salida.

En algunos casos, en que el margen de tensiones y corrientes en que va a trabajar la fuente es muy grande, se recurre al montaje de dos fuentes, una en serie u otra en paralelo, con un conmutador que selecciona una u otra, según las condiciones de trabajo.

1.3.3 REGULADOR DE VOLTAJE TIPO SWITCHING²²

Las fuentes reguladas conmutadas presentan algunas ventajas sobre las fuentes reguladas lineales, como una eficiencia mucho más alta y una construcción mucho más pequeña. Las características principales de estas fuentes son:

²² <http://www.eie.ucr.ac.cr/prodida/basedoc/338-word.doc>

- Su mayor eficiencia (casi no hay pérdidas de energía en forma de calor).
- Puede trabajar como reductora o elevadora de tensión.
- Y también como inversora de polaridad.

1.3.3.1 Funcionamiento:

En un regulador monolítico la salida de voltaje es comparada con un voltaje de referencia y pasada por un amplificador de error . La salida del amplificador de error es usada para controlar el elemento regulador , un transistor que opera variando su punto de operación entre su región lineal o sus dos puntos de corte y saturación. Cuando el transistor de paso opera en su región intermedia de corte y saturación ,el regulador opera como un regulador lineal , mientras que al operar en corte y saturación este opera como un regulador de *switching*.

El elemento de control (transistor), al trabajar en la región de corte y saturación, la potencia disipada en él es despreciable, por tal motivo la fuente conmutada tiene mayor eficiencia que el regulador lineal, ya que en las fuentes reguladas con solo transformador, puente de diodos, y filtro, la eficiencia esta es del orden del 55%, lo que significa que un 45% de esta potencia es disipada en sus elementos para mantener la regulación.

En 1977 se introduce la regulación en la modalidad de conmutación, con la cual se viene a mejorar el factor de eficiencia hasta en un 95% teóricamente, por lo cual su implementación en equipos de cómputo y video. Esto debido a que en la etapa de corte existe un gran voltaje a través del transistor pero baja corriente a través de él, mientras que en la etapa de saturación en transistor tiene bajo voltaje pero alta corriente a través de él. En ambos casos se tiene poca pérdida de potencia y la mayoría de la potencia de entrada es obtenida a la salida y la eficiencia es alta.

El principio de funcionamiento de estos reguladores consiste en transformar la tensión continua de la fuente en una serie de pulsos que tienen un ancho

determinado. Estos pulsos son luego integrados y transformados nuevamente en una tensión continua. Variando el ancho de los pulsos es posible controlar la tensión de salida.

Como se puede imaginar la complejidad circuital de los reguladores conmutados había relegado su uso, hasta no hace mucho tiempo, al campo de las altas potencias o aplicaciones especiales. Sin embargo ahora se cuenta con circuitos integrados que facilitan y reducen los costos de este tipo de reguladores con lo cual su uso se ha extendido enormemente en los últimos años.

1.3.3.2 Diagrama de Bloques

Las fuentes de alimentación que generan altas corrientes de salida, superiores a 2A, se basan en un regulador conmutado. El diagrama de bloques de un regulador conmutado se muestra en la figura 1.26.

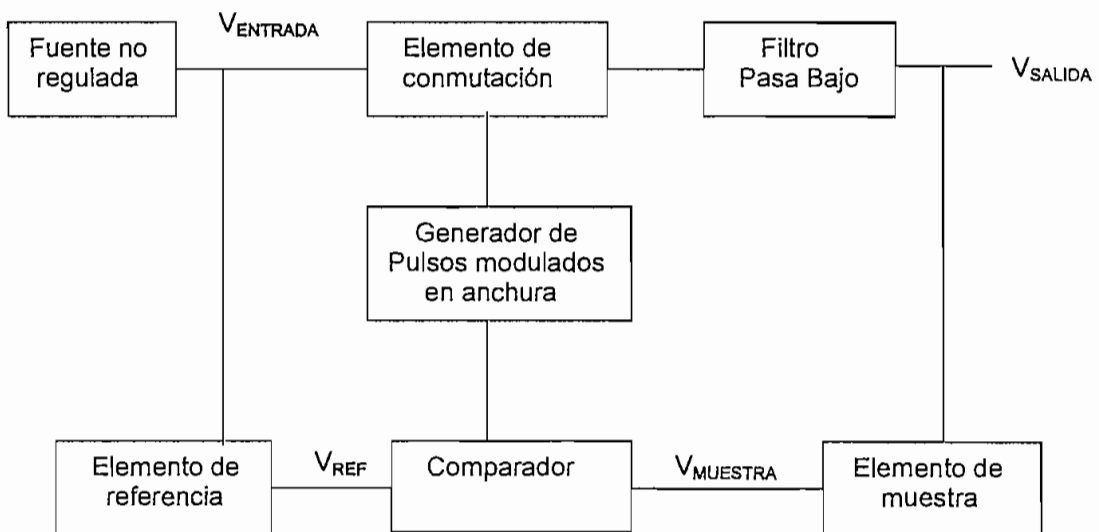


Figura. 1.26. Diagrama de bloques, Regulador conmutado

- **Elemento conmutador:** El elemento conmutador usualmente es un transistor bipolar (puede ser un fet), el cual trabaja en las dos zonas de mayor eficacia: corte y saturación, lo cual es una ventaja, ya el

transistor trabaja tiempos muy cortos en la región lineal, en la que puede dar una disipación mayor, por lo tanto el disipador a utilizarse no será de dimensiones muy grandes. Por la operación de corte y saturación, se utiliza una onda de tipo cuadrada, en la base del transistor, para que los transientes sean lo más rápido posibles. También es factible utilizar una configuración de tipo Darlington, con el colector y emisor llevados a salidas para tener una máxima flexibilidad en el diseño.

- **Filtro pasa bajos:** Se utiliza un filtro L-C, el cual es mostrado en la figura 1.27, donde la tensión de entrada, la de salida y la regulada es la que se muestra en la figura.

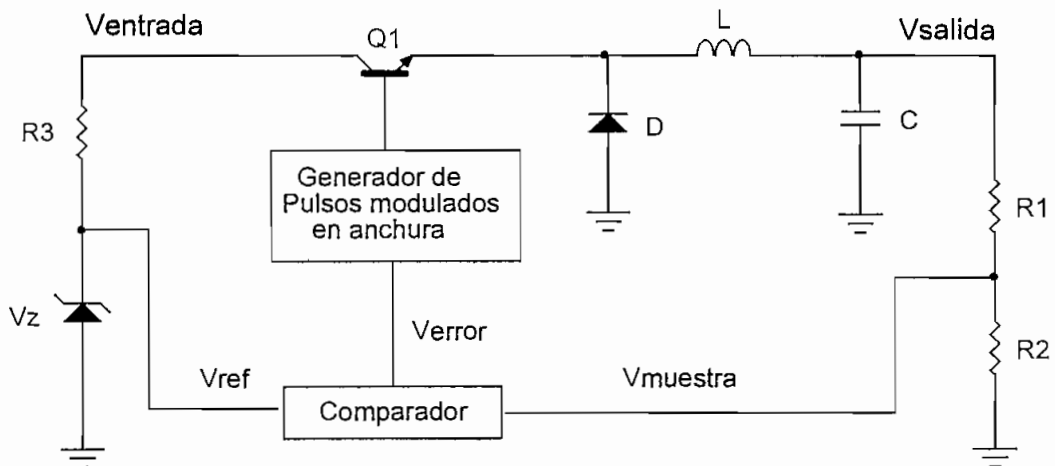


Figura.1.27. Filtro Pasa Bajos.

Los pulsos generados tienen una anchura proporcional a la señal de error, como se indica en la figura 1.28

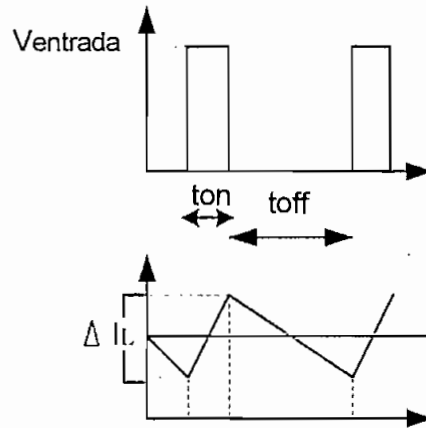


Figura. 1.28 Pulsos Generados vs Señal de error

- **Comparador:** Su función es la de hacer una comparación con la referencia y la señal que es realimentada de la salida.
- **Sistema de control:** La función principal del control es la de proporcionar una señal a la entrada del transistor, que se pueda modificar para provocar que el nivel de rizado a la salida del inductor sea mayor o menor dependiendo si disminuye o aumenta la carga respectivamente.
- **Diodo de conmutación:** Este diodo permite o inhibe el paso de la corriente a través de la bobina y el capacitor, esto ante cambios definidos en el sistema de conmutación por lo tanto debe tener la capacidad de alta conmutación. Otra función de este diodo es la de evitar corrientes inversas que puedan dirigirse hacia el transistor de conmutación.

La figura 1.29, muestra un regulador conmutado, este sistema de retroalimentación compara una tensión de referencia, V_{REF} , con una tensión regulada de salida V_{REG} . V_{REF} se obtiene de un regulador en serie de baja corriente de salida, como el que se analizó en la sección 1.2.

La tensión regulada de salida V_{REG} , se compara con una fracción $R_A / (R_A + R_F)$, de V_{REF} . El amplificador de error es un amplificador operacional; para propósitos inmediatos, la salida del amplificador de error, V_e , se aplica a un modulador de

ancho de pulso. La salida del modulador de ancho de pulso, V_c , se utiliza para controlar el conmutador de alta corriente. Esta tensión de control, V_c , es una onda cuadrada de período T cuyo ciclo activo, está dado por: $\delta = k V_c$.

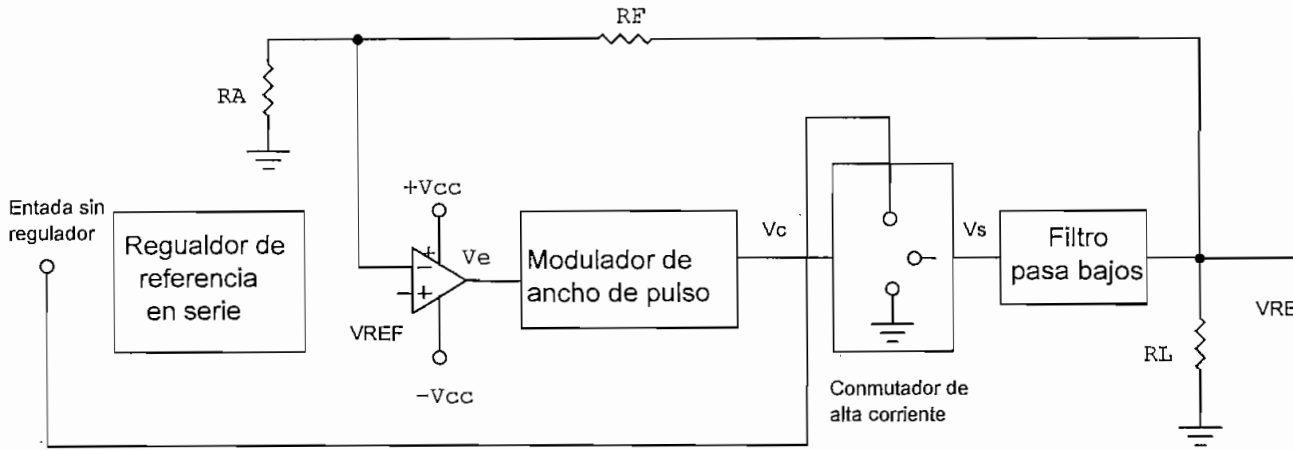


Figura 129. Regulador Conmutado

El conmutador de alta corriente proporciona, de forma alterna, ya sea una tensión regulada o 0 voltios al filtro. Por tanto, la tensión en la entrada del filtro V_s es una onda cuadrada con período T y ciclo activo (al igual que la tensión de control V_c) pero cuyo valor bajo cero y su valor alto es V_{in} . La tensión V_s , se pasa a través del filtro pasa bajos para pasar la frecuencia fundamental $2\pi/T$ y reducir los armónicos más altos en V_{REG} .

Un análisis de este circuito con amplificador operacional da las siguientes ecuaciones:

$$V_- = \frac{V_{REF} R_A}{R_A + R_F} \quad \text{Ec.1.127}$$

$$V_+ = V_{REG} \quad \text{Ec.1.128}$$

Entonces como $V_- = V_+$ se tiene (igualando la Ec.1.127 con la Ec.1.128):

$$V_{REG} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right) \quad \text{Ec.1.129}$$

Por tanto la tensión de salida regulada depende sólo de la precisión de V_{REF} y de la razón de resistores, R_F / R_A . La salida V_{REG} no varía como función de la tensión de entrada o de la corriente de carga.

1.3.3.3 Tipos de Fuentes Conmutadas

Existen dos tipos de fuentes conmutadas, dependiendo del parámetro modificado para efectuar la regulación:

- Reguladores conmutados a frecuencia propia
- Reguladores conmutados a la frecuencia de la red

1.3.3.3.1 Reguladores Conmutados a la Frecuencia de la Red

Las fuentes de alimentación conmutadas a la frecuencia de la red utilizan el control de fase como sistema de regulación. Este sistema de control consiste en decidir dentro de cada semiciclo, el momento que, con referencia a su punto de cruce por cero, la red entrega energía a la carga. Se utilizan como conmutadores estáticos elementos semiconductores (tiristores y triacs) a los que se pueden hacer conductores en un momento determinado aplicándoles un impulso, pero normalmente no se les puede bloquear a voluntad una vez que se encuentran funcionando. Como dichos dispositivos son alimentados con corriente alterna, dejan de actuar automáticamente cada vez que la red alterna pasa por cero. Como esto sucede dos veces cada ciclo, hay un número de oportunidades de conducción y no conducción automáticos igual al doble de la frecuencia de la red.

Con estos dispositivos se puede controlar corriente alterna dando como resultado corriente también alterna aunque deformada con respecto a la forma de onda senoidal original (caso de triacs o tiristores) o efectuar simultáneamente la rectificación (caso de tiristores reemplazando total o parcialmente los diodos de un rectificador). Si no hay razones en contra, este último sistema es el preferido habida cuenta que lo que se desea obtener finalmente es corriente continua. Este sistema es ampliamente utilizado y conocido como rectificador controlado. Como es habitual, una vez efectuada una rectificación, para obtener corriente continua pura se deben eliminar las componentes alternas introducidas por la rectificación (filtrado convencional) que son además fuertemente incrementadas por el control de fase.

Como es habitual, este filtrado se puede efectuar mediante dos sistemas diferentes: con entrada por condensador y con entrada por autoinducción. Existen razones funcionales y económicas para preferir un sistema u otro. Bajo el punto de vista funcional, el filtro de entrada con autoinducción da una mejor regulación, si se exceptúa el funcionamiento con corriente de carga baja, que es normalmente derivada por una carga mínima y presenta además frente al filtro de entrada por condensador ventajas económicas a partir de cierta potencia.

- **Filtro de Entrada Por Autoinducción:** Si se utiliza filtro de entrada por autoinducción, en un rectificador controlado, la tensión (a su entrada) toma la configuración clásica del control de fase convencional (figura 1.30) en la que se puede decidir el momento en que se inicia la conducción entre 0 y 180° , y que una vez iniciada, durará hasta el final del semiciclo.

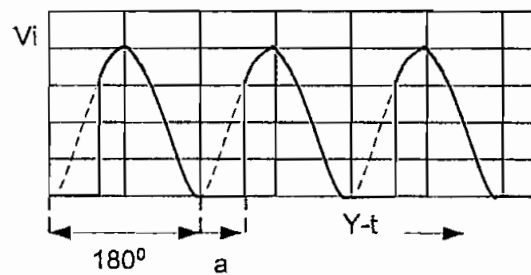


Figura.1.30. Control de Fase de la Conducción Convencional aplicable a rectificación con filtro de entrada por autoinducción.

Con respecto al rectificador no controlado las únicas diferencias son el circuito de control de los tiristores que sustituyen a diodos, y la inclusión de un nuevo diodo que conduce la corriente presente en la inducción cuando el rectificador está bloqueado, esto se ilustra en la figura 1.31.

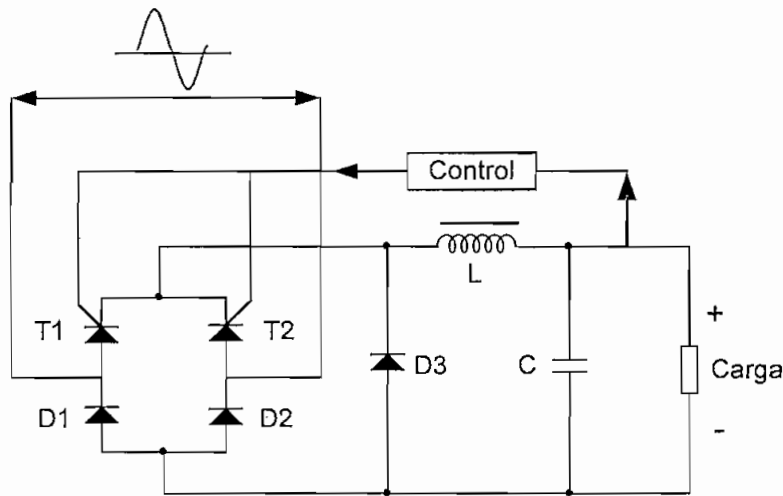


Figura.1.31. Rectificador Controlado con filtro de entrada por autoinducción en el que es necesario el empleo de un diodo de “efecto volante”.

El producto LC presente en el filtro de un rectificador controlado es elevado y

normalmente tiene una frecuencia de resonancia $f_0 = \frac{1}{2 * \pi \sqrt{LC}}$ muy baja.

Esta frecuencia de resonancia es importante porque limita la frecuencia de respuesta del sistema, al limitar la frecuencia a la que puede responder el circuito de control de ángulo de cebado sin entrar en oscilación cuando el circuito opera en bucle cerrado. Esto es debido al desfase que introduce la red LC en las proximidades de su resonancia introduciendo reactancia inductiva elevada (retraso de fase). Este retraso provoca la oscilación del bucle de realimentación y por tanto, de todo el sistema, a una frecuencia cercana a la de resonancia, lo que es completamente inadmisibles.

Para evitar tal oscilación se debe limitar la frecuencia de respuesta del circuito de control a frecuencias inferiores a la de resonancia de circuito LC, con lo cual la reacción de la fuente frente a cambios de tensión de entrada y de las condiciones de la carga puede ser muy lenta. Se establece pues un compromiso entre la rapidez de respuesta de la fuente y zumbido presente a la salida juntamente con la carga mínima necesaria.

- **Filtro de Entrada por Condensador:** Si el filtro que se utiliza es de entrada por condensador, como se ilustra en la figura 1.32, la conducción del rectificador se inicia en el momento que se ceban los tiristores si la tensión en el condensador del filtro es inferior a la instantánea de la red aplicada al rectificador en aquel momento, y dura hasta que la tensión instantánea baja a un valor inferior a la adquirida por el condensador.

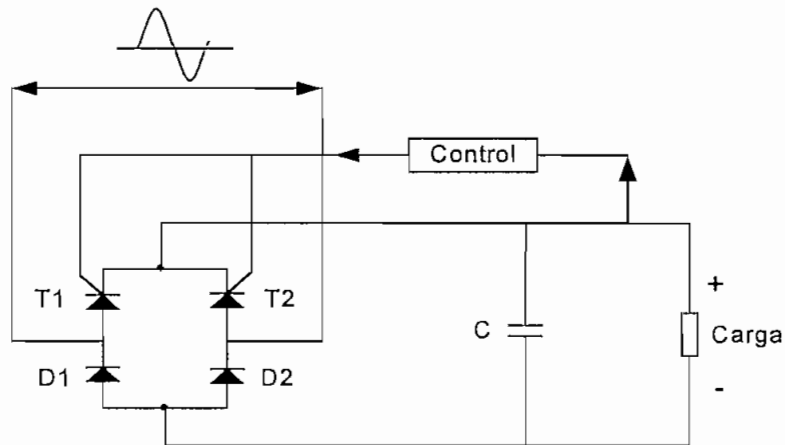


Figura.1.32. Rectificador Controlado con Filtro de Entrada por Condensador.

Como es normal en este filtro, la corriente que circula por el rectificador toma la forma de un impulso breve e intenso, únicamente limitado por las impedancias internas de los componentes.

Para regular la salida del conjunto se puede decidir el momento en que se inicia la conducción del rectificador, la cual cesa cuando el condensador ha recibido la energía necesaria. Este sistema no introducirá ningún retraso de fase que pueda provocar la oscilación del regulador en bucle cerrado, pudiéndose alcanzar teóricamente con él la rapidez de respuesta máxima posible. Por esta razón se prefiere este tipo de filtro en la mayoría de los casos, en fuentes formadas por rectificadores controlados. En él se producen unas formas de onda muy diferentes a las clásicas del control de fase.

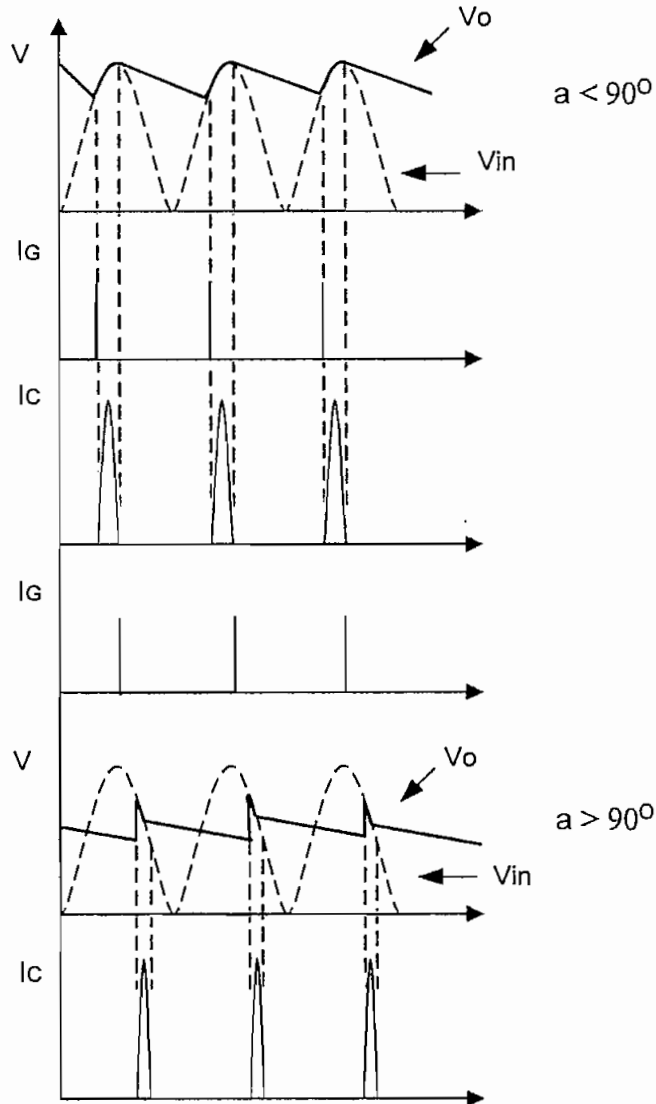


Figura 1.33. Forma de onda en un rectificador controlado con filtro de entrada por condensador.

1.3.3.3.2 Reguladores Conmutados A Frecuencia Propia

Las fuentes conmutadas a frecuencia propia utilizan convertidores para obtener a partir de corriente continua, una corriente pulsante, de ciclo de trabajo variable, que una vez separada de las componentes alternas introducidas, puede ser regulada por ellos. La fuente primaria que las alimenta puede ser cualquiera que entregue corriente continua o alterna previamente rectificadas y filtradas incluyendo, naturalmente, la red. Toma la configuración general de la figura 1.34 y admite

diversas variantes; el resultado es un buen número de montajes distintos con peculiaridades específicas.

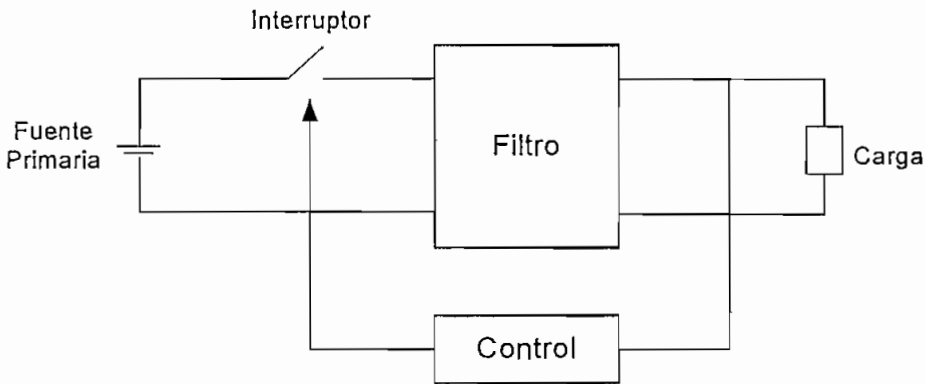


Figura.1.34. Circuito Básico de un Regulador Conmutado a la Frecuencia Propia

Una primera clasificación se basa en el tratamiento recibido por la corriente pulsante. Esta puede ser simplemente filtrada para obtener su media, con lo que la salida está referida a la entrada por un punto común. También puede ser transformada y posteriormente filtrada, los convertidores utilizados responden a tres tipos esenciales: directo, indirecto y simétrica.

- ❖ **Convertidor Directo** (configuración reductora): Tiene una alta eficiencia, su salida será siempre inferior a la de entrada como en la mayoría de los reguladores de fuentes de potencia, este tipo de circuito tiende a crear una cantidad de ruido relativamente grande en la línea de entrada, debido a que la conmutación es rápida y la corriente que sale de la fuente es la corriente media del inductor, sin embargo a la salida del circuito el ruido que se detecta es muy bajo dado que el condensador se carga en ambas partes del ciclo, el inductor se calcula para una corriente de pico determinada, pero la corriente de salida debe calcularse de manera que se mantenga en un nivel no mayor de la mitad del valor pico que pasa por el inductor, esto se ilustra en la figura 1.35.

- Cuando el interruptor está cerrado, el voltaje de entrada es aplicado al filtro LC, haciendo que la corriente sobre la bobina y el capacitor se incremente.
- Cuando el interruptor se abre la energía almacenada en el inductor mantiene el flujo de corriente a la carga a través del diodo. Este filtro LC va a presentar ante la carga un promedio de voltaje aproximadamente constante.

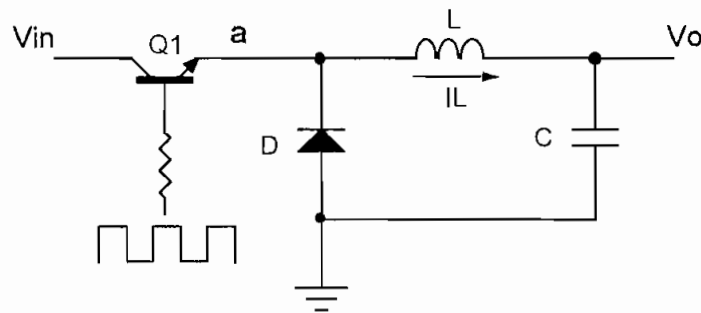
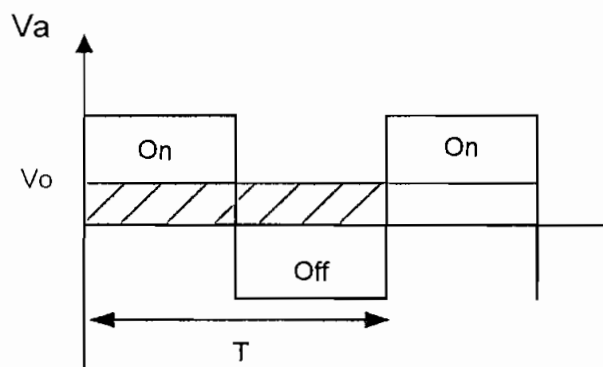


Figura.1.35. Convertidor Directo.

Las formas de onda del Voltaje en el punto a y la corriente en el capacitor se muestran a continuación en la figura 1.36. Téngase en cuenta que la forma de onda obtenida a la salida del interruptor estático (punto a) es rectangular y no senoidal, que por ser su amplitud variable con el tiempo, permitirá la regulación de la tensión en las fuentes conmutadas a la frecuencia de la red.



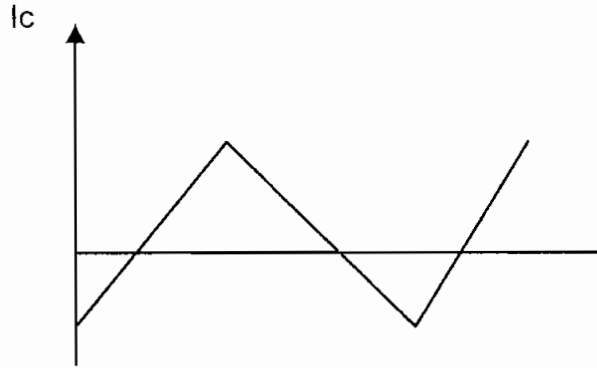


Figura. 1.36. Forma de Onda del Voltaje en el Punto a y de la Corriente en el Capacitor.

Asumamos que antes que se cierre la operación del transistor de conmutación se tiene la condición de: $I_L = 0$,

Cuando se cierra el interruptor se tiene:

$$V_a = V_{in} - V_{sat} \quad \text{Ec.1.130}$$

donde V_{sat} es el voltaje de saturación del interruptor

A la vez se tiene que el diodo es inversamente polarizado y la corriente a través de la bobina esta dada por la tasa:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{L} \quad \text{Ec.1.132}$$

La corriente a través del inductor continúa incrementándose a la razón de que el interruptor se mantenga cerrado y el inductor no se sature.

Asumiendo que la salida de voltaje de un ciclo completo no cambia significativamente, esta tasa puede considerarse constante y la corriente a través del inductor en cualquier instante será:

$$I_L = \frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{L} * t \quad \text{Ec.1.133}$$

Al fin del tiempo cerrado, el interruptor se abrirá, pero la corriente en el inductor no variará instantáneamente y se generará un voltaje que polarizará el diodo.

El Voltaje en el punto a será: $V_a = -V_d$ Ec.1.134

La corriente a través del inductor ahora decae a la razón de :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{-(V_d + V_{out})}{L} \quad \text{Ec.1.135}$$

Definiremos la suma de corrientes :

$$I_L = I_c + I_{out} \quad \text{Ec.1.136}$$

Tomando sus derivadas o cambios equivalentes en el tiempo

$$\Delta I_L = \Delta I_c + \Delta I_{out} \quad \text{Ec.1.137}$$

Pero I_{out} es constante, entonces:

$$\Delta I_L = \Delta I_c \quad \text{Ec.1.138}$$

Para que el voltaje a través del capacitor se mantenga constante, la energía adquirida del inductor debe ser igual a la energía tomada del capacitor .

Analizando la forma de onda de la corriente en el capacitor se define que el voltaje en el capacitor es el área bajo la curva (integral de la señal) y que este es el voltaje que se encuentra en paralelo con la carga.

Haciendo referencia a la figura 1.36, e igualando las áreas correspondientes a la conducción del interruptor y de la carga respectivamente y teniendo en cuenta que la carga recibe energía constantemente se tiene: $V_{in} t_{on} = V_o T$ Ec.1.139

Donde : t_{on} = Tiempo de conducción del interruptor

El parámetro δ se define como la relación entre el tiempo de conducción del interruptor y el período, es decir:

$$\delta = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad \text{Ec.1.140}$$

siendo t_{off} = Tiempo de bloqueo del interruptor. Así pues:

$$V_o = V_{in} \delta \quad \text{Ec.1.141}$$

De esta expresión se deduce que este tipo de convertidor permite en principio obtener solamente tensiones inferiores a la de la entrada como ya se menciono anteriormente, ya que $\delta_{\text{máx}} = 1$ y de idéntica polaridad a la de la entrada.

La incorporación de un transformador como el que se indica en la figura 1.37 permite obtener tensiones superiores a la de la entrada utilizando transformadores elevadores. Por lo tanto, la expresión de la tensión de salida es ahora afectada por la relación de transformación primario-secundario (N) del transformador.

$$V_o = V_{in} \delta N$$

Ec.1.142

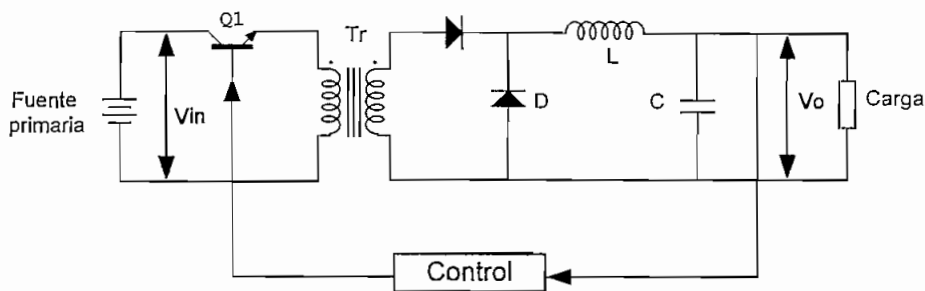


Figura.1.37. Organización básica de un regulador conmutado a frecuencia propia con convertidor directo que utiliza transformador.

- ❖ **Convertidor Indirecto:** En el convertidor indirecto, la energía que procede de la fuente primaria es conducida por el elemento interruptor estático, esta es previamente almacenada en una autoinducción para ser vertida hacia la carga. Este almacenamiento se efectúa durante la conducción del interruptor. Cuando el interruptor se bloquea, la energía acumulada es vertida a la carga después de ser filtrada. Este tipo de convertidor permite obtener tensiones de salida inferiores o superiores a la se entrada sin utilizar necesariamente un transformador, habida cuenta de que la energía previamente almacenada en la autoinducción es liberada con independendencia de cómo ha sido almacenada en ella. Permite además dos configuraciones básicas diferentes: el convertidor inversor de polaridad y el convertidor elevador de tensión.

El convertidor indirecto inversor de la polaridad se lo observa en la figura 1.38, un diodo separador evita que la energía procedente de la fuente primaria se dirija hacia el filtro y la carga cuando el elemento interruptor conduce, almacenándose la energía en la autoinducción como único camino posible. Este mismo diodo permite a su vez que, una vez bloqueado el interruptor, la energía acumulada en la autoinducción fluya hacia el filtro y la carga, esta función la efectúa gracias a la inversión de la polaridad que tiene lugar en la autoinducción en el instante que deja de actuar como receptor para actuar como generador de energía. La polaridad de la salida, obtenida en este tipo de convertidor, está por lo tanto invertida con respecto a la de la entrada. El filtro aquí utilizado es un condensador de entrada ya que su trabajo consiste en recibir la energía previamente almacenada en la autoinducción, y adecuadamente dosificada, es decir cuyo valor pico ha sido regulado. El trabajo que se exige al condensador de filtro en este circuito es mucho más duro que en el caso anterior (como lo es en todos los filtros en los que actúa a la entrada), si se tiene en cuenta que debe mantener la tensión y la corriente de salida durante todo el tiempo en que la autoinducción no entrega energía a la salida. En el caso anterior era la autoinducción la que mantenía la corriente de salida en todo momento.

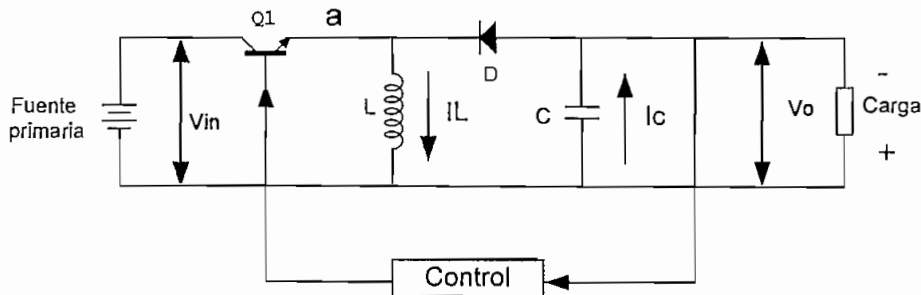


Figura.1.38. Convertidor Indirecto Inversor de Tensión.

En la figura anterior se muestra la operación inversora. Para analizar asumiremos la condición que es verdadera antes de cerrar el interruptor

$$I_L = 0 \quad \text{Ec.1.143}$$

Cuando se cierra el interruptor el voltaje en el punto a será:

$$V_a = V_{in} - V_{sat} \quad \text{Ec.1.144}$$

Donde V_{sat} es el voltaje de saturación del interruptor. En este momento el diodo está inversamente polarizado y la corriente a través del inductor se incrementa a la razón de :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{in} - V_{sat}}{L} \quad \text{Ec.1.145}$$

La corriente en el inductor en cualquier instante será:

$$I_L = \frac{V_{in} - V_{sat}}{L} * t \quad \text{Ec.1.146}$$

Cuando el interruptor se abre, el inductor genera un voltaje que polariza al diodo y el voltaje en el punto a será :

$$V_a = V_{out} - V_d \quad \text{Ec.1.147}$$

La corriente en el inductor decae a una razón de :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{out} - V_d}{L} \quad \text{Ec.1.148}$$

En este convertidor, de acuerdo con la figura 1.39, igualando áreas y teniendo en cuenta que la entrada y la salida funcionan alternativamente, se tiene :

$$V_{in} * t_{on} = V_o * t_{off} = V_o (T - t_{on}) \quad \text{Ec.1.149}$$

Siendo t_{off} = Tiempo de bloqueo del interruptor, introduciendo el parámetro δ , se tiene:

$$V_o = \frac{V_{in} * t_{on}}{T - t_{on}} * \frac{T}{T} = V_{in} * \delta * \frac{T}{T - t_{on}} \quad \text{Ec.1.150}$$

$$V_o = V_{in} * \delta * \frac{T}{T \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right)} \quad \text{Ec.1.151}$$

$$V_o = V_{in} * \delta * \frac{1}{1 - \delta} = \frac{V_{in} * \delta}{1 - \delta} = V_{in} * \frac{\delta}{1 - \delta} \quad \text{Ec.1.152}$$

De esta expresión se deduce que la tensión de salida será inferior a la de la entrada si $\delta < 0.5$ y superior a ella si $\delta > 0.5$.

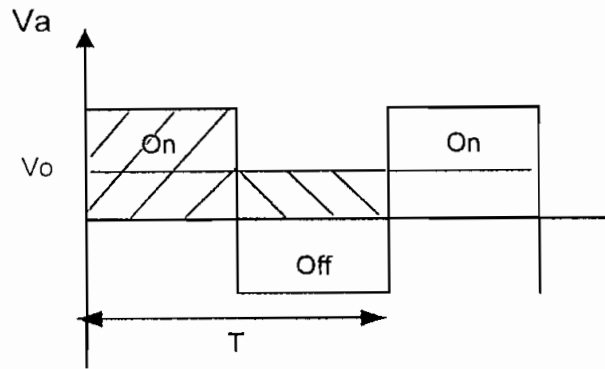


Figura.1.39. Conduções e Bloqueos de las tensiones en un convertidor indirecto inversor de tensión.

La inclusión de un transformador, como se observa en la figura 1.40, permite reinvertir la polaridad de la tensión de salida mediante una simple inversión del sentido de uno de los devanados. En este caso el transformador y la autoinducción almacenadora de energía forman un solo componente al actuar el primario del transformador como autoinducción. Aquí la relación entre la tensión de entrada y salida se verá afectada por la relación de transformación de forma que:

$$V_o = \frac{V_{in} * \delta * N}{(1 - \delta)} \quad \text{Ec.1.153}$$

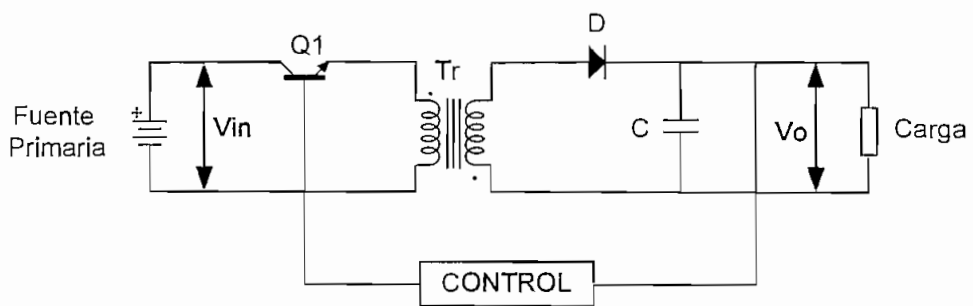


Figura.1.40. Convertidor Indirecto Inversor de Tensión que utiliza Transformador.

Con respecto al anterior, en el convertidor indirecto elevador de tensión figura 1.41, se invierten las posiciones relativas del elemento conmutador y la autoinducción. De esta forma la tensión que produce la autoinducción

cuando actúa como generador (cuando está bloqueado el interruptor) se suma a la tensión primaria, obteniéndose una tensión de salida siempre superior a ella y de idéntica polaridad. El diodo evita ahora que la energía retorne hacia la fuente primaria debido al aumento de tensión, pues impide que pueda seguir diferentes caminos que no sean el de circulación hacia el filtro y la carga.

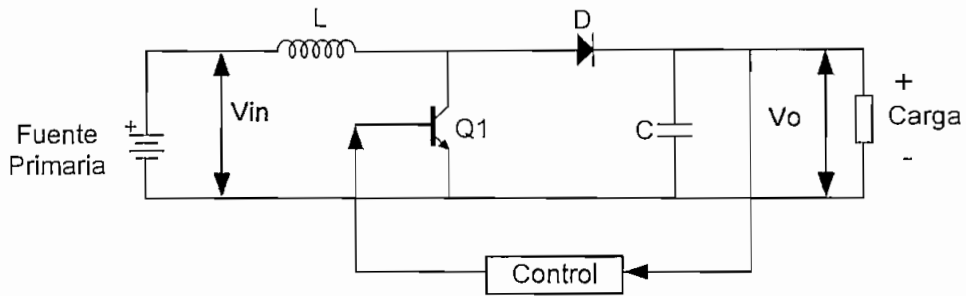


Figura.1.41. Convertidor Indirecto Elevador de Tensión.

Haciendo referencia a la figura 1.41 se tiene que:

➤ Con el interruptor cerrado (transistor saturado), figura 1.41.a, el diodo tendrá su ánodo a un voltaje de 0.2 V, por lo que estará polarizado inversamente. La corriente en el inductor aumentará entonces a razón de $di/dt = V_{in}/L$. Mientras tanto, el capacitor de salida proporciona la energía de salida.

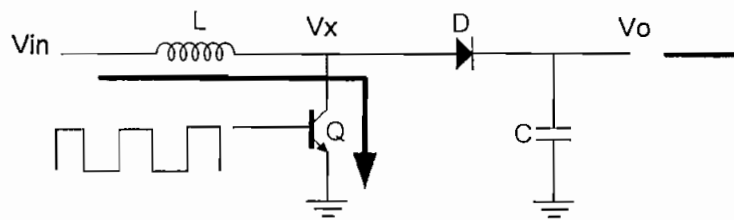


Figura.1.41.a. Transistor Saturado.

➤ Cuando se abre el interruptor (transistor en corte), figura 1.41.b. V_x momentáneamente se encontrará por encima de V_{in} . Este comportamiento es justificado plenamente por la ley de Faraday, en donde se declara que el voltaje inducido en un inductor será el inverso del cambio en el flujo magnético por cada espira del inductor. De este modo

el diodo se polariza directamente y el inductor descarga su corriente al capacitor de salida a razón de: $(V_{out} - V_{in}) / L$.

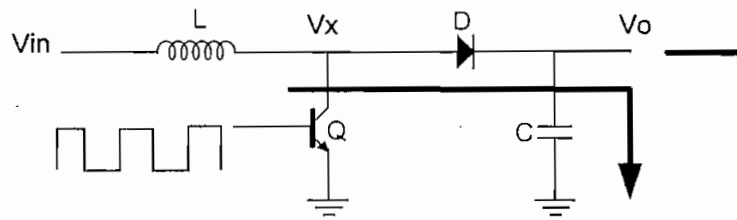


Figura.1.41.b. Transistor Cortado.

La descripción anterior se puede visualizar mejor en la figura 1.42 en donde se grafican tanto corrientes como voltajes de los elementos de la fuente.

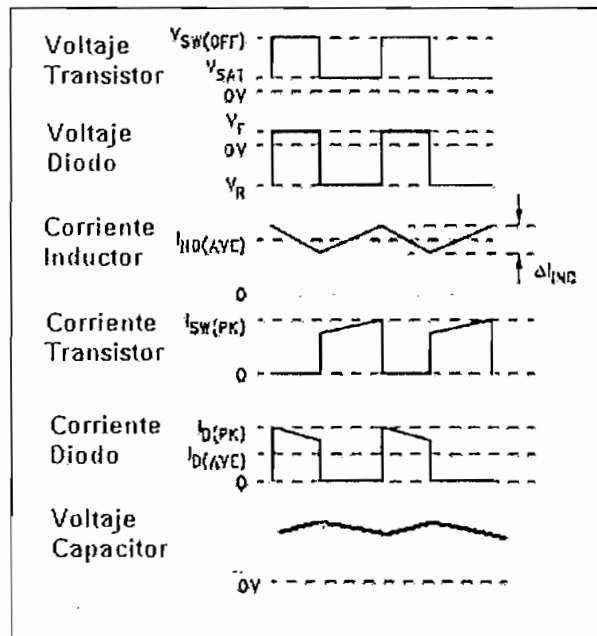


Figura 1.42. Gráfico que Indica las Corrientes y los Voltajes de los Elementos de la Fuente

En el circuito de la figura 1.41 y de acuerdo con la figura 1.43, procediendo de idéntica forma que en los convertidores anteriores se obtiene:

$$(V_o - V_{in}) * t_{off} = V_{in} * t_{on} \tag{Ec.1.154}$$

$$V_o - V_{in} = \frac{V_{in} * t_{on}}{t_{off}}$$

$$V_o = V_{in} + V_{in} \frac{t_{on}}{t_{off}} * \frac{T}{T} = V_{in} + V_{in} * \delta * \frac{T}{T - t_{on}}$$

$$V_o = V_{in} + V_{in} * \delta * \frac{T}{T \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right)} = V_{in} + V_{in} * \delta * \frac{1}{1 - \delta}$$

$$V_o = V_{in} + V_{in} \left(\frac{\delta}{1 - \delta}\right) = V_{in} \left(\frac{1}{1 - \delta}\right) \quad \text{Ec.1.155}$$

Expresión que confirma que siempre $V_o > V_{in}$.

La inclusión de un transformador no tiene aquí justificación, ya que en ningún caso la tensión de salida quedará aislada de la entrada. Solamente se utiliza cuando se obtienen varias salidas en un circuito que es en realidad una combinación de los dos convertidores indirectos descritos.

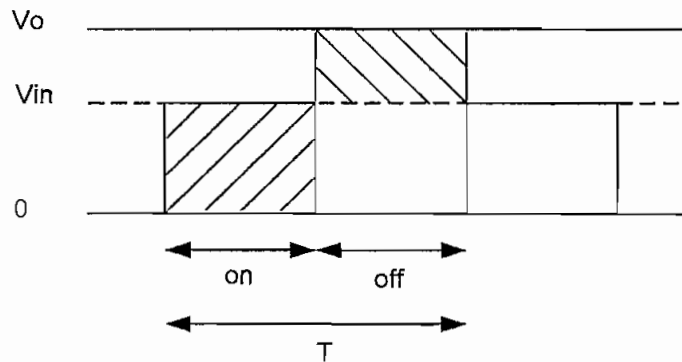


Figura.1.43. Conducciones y Bloqueos de las Tensiones en un Convertidor Indirecto Elevador de Tensión.

❖ **Convertidor Simétrico:** En el convertidor simétrico figura 1.44 es esencial la existencia del transformador, ya que en él se combinan dos interruptores estáticos, alterándose en oposición de fase y actuando sobre un único circuito de salida. Sin transformador no sería factible esta combinación. El funcionamiento es muy parecido al de un convertidor directo doble, en cuyo

circuito de salida se disponen dos diodos para combinar adecuadamente las corrientes procedentes de cada interruptor sin que se produzcan interacciones entre ambos. Ambos diodos actúan en paralelo para dar paso a la corriente de la autoinducción durante los períodos en que ambos interruptores están bloqueados.

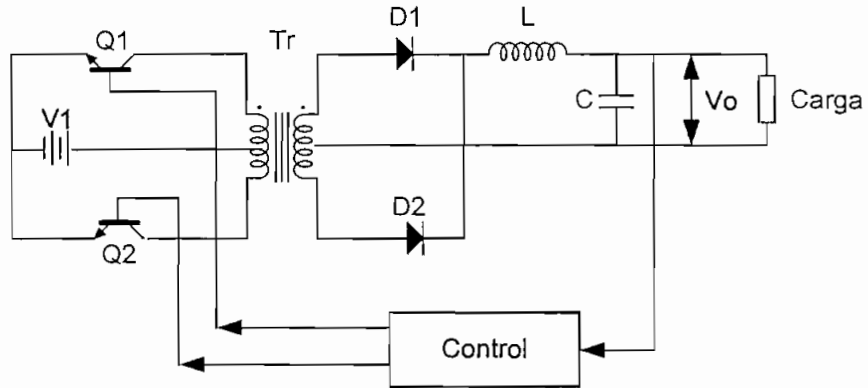


Figura.1.44. Convertidor Simétrico.

De acuerdo con la figura 1.44., operando igual que en el caso del convertidor directo se obtiene:

$$2 * V_{in} * t_{on} = V_o * T \quad \text{Ec.1.156}$$

$$V_o = 2 * V_{in} * \delta$$

Como el transformador es siempre imprescindible:

$$V_o = 2 * V_{in} * \delta * N \quad \text{Ec.1.157}$$

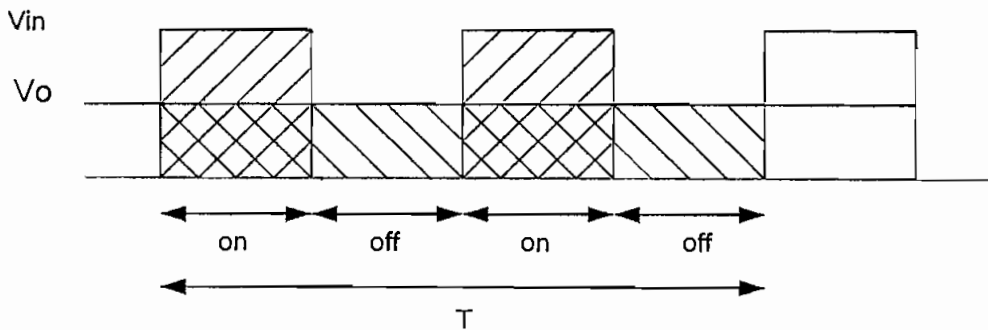


Figura.1.45. Conducciones y Bloqueos de las Tensiones en un Convertidor Simétrico.

1.3.3.3.2.1. Control de las Fuentes Conmutadas a Frecuencia Propia.

Las fuentes conmutadas a frecuencia propia pueden funcionar a frecuencia fija o variable. En el primer caso la frecuencia se obtiene con un generador incorporado al sistema o exterior a él, y que es por lo tanto estable e independiente de las condiciones de trabajo de la fuente. En el segundo las condiciones de trabajo de la fuente determinan la frecuencia de funcionamiento y es por lo tanto variable. No obstante como se ha demostrado, no es la frecuencia, ni siquiera en este último caso, la que determina el control de la fuente. El control de la fuente viene determinado por el ciclo de trabajo, es decir por la relación entre el tiempo de conducción y el período total; que es la suma de los tiempos de conducción y bloqueo; cualquiera que sea la frecuencia que esto represente.

Si el sistema funciona con frecuencia fija, el control actúa directamente sobre el valor del ciclo de trabajo, es decir opera como un modulador de anchura de los impulsos, que es intercalado entre el amplificador de error y el elemento interruptor estático, lo cual se observa en la figura 1.46. Como el tamaño y el costo de los elementos inductivos y los condensadores que necesariamente deben utilizarse en los convertidores descritos es inversamente proporcional a la frecuencia de trabajo, ésta deberá ser tan elevada, en principio, como sea compatible con los tiempos de conmutación de los elementos interruptores (transistores y diodos).

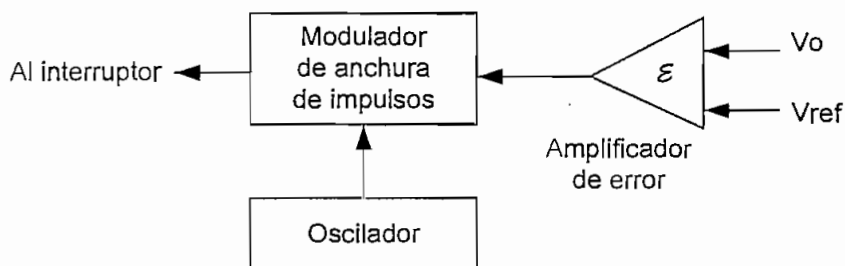


Figura.1.46. Diagrama de bloques del control de un regulador conmutado con frecuencia fija.

En los controles de frecuencia variable, aunque es factible un funcionamiento directo figura 1.47. en el que un simple detector de nivel de la tensión de salida

actúe directamente sobre el interruptor, es mejor fijar de antemano algún parámetro directa o indirectamente relacionado con el tiempo de conducción del interruptor. Esto es debido a que con un sistema de control directo, la frecuencia de trabajo está determinada según el tipo de convertidor por la saturación del núcleo de la autoinducción y por lo que somete al interruptor a un funcionamiento forzado. Además, funciona solamente con convertidores directos.

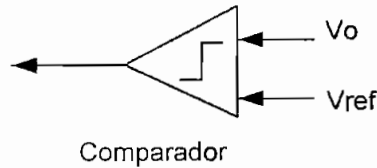


Figura.1.47. Diagrama de bloques del control de un regulador conmutado con frecuencia variable.

1.3.3.3.4 Ventajas y Desventajas:

La utilización de una fuente conmutada, como ya se dijo anteriormente trae grandes ventajas, entre las que se puede citar:

- Su baja disipación de potencia y alta eficiencia, esto se justifica debido a que su elemento de control se encuentra ya sea saturado o apagado en forma intermitente, disminuyendo la disipación de potencia aún para grandes diferencias de tensión entre la entrada y la salida.
- Su capacidad de dar voltajes de salida superiores (o inclusive de distinta polaridad) a los de la entrada, por lo cual se suele llamar a estas fuentes con el nombre de transformador DC-DC.
- Finalmente se puede nombrar la ventaja de ser fuentes de poco peso y de dimensión reducida al tener la capacidad de operar sin el voluminoso transformador reductor de 60 Hz. Por estas razones es que las fuentes conmutadas son utilizadas universalmente en la industria de computación y electrónica.

Sin embargo, las fuentes conmutadas también tienen sus desventajas. Quizá la más seria es la generación de ruido de conmutación. Este ruido se hace presente de tres formas:

- a. En la salida en forma de voltaje rizado típicamente en el orden de los 10mV a 100mV pico pico, a la frecuencia de oscilación del controlador.
- b. Rizado impuesto sobre la fuente de alimentación, de nuevo a la frecuencia de conmutación.
- c. Ruido irradiado a la frecuencia de oscilación y sus armónicas provenientes de corrientes de conmutación en el inductor y el cableado.

1.4 PROTECCION CONTRA CORTOCIRCUITOS²³

Como ya se mencionó en la sección 1.3.1, en una fuente regulada en serie, un cortocircuito es fatal para el transistor de control, ya que este, es el que tiene que soportar toda la corriente de cortocircuito. Por tal motivo es conveniente añadir, un elemento de protección contra cortocircuitos, que desconecten el control cuando se produzca alguno. Así a continuación se analizarán los dos tipos más usados.

Una forma de protección para cortocircuito o sobrecarga es la limitación de corriente, como se muestra en las figuras 1.48 a, b y c.

El funcionamiento de los circuitos de la figura 1.48 a y b es similar, ya que los diodos D_1 y D_2 no conducen hasta que la diferencia de potencia a través de la resistencia R_S sobrepasa la tensión de umbral directa ($V_D = 0.6V$), Por lo tanto, en el caso de cortocircuito, la corriente I_S sólo aumentaría hasta un límite determinado por:

Por lo tanto se tiene que:

$$I_S = \frac{n * V_D - V_{BE}}{R_S} \quad \text{Ec1.158}$$

²³ Desarrollo realizado en clase por el Ing Antonio Calderón
<http://www.org/lecciones/CAP16/cap1615.htm>

Donde n : Número de diodos.

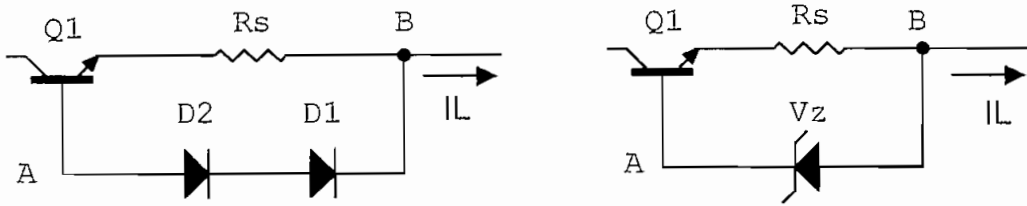


Figura 1.48 a y b Limitador de Corriente Utilizando Diodos y Diodos Zener Respectivamente

La cantidad de diodos que se pone es 1 por juntura y 1 por R_S , también es posible hacer un circuito limitador de corriente con un diodo zener, como se lo puede observar en la figura 1.48 b. En donde se tiene que:

$$R_S = \frac{V_Z - V_{BE}}{I_{Lm\acute{a}x}} \quad \text{Ec.1.159}$$

Otro circuito limitador de corriente es a través de un transistor como el que se puede ver en la figura 1.48 c. Conforme aumenta la corriente I_L , la caída de tensión a través de R_S , se incrementa, Cuando la caída de voltaje a través de R_S llega a ser lo suficientemente grande, activará al transistor Q_2 , derivando corriente de la base del transistor Q_1 y reduciendo, por tanto, la corriente de carga a través del transistor Q_1 y previniendo cualquier corriente adicional hacia la carga R_L . La acción de los componentes R_S y Q_2 proporciona la limitación de la corriente de carga máxima.

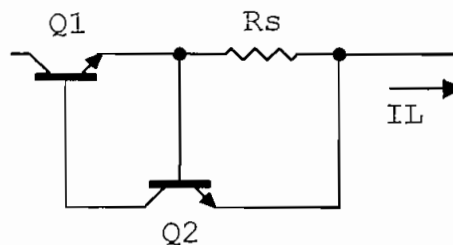


Figura 1.48 c. Limitador de Corriente Utilizando Transistores.

Haciendo referencia a la figura 1.48 c se tiene que:

$$R_S = \frac{V_{BE}}{I_{Lm\acute{a}x}} \quad \text{Ec.1.160}$$

La desventaja más grande de estos limitadores de corriente, es que el elemento de control no deja de conducir totalmente en el momento del cortocircuito, lo que ocasiona que este disipe potencia. Para contrarrestar esta desventaja, se procederá a realizar el diseño del circuito de protección utilizando un SCR, el cual es un circuito muy simple y sencillo, como se lo puede ver en el capítulo dos, en el cual se realizan los diseños para cada una de las fuentes.

El símbolo gráfico para el SCR se muestra en la figura 1.49 haciendo referencia a dicha figura, si se va a establecer la conducción directa, el ánodo debe ser positivo respecto al cátodo. Sin embargo, esto no es suficiente para encender el dispositivo. También se debe aplicar un pulso de magnitud suficiente a la compuerta para establecer una corriente de encendido de compuerta, representada simbólicamente por I_{GT} .

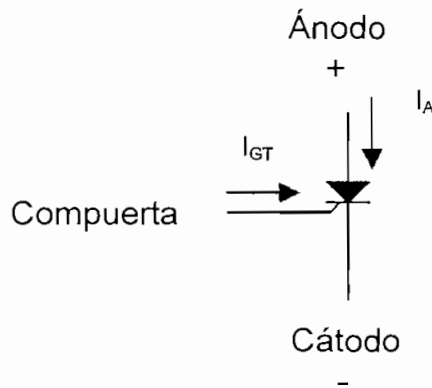


Fig. 1.49 Símbolo del SCR

Los métodos generales para apagar un SCR se categorizan como la interrupción de corriente de ánodo y la técnica de conmutación forzada. El primer método es el que se utilizará, en el presente proyecto.

CAPÍTULO 2

DISEÑO DE FUENTES REGULADAS

CAPITULO 2

DISEÑOS DE FUENTES REGULADAS

En este capítulo se realizará el diseño de la fuente de voltaje regulada para cada uno de los rangos de valores establecidos en la introducción, la cual es la cuarta de las etapas del diagrama de bloques de la figura 1.1. Cada uno de los diseños cuenta con sus respectivas protecciones, para evitar cualquier daño cuando se produzca corto-circuito o fallas en la utilización del equipo. Además con el fin de que el estudiante que desee ampliar sus conocimientos sobre el tema, tenga a su disposición un documento didáctico que le sirva de guía de consulta e información, se ha optado por realizar diseños diferentes, utilizando como herramientas, la información que proporcionan los libros, Internet, revistas, etc y lo más importante utilizando los conocimientos obtenidos a lo largo de la carrera, en lo que se refiere al tema.

2.1 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA CON REALIMENTACIÓN²³.

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.1.1 ESPECIFICACIONES

Las especificaciones para esta fuente son las siguientes:

- Tensión de salida máxima 15 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 500 \text{ mA}$

Para cumplir con lo mencionado se necesitará a la entrada de la fuente, por lo menos $V_{in} = 33$ voltios DC, esto es porque se considera el voltaje de salida que varía desde 15 a 30 V_{DC} , más 3 voltios que caen entre colector emisor del transistor que hace las veces de elemento de control del circuito;

se consideran 3 voltios para trabajar en la parte plana de las curvas I_C vs V_{CE} y con ello es posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B .

2.1.2 DESCRIPCION, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO

El procedimiento general para el diseño del regulador de voltaje con realimentación, esta representado en el diagrama de bloques de la figura 2.1. La estabilización del voltaje se realiza comparando una muestra del voltaje de salida, con un voltaje de referencia, cualquier error resultante de la comparación de las dos tensiones mencionadas se amplifica excitando al elemento de control, el cual a su vez controla la salida.

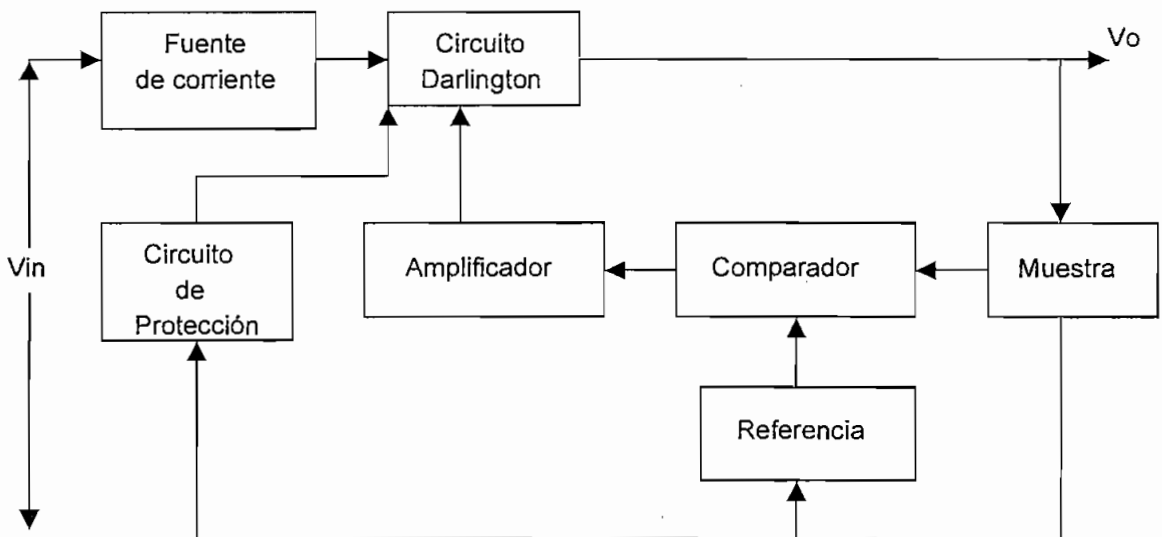


Figura 2.1. Diagrama de Bloques para un Regulador con Realimentación

Tomando como referencia a la figura 2.1, el circuito regulador con realimentación queda de la siguiente manera:

²³ Desarrollo proporcionado por el Ing Antonio Calderón

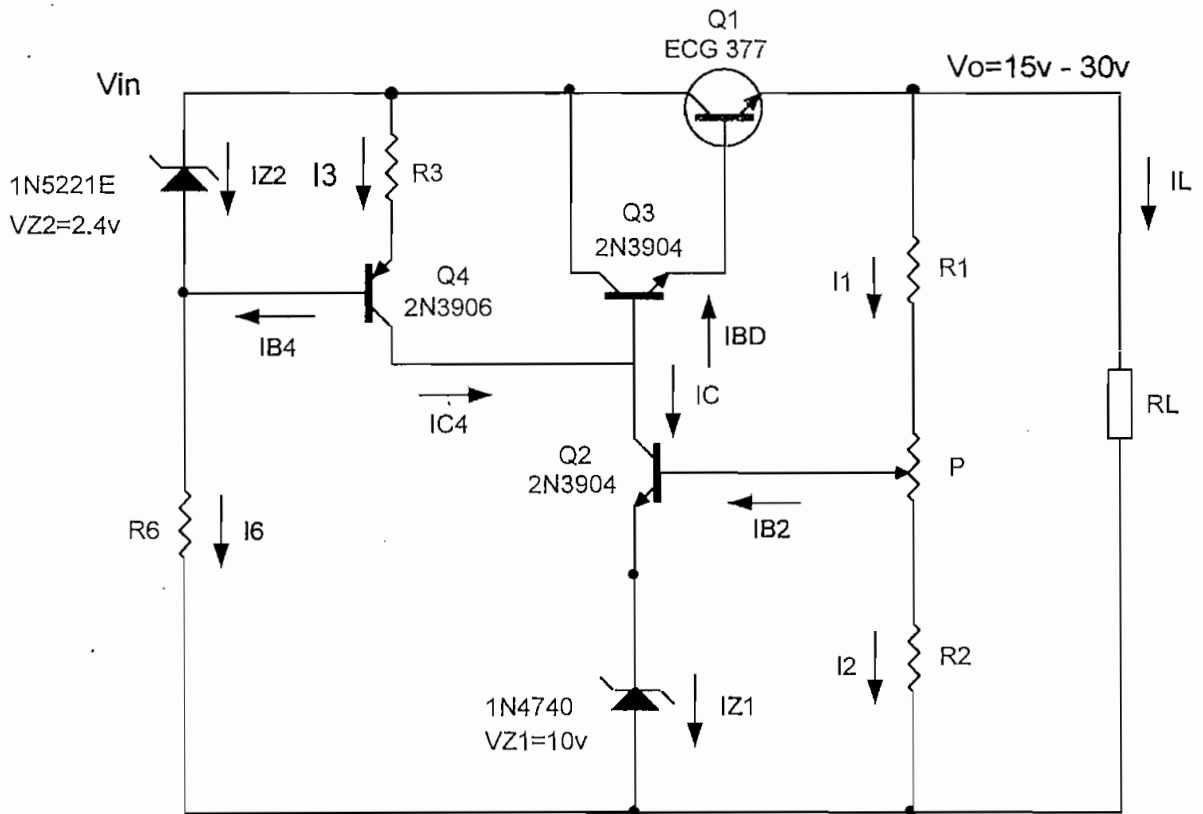


Figura 2.2. Fuente Regulada de Voltaje con realimentación.

El análisis de funcionamiento y diseño de este circuito fue realizado en la sección 1.3.1.1.2, por tal motivo se recurrirá a las ecuaciones especificadas en dicho capítulo, también se realizarán algunas modificaciones considerando las especificaciones de la fuente, por lo tanto se tiene:

.El circuito de control consta de dos transistores en configuración darlington como se puede ver en la figura 2.2, el cual permite suministrar la corriente necesaria a la salida, como también controlar dicha corriente.

Para comenzar el diseño de esta etapa se asume un valor aproximado para la polarización del circuito (V_{in}), para de esta manera obtener las características del transistor, las cuales vienen definidas por la potencia de disipación máxima P_Q , voltaje colector-emisor $V_{CEm\acute{a}x}$ y la corriente máxima que debe soportar I_C

Haciendo uso de las ecuaciones 1.67, 1.68 y 1.69 se tiene:

$$V_{in} = 30V + V_{CE1}$$

Remplazando el valor recomendado de $V_{CE1} = 3V$, se tiene:

$$V_{in} = 30V + 3V = 33V$$

Con los valores anteriormente calculados y con la $I_c = I_L = 500mA$ podemos determinar la P_{Q1}

$$P_{Q1} \geq V_{in} * I_{c1} = 33V * 500mA = 16.5W$$

Por lo tanto las características del transistor a utilizar se presentan en la tabla 2.1.

Parámetro	Valor y Unidades
P_Q	$\geq 16.5W$
I_c	$\geq 500mA$

Tabla.2.1 Datos para determinar las características del transistor.1

De a acuerdo a las características expuestas en la tabla 2.1, se seleccionó el transistor de potencia ECG377, con $\beta_1 = 50$

Una vez calculado el valor de la potencia de disipación del transistor 1 (P_{Q1}), se procede a realizar el cálculo para determinar las características del transistor 3, es así que:

$$P_{Q3} \geq \frac{P_{Q1}}{\beta_1}$$

$$P_{Q3} \geq \frac{16.5W}{50} = 0.33W$$

De a acuerdo a la potencia calculada para el transistor 3, se ha seleccionado el transistor 2N3904 con $\beta_2 = 100$, para formar el darlington., por lo tanto:

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_3$$

$$\beta_D = 50 * 100 = 5000$$

A continuación una vez seleccionado el tipo de transistor se procede a calcular la corriente de base (I_{BD}), haciendo uso de la ecuación 1.72 y considerando que $\beta = \beta_D$

$$I_{BD} = \frac{I_L}{\beta_D} = \frac{500\text{mA}}{5000} = 0.1\text{mA}$$

Haciendo referencia a la figura 2.2 se tiene:

$$V_{in} = V_0 + 2V_{BE} + V_{CE4} + V_{R3} \quad \text{Ec.2.1}$$

Para el presente caso se ha seleccionado el diodo zener 1N5221E cuyas características son: $V_{Z2} = 2.4\text{V}$, $I_{Z2} = 10\text{mA}$; bien se puede seleccionar un zener de otras características, pero esto implica que el V_{in} aumente.

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base y considerando que ésta última es muy pequeña se tiene que: $I_{C4} = I_{E4} = I_3 = 5.1\text{mA}$

Con la corriente de colector 4 (I_{C4}) establecida, se procede a determinar el valor de las corrientes restantes I_{B4} , I_6 , haciendo uso de las ecuaciones 1.75 y 1.76.

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{\beta_4}$$

$$I_6 = I_{Z2} + I_{B4}$$

$$I_{B4} = \frac{5.1\text{mA}}{100}$$

$$I_6 = 10\text{mA} + 0.051\text{mA}$$

$$I_{B4} = 0.051\text{mA}$$

$$I_6 = 10.051\text{mA}$$

Determinadas las corriente I_3 , se calcula el valor de la R_3 , para lo cual necesitamos el valor del voltaje, para esto se utiliza el esquema de voltajes de la figura 2.2.

$$V_{R3} = V_{Z2} - V_{BE}$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_3}$$

$$V_{R3} = 2.4V - 0.6V$$

$$R_3 = \frac{1.8V}{5.1mA}$$

$$V_{R3} = 1.8V$$

$$R_3 = 352.94\Omega \Rightarrow 330 \Omega$$

Haciendo uso de la ecuación 2.1 y reemplazando el valor de V_{R3} se tiene el valor del voltaje de entrada.

$$V_{in} = V_0 + 2V_{BE} + V_{CE4} + V_{R3}$$

$$V_{in} = 30V + 2 * (0.7V) + 3V + 1.8V$$

$$V_{in} = 36V$$

Con el valor de I_6 y V_{in} , se calcula el valor de R_6 de la siguiente manera.

$$V_{R6} = V_{in} - V_{Z2}$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_6}$$

$$V_{R6} = 36V - 2.4V$$

$$R_6 = \frac{33.6V}{10.051mA}$$

$$V_{R6} = 33.6V$$

$$R_6 = 3342.95\Omega \Rightarrow 3900 \Omega$$

Para continuar con el diseño de la fuente, es necesario determinar el valor del voltaje del zener 1, para lo cual haciendo uso de la ecuación 1.81 y asumiendo un $V_{CE2} = 3V$ se tiene que:

$$V_{Z1} = V_{O_{min}} + V_{BED} - V_{CE2}$$

Donde $V_{BED} = 2 * V_{BE}$

Entonces:

$$V_{Z1} = 15V + 1.2V - 3V$$

$$V_{Z1} = 13.2V$$

Por lo tanto la corriente que pasa por el zener 1 (I_{Z1}), debe cumplir:

$I_{Z1} \gg I_{BD}$ con la finalidad de que I_{C2} no dependa tanto de las variaciones de la carga, además, como se observa en la figura 2.2, la corriente de colector 2 (I_{C2}), es prácticamente la corriente que circula por el zener 1

$I_{Z1} = I_{ZT}$ Para que el zener regule,

Por lo tanto, para el presente caso, se selecciono el diodo zener 1N4740 cuyas características son: $V_{z1} = 10\text{v}$, $I_{z1} = 10\text{mA}$; se selecciono ese valor para mayor facilidad de cálculos,

Con la corriente de base darlington establecida, y con la condición de que $I_{C2} = I_{z1}$ se procede a determinar el valor de I_{C4} , y además se puede comprobar que la I_{C2} si es mucho mayor que I_{BD} , así se tiene:

$$\begin{aligned} I_{C2} &= 100 * I_{BD} & I_{C4} &= I_{BD} + I_{C2} \\ I_{C2} &= 100 * 0.1\text{ma} & I_{C4} &= 0.1\text{mA} + 5\text{mA} \\ I_{C2} &= I_{z1} = 10\text{mA} & I_{C4} &= 5.1\text{mA} \end{aligned}$$

A partir de I_{C2} se calcula el valor de I_{B2}

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{10\text{mA}}{100} = 0.1\text{mA}$$

A partir de I_{B2} se determina el valor de las corrientes restantes, haciendo uso de las ecuaciones 1.83 y 1.84.

$$\begin{aligned} I_2 &= 10 * I_{B2} & I_1 &= I_2 + I_{B2} \\ I_2 &= 10 * 0.1\text{ma} & I_1 &= 1\text{mA} + 0.1\text{mA} \\ I_2 &= 1\text{Ma} & I_1 &= 1.1\text{mA} \end{aligned}$$

Para realizar el cálculo de R_1 se hace uso de las ecuaciones 1.92 y 1.94.

$$\begin{aligned} V_{B2} &= V_{z1} + V_{BE2} & R_1 &= \frac{V_{\text{omin}} - V_{B2}}{I_1} = \\ V_{B2} &= 10\text{V} + 0.6\text{V} & R_1 &= \frac{15\text{V} - 10.6\text{V}}{1.1\text{mA}} \\ V_{B2} &= 10.6\text{V} \end{aligned}$$

$$R_1 = 4000\Omega \Rightarrow R_1 = 4700\Omega$$

Para encontrar el valor de R_2 en cambio se hace uso de las ecuaciones 1.95 y 1.100.

$$I_1 = \frac{V_{Om\acute{a}x}}{R_1 + \frac{V_{B2}}{I_2}}$$

$$R_2 = \frac{V_{B2}}{I_2}$$

$$I_1 = \frac{30V}{4700 + \frac{10.6V}{1mA}}$$

$$R_2 = \frac{10.6V}{1.96mA}$$

$$I_1 = 1.96mA$$

$$R_2 = 5408.16\Omega \Rightarrow R_2 = 5.6K\Omega$$

Mediante la ecuación 1.98 encontraremos el valor del potenciómetro P. Así:

$$P + R_2 = \frac{V_{B2}}{I_2}$$

$$P = \frac{V_{B2}}{I_2} - R_2$$

$$P = \frac{10.6V}{1mA} - 10.6 K\Omega = 20 K\Omega$$

Circuito de Protección.

En la fuente regulada en serie, un cortocircuito es fatal para el transistor de control ya que tiene que soportar toda la corriente de cortocircuito, por lo tanto es conveniente añadir un elemento de protección, que desconecte el control cuando se produzca alguno.

Las razones fundamentales para escoger el circuito de protección utilizando un SCR, es debido a que este tiene una ventaja más sobresaliente con respecto a otros limitadores de corriente, como ya se dijo en la sección 1.4, es así que al producirse un corto circuito, el SCR se dispara, ocasionando que el elemento de control deje de conducir, es decir entre en la región de corte, lo que ocasiona que este elemento no disipe potencia, en el momento del cortocircuito, lo que ocurre con los otros limitadores de corriente. El circuito de protección es muy simple, y a continuación se presenta este, en conjunto con el circuito que indica cuando existe un corto circuito.

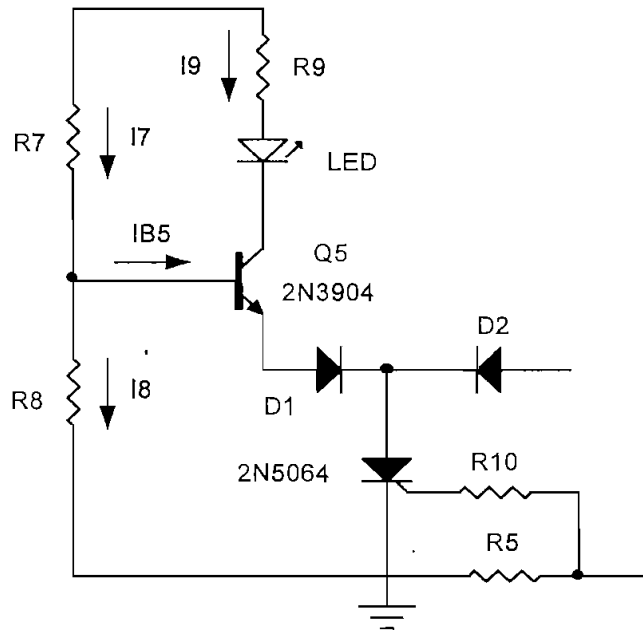


Figura 2.3. Circuito de Protección

La corriente límite ($I_{L \text{ Límite}}$) que debe circular por la fuente es 500mA, por lo tanto, este será el valor con el cual entrará a funcionar el SCR en el momento que exista un cortocircuito; R_5 es la resistencia limitadora, la cual tiene un voltaje en ese momento de 0.7V y la corriente que circulará a través de ella son los 500mA aproximadamente.

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I_{L \text{ Límite}}}$$

$$R_5 = \frac{0.7V}{500mA}$$

$$R_5 = 1.2\Omega \Rightarrow R_5 = 1\Omega$$

El valor de R_{10} es: $R_{10} > 1000\Omega$ valor recomendado en el ECG, para el SCR 2N5064 $\Rightarrow R_{10} = 1200\Omega$ valor comercial.

El objetivo del resto del circuito es avisar cuando se ha producido un cortocircuito, en fin su funcionamiento es el siguiente: el LED debe encenderse cuando exista un cortocircuito, es decir cuando el SCR actúe, y el D_1 conduzca por tal motivo, cuando esto suceda, el voltaje de disparo del SCR es

0.7V, y el voltaje del $D_1 = 0.7V$ entonces a continuación se calculará los valores de las corrientes que intervienen en el circuito de protección, así :

Se asume una corriente I_9 necesaria para encender el LED igual a 10mA, con este valor y haciendo referencia a la figura 2.7, se calcula I_{B5} .

$$I_{B5} = \frac{I_9}{\beta_5}$$

$$I_{B5} = \frac{10\text{mA}}{100}$$

$$I_{B5} = 0.1\text{mA}$$

Con la corriente de base establecida, se procede a determinar el valor de I_7 , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_8 \gg I_{B5}$, con la finalidad de mantener estabilidad de polarización, para evitar variaciones en el voltaje de base.

$$I_8 = 10 * I_{B5}$$

$$I_8 = 10 * 0.1\text{mA}$$

$$I_8 = 1\text{mA}$$

$$I_7 = I_8 + I_{B5}$$

$$I_7 = 1\text{mA} + 0.1\text{mA}$$

$$I_7 = 1.1\text{mA}$$

Determinadas las corrientes, se calcula el valor de R_8 , pero previamente se calcula su voltaje.

$$V_{R8} = V_{B5} = V_{BE5} + V_{D1} + V_{SCR}$$

$$V_{R8} = 0.7V + 0.7V + 0.7V$$

$$V_{R8} = 2.1V$$

$$R_8 = \frac{V_{R8}}{I_8}$$

$$R_8 = \frac{2.1V}{1\text{mA}}$$

$$R_8 = 2100\Omega \Rightarrow 2200\Omega$$

Para calcular el valor de R_7 se considera un valor de $V_{in'}$ diferente al V_{in} calculado anteriormente, para la fuente con realimentación, ya que como se podrá observar de mejor manera en el circuito completo de la fuente, el circuito de protección se encuentra alimentado con la mitad del voltaje de entrada, el objetivo de esto es cambiar el nivel de la salida para obtener un voltaje mínimo

de 0V y un máximo de 15V para esto se hará uso de un transformador con toma central. Así pues se tiene: $V_{in'} = 17V$.

Una vez que se tiene el voltaje de entrada se calcula el voltaje en R_7 y en R_9

$$\begin{aligned} V_{R7} &= V_{in'} - V_{R8} & V_{R9} &= V_{in'} - V_{SCR} - V_{D1} - V_{CE5} \\ V_{R7} &= 17V - 2.1V & V_{R9} &= 17V - 0.7V - 0.7V - 3V \\ V_{R7} &= 14.9V & V_{R9} &= 12.6V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_7 &= \frac{V_{R7}}{I_7} & R_9 &= \frac{V_{R9}}{I_9} \\ R_7 &= \frac{14.9V}{1.1mA} & R_9 &= \frac{12.6V}{10mA} \end{aligned}$$

$$R_7 = 13545.45 \Omega \Rightarrow 12K\Omega$$

$$R_9 = 1260\Omega \Rightarrow 1.2K\Omega$$

El objetivo de colocar los diodos en el circuito consiste en:

- El diodo 1 es usado para soportar el voltaje que cae entre ánodo y cátodo, cuando este está trabajando en polarización inversa, puesto que al eliminarlo, el transistor 5 debería soportar un voltaje negativo de aproximadamente 29.4v, como V_{BE} , cuando el SCR no se haya disparado aún, lo cual dañaría al transistor.
- El diodo 2 en cambio es usado para evitar que el D_1 conduzca y el LED se encienda, cuando el voltaje de colector del transistor 3 baje demasiado, cuando esto suceda el D_2 deja de conducir, porque el voltaje en el cátodo es mayor que el voltaje en el ánodo, ocasionando de esta manera que no se produzca lo dicho anteriormente, puesto que esto debe suceder únicamente en el momento de que exista un cortocircuito.

En la tabla 2.2 se presenta la lista de elementos utilizados para la fuente regulada de 0 a 15V.

Elemento	Valor y Unidades	Elemento	Valor y Unidades
R ₁	4.7 KΩ	R ₆	3.9 KΩ
R ₂	5.6 KΩ	R ₇	12 KΩ
R ₃	330 Ω	R ₈	2.2 KΩ
R ₄	5.6 KΩ	R ₉	1.2 KΩ
R ₅	1 Ω	R ₁₀	1.3 KΩ
P	20 KΩ		

Tabla.2.2 Lista de Elementos para la Fuente de 0 a 15V.

2.1.3 DIAGRAMA COMPLETO

A continuación en la figura 2.4 se observa la fuente regulada de voltaje con realimentación, con cada uno de sus valores, la cual comprende una de las primeras fuentes didácticas de este proyecto, todavía esta no está completa, pero sus etapas complementarias se las hará en los siguientes secciones.

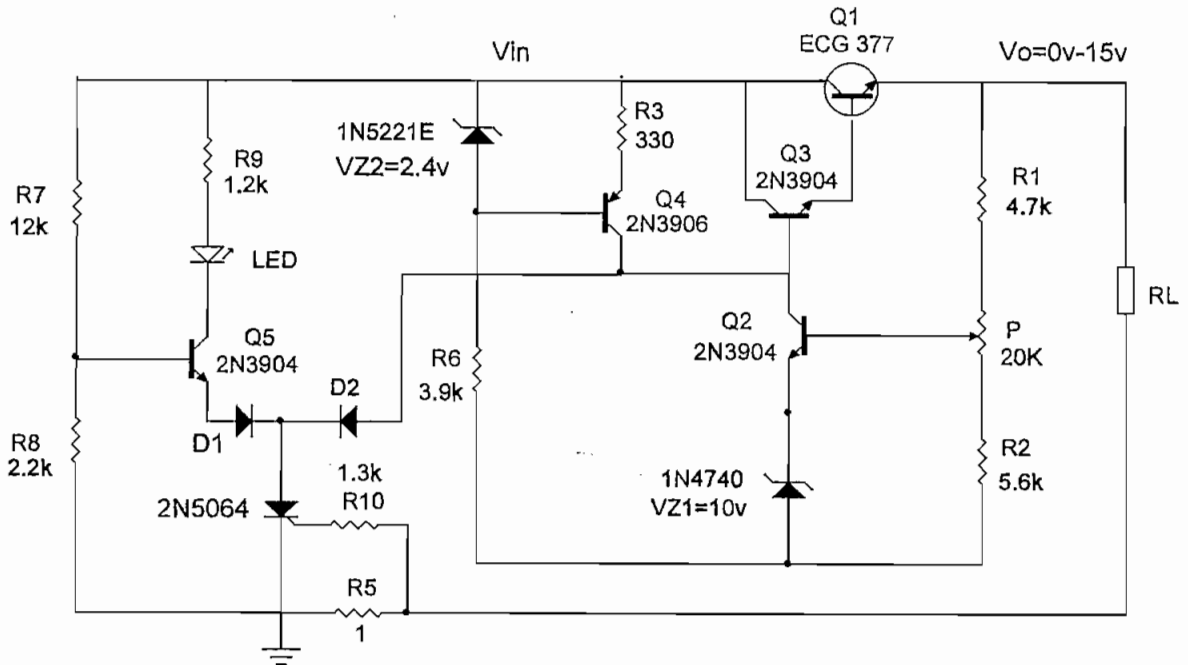


Figura 2.4 Fuente de Voltaje Regulada de 0V a 15V.

Como se dijo anteriormente que cualquier variación del voltaje de entrada debe ser atenuada, para que el voltaje de salida V_0 sea constante, entonces se procede a calcular el factor de regulación del circuito de la figura 2.4.

Tomando como referencia el análisis para variaciones (señal) analizado en la sección 1.3.1.1.2, se tiene que:

Haciendo uso de la ecuación 1.69 donde:

$$B = \frac{R_3 // (\beta_1 + 1)(r_{e1} + R_L)}{r_{e2} + r_z} * \frac{R_2 // Z_{inT2}}{R_1 + (R_2 // Z_{inT2})}$$

Y recordando que:

1. En vez de R_3 , ahora se tiene una fuente de corriente.
2. El circuito de control está formado por dos transistores en configuración darlington.
3. El divisor de tensión está formado por R_1 , R_2 y P , ya no solo por dos resistencias.

Entonces la expresión de B queda de la siguiente manera:

$$B = \frac{Z_{OT4} // Z_{inTD}}{r_{e2} + r_{z1}} * \frac{R_2 // Z_{inT2}}{(R_1 + P) + (R_2 // Z_{inT2})} \quad \text{Ec.2.2}$$

Donde:

- Z_{OT4} : Impedancia de salida (transistor 4).

$$Z_{OT4} \rightarrow \infty \quad \text{Ec.2.3}$$

(El transistor 4 está trabajando como emisor común, por lo tanto lo que se ve a la salida es una fuente de corriente cuya impedancia es infinita)

- Z_{inTD} : Impedancia de entrada (configuración darlington).

$$Z_{inTD} = (\beta_D + 1)(r_{eD} + R_L') \quad \text{Ec.2.4}$$

$$R_L' = R_L // (R_1 + R_2 + P) // Z_{inT2} \quad \text{Ec.2.5}$$

$$\text{Pero } R_L' \cong R_L$$

- Z_{inT2} : Impedancia de entrada (Transistor 2).

$$Z_{inT2} = (\beta_2 + 1)(r_{e2} + r_{z1}) \quad \text{Ec.2.6}$$

- r_z : Resistencia del zener.
- r_e : Resistencia dinámica del transistor.

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E} \quad \text{Ec.2.7}$$

Entonces remplazando las ecuación 2.3, 2.4, 2.5 y 2.6 en la ecuación 2.2 se tiene:

$$B = \frac{\infty // ((\beta_D + 1)(r_{eD} + R_L))}{r_{z1} + r_{e2}} * \frac{R_2 // (r_{e2} + r_{z1}) * (\beta_2 + 1)}{(R_1 + P) + (R_2 // (r_{e2} + r_{z1}) // (\beta_2 + 1))} \quad \text{Ec.2.8}$$

Ahora usando la ecuación 2.7 se procede a realizar el cálculo de r_{e2} y r_{eD} , donde los valores de las corrientes son los obtenidos en el diseño.

$$\begin{aligned} r_{e2} &= \frac{26\text{mV}}{I_{E2}} & r_{eD} &= 2 * \frac{26\text{mV}}{I_{ED}} \\ r_{e2} &= \frac{26\text{mV}}{10\text{mA}} & r_{eD} &= 2 * \frac{26\text{mV}}{500\text{mA}} \\ r_{e2} &= 2.6\Omega & r_{eD} &= 0.104\Omega \end{aligned}$$

Remplazando los valores anteriormente calculados, el valor de $\beta_D = 5000$, el valor

de $r_{z1} = 10\Omega$ y el valor de $R_L = \frac{30\text{V}}{500\text{mA}} = 60\Omega$; en la ecuación 2.8, entonces se

tiene:

$$B = \frac{\infty // ((5000 + 1)(0.104\Omega + 60\Omega))}{10\Omega + 2.6\Omega} * \frac{56000\Omega // ((2.6\Omega + 10\Omega) * (100 + 1))}{(4700\Omega + 20000\Omega) + (5600\Omega // ((2.6\Omega + 10\Omega) * (100 + 1)))}$$

$$\blacktriangleright \text{FR} = B = 961.15$$

2.2 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 a 10V²⁴.

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.2.1 ESPECIFICACIONES

Esta es una fuente sencilla y económica, pero al mismo tiempo muy práctica, porque puede proporcionar tensiones de 0 a 10 voltios y corrientes hasta de 1.5 Amperios. La única recomendación importante a tener en cuenta es que: El transistor Q_1 , como en el caso anterior y en los casos siguientes, debe estar colocado sobre un buen disipador térmico.

Para cumplir con lo mencionado se necesitará a la entrada de la fuente, por lo menos $V_{in} = 13$ voltios DC, esto es porque se considera el voltaje de salida que varía desde 0 a 10 V_{DC} , más 3 voltios que caen entre colector emisor del transistor que hace las veces de elemento de control del circuito; se consideran 3 voltios para trabajar en la parte plana de las curvas I_C vs. V_{CE} y con ello es posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B .

2.2.2 DESCRIPCION, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO

Para comenzar el diseño de esta etapa asumimos un valor aproximado para la polarización del circuito (V_{in}), para de esta manera obtener las características del transistor, las cuales vienen definidas por la potencia de disipación máxima P_Q , voltaje colector-emisor $V_{CEmáx}$ y la corriente máxima que debe soportar I_C

A continuación la figura 2.5 muestra el circuito a diseñarse.

²⁴ Diseño proporcionado por el Ing. Antonio Calderón

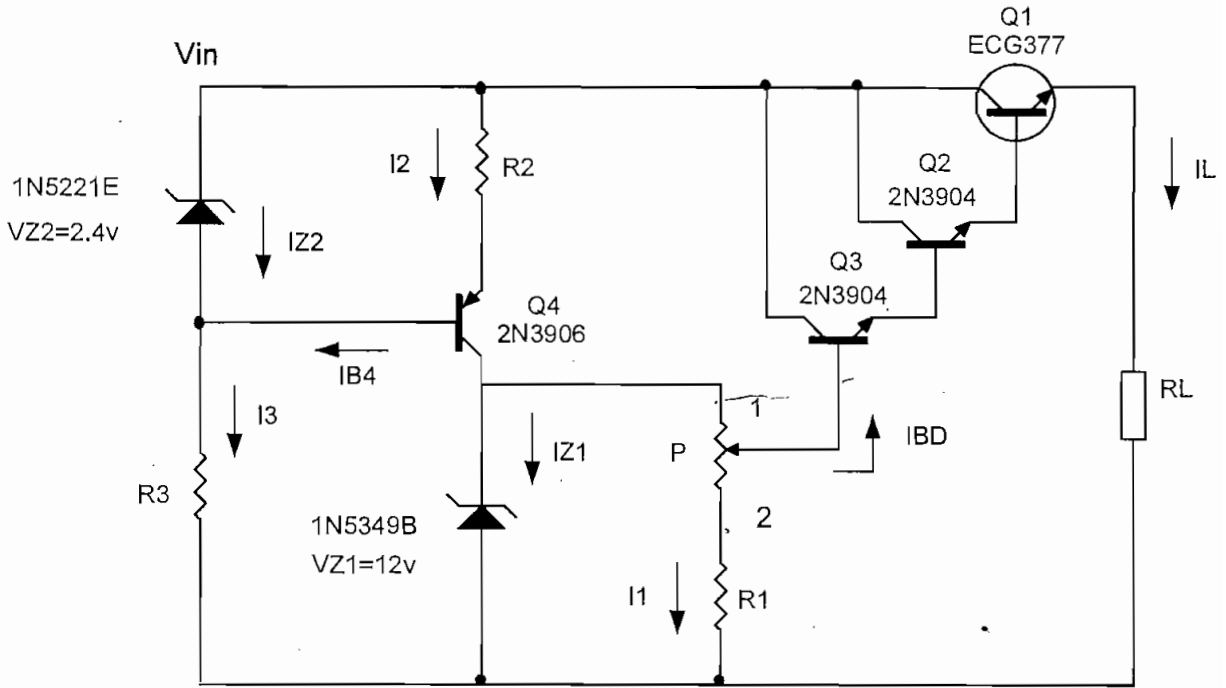


Figura 2.5 Fuente de Voltaje Regulada de 0 a 10V.

Para comenzar el diseño de la etapa de control se asume un valor aproximado para la polarización del circuito (V_{in}), para de esta manera obtener las características del transistor, las cuales vienen definidas por la potencia de disipación máxima P_{Q_1} , voltaje colector-emisor $V_{CEm\acute{a}x}$ y la corriente maxima que debe soportar I_C

Haciendo uso de las ecuaciones 1.67, 1.68 y 1.69 se tiene:

$$V_{in} = 10V + V_{CE1}$$

Remplazando el valor recomendado de $V_{CE1} = 3V$, se tiene:

$$V_{in} = 10V + 3V = 13V$$

Con los valores anteriormente calculados y con la $I_C = I_L = 1.5A$ se puede determinar la P_{Q_1}

$$P_{Q_1} \geq V_{in} * I_{C1} = 13V * 1.5A = 19.5W$$

Por lo tanto las características del transistor a utilizar se presentan en la tabla 2.3.

Parámetro	Valor y Unidades
P_Q	$\geq 19.5W$
I_c	$\geq 1.5A$

Tabla.2.3 Datos para determinar las características del transistor.1

De acuerdo a las características expuestas en la tabla 2.3, se seleccionó el transistor de potencia ECG377, con $\beta_1 = 50$.

Para este diseño el circuito Darlington cuenta con tres transistores, debido a que la corriente que se va a manejar es mayor a la anterior. Por tal motivo se tiene que para seleccionar el transistor Q_2 y Q_3 recurrirá a calcular la potencia de disipación de cada uno de ellos así;

$$P_{Q2} \geq \frac{P_{Q1}}{\beta_D}$$

$$P_{Q3} \geq \frac{P_{Q3}}{\beta_2}$$

$$P_{Q2} \geq \frac{19.5W}{50}$$

$$P_{Q3} \geq \frac{0.33W}{100}$$

$$P_{Q2} \geq 0.33W$$

$$P_{Q3} \geq 3.3mW$$

Con los valores calculados de potencia se seleccionó los transistores 2N3904, donde $\beta_2 = \beta_3 = 100$.

Una vez determinadas las características se procede a calcular β_D

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_2 * \beta_3.$$

$$\beta_D = 50 * 100 * 100 = 500000$$

A continuación se procede a calcular la corriente de base (I_{BD}), haciendo uso de la siguiente ecuación y considerando que $\beta = \beta_D$

$$I_{BD} = \frac{I_L}{\beta_D} = \frac{1.5A}{500000} = 3\mu A$$

Con la corriente de base darlington establecida, se procede a determinar el valor de I_1 , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_1 \gg I_{BD}$, con la finalidad de que I_1 no dependa tanto de las variaciones de la carga.

$$I_1 = 100 * I_{BD}$$

$$I_1 = 100 * 3\mu A$$

$$I_1 = 0.3mA$$

Se considera 100 veces para que las resistencias tengan valores adecuados (no demasiados altos).

Para continuar con el diseño, es importante saber como funciona el circuito, así se tiene que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 1, se va a obtener el máximo voltaje de salida (10V), por lo tanto se tiene entonces que:

$$\begin{aligned} V_{0m\acute{a}x} &= V_{Z1} - V_{BE3} - V_{BE2} - V_{BE1} \\ \Rightarrow V_{Z1} &= V_{0m\acute{a}x} + V_{BE3} + V_{BE2} + V_{BE1} \\ V_{Z1} &= 10V + 0.7V + 0.7V + 0.7V = 12.1V \end{aligned}$$

Es así que para el presente caso se selecciona el zener 1N5349B, cuyas características son: $V_{Z1} = 12V$, $I_{Z1} = 10mA$, el cual es un valor comercial.

Mientras tanto se tiene que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 2, se va a obtener el voltaje de salida mínimo, por lo tanto se tiene que:

$$V_{0\min} = V_{R1} - V_{BE3} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad \text{Ec.2.9}$$

Una vez calculado el valor de I_1 , se puede determinar, el valor de R_1 , previo al cálculo de su voltaje a través de la ecuación 2.9.

$$V_{R1} = V_{0\min} + V_{BE3} + V_{BE2} + V_{BE1}$$

$$V_{R1} = 0V + 0.7V + 0.7V + 0.7V$$

$$V_{R1} = 2.1V$$

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}$$

$$R_1 = \frac{2.1V}{0.3mA}$$

$$R_1 = 7000 \Omega \Rightarrow 6800 \Omega$$

Continuando con el diseño, se calcula el valor del potenciómetro (P), para lo cual se tiene que determinar el voltaje de base del darlington, el cual va ser igual al voltaje del zener 1.

$$V_{BD} = V_P + V_{R1} = V_{Z1} = 12V \quad \text{Ec.2.10}$$

Haciendo uso de la ecuación 2.10 se calcula el valor de P.

$$V_P = V_{Z1} - V_{R1}$$

$$V_P = 12V - 2.1V$$

$$V_P = 9.9V$$

$$P = \frac{V_P}{I_1}$$

$$P = \frac{9.9V}{0.3mA}$$

$$P = 33 K\Omega$$

Haciendo referencia a la figura 2.5 se calcula el valor de la corriente de emisor del transistor 4.

$$I_{C4} = I_{Z1} + I_1$$

$$I_{C4} = 10mA + 0.3mA$$

$$I_{C4} = 10.3mA$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base se tiene que:

$$I_{C4} = I_{E4} = I_2 = 10.3mA$$

Como en el caso anterior para el presente caso se ha seleccionado el diodo zener 1N5221E cuyas características son: $V_{Z2} = 2.4\text{V}$, $I_{Z2} = 10\text{mA}$; bien se puede seleccionar un zener de otras características, pero esto implica que el V_{in} aumente.

Una vez seleccionadas las características del zener 2 se calcula el voltaje de entrada de la fuente:

$$V_{in} = V_{Z2} + V_{CE4} + V_{R2} \quad \text{Ec.2.11}$$

Con la corriente de colector 4 (I_{C4}) establecida, se procede a determinar el valor de R_2 .

$$V_{R2} = V_{Z2} - V_{BE4}$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_2}$$

$$V_{R2} = 2.4\text{V} - 0.7\text{V}$$

$$R_2 = \frac{1.7\text{V}}{10.3\text{mA}}$$

$$V_{R2} = 1.7\text{V}$$

$$R_2 = 165\Omega \Rightarrow 180\Omega$$

Una vez establecido el valor de V_{R2} y al reemplazarlo en la ecuación 2.11, se obtiene el valor del voltaje de entrada.

$$V_{in} = 12\text{V} + 3\text{V} + 1.7\text{V} = 16.7\text{V} \text{ aprox. } 17\text{V}$$

En base al circuito mostrado en la figura 2.5, se procede a determinar las corrientes I_{B4} y I_3 .

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{\beta_4}$$

$$I_3 = I_{Z2} + I_{B4}$$

$$I_{B4} = \frac{10.3\text{mA}}{100}$$

$$I_3 = 10\text{mA} + 0.103\text{mA}$$

$$I_{B4} = 0.103\text{mA}$$

$$I_3 = 10.103\text{mA}$$

Determinadas las corriente I_3 , se calcula el valor de la R_3 , para lo cual se necesita el valor del voltaje, para esto se utiliza el esquema de voltajes de la figura 2.5.

$$V_{R3} = V_{in} - V_{Z2}$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_3}$$

$$V_{R3} = 17V - 2.4V$$

$$V_{R3} = 14.6V$$

$$R_3 = \frac{14.6V}{10.103mA}$$

$$R_3 = 1445.11165\Omega \Rightarrow 1.2K\Omega$$

El circuito de protección está diseñado a través de un SCR 2N5064, las ventajas de este, se analizaron en la sección 1.4, el diseño de este circuito es muy similar al diseño de la figura 2.3., por lo tanto nos limitaremos a remplazar los respectivos valores en las ecuaciones para obtener el valor de los elementos.

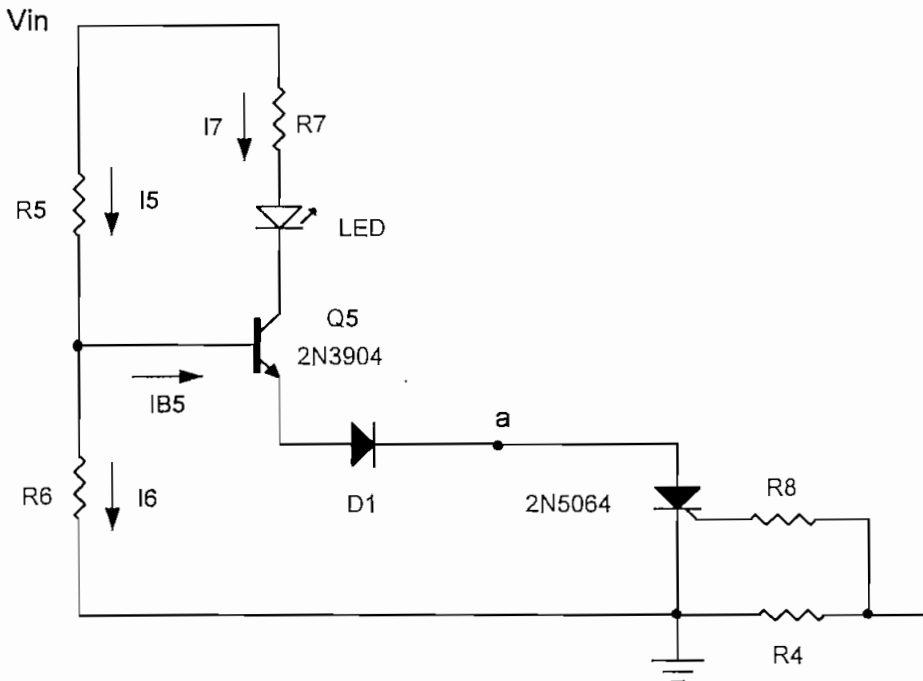


Figura 2.6. Circuito de Protección y De Aviso de Cortocircuito

La corriente límite ($I_{L\ Limite}$) que debe circular por la fuente es 1.5A, por lo tanto, este será el valor con el cual entrará a funcionar el SCR en el momento que exista un cortocircuito; R_4 es la resistencia limitadora, la cual tiene un voltaje en ese momento de 0.7V y la corriente que circulará a través de ella son los 1.5A aproximadamente.

$$R_4 = \frac{V_{R4}}{I_{LLimite}}$$

$$R_4 = \frac{0.7V}{1.5A}$$

$$R_4 = 0.46\Omega \Rightarrow R_4 = 0.47\Omega$$

$$P_{R4} = V_{R4} * I_4$$

$$P_{R4} = 0.7V * 1.5A$$

$$P_{R4} \geq 1.05W$$

El valor de R_8 es: $R_8 > 1000\Omega$ valor recomendado en el ECG, para el SCR 2N5064 $\Rightarrow R_8 = 1200\Omega$ valor comercial.

Se asume una corriente I_7 necesaria para encender el LED igual a 10mA, con este valor y haciendo referencia a la figura 2.6, se calcula I_{B5} .

$$I_{B5} = \frac{I_7}{\beta_5}$$

$$I_{B5} = \frac{10\text{mA}}{100}$$

$$I_{B5} = 0.1\text{mA}$$

Con la corriente de base establecida, se procede a determinar el valor de I_5 , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_6 \gg I_{B5}$, con la finalidad de mantener estabilidad de polarización, para evitar variaciones en el voltaje de base.

$$I_6 = 10 * I_{B5}$$

$$I_6 = 10 * 0.1\text{mA}$$

$$I_6 = 1\text{mA}$$

$$I_5 = I_8 + I_{B5}$$

$$I_5 = 1\text{mA} + 0.1\text{mA}$$

$$I_5 = 1.1\text{mA}$$

Determinadas las corrientes, se calcula el valor de R_6 , pero previamente se obtiene el valor de su voltaje.

$$V_{R6} = V_{B5} = V_{BE5} + V_{D1} + V_{SCR}$$

$$V_{R6} = 0.7\text{V} + 0.7\text{V} + 0.7\text{V}$$

$$V_{R6} = 2.1\text{V}$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_6}$$

$$R_6 = \frac{2.1\text{V}}{1\text{mA}}$$

$$R_6 = 2100\Omega \Rightarrow 2200\Omega$$

Para calcular el valor de R_5 y R_7 primero recurrimos a calcular el voltaje de cada uno de ellos.

$$V_{R5} = V_{in} - V_{R6}$$

$$V_{R5} = 17\text{V} - 2.1\text{V}$$

$$V_{R7} = V_{in} - V_{SCR} - V_{D1} - V_{CE5}$$

$$V_{R7} = 17\text{V} - 0.7\text{V} - 0.7\text{V} - 3\text{V}$$

$$V_{R5} = 14.9V$$

$$V_{R7} = 12.6V$$

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I_5}$$

$$R_7 = \frac{V_{R7}}{I_7}$$

$$R_5 = \frac{14.9V}{1.1mA}$$

$$R_7 = \frac{12.6V}{10mA}$$

$$R_5 = 13545.45 \Omega \Rightarrow 12K\Omega$$

$$R_7 = 1260\Omega \Rightarrow 1.2K\Omega$$

El diodo 1 es usado, para permitir el encendido del LED en el momento que exista un cortocircuito, ya que cuando esto no suceda el D_1 , se encuentra abierto, porque el voltaje en el cátodo es mayor que el voltaje en el ánodo, mientras que cuando exista un cortocircuito sucede lo inverso.

En la tabla 2.4 se presenta la lista de elementos utilizados para la fuente regulada de 0 a 10V con una corriente de 1.5A.

Elemento	Valor y Unidades	Elemento	Valor y Unidades
R_1	5.6 K Ω	R_6	2.2 K Ω
R_2	180 Ω	R_7	1.2 K Ω
R_3	1.2 K Ω	R_8	1.2 K Ω
R_4	0.47 Ω	ZENER 1	1N5349B
R_5	12 K Ω	ZENER 2	1N5221E
P	50 K Ω		

Tabla.2.4 Lista de Elementos para la Fuente de 0 a 10V

2.2.3 DIAGRAMA COMPLETO

A continuación en la figura 2.7 se observa la fuente regulada de voltaje regulada de 0 a 10v, con cada uno de sus valores, la cual comprende la

segunda fuente didáctica de este proyecto, todavía esta no está completa, pero sus etapas complementarias se las hará en los siguientes secciones.

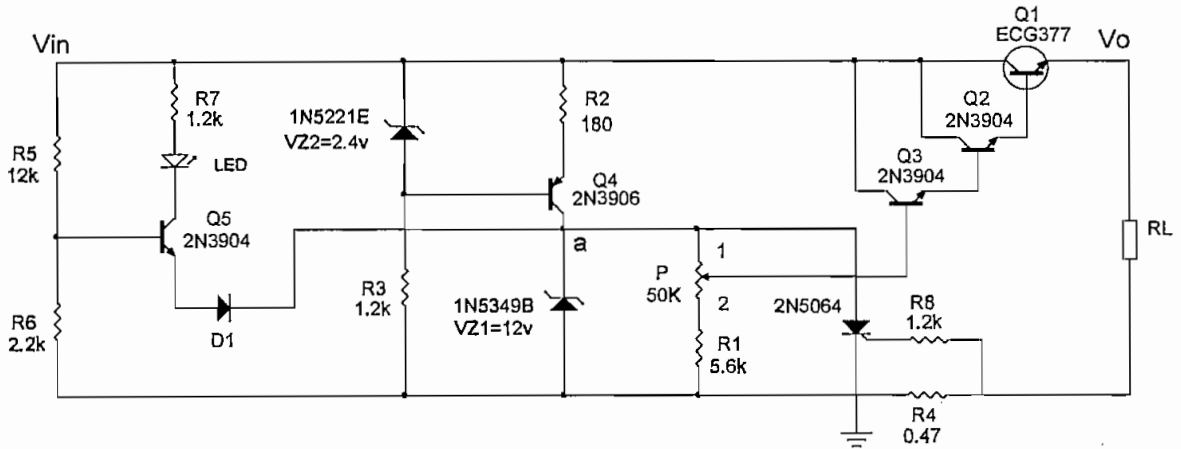


Figura. 2.7. Fuente de Voltaje regulada de 0V a 10V.

© *Análisis para variaciones (Señal)*

A continuación se procederá con el cálculo del factor de regulación, para este diseño. Tomando como referencia la figura 2.7, se observa que este es similar al circuito analizado en la sección 1.3.1.1.1. Sus diferencias radican en que:

- El circuito de control esta formado por tres transistores en configuración darlington.
- En lugar de la resistencia R_1 se ha colocado una fuente de corriente.
- Y en paralelo con el zener se tiene un potenciómetro en serie con una resistencia R_1 , lo cual permite que el voltaje a la salida varíe entre 0V y 10V.

Con los cambios expuestos anteriormente el circuito equivalente para señal, se lo observa en la figura 2.8.

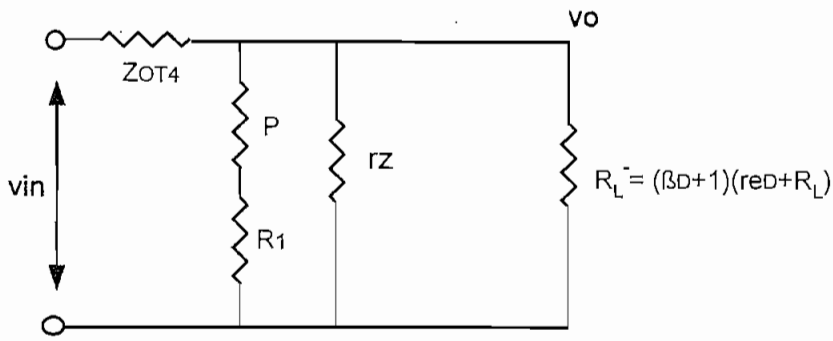


Figura. 2.8 Circuito equivalente

Como ya se dijo anteriormente: $FR = \frac{v_{in}}{v_o}$ Ec. 2.12

Donde: $Z_{OT4} = \infty$

Por lo tanto de la figura 2.8 se tiene que:

$$v_o = \frac{(\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L) // (P + R_1) // r_{z1}}{Z_{OT4} + (\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L) // (P + R_1) // r_{z1}} * v_{in}$$
Ec.2.13

Remplazando el valor de Z_{OT4} y despejando v_o/v_{in} de la ecuación 2.13, se tiene:

$$\frac{v_{in}}{v_o} = \frac{\infty + (\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L) // (P + R_1) // r_{z1}}{(\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L) // (P + R_1) // r_{z1}}$$

$$FR = a = \frac{v_{in}}{v_o} = \infty$$

2.3 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 a -10V.

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.3.1 ESPECIFICACIONES

Esta es una fuente sencilla y económica, pero al mismo tiempo muy práctica, porque puede proporcionar tensiones negativas de 0 a 10 voltios y corrientes hasta de 1.5 Amperios. La única recomendación importante a tener en cuenta es que: El transistor Q_1 , como en el caso anterior y en los casos siguientes, debe estar colocado sobre un buen disipador térmico.

Para cumplir con lo mencionado se necesitará a la entrada de la fuente, por lo menos $V_{in} = -13$ voltios DC, esto es porque se considera el voltaje de salida que varía desde 0 a $-10 V_{DC}$, más -3 voltios que caen entre colector emisor del transistor que hace las veces de elemento de control del circuito; se consideran 3 voltios para trabajar en la parte plana de las curvas I_C Vs V_{CE} y con ello es posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B

2.3.2 DESCRIPCION, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO

El diseño de esta fuente es muy similar al del circuito anterior, la única diferencia está en que en la primera se obtienen voltajes positivos y en esta los voltajes a obtenerse son negativos. Por consiguiente los criterios de diseño son similares, razón por la cual no se dará una explicación muy detallada.

Para este diseño el circuito Darlington cuenta con tres transistores (Q_1 ECG377, con $\beta_1 = 50$; Q_2 y Q_3 con $\beta_2 = \beta_3 = 100$).

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_2 * \beta_3$$
$$\beta_D = 50 * 100 * 100 = 500000$$

A continuación se calcula la corriente de base (I_{BD}), haciendo uso de la ecuación 1.40 y considerando que $\beta = \beta_D$

$$I_{BD} = \frac{I_L}{\beta_D} = \frac{1.5A}{500000} = 3\mu A$$

A continuación la figura 2.9 muestra el circuito a diseñarse.

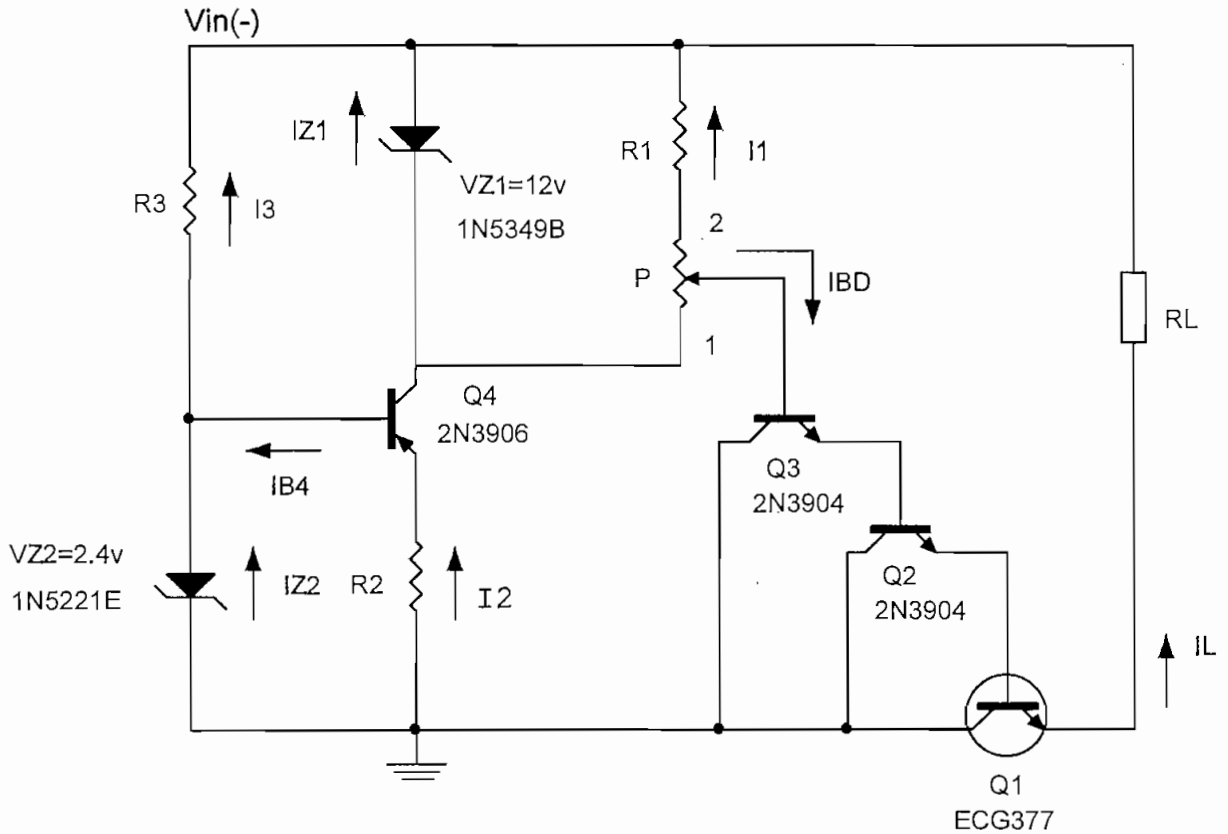


Figura 2.9. Fuente de Voltaje Regulada de 0 a -10V

Por lo tanto se tiene que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 1, se va a obtener el máximo voltaje de salida (-10V), por lo tanto se tiene entonces que:

$$V_{0m\acute{a}x} = V_{Z1} - V_{BE3} - V_{BE2} - V_{BE1}$$

$$\Rightarrow V_{Z1} = V_{0m\acute{a}x} + V_{BE3} + V_{BE2} + V_{BE1}$$

$$V_{Z1} = -10V + (-0.7V) + (-0.7V) + (-0.7V) = -12.1V$$

Es así que para el presente caso se selecciona el zener 1N5349B, cuyas características son: $V_{Z1} = 12V$, $I_{Z1} = 10mA$, (valor absoluto) el cual es un valor comercial.

Mientras tanto se tiene que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 2, se va a obtener el voltaje de salida mínimo, por lo tanto se tiene que:

$$V_{0min} = V_{R1} - V_{BE3} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad \text{Ec.2.14}$$

Una vez calculado el valor de I_1 , podemos determinar, el valor de R_1 , previo al cálculo de su voltaje a través de la ecuación 2.14.

$$V_{R1} = V_{0min} + V_{BE3} + V_{BE2} + V_{BE1}$$

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}$$

$$V_{R1} = 0V + (-0.7V) + (-0.7V) + (-0.7V)$$

$$R_1 = \frac{2.1V}{0.3mA}$$

$$V_{R1} = -2.1V$$

$$R_1 = 7000 \Omega \Rightarrow 6800 \Omega$$

Continuando con el diseño, se calcula el valor del potenciómetro (P), para lo cual tenemos que determinar el voltaje de base del darlington, el cual va ser igual al voltaje del zener 1.

$$V_{BD} = V_P + V_{R1} = V_{Z1} = -12V \quad \text{Ec.2.15}$$

Haciendo uso de la ecuación 2.15 se procede a calcular el valor de P .

$$V_P = V_{Z1} - V_{R1}$$

$$P = \frac{V_P}{I_1}$$

$$V_P = (-12V) - (-2.1V)$$

$$P = \frac{9.9V}{0.3mA}$$

$$V_P = -9.9V$$

$$P = 33 K\Omega$$

Haciendo referencia a la figura 2.9 procedemos a calcular el valor de la corriente de emisor del transistor 4.

$$I_{C4} = I_{Z1} + I_1$$

$$I_{C4} = 10mA + 0.3mA$$

$$I_{C4} = 10.3mA$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base se tiene que:

$$I_{C4} = I_{E4} = I_2 = 10.3mA$$

Como en el caso anterior para el presente caso se ha seleccionado el diodo zener 1N5221E cuyas características son: $V_{Z2} = 2.4V$, $I_{Z2} = 10mA$; bien se puede seleccionar un zener de otras características, pero esto implica que el V_{in} aumente.

Una vez seleccionado las características del zener 2 se procede a calcular el voltaje de entrada de la fuente:

$$V_{in} = V_{Z2} + V_{CE4} + V_{R2} \quad \text{Ec.2.16}$$

Con la corriente de colector 4 (I_{C4}) establecida, se procede a determinar el valor de R_2 .

$$V_{R2} = V_{Z2} - V_{BE4}$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_2}$$

$$V_{R2} = (-2.4V) - (-0.7V)$$

$$R_2 = \frac{1.7V}{10.3mA}$$

$$V_{R2} = -1.7V$$

$$R_2 = 165\Omega \Rightarrow 180\Omega$$

Una vez establecido el valor de V_{R2} y al reemplazarlo en la ecuación 2.16, obtenemos el valor del voltaje de entrada.

$$V_{in} = (-12V) + (-3V) + (-1.7V) = -16.7V \text{ aprox. } (-17V)$$

En base al circuito mostrado en la figura 2.9, se procede a determinar las corrientes I_{B4} y I_3 .

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{\beta_4} \qquad I_3 = I_{Z2} + I_{B4}$$

$$I_{B4} = \frac{10.3\text{mA}}{100} \qquad I_3 = 10\text{mA} + 0.103\text{mA}$$

$$I_{B4} = 0.103\text{mA} \qquad I_3 = 10.103\text{mA}$$

Determinadas las corriente I_3 , se calcula el valor de la R_3 , para lo cual se necesita el valor del voltaje, para esto se utiliza el esquema de voltajes de la figura 2.9.

$$V_{R3} = V_{in} - V_{Z2}$$

$$V_{R3} = (-17\text{V}) - (-2.4\text{V})$$

$$V_{R3} = -14.6\text{V}$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_3}$$

$$R_3 = \frac{14.6\text{V}}{10.103\text{mA}}$$

$$R_3 = 1445.15 \Omega \Rightarrow 1200\Omega$$

El circuito de protección está diseñado a través de un SCR 2N5064, las ventajas de este, se analizaron en la sección 1.4, el diseño de este circuito es muy similar al diseño de la figura 2.5.

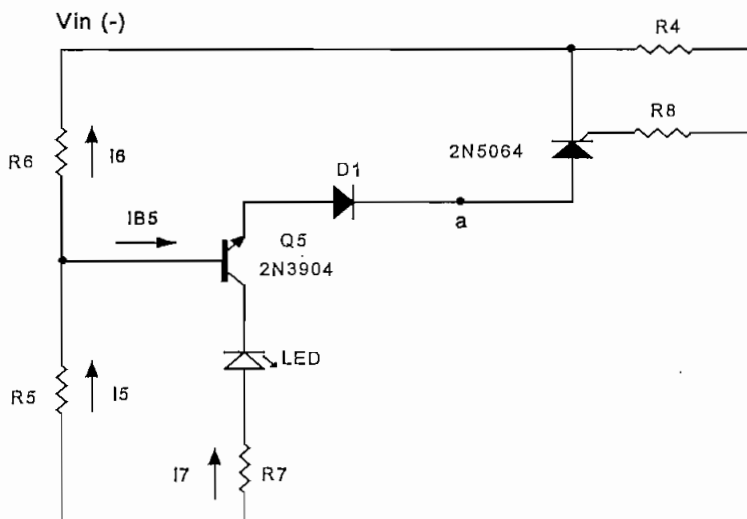


Figura 2.10. Circuito de Protección y de Aviso de Cortocircuito

Como el circuito es similar al anterior no se realizará ningún cálculo.

La tabla de datos es idéntica a la tabla 2.4, así tiene en la tabla 2.5, lo datos de los elementos para la fuente negativa.

Elemento	Valor y Unidades	Elemento	Valor y Unidades
R ₁	5.6 KΩ	R ₆	2.2 KΩ
R ₂	180 Ω	R ₇	1.2 KΩ
R ₃	1.2 KΩ	R ₈	1.2 KΩ
R ₄	0.47 Ω	ZENER 1	1N5349B
R ₅	12 KΩ	ZENER 2	1N5221E
P	50 KΩ		

Tabla.2.5 Lista de Elementos para la fuente de -10V a 0V

2.3.3 DIAGRAMA COMPLETO

A continuación en la figura 2.11 se observa la fuente regulada de voltaje regulada negativa de 0 a 10v, con cada uno de sus valores, la cual comprende la tercera fuente didáctica de este proyecto, todavía esta no está completa, pero sus etapas complementarias se las hará en los siguientes secciones.

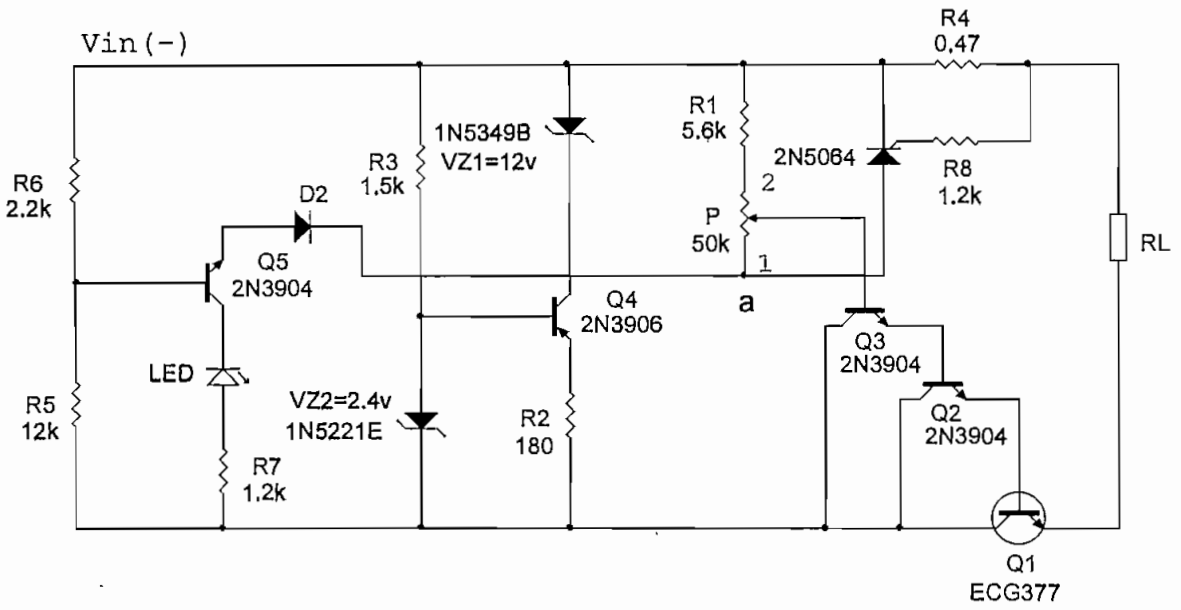


Figura. 2.11 Fuente regulada de -10V a 0V

El análisis para variaciones de señal es el mismo que de la fuente anterior por lo tanto se tiene que:

$$\frac{v_{in}}{v_o} = \frac{\infty + (\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L) // (P + R_1) // r_{z1}}{(\beta_D + 1) * (r_{eD} + R_L) // (P + R_1) // r_{z1}}$$

$$FR = a = \frac{v_{in}}{v_o} = \infty$$

2.4 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA UTILIZANDO CIRCUITOS INTEGRADOS²⁵

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.4.1 ESPECIFICACIONES

Este circuito no necesita mayor explicación, se trata de una fuente regulada variable negativa de 0 a 30V, para un consumo de hasta 500mA, para su construcción, se utilizará un circuito integrado, lo cual simplificará el diseño y circuito de la misma, a diferencia de los diseños explicados anteriormente.

Las única recomendación importante a tener en cuenta es que: El transistor Q_1 , debe estar colocado sobre un buen disipador térmico, al igual que el integrado seleccionado.

Para cumplir con lo mencionado se necesitará a la entrada de la fuente, por lo menos $V_{in} = -33$ voltios DC, esto es porque se considera el voltaje de salida que varía desde 0 a $-30 V_{DC}$, más -3 voltios que caen entre colector emisor del transistor que hace las veces de elemento de control del circuito; se consideran 3 voltios para trabajar en la parte plana de las curvas I_C Vs V_{CE} y con ello es posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B

2.4.2 DESCRIPCION, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO

Esta fuente utiliza el circuito integrado LM337T (encapsulado T0-220), el cual permite variar la tensión de salida entre $-1.2v$ y $-37v$, con corrientes hasta de 3A y voltaje de entrada de $-6V$ a $-40V$. El LM337T proporciona protección total de sobrecarga, incluyendo limitación de corriente y protección de sobrecarga térmica. El regulador de voltaje negativo ajustable LM337T sólo tiene tres terminales, como se muestra en la figura (2.12).

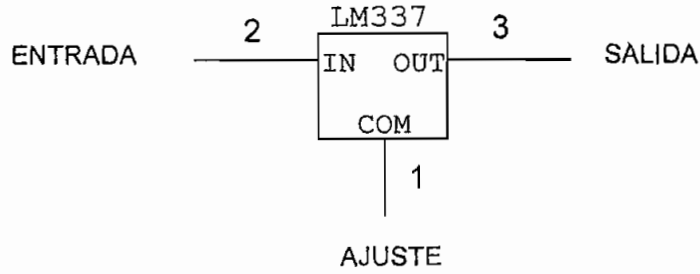


Fig. 2.12. Diagrama de conexión del LM337T

Su instalación es sencilla, como se observa en la figura 2.12, esta muestra como se puede ajustar el voltaje regulado de salida en un LM337T, para cumplir con las especificaciones mencionadas en el punto 2.4.1. El LM337T mantiene exactamente un voltaje de 1.25V entre sus terminales de salida y ajuste. A este voltaje se le ha denominado V_{ref} y puede variar de un circuito a otro, desde 1.2V a 1.3V. Se conecta entre estas terminales una resistencia de R_1 para conducir una corriente I_1 , esta corriente fluye a través de R_2 . Si ésta es ajustable, la caída de voltaje a través de ella, V_{R2} será igual a $R_2 * I_1$. El voltaje de salida del regulador se ajusta con V_{R2} más la caída de 1.2v a través de R_1 . En términos generales, V_o está expresado por:

$$V_o = \frac{1.2v}{R_1}(R_1 + R_2) \quad \text{Ec.2.17}$$

Para conseguir que el voltaje de salida llegue a ser cero, se ha añadido dos transistores en configuración Darlington, como se observa en la figura 2.13; el cual permitirá, que en el momento, que el potenciómetro se encuentre en la posición 2, la diferencia entre el voltaje de salida mínimo del circuito integrado (1.2V) y el V_{BE} del Darlington (1.2V), de como resultado un voltaje de salida cero.

²³ <http://kim.cce.buap.mx/cominikece/archivos/REPOREPL.pdf>

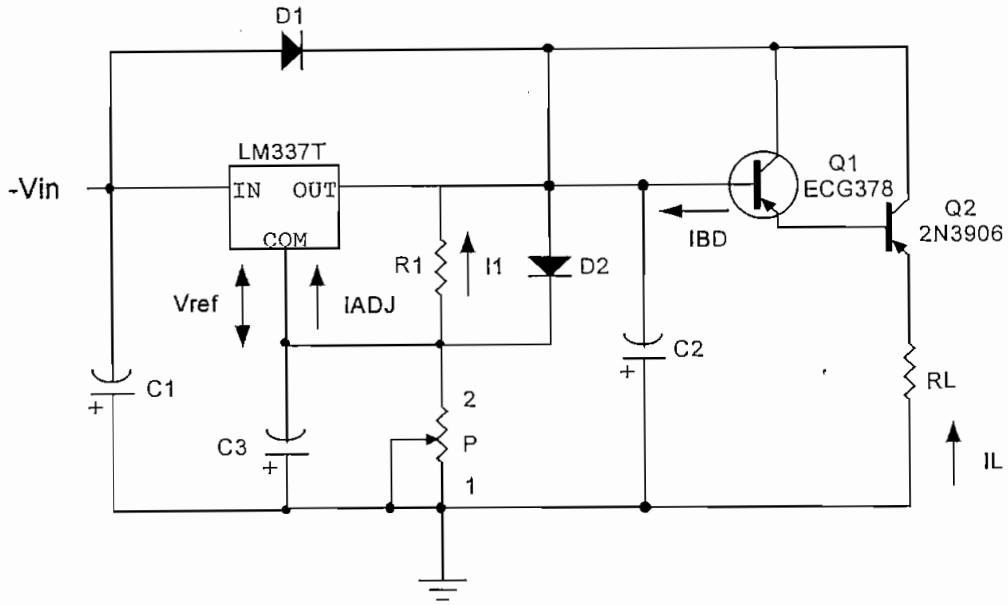


Figura 2.13. Fuente de Voltaje Regulada Utilizando Circuitos Integrados.

Para comenzar con el diseño de la fuente, primero definiremos los valores para determinar las características del transistor; haciendo uso de las ecuaciones 1.67, 1.68 y 1.69 se tiene:

$$V_{in} = -30V + V_{CE1}$$

Remplazando el valor recomendado de $V_{CE1} = 3V$, se tiene:

$$V_{in} = -30V + (-3V) = -33V$$

Con los valores anteriormente calculados y con la $I_C = I_L = 500mA$ podemos determinar la P_{Q1}

$$P_{Q1} \geq V_{in} * I_{C1} = 33V * 500mA = 16.5W$$

Por lo tanto las características del transistor a utilizar se presentan en la tabla 2.6.

Parámetro	Valor y Unidades
P_Q	$\geq 16.5W$
I_c	$\geq 500mA$

Tabla.2.6 Datos para determinar las características del transistor.1

De acuerdo a las características expuestas en la tabla 2.6, se seleccionó el transistor de potencia ECG378, con $\beta_1 = 50$.

Una vez calculado el valor de la potencia de disipación del transistor 1 (P_{Q1}), se procede a realizar el cálculo para determinar las características del transistor 2, es así que:

$$P_{Q2} \geq \frac{P_{Q1}}{\beta_1}$$

$$P_{Q2} \geq \frac{16.5W}{50} = 0.33W$$

De acuerdo a la potencia calculada para el transistor 2, se ha seleccionado el transistor 2N3906 con $\beta_2 = 100$, para formar el darlington, por lo tanto:

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_2$$

$$\beta_D = 50 * 100 = 5000$$

A continuación una vez seleccionado el tipo de transistor se procede a calcular la corriente de base (I_{BD}), haciendo uso de la ecuación 1.40 y considerando que $\beta = \beta_D$

$$I_{BD} = \frac{I_L}{\beta_D} = \frac{500mA}{5000} = 0.1mA$$

Con la corriente de base darlington establecida, se procede a determinar el valor de I_1 , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_1 \gg I_{BD}$, con la finalidad de que I_1 no dependa tanto de las variaciones de la carga.

$$I_1 = 10 * I_{BD}$$

$$I_1 = 10 * 0.1\text{mA}$$

$$I_1 = 1\text{mA}$$

Para iniciar el diseño de la fuente es importante considerar determinados datos como lo son:

$$V_{\text{Ref}} = -1.2\text{V}$$

$$I_{\text{ADJ}} = 100\mu\text{A}$$

Los cuales son valores típicos para el LM337T

Determinada la corriente I_1 , se calcula el valor de R_1 , para lo cual se hará uso del voltaje de referencia.

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}$$

$$R_1 = \frac{1.2\text{V}}{1\text{mA}}$$

$$R_1 = 1200 \Omega$$

El funcionamiento del circuito consiste en que cuando:

- El potenciómetro se ubica en la posición 1, se tiene el voltaje de salida máxima (-30V). Es así que para determinar el valor del potenciómetro P, se calcula primero la corriente y el voltaje, utilizando como referencia la figura 2.16.

$$I_P = I_1 + I_{\text{adj}}$$

$$I_P = 1\text{mA} + 100\mu\text{A}$$

$$I_P = 1.1\text{mA}$$

Una vez calculado el valor de I_P se procederá a calcular el valor de P

$$V_P = V_0 - V_{R1} + V_{BED}$$

$$P = \frac{V_P}{I_P}$$

$$V_P = -30V - (-1.2V) + (-1.2V)$$

$$P = \frac{30V}{1.1mA}$$

$$V_P = -30V$$

$$P = 28 K\Omega$$

➤ Mientras que cuando el potenciómetro se ubica en la posición 2, se tiene el voltaje mínimo (0v). Porque:

$$V_0 = V_{R1} - V_{BED}$$

$$V_0 = -1.2V - (-1.2V) = 0V$$

Como ya se dijo anteriormente, este circuito no necesita un circuito de protección externo, porque el circuito integrado proporciona la protección necesaria a la fuente. Pero en la práctica es recomendable conectar los capacitores de desvío C_1 y C_2 (0.1uF y 1uF respectivamente). C_1 reduce al mínimo los problemas causados por terminales largas que existen entre el rectificador y el LM337T. C_2 mejora la respuesta transitoria. Cualquier voltaje de rizo del rectificador se reducirá en un factor de más de 1000 si R_2 tiene un capacitor de desvío electrolítico de 10uF. El LM337T se auto protege contra sobrecalentamiento, disipación interna de potencia excesiva y sobre consumo de corriente. Cuando la temperatura del regulador alcanza los 175°C, este se apaga. Si el producto de la corriente de salida y el voltaje de entrada a salida exceden el valor de 15 a 20w, o si se requiere de corrientes mayores a aproximadamente 1.5A, el LM337T también se apaga. Una vez eliminada la condición de sobrecarga, el LM337T reanuda su funcionamiento. Todas estas características de protección son posibles gracias a sus notables circuitos internos.

Además se han añadido dos diodos D_1 y D_2 . El diodo 1 (D_1) protege al regulador de cortos en la entrada; de lo contrario, la capacitancia de carga podría enviar corriente hacia su salida y destruirlo. Se incluyó el capacitor C_3 para mejorar notablemente el rechazo del voltaje de rizo de CA. Sin embargo, en el caso de que se produzca un cortocircuito en la salida del

regulador, el capacitor intentará enviar otra vez la corriente hacia la terminal de ajuste. En cambio, el diodo D_2 dirige esta corriente hacia el cortocircuito.

En la tabla 2.7 se presenta la lista de elementos utilizados para la fuente de voltaje de 0V a 5V.

Elemento	Valor y Unidades
R_1	1.2 K Ω
P	50 K Ω
C_1	0.1 μ F
C_2	1 μ F

Tabla 2.7 Lista de Elementos para la fuente de 0V a -30V

2.4.3 DIAGRAMA COMPLETO

A continuación en la figura 2.15. se observa la fuente regulada de voltaje regulada negativa de 0 a 30v, con cada uno de sus valores, la cual comprende la cuarta fuente didáctica de este proyecto, todavía esta no está completa, pero sus etapas complementarias se las hará en los siguientes capítulos.

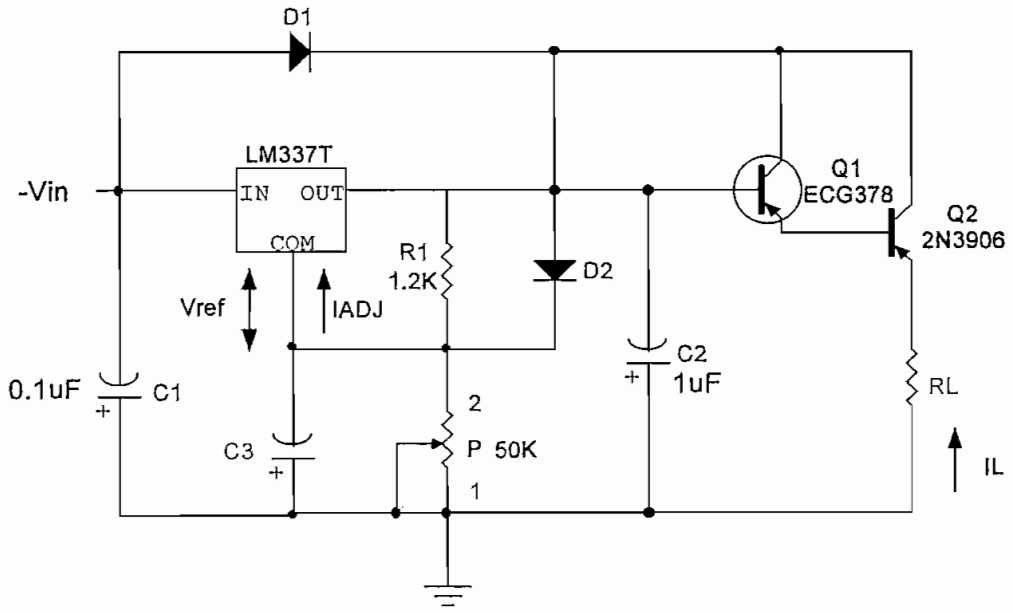


Figura.2.15. Fuente de Voltaje Negativa Usando Circuitos Integrados

2.5 FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 a 5V²⁵.

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.5.1 ESPECIFICACIONES

Las especificaciones para esta fuente son las siguientes:

- Tensión de salida máxima 5 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 2 \text{ A}$

Para cumplir con lo mencionado se necesitará a la entrada de la fuente, por lo menos $V_{in} = 8$ voltios DC, esto es porque se considera el voltaje de salida que varía desde 0 a 5 V_{DC} , más 3 voltios que caen entre colector emisor del transistor que hace las veces de elemento de control del circuito; se consideran 3 voltios para trabajar en la parte plana de las curvas I_C Vs V_{CE} y con ello es posible controlar corriente de colector I_C con corriente de base I_B .

2.5.2 DESCRIPCION, ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO

Para este diseño el circuito de control cuenta con dos transistores en configuración darlington, debido a que la corriente es elevada. El circuito se observa en al figura 2.16.

²⁵ Desarrollo proporcionado por el Ing Antonio Calderón

Parámetro	Valor y Unidades
P_Q	$\geq 16W$
I_c	$\geq 2A$

Tabla.2.8 Datos para determinar las características del transistor.1

De acuerdo a las características expuestas en la tabla 2.8, se seleccionó el transistor de potencia ECG377, con $\beta_1 = 50$

Una vez calculado el valor de la potencia de disipación del transistor 1 (P_{Q1}), se procede a realizar el cálculo para determinar las características del transistor 2, es así que:

$$P_{Q2} \geq \frac{P_{Q1}}{\beta_1}$$

$$P_{Q2} \geq \frac{16.5W}{50} = 0.33W$$

De acuerdo a la potencia calculada para el transistor 2, se ha seleccionado el transistor 2N3904 con $\beta_2 = 100$, para formar el darlington., por lo tanto:

$$\beta_D = \beta_1 * \beta_2$$

$$\beta_D = 50 * 100 = 5000$$

A continuación una vez seleccionado el tipo de transistor se procede a calcular la corriente de base (I_{BD}), haciendo uso de la ecuación 1.40 y considerando que $\beta = \beta_D$

$$I_{BD} = \frac{I_L}{\beta_D} = \frac{2A}{5000} = 0.4mA$$

Con la corriente de base darlington establecida, se determina el valor de I_{C3} , para lo cual se cumple con la siguiente condición $I_{C3} \gg I_{BD}$, con la finalidad de que I_{C3} no dependa tanto de las variaciones de la carga.

$$I_{C3} = 10 * I_{BD}$$

$$I_{C3} = 10 * 0.4\text{mA}$$

$$I_{C3} = 4\text{mA}$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base y considerando que la corriente de base es muy pequeña se tiene que: $I_{C3} = I_{E3} = I_1 = 4\text{mA}$

Una vez calculada la corriente de colector del transistor 3, se calcula el valor del resto de elementos que conforman el circuito; así, haciendo referencia a la figura 2.16, se tiene:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 1, se va a obtener el máximo voltaje de salida (5v), por lo tanto se tiene entonces que:

$$V_{0\text{máx}} = V_{E3} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad \text{Ec.2.18}$$

Haciendo uso de la ecuación 2.18, se procederá a encontrar el valor de las características del zener 1, previamente calculando el valor de voltaje del emisor del transistor 3.

$$\Rightarrow V_{E3} = V_{0\text{máx}} + V_{BE2} + V_{BE1}$$

$$V_{E3} = 5\text{V} + 0.7\text{V} + 0.7\text{V} = 7.1\text{V}$$

Por lo tanto:

$$V_{z1} = V_{BE3} + V_{E3} = 0.7\text{V} + 7.1\text{V} = 7.8\text{V}$$

Es así que para el presente caso se selecciona el zener ECG5071A, cuyas características son: $V_{z1} = 6.8\text{V}$, $I_{z1} = 10\text{mA}$, el cual es un valor comercial.

Mientras tanto se tiene que:

➤ Cuando el potenciómetro se encuentra en la posición 2, se va a obtener el voltaje de salida mínimo, por lo tanto se tiene que:

$$V_{0\min} = V_{R1} - V_{BE2} - V_{BE1} \quad \text{Ec.2.19}$$

Haciendo uso de la ecuación 2.19 y continuando con el diseño, se procede a calcular el valor de R_1 .

$$V_{R1} = V_{0\min} + V_{BE2} + V_{BE1}$$

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}$$

$$V_{R1} = 0V + 0.7V + 0.7V$$

$$R_1 = \frac{1.4V}{4mA}$$

$$V_{R1} = 1.4V$$

$$R_1 = 350\Omega \Rightarrow 330\Omega$$

En base al circuito mostrado en la figura 2.16, se procede a determinar el valor del potenciómetro P.

$$V_P = V_{E3} - V_{R1}$$

$$P = \frac{V_P}{I_1}$$

$$V_P = 7.1V - 1.4V$$

$$P = \frac{5.7V}{4mA}$$

$$V_P = 5.7V$$

$$P = 1425\Omega \Rightarrow 2K\Omega$$

A partir de la corriente I_{C3} , se determina el valor de la corriente de base del transistor 3 y en base a esta y a la corriente del zener1 se determina el valor de la corriente de colector 4.

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} = \frac{I_1}{\beta_3}$$

$$I_{C4} = I_{Z1} + I_{B3}$$

$$I_{B3} = \frac{4mA}{100}$$

$$I_{C4} = 10mA + 0.04mA$$

$$I_{B3} = 0.04mA$$

$$I_{C4} = 10.04mA$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base y considerando que la corriente de base es muy pequeña se tiene que: $I_{C4} = I_{E4} = I_2 = 10.04mA$

Como en el caso del diseño de la sección 2.2, para diseñar la fuente de corriente se seleccionó el diodo zener 1N5221E con $V_{Z2} = 2.4V$, $I_{Z2} = 10mA$, con lo cual se puede calcular el valor de R_2 .

$$\begin{aligned} V_{R2} &= V_{Z2} - V_{BE4} & R_2 &= \frac{V_{R2}}{I_2} \\ V_{R2} &= 2.4V - 0.7V & R_2 &= \frac{1.7V}{10.04mA} \\ V_{R2} &= 1.7V & R_2 &= 169.32\Omega \Rightarrow 180\Omega \end{aligned}$$

El siguiente paso lo constituye la determinación de las corrientes I_{B4} e I_3

$$\begin{aligned} I_{B4} &= \frac{I_{C4}}{\beta_4} & I_3 &= I_{Z2} + I_{B4} \\ I_{B4} &= \frac{10.04mA}{100} & I_3 &= 10mA + 0.1004mA \\ I_{B4} &= 0.1004mA & I_3 &= 10.1004mA \end{aligned}$$

Asumiendo un $V_{CE4} = 3V$, para que el transistor trabaje en la parte plana de las curvas I_c vs V_{CE} , se calcula el voltaje de entrada.

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{om\acute{a}x} + V_{BED} + V_{BE3} + V_{CE4} + V_{R2} \\ V_{in} &= 5V + 1.2V + 0.7V + 3V + 1.7V \\ V_{in} &= 11.6V \text{ aproximadamente } 12V \end{aligned}$$

Una vez obtenido el valor de V_{in} se calcula el valor de la resistencia 3, para lo cual necesitamos el valor de corriente y voltaje.

$$\begin{aligned} V_{R3} &= V_{in} - V_{Z2} & R_3 &= \frac{V_{R3}}{I_3} \\ V_{R3} &= 12V - 2.4V & R_3 &= \frac{9.6V}{10.1004mA} \\ V_{R3} &= 9.6V & R_3 &= 950.45\Omega \Rightarrow 1K\Omega \end{aligned}$$

El circuito de protección está diseñado a través de un SCR 2N5064, las ventajas de este, se analizaron en la sección 1.4

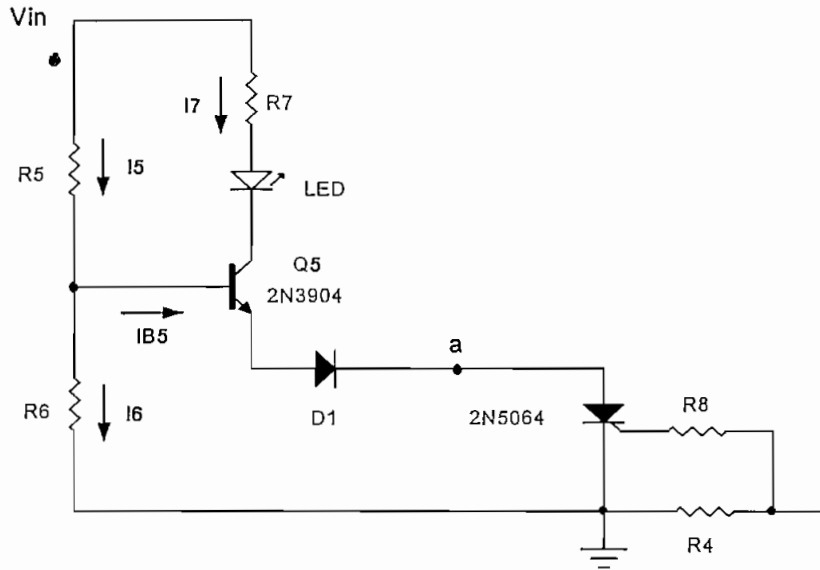


Figura 2.17. Circuito de Protección y De Aviso de Cortocircuito

La corriente límite ($I_{L\ Límite}$) que debe circular por la fuente es 2A, por lo tanto, este será el valor con el cual entrará a funcionar el SCR en el momento que exista un cortocircuito; R_4 es la resistencia limitadora, la cual tiene un voltaje en ese momento de 0.7V y la corriente que circulará a través de ella son los 2A aproximadamente.

$$R_4 = \frac{V_{R4}}{I_{L\ Límite}}$$

$$P_{R4} = V_{R4} * I_4$$

$$R_4 = \frac{0.7V}{2A}$$

$$P_{R4} = 0.7V * 2A$$

$$R_4 = 0.35\Omega \Rightarrow R_4 = 0.39\Omega$$

$$P_{R4} \geq 1.4W$$

El valor de R_8 es: $R_8 > 1000\Omega$ valor recomendado en el ECG, para el SCR 2N5064 $\Rightarrow R_8 = 1200\Omega$ valor comercial.

Se asume una corriente I_7 necesaria para encender el LED igual a 10mA, con este valor y haciendo referencia a la figura 2.17, se calcula I_{B5} .

$$I_{B5} = \frac{I_7}{\beta_5}$$

$$I_{B5} = \frac{10\text{mA}}{100}$$

$$I_{B5} = 0.1\text{mA}$$

Con la corriente de base establecida, se procede a determinar el valor de I_5 , para lo cual cumplimos con la siguiente condición $I_6 \gg I_{B5}$, con la finalidad de mantener estabilidad de polarización, para evitar variaciones en el voltaje de base.

$$I_6 = 10 * I_{B5}$$

$$I_6 = 10 * 0.1\text{mA}$$

$$I_6 = 1\text{mA}$$

$$I_5 = I_6 + I_{B5}$$

$$I_5 = 1\text{mA} + 0.1\text{mA}$$

$$I_5 = 1.1\text{mA}$$

Determinadas las corrientes, se calcula el valor de R_6 , pero previamente calculamos su voltaje.

$$V_{R6} = V_{B5} = V_{BE5} + V_{D1} + V_{SCR}$$

$$V_{R6} = 0.7\text{V} + 0.7\text{V} + 0.7\text{V}$$

$$V_{R6} = 2.1\text{V}$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_6}$$

$$R_6 = \frac{2.1\text{V}}{1\text{mA}}$$

$$R_6 = 2100\Omega \Rightarrow 2200\Omega$$

Para calcular el valor de R_5 y R_7 primero se calcula el voltaje de cada uno de ellos.

$$V_{R5} = V_{in} - V_{R6}$$

$$V_{R5} = 12\text{V} - 2.1\text{V}$$

$$V_{R5} = 9.9\text{V}$$

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I_5}$$

$$R_5 = \frac{9.9\text{V}}{1.1\text{mA}}$$

$$R_5 = 9000\Omega \Rightarrow 10\text{K}\Omega$$

$$V_{R7} = V_{in} - V_{SCR} - V_{D1} - V_{CE5}$$

$$V_{R7} = 12\text{V} - 0.7\text{V} - 0.7\text{V} - 3\text{V}$$

$$V_{R7} = 7.6\text{V}$$

$$R_7 = \frac{V_{R7}}{I_7}$$

$$R_7 = \frac{7.6\text{V}}{10\text{mA}}$$

$$R_7 = 760\Omega \Rightarrow 820\Omega$$

El diodo 1 es usado, para permitir el encendido del LED en el momento que exista un cortocircuito, ya que cuando esto no suceda el D_1 , se encuentra abierto, porque el voltaje en el cátodo es mayor que el voltaje en el ánodo, mientras que cuando exista un cortocircuito sucede lo inverso.

En la tabla 2.9 se presenta la lista de elementos utilizados para la fuente regulada de 0 a 2V con una corriente de 2A.

Elementos	Valor y Unidades	Elementos	Valor y Unidades
R_1	330 Ω	R_5	10 K Ω
R_2	180 Ω	R_6	2.2 K Ω
R_3	1 K Ω	R_7	820 Ω
R_4	0.39 Ω	R_8	1.2 K Ω
P	2 K Ω		

Tabla 2.9 Lista de Elementos para la fuente de 0V a 5V.

2.2.3 DIAGRAMA COMPLETO

A continuación en la figura 2.18 se observa la fuente regulada de voltaje regulada de 0 a 5v, con cada uno de sus valores, la cual comprende la quinta fuente didáctica de este proyecto, todavía esta no está completa, pero sus etapas complementarias se las hará en los siguientes secciones.

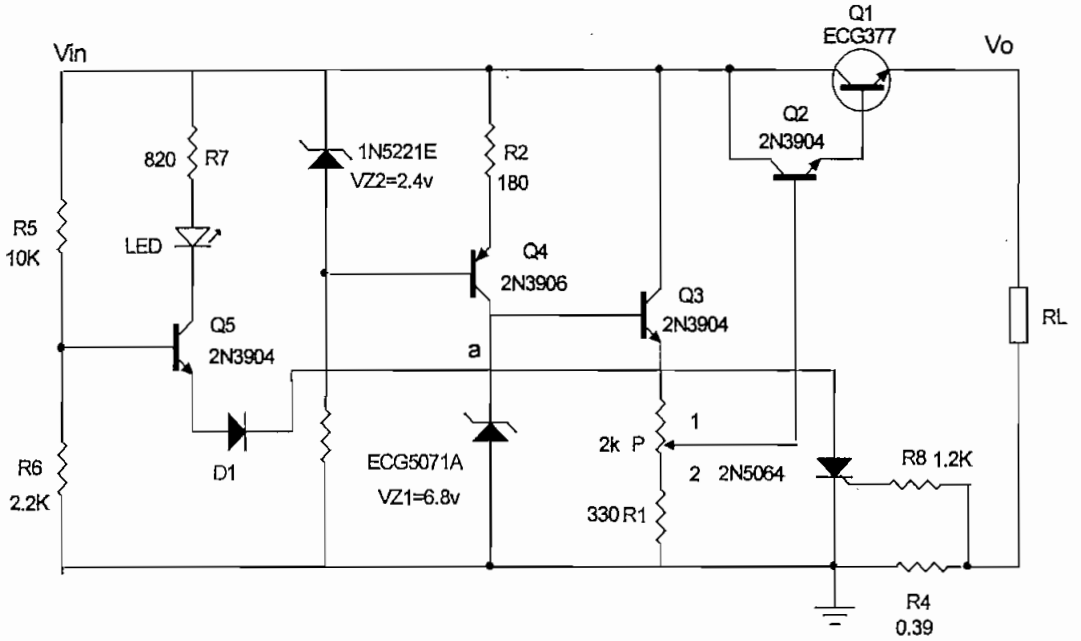


Figura 2.18. Fuente Regulada de Voltaje de 0V a 2V.

El análisis para variaciones de señal, se la realizó en la sección 1.3.1.1.2, es así que haciendo uso de la ecuación 1.127 se tiene:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{r_{Z1} // Z_{inT3}}{R_{fuente\ de\ corriente} + (Z_{inT3} // r_{Z1})}$$

Donde la $R_F = R_{Fuente\ de\ corriente} = \infty$, de este modo, entonces procederemos a realizar el cálculo del factor de regulación,

$$FR = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{\infty + (Z_{inT3} // r_z)}{(Z_{inT3} // r_z)}$$

$$\therefore FR = a = \infty$$

2.6 ALIMENTACIÓN DE LOS CIRCUITOS

En esta sección se realizará el diseño, de los circuitos de alimentación para cada una de las fuentes reguladas, de las secciones anteriores, es decir se realizará el diseño del transformador, la etapa de rectificación y de filtrado, las cuales viene a ser la segunda y tercera de las etapas que comprende el diagrama de bloques de la figura 1.1.

2.6.1 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE CON REALIMENTACIÓN

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.6.1.1 Especificaciones

Las especificaciones para el diseño del circuito de alimentación son las siguientes:

- Tensión de salida 36 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 500 \text{ mA}$

Para el diseño de la etapa de filtrado, de todas las fuentes; se utilizará un filtro tipo C, que como ya se dijo en la sección 1.1.2, este es muy simple y muy sencillo de diseñar, y sobretodo, permite reducir considerablemente las pulsaciones (conocidas como rizo) que existe en el voltaje de salida del circuito rectificador.

Como circuito rectificador se utilizará el tipo puente, también ya analizado en la sección 1.1.1.

2.6.1.2 Descripción, Análisis y Diseño del Circuito

El procedimiento general para el diseño del filtro, ya se lo analizó en la sección 1.1.2, por tal motivo, a continuación, se hará únicamente uso de las ecuaciones descritas en dicha sección.

Para comenzar el diseño del filtro, se asumirá un valor del capacitor, este debe ser de un valor bastante grande, para proporcionar un rizado bajo, un mayor voltaje promedio (dc) y asegurar una buena regulación; sin embargo, el valor del condensador también afecta el consumo pico de corriente extraída a través de los diodos rectificadores, lo cual se debe tener en cuenta en el momento de adquirir los diodos.

El tipo de condensador más empleado en estas aplicaciones de rectificación, es el electrolítico, estos condensadores están polarizados y hay que tener mucho cuidado de colocarlos en el circuito con el terminal marcado + al lado positivo de la salida.

Por lo tanto se tiene que:

$$C = 2000\mu\text{F}$$

Haciendo referencia a la ecuación 1.8 se tiene que:

$$V_m = V_{dc} + \frac{4.171 * I_{dc}}{C} = 36 + \frac{4.171}{2000} 500 = 37.04\text{V}$$

Haciendo referencia a la ecuación 1.7, 1.9, 1.10 y 1.11 se tiene que:

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4 I_{dc}}{C} = \frac{2.4 * 500}{2000} = 0.6\text{V}$$

$$R_L = \frac{2.4 V_{dc}}{V_r(\text{rms}) C} = \frac{2.4 * 36}{0.6 * 2000} = 0.072\text{K}\Omega \rightarrow 72\Omega$$

$$r = \frac{0.6}{36} * 100 = 1.66\%$$

$$V_{rp} = 37.04\text{V} - 36\text{V} = 1.04\text{V}$$

$$V_{rp-p} = 2 * 1.04V = 2.08V$$

Para la etapa de rectificación, se hará uso de la ecuación 1.12, con la cual se obtiene el valor de la corriente pico en los diodos, la cual como se dijo anteriormente, es una característica indispensable para adquirirlos.

$$I_m = 37.04 * \sqrt{\frac{1}{72^2} + 4 * (\pi * 60)^2 * (2000 * 10^{-6})^2} = 27.91A.$$

⇒ Los diodos a utilizarse para realizar el puente son: ECG 577

Los valores de voltaje dc, de rizo y el porcentaje de rizo a la salida del rectificador, se obtendrán haciendo uso de las ecuaciones 1.1, 1.2 y 1.3.

Por lo tanto se tiene que:

$$V_{dc} = 0.636 * 37.04 = 23.55V$$

$$V_{r(rms)} = 0.308 * 37.04 = 11.40V$$

$$r = 11.40 / 23.55 * 100 = 48.40\%$$

Los cálculos para el diseño del transformador son los siguientes:

$$V_{rms} = V_{m\acute{a}x} / \sqrt{2} = 37.04V / \sqrt{2} = 26.1V$$

Como el transformador se va alimentar a través de la red, entonces el voltaje máximo en el primario va a ser:

$$V_{m\acute{a}x} = 110V * \sqrt{2} = 155.56V$$

$$\therefore V_{p1} / V_{p2} = N_2 / N_1 = 155.56 / 37.04 = 4.19$$

∴ Se necesita un transformador con primario adecuado para la red eléctrica (110V) y secundario de 26V para 1A ó su equivalente 13V +13V.

3.6.1.3 Diagrama Completo:

A continuación en la figura 2.19 se presenta el circuito completo que sirve de alimentación para la fuente de voltaje regulada diseñada en la sección 2.1.

Este es un circuito un poco más complejo en comparación a los de las otras fuentes, como se podrá observar posteriormente. Esto se da porque este circuito tiene dos finalidades: servir como alimentación para fuente y logra cambiar la señal de salida a un nivel de dc diferente, para de esta manera tener una fuente regulable desde 0 a 15V, que es lo que se desea, ya que la fuente de la sección 2.1, está diseñada para obtener voltajes desde 15 a 30V.

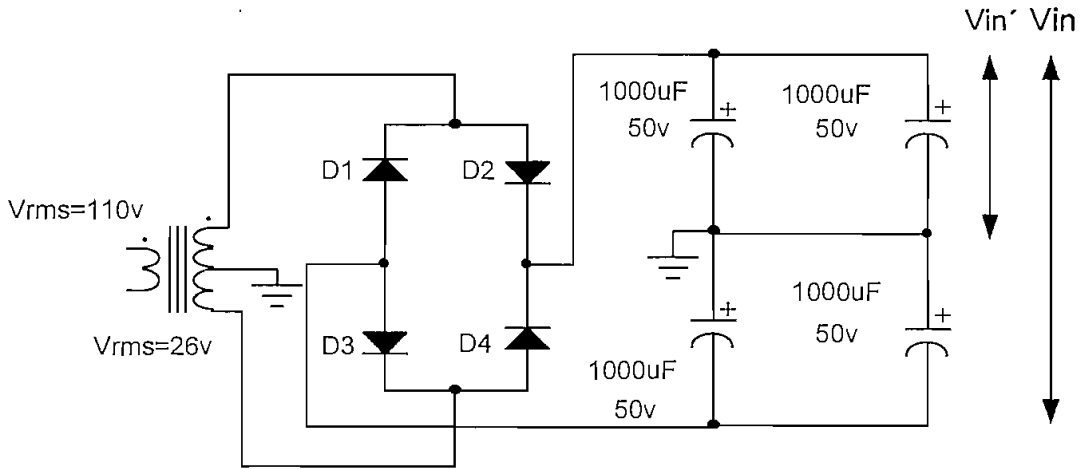


Figura 2.19 Circuito de Alimentación para la Fuente Regulada de Voltaje con Realimentación

A continuación en las secciones siguientes, se consideraran las mismas condiciones de diseño, el mismo tipo de filtro y rectificador, por lo tanto el diseño será mucho más reducido.

2.6.2 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE DE 0 A 10V

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.6.2.1 Especificaciones

Las especificaciones para el diseño del circuito de alimentación son las siguientes:

- Tensión de salida máxima 17 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 1.5 \text{ A}$

2.6.2.2 Descripción, Análisis y Diseño del Circuito

Por las explicaciones dadas en la sección 2.6.1.1, en los siguientes diseños se procederá únicamente a realizar los cálculos pertinentes, es así que:

Se asume $C = 9000\mu\text{F}$

Haciendo referencia a la ecuación 1.8 se tiene que:

$$V_m = V_{dc} + \frac{4.171I_{dc}}{C} = 17 + \frac{4.171}{9000}1500 = 17.69\text{V}$$

Haciendo referencia a la ecuación 1.7, 1.9, 1.10 y 1.11 se tiene que:

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4I_{dc}}{C} = \frac{2.4 * 1500}{9000} = 0.4\text{V}$$

$$R_L = \frac{2.4V_{dc}}{V_r(\text{rms})C} = \frac{2.4 * 17}{0.4 * 9000} = 0.011\text{K}\Omega \rightarrow 11.33\Omega$$

$$r = \frac{0.4}{17} * 100 = 2.35\%$$

$$V_{rp} = 17.69\text{V} - 17\text{V} = 0.69\text{V}$$

$$V_{rp-p} = 2 * 0.69V = 1.38V$$

Para la etapa de rectificación, se hará uso de la ecuación 1.12, con la cual se obtiene el valor de la corriente pico en los diodos, la cual como se dijo anteriormente, es una característica indispensable para adquirirlos.

$$I_m = 17.69 * \sqrt{\frac{1}{11.33^2} + 4 * (\pi * 60)^2 * (9000 * 10^{-6})^2} = 60.01A$$

⇒ Los diodos a utilizarse para realizar el puente son: ECG 577.

Los valores de voltaje dc, de rizo y el porcentaje de rizo a la salida del rectificador, se obtendrán haciendo uso de las ecuaciones 1.1, 1.2 y 1.3.

Por lo tanto se tiene que:

$$V_{dc} = 0.636 * 17.69 = 11.25V$$

$$V_{r(rms)} = 0.308 * 17.69 = 5.45V$$

$$r = 5.45 / 11.25 * 100 = 48.4\%$$

Los cálculos para el diseño del transformador son los siguientes:

$$V_{rms} = V_{m\acute{a}x} / \sqrt{2} = 17.69V / \sqrt{2} = 12.50V$$

Como el transformador se va alimentar a través de la red, entonces el voltaje máximo en el primario va a ser:

$$V_{m\acute{a}x} = 110V * \sqrt{2} = 155.56V$$

$$\therefore V_{p1} / V_{p2} = N_2 / N_1 = 155.56 / 17.69 = 9$$

∴ Se necesita un transformador con primario adecuado para la red eléctrica (110V) y secundario de 13V para 2A .

2.6.2.3 Diagrama Completo

A continuación en la figura 2.20 se presenta el circuito completo que sirve de alimentación para la fuente de voltaje regulada diseñada en la sección 2.2.

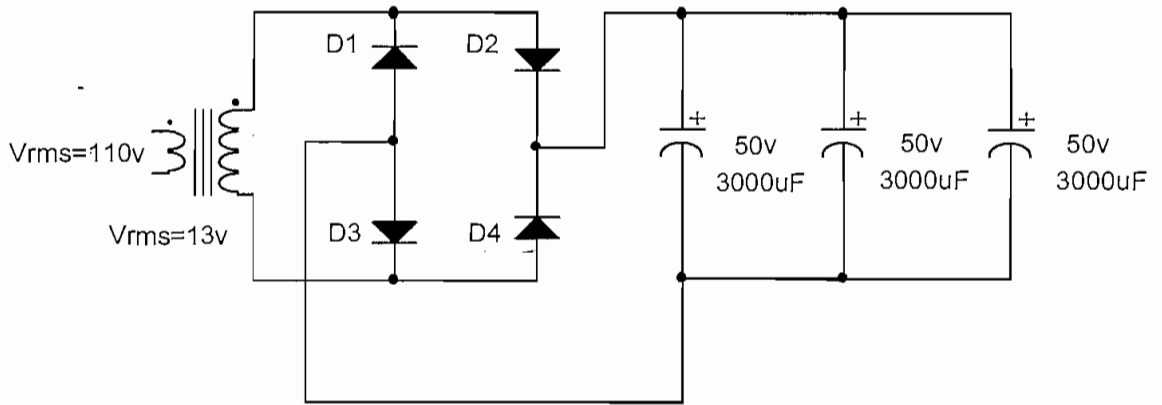


Figura 2.20. Circuito de Alimentación para la Fuente de Voltaje de 0 a 10V

2.6.3 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE DE VOLTAJE REGULADA VARIABLE NEGATIVA DE 0 A 10V

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.6.3.1 Especificaciones

Las especificaciones para el diseño del circuito de alimentación son las siguientes:

- Tensión de salida máxima -17 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 1.5 \text{ A}$

2.6.3.2 Descripción, Análisis y Diseño del Circuito

El diseño es muy similar al de la sección 2.6.2, por lo tanto no se realizará los cálculos, puesto que estos son los mismos.

2.6.3.3 DIAGRAMA COMPLETO

A continuación en la figura 2.21. se presenta el circuito completo que sirve de alimentación para la fuente de voltaje regulada diseñada en la sección 2.3.

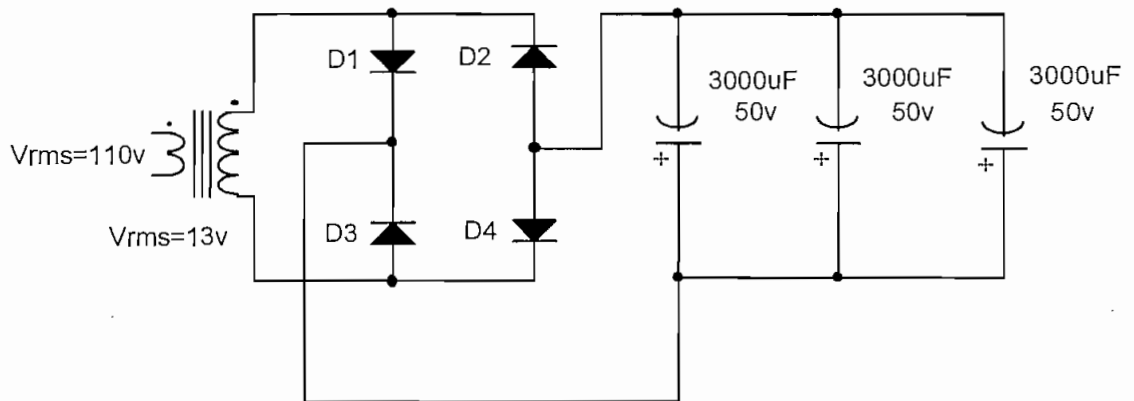


Figura 2.21. Circuito de Alimentación para la Fuente de Voltaje Negativa de 0 a 10V

2.6.4 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE DE VOLTAJE REGULADA UTILIZANDO CIRCUITOS INTEGRADOS

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.6.4.1 Especificaciones

Las especificaciones para el diseño del circuito de alimentación son las siguientes:

- Tensión de salida máxima -33 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 500\text{mA}$

2.6.4.2 Descripción, Análisis y Diseño del Circuito

Por lo tanto se tiene que:

$$C = 2000\mu\text{F}$$

Haciendo referencia a la ecuación 1.8 se tiene que:

$$V_m = V_{dc} + \frac{4.171I_{dc}}{C} = 33 + \frac{4.171}{2000}500 = 34.04\text{V}$$

Haciendo referencia a la ecuación 1.7, 1.9, 1.10 y 1.11 se tiene que:

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4I_{dc}}{C} = \frac{2.4 * 500}{2000} = 0.6\text{V}$$

$$R_L = \frac{2.4V_{dc}}{V_r(\text{rms})C} = \frac{2.4 * 33}{0.6 * 2000} = 0.066\text{K}\Omega \rightarrow 66\Omega$$

$$r = \frac{0.6}{33} * 100 = 1.81\%$$

$$V_{rp} = 34.04\text{V} - 33\text{V} = 1.04\text{V}$$

$$V_{rp-p} = 2 * 1.04\text{V} = 2.08\text{V}$$

Para la etapa de rectificación, se hará uso de la ecuación 1.12, con la cual se obtiene el valor de la corriente pico en los diodos, la cual como se dijo anteriormente, es una característica indispensable para adquirirlos.

$$I_m = 34.04 * \sqrt{\frac{1}{66^2} + 4 * (\pi * 60)^2 * (2000 * 10^{-6})^2} = 25.65\text{A}$$

⇒ Los diodos a utilizarse para realizar el puente son: ECG 577

Los valores de voltaje dc, de rizo y el porcentaje de rizo a la salida del rectificador, se obtendrán haciendo uso de las ecuaciones 1.1, 1.2 y 1.3.

Por lo tanto se tiene que:

$$V_{dc} = 0.636 * 34.04 = 21.65\text{V}$$

$$V_{r(\text{rms})} = 0.308 * 34.04 = 10.48\text{V}$$

$$r = 10.48 / 21.65 * 100 = 48.4\%$$

Los cálculos para el diseño del transformador son los siguientes:

$$V_{rms} = V_{m\acute{a}x} / \sqrt{2} = 34.04V / \sqrt{2} = 24.069V$$

Como el transformador se va alimentar a través de la red, entonces el voltaje máximo en el primario va a ser:

$$V_{m\acute{a}x} = 110V * \sqrt{2} = 155.56V$$

$$\therefore V_{p1} / V_{p2} = N2 / N1 = 155.56 / 34.04 = 4.56$$

\therefore Se necesita un transformador con primario adecuado para la red eléctrica (110V) y secundario de 24V para 1A ó su equivalente 12V +12V.

2.6.5.3 Diagrama Completo

A continuación en la figura 2.22 se presenta el circuito completo que sirve de alimentación para la fuente de voltaje regulada diseñada en la sección 2.4.

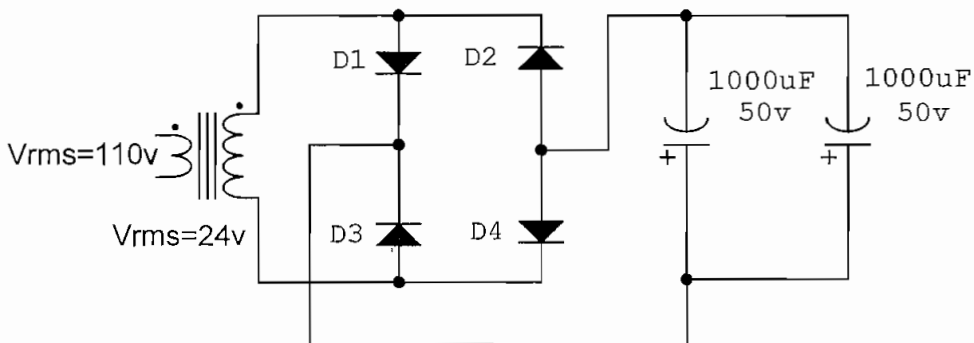


Figura 2.22 Circuito de Alimentación para la Fuente de Voltaje que utiliza Circuitos Integrados

2.6.5 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN PARA LA FUENTE DE VOLTAJE REGULADA DE 0 A 5V

- Especificaciones
- Descripción, análisis y diseño del circuito.
- Diagrama completo.

2.6.5.1 Especificaciones

Las especificaciones para el diseño del circuito de alimentación son las siguientes:

- Tensión de salida máxima 12 voltios DC
- Corriente de salida máxima $I_{Lm\acute{a}x} = 2A$

2.6.5.2 Descripción, Análisis y Diseño del Circuito

Por lo tanto se tiene que:

$$C = 12000\mu F$$

Haciendo referencia a la ecuación 1.8 se tiene que:

$$V_m = V_{dc} + \frac{4.171I_{dc}}{C} = 12 + \frac{4.171}{12000}2000 = 12.69V$$

Haciendo referencia a la ecuación 17, 1.9, 1.10 y 1.11 se tiene que:

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4I_{dc}}{C} = \frac{2.4 * 2000}{12000} = 0.4V$$

$$R_L = \frac{2.4V_{dc}}{V_r(\text{rms})C} = \frac{2.4 * 12}{0.4 * 12000} = 0.06K\Omega \rightarrow 6\Omega$$

$$r = \frac{0.4}{12} * 100 = 3.33\%$$

$$V_{rp} = 12.69V - 12V = 1.69V$$

$$V_{rp-p} = 2 * 1.69V = 3.38V$$

Para la etapa de rectificación, se hará uso de la ecuación 1.12, con la cual se obtiene el valor de la corriente pico en los diodos, la cual como se dijo anteriormente, es una característica indispensable para adquirirlos.

$$I_m = 12.69 * \sqrt{\frac{1}{6^2} + 4 * (\pi * 60)^2 * (12000 * 10^{-6})^2} = 57.41A.$$

⇒ Los diodos a utilizarse para realizar el puente son: ECG 577

Los valores de voltaje dc, de rizo y el porcentaje de rizo a la salida del rectificador, se obtendrán haciendo uso de las ecuaciones 1.1, 1.2 y 1.3.

Por lo tanto se tiene que:

$$V_{dc} = 0.636 * 12.69 = 8.070V$$

$$V_{r(rms)} = 0.308 * 12.69 = 3.90V$$

$$r = 3.90 / 8.07 * 100 = 48.3\%$$

Los cálculos para el diseño del transformador son los siguientes:

$$V_{rms} = V_{m\acute{a}x} / \sqrt{2} = 12.69V / \sqrt{2} = 8.97V$$

Como el transformador se va alimentar a través de la red, entonces el voltaje máximo en el primario va a ser:

$$V_{m\acute{a}x} = 110V * \sqrt{2} = 155.56V$$

$$\therefore V_{p1} / V_{p2} = N_2 / N_1 = 155.56 / 12.69 = 12.25$$

∴ Se necesita un transformador con primario adecuado para la red eléctrica (110V) y secundario de 9V para 2.5A

2.6.4.3 Diagrama Completo

A continuación en la figura 2.23 se presenta el circuito completo que sirve de alimentación para la fuente de voltaje regulada diseñada en la sección 2.4.

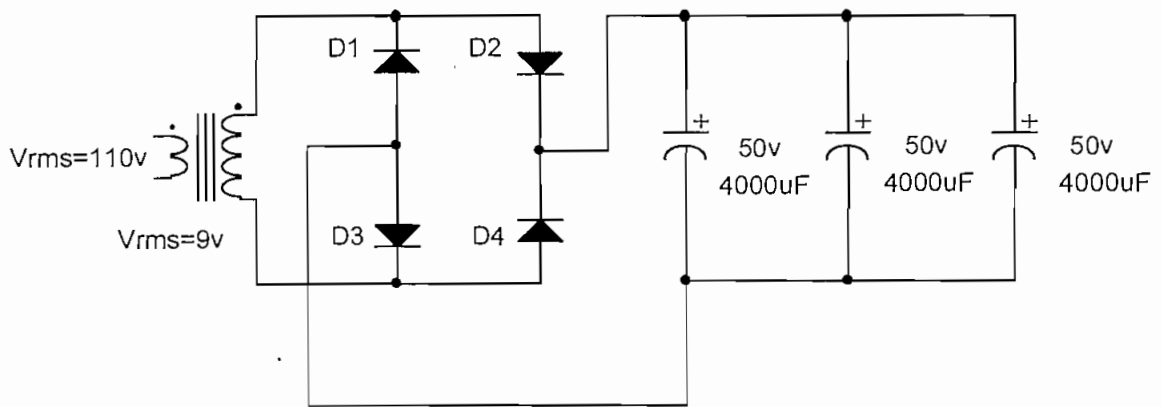


Figura 2.23 Circuito de Alimentación para la Fuente de Voltaje Regulada de 0 a 5V.

CAPÍTULO 3

PRUEBAS Y RESULTADOS

CAPITULO 3

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo nos centraremos a hablar acerca de la elaboración del módulo, ya que cabe mencionar que no se realizó ningún cambio en los circuitos, los cuales una vez diseñados, de acuerdo a los datos expuestos en la sección 1.1, se los implemento primero en el proto-board, una vez comprobado su correcto funcionamiento, se realizó el circuito impreso, para cada una de las fuentes, luego del cual nuevamente procedimos a comprobar el funcionamiento, dando como resultado, que cada una de las fuentes cumple con los requerimientos par la cual fue diseñada, además se comprobó, que la protección contra cortocircuitos funciona de manera excelente.

En lo referente a la elaboración de la caja para cada una de la fuentes, se ha considerado el criterio de mantener una buena ventilación y distribución, con el espaciamiento necesario para evitar la construcción de un módulo de tamaño excesivo.

En la parte frontal de cada una de la fuentes se ubica: el voltímetro, el amperímetro, las salidas (+ y -), el led (indicador de cortocircuito), el potenciómetro (cambiador del voltaje a la salida), un pulsante, el cual nos permite que la fuente siga funcionando una vez cancelado el cortocircuito, así tenemos un breve esquema de la distribución de dichos elementos en la caja. (Figura 3.1).

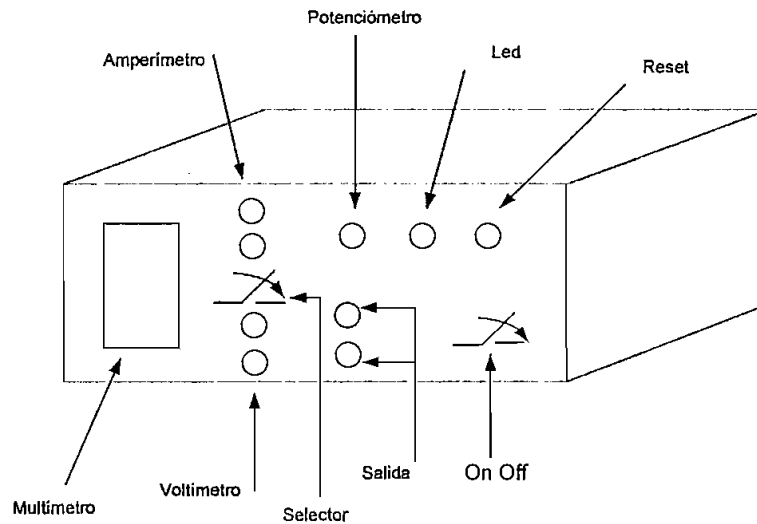


Figura 3.1 Diagrama de la parte frontal del Equipo

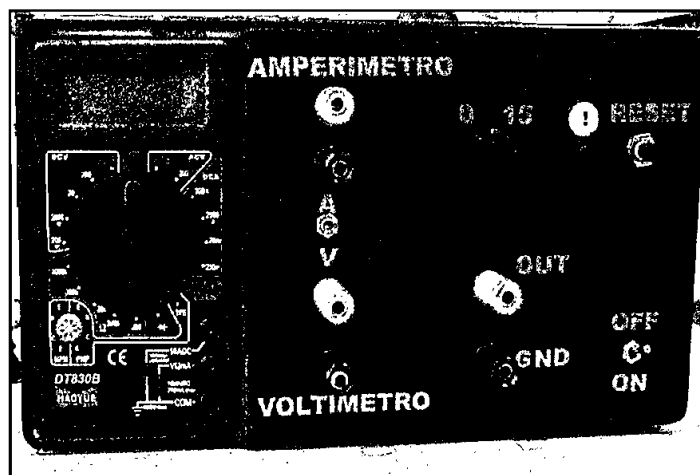


Figura 3.2 Vista Frontal de los módulos.

Para facilitar el manejo del módulo, se han elaborado de manera individual cada una de las fuentes, es decir cada una tiene su propia caja, y por ende sus propios medidores, es así que dependiendo de la necesidad de uso, del espacio que se disponga, se las puede usar individualmente o agrupadas como se indica en la figura 3.3.

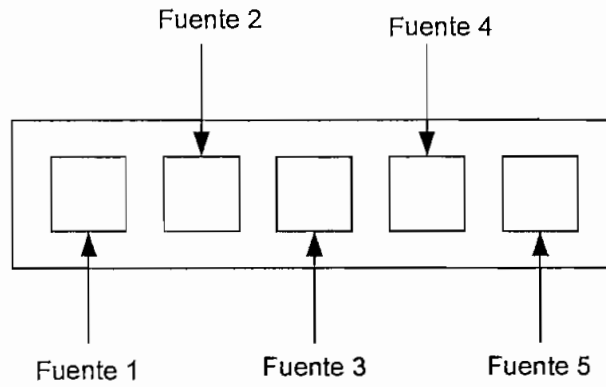


Figura 3.3 Parte Frontal del Módulo

Como se puede observar en la figura 3.4, el cableado se lo ha realizado de tal manera que se evite algún tipo de contacto con los elementos de la placa.

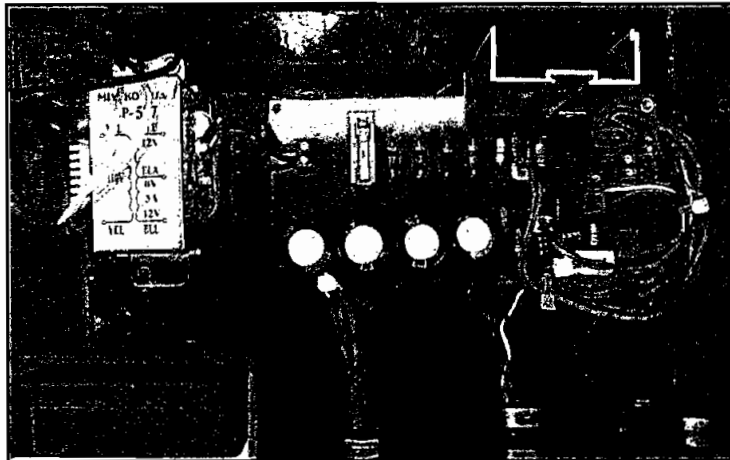


Figura 3.4 Placa para la Fuente Regulada de Voltaje con Realimentación

A continuación se proporcionará los diagramas esquemáticos de las placas de cada una de las fuentes.

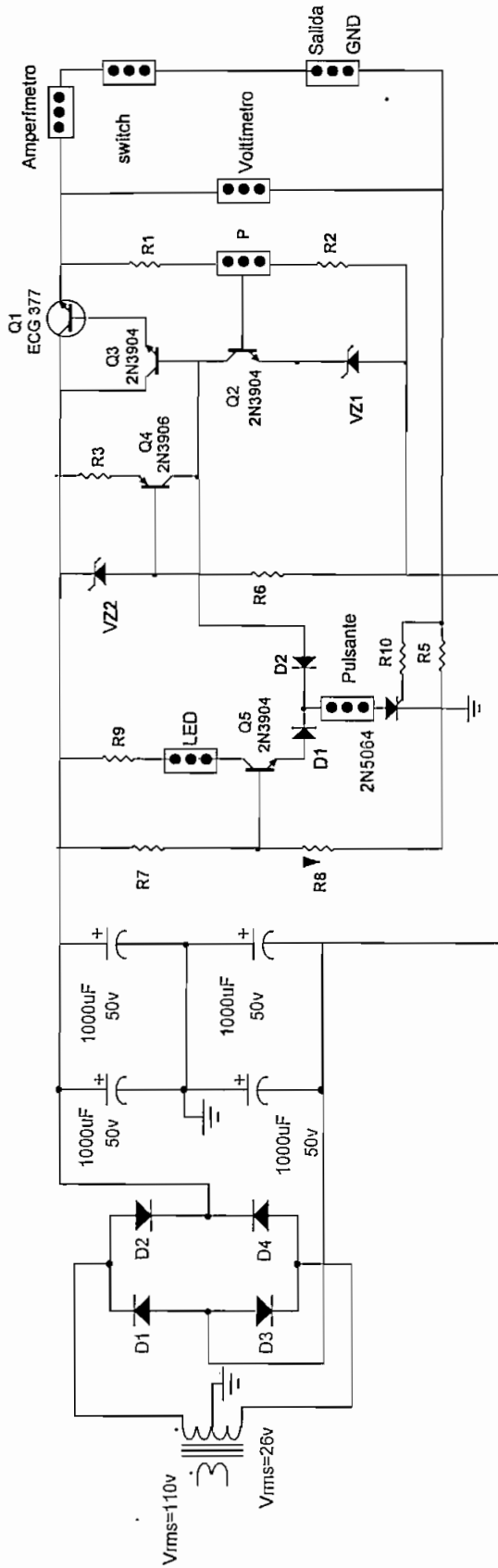


Fig. 3.5 Diagrama Esquemático de la Fuente de Voltaje Regulada con Realimentación

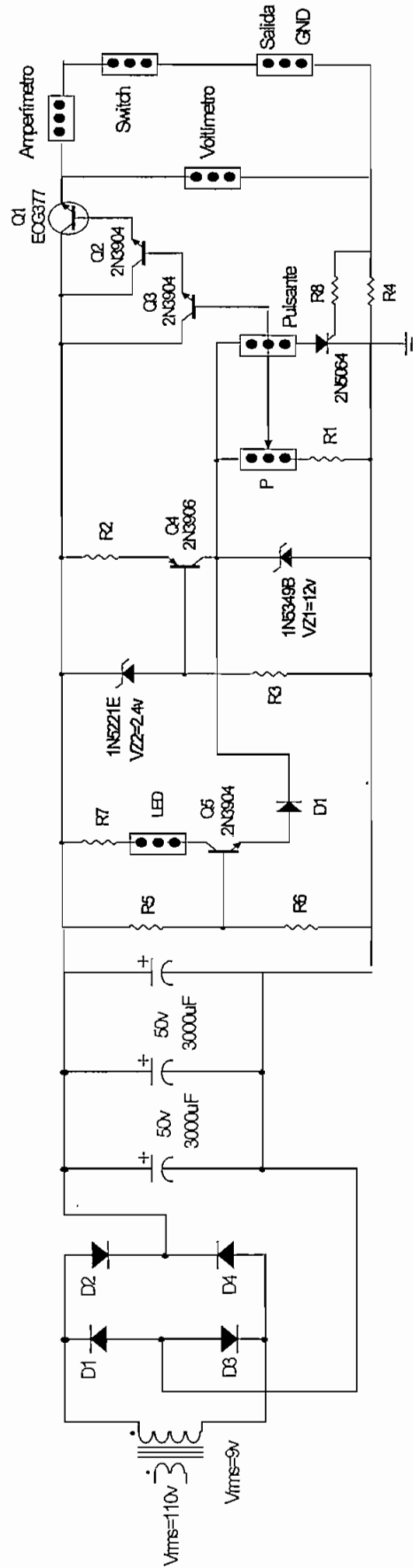


Figura 3.6 Esquema de la fuente de Voltaje Regulada de 0 a 10V

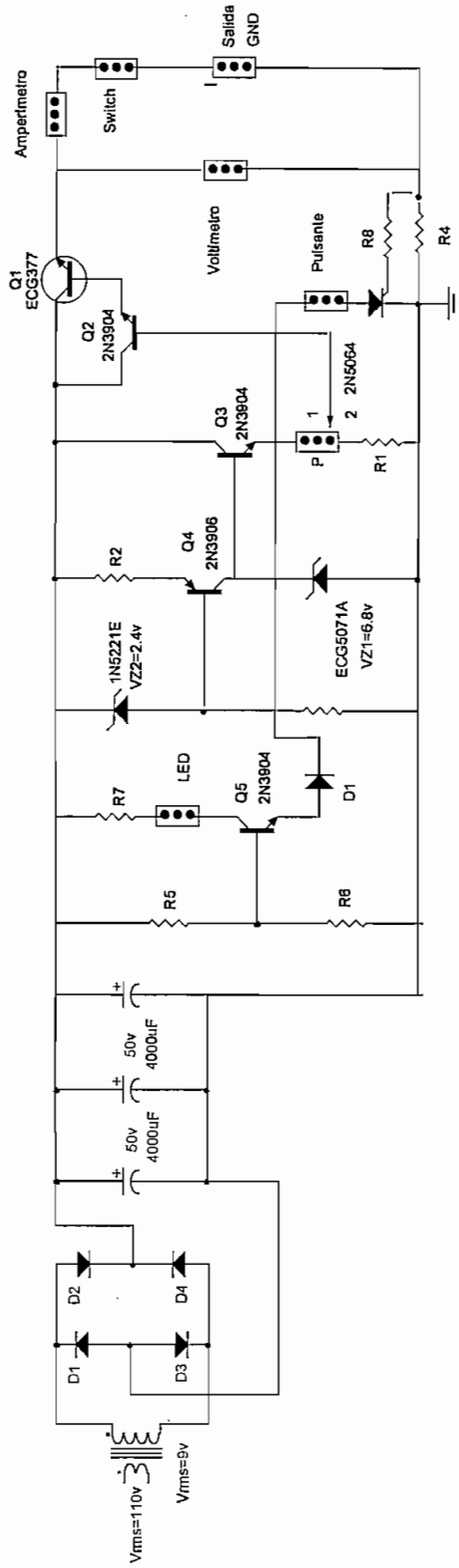


Figura 3.7 Esquema de la Fuente de Voltaje Regulada de 0 a 5V

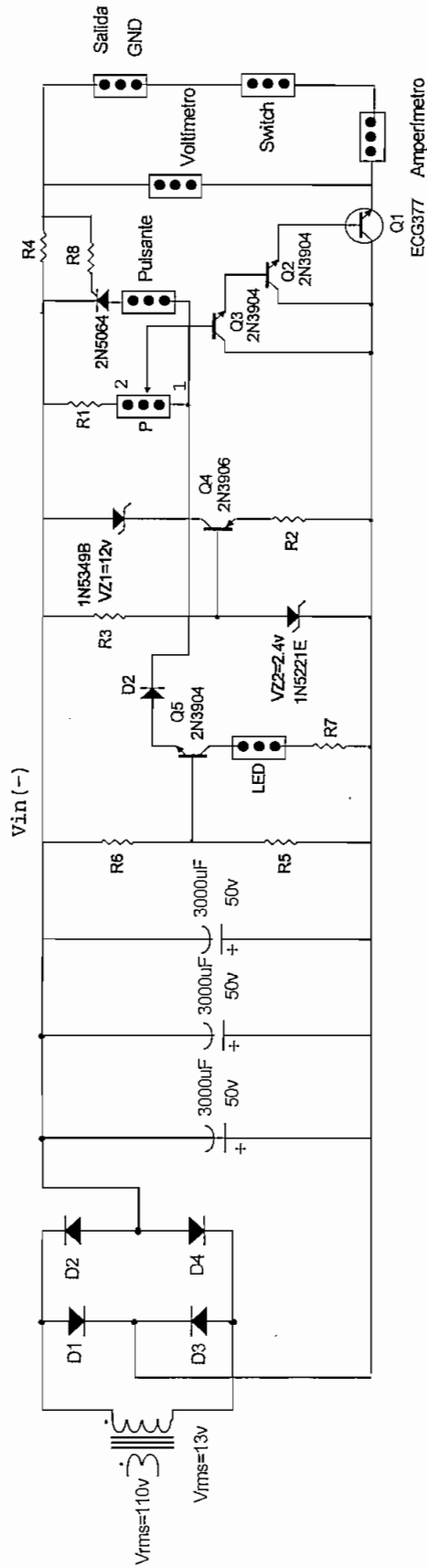


Figura. 3.8 Esquema de la Fuente de Voltaje Regulada Negativa de 0 a 10V

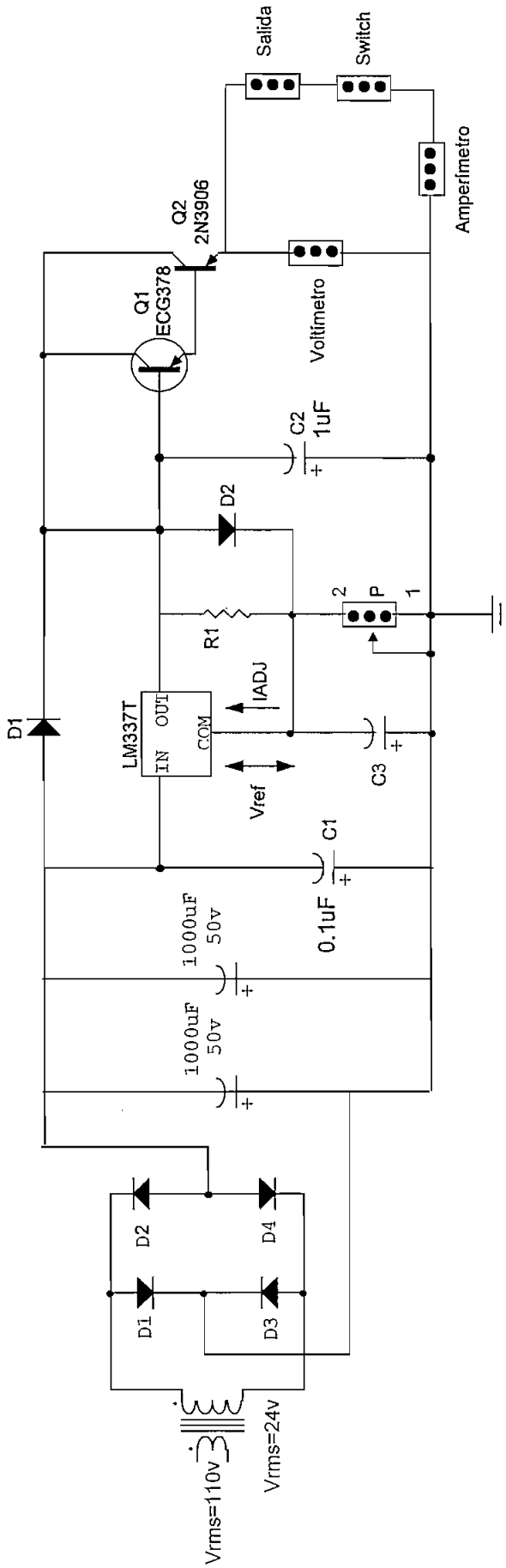


Figura 3.9 Esquema de la Fuente de Voltaje Regulada utilizando Circuitos Integrados

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CAPITULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- Para tener una fuente regulada de buenas características, se deben considerar factores tales como: la rectificación y el filtrado, ya que estas son etapas indispensables para el correcto funcionamiento de la misma, es así que para este proyecto se ha seleccionado la rectificación de onda completa; por las ventajas que está presenta ante las demás como son: mayor eficiencia, componente DC mayor y un bajo rizado. Así también por facilidad de implementación se eligió un filtro capacitivo sencillo.
- Las fuentes de alimentación, se podría decir, que son lo más básico dentro de la electrónica, pero en algunos casos la cosa se complica, sobre todo cuando queremos obtener buenos resultados pero con pocos componentes. Cuando la fuente se destina para un circuito exclusivo, esta se diseña para una tensión e intensidad máxima y de esta manera obtener el mayor rendimiento posible, pero si queremos una fuente que pueda abarcar casi cualquier montaje, esta debería ser regulable. También se ha de tener en cuenta la intensidad que proporcione esta al circuito y en caso de un cortocircuito que no se quemara la fuente.
- Una fuente regulada de tensión utiliza una realimentación negativa que detecta de un modo instantáneo las variaciones de tensión de salida, actuando como control que las corrige automáticamente.
- Cabe recalcar que en la fuente regulada en serie, un cortocircuito es fatal para el transistor de control, ya que tiene que soportar toda la corriente de cortocircuito, no es así en la fuente regulada en paralelo, en la que al producirse un corto y quedar la tensión de salida en cero, todos los elementos quedan sin polarización. En este caso es la resistencia en serie, la que soporta toda la corriente, por tal motivo es recomendable que el transistor de potencia este colocado sobre un buen disipador térmico.

- En las fuentes reguladas en serie es recomendable añadir, un elemento de protección contra cortocircuitos, que desconecten el control, cuando se produzca alguno.

- Un factor importante en una fuente de alimentación es la cantidad en que cambia el voltaje de salida sobre un rango de operación del circuito. El voltaje proporcionado en la salida bajo condiciones sin carga (sin consumo de corriente de la fuente) se reduce cuando la carga consume corriente de la alimentación (bajo carga). La cantidad en que cambia el voltaje entre las condiciones de sin carga y con carga se describe por un factor llamado regulación de voltaje.

- Si el valor del voltaje a plena carga es el mismo que el voltaje sin carga, la regulación de voltaje calculada es 0%, que es la mejor esperada. Esto significa que la fuente de alimentación de voltaje es perfecta, ya que el voltaje de salida es independiente del consumo de corriente extraída de la alimentación. Entre más pequeña sea la regulación de voltaje, mejor es la operación de la fuente de alimentación de voltaje.

- Es indispensable diferenciar entre regulación de voltaje y factor de regulación, ya que el primero se define como el porcentaje de cambio de voltaje en la salida para un cambio dado en la corriente de carga, por lo tanto mientras más pequeño mejor, mientras que el segundo es lo inverso mientras más grande mejor, ya que este valor lo que indica es el número de veces que el voltaje de salida va a ser atenuado, para mantenerlo constante cuando el voltaje de entrada ó la resistencia de carga varíe.

- Cabe recalcar que valores más grandes de capacitancia proporcionan menos rizo y mayor voltaje promedio, de manera que se proporciona una mejor acción de filtrado, a partir de esto se podría concluir que para mejorar el funcionamiento de un filtro de condensador sólo es necesario aumentar el tamaño del condensador. Sin embargo, el condensador también afecta el consumo pico de corriente extraída a través de los diodos rectificadores, es así que mientras mayor sea el valor del condensador mayor es el consumo

pico de la corriente extraída a través de los diodos, la cual es una característica importante para adquirirlos.

➤ Hay que tomar en cuenta que en las fuentes reguladas lineales el elemento de control (transistor), trabaja en su zona de operación lineal, mientras que en la segunda el mismo elemento actúa como una llave, esto significa que el transistor opera en sus dos estados límites saturación (máxima conducción) y corte (sin conducción).

➤ Es importante considerar las ventajas que nos brinda una fuente conmutada como lo son: utiliza rectificadores más sencillos (por lo general un solo diodo), filtros de menor capacidad y también dependiendo del diseño, puede prescindir de reguladores de voltaje.

➤ Una fuente regulada simple, generalmente se diseña para trabajar en condiciones operativas limitadas, esto es, con un voltaje de entrada de cierto rango y una frecuencia determinada. Por otro lado, una fuente conmutada es más flexible, llegando incluso a aceptar de entrada valores que van desde menos 100V hasta más de 240V. Además gracias a los avances en la electrónica estas últimas se han logrado hacer más compactas que las primeras, lo cual a generalizado su uso en la implementación de circuitos.

BIBLIOGRAFIA

INTERNET:

- ❖ <http://www.eie.ucr.ac/prodida/basedoc/394-word.doc>
- ❖ <http://voltio.ujaen.es/jagular>
- ❖ <http://www.ifent.org/lecciones/CAP16/cap1615.htm>
- ❖ <http://www.comunidadelectronicos.com/proyectos/fuente3.htm>
- ❖ <http://www.comunidadelectronicos.com/sitios2.htm#Circuitos>
- ❖ <http://www.sevillartc.com/eherramientas.htm>
- ❖ <http://www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/2912/www.geocities.com/CapeCanaveral/Lab/2912/modos.html>
- ❖ [http://www.google.com/search.fuentes reguladas.](http://www.google.com/search.fuentes+reguladas)
- ❖ http://pomelo.ivia.es/mecanización/www/Manual_electrónica/elec/fuentes.pdf
- ❖ <http://webdiee.cem.itesm.mx/web/servicios/archivo/tutoriales/pcb/sld032.htm>

LIBROS:

- ❖ SAVANT RODEN CARPENTER **Diseño Electrónico Circuitos y Sistemas** Segunda edición Adisoon Wewsley Iberoamérica.
- ❖ MILLMAN JACOB **Electrónica Integrada**

Primera edición

- ❖ BOYLESTAD ROBERT, NASHESKY LOUIS **Electrónica Teoría de Circuitos** Sexta edición Prentice Hall Hispanoamericana México 1996.
- ❖ MALVINO **Principios de Electrónica** Quinta edición Editorial Mc Graw Hill México.

ANEXOS

ÍNDICE ANEXOS

ANEXO A: DESARROLLOS MATEMÁTICOS

A.1 FACTOR DE RIZO DEL RECTIFICADOR.....	A.2
A.2 VOLTAJE DE RIZO DE UN FILTRO DE CONDENSADOR.....	A.3

ANEXO B: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

B.1 REGULADOR LM337T.....	B.5
---------------------------	-----

ANEXO A

DESARROLLOS MATEMÁTICOS¹

A.1 FACTOR DE RIZO DEL RECTIFICADOR.

El factor de rizo de un voltaje se define por:

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{dc}} \quad \text{Ec. a.1}$$

Donde:

- $V_r(\text{rms})$: Valor rms de la componente ac de la señal
- V_{dc} : Valor promedio de la señal.

Debido a que el componente de voltaje de ac en una señal que contiene un nivel de dc es :

$$V_{ac} = v - V_{dc} \quad \text{Ec.a.2}$$

El valor rms del componente de ac es:

$$V_r(\text{rms}) = \left[\frac{1}{2 * \pi} \int_0^{2\pi} v_{ac}^2 d\theta \right]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = \left[\frac{1}{2 * \pi} \int_0^{2\pi} (v - V_{dc})^2 d\theta \right]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = \left[\frac{1}{2 * \pi} \int_0^{2\pi} (v^2 - 2 * v * V_{dc} + V_{dc}^2) d\theta \right]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = \left[V^2(\text{rms}) - 2 * V_{dc} + V_{dc}^2 \right]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = \left[V^2(\text{rms}) - V_{dc}^2 \right]^{1/2}$$

Donde $V(\text{rms})$ es el valor rms del voltaje total. Para una señal rectificada de media onda:

¹ Robert Boylestad ELECTRÓNICA TEORÍA DE CIRCUITOS, Sexta edición, Edición Prentice Hall México 1996, Págs:926 - 928

$$V_r(\text{rms}) = [V^2(\text{rms}) - V_{dc}^2]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = \left[\left(\frac{V_m}{2} \right)^2 - \left(\frac{V_m}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = V_m * \left[\left(\frac{1}{2} \right)^2 - \left(\frac{1}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2}$$

Donde :

$$V_r(\text{rms}) = 0.385 * V_m \quad \text{Ec.a.2}$$

Para la señal rectificadora de onda completa se tiene:

$$V_r(\text{rms}) = [V^2(\text{rms}) - V_{dc}^2]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = \left[\left(\frac{V_m}{\sqrt{2}} \right)^2 - \left(\frac{2 * V_m}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$V_r(\text{rms}) = V_m \left(\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \right)^{1/2}$$

Donde:

$$V_r(\text{rms}) = 0.308 * V_m \quad \text{Ec.a.3}$$

A.2 VOLTAJE DE RIZO DE UN FILTRO DE CONDENSADOR

Suponiendo una aproximación de forma de onda de rizo triangular, como se muestra en la figura A.1, podemos escribir.

$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r(p-p)}{2} \quad \text{Ec.a.4}$$

Durante la descarga del condensador el cambio de voltaje a través de C es:

$$V_r(p-p) = \frac{I_{dc} * T_2}{C} \quad \text{Ec.a.5}$$

A partir de la forma de onda triangular de la figura A.1.

$$V_r(\text{rms}) = \frac{V_r(p-p)}{2 * \sqrt{3}} \quad \text{Ec.a.6}$$

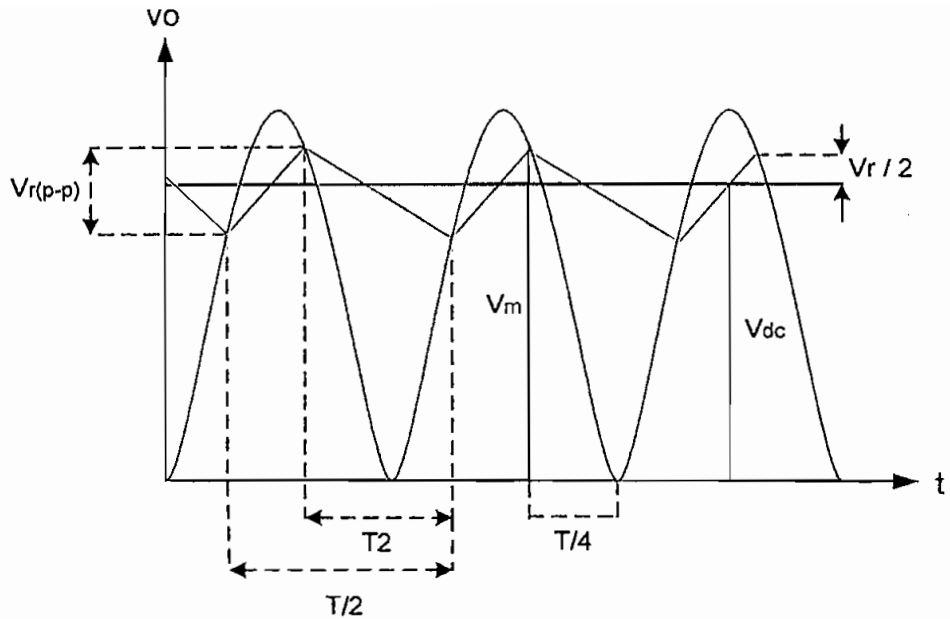


Figura A.1 Voltaje de Rizo Triangular aproximado para el filtro de condensador

Usando los detalles de la forma de onda de la figura A.1, resulta en

$$\frac{V_r(p-p)}{T_1} = \frac{V_m}{T/4}$$

$$T_1 = \frac{V_r(p-p)(T/4)}{V_m}$$

$$\text{Tambi\u00e9n } T_2 = \frac{T}{2} - T_1 = \frac{T}{2} - \frac{V_r(p-p)(T/4)}{V_m} = \frac{2TV_m - V_r(p-p)T}{4 * V_m}$$

$$T_2 = \frac{2 * V_m - V_r(p-p)}{V_m} \frac{T}{4}$$

Ec.a.7

Debido a que la ecuaci\u00f3n a.4 puede escribirse como:

$$V_{dc} = \frac{2 * V_m - V_r(p-p)}{2}$$

Podemos combinar la \u00faltima ecuaci\u00f3n con la ecuaci\u00f3n a.7

$$T_2 = \frac{V_{dc}}{V_m} \frac{T}{2}$$

La cual, insertada en la ecuaci\u00f3n a.5, da:

$$V_r(p-p) = \frac{I_{dc}}{C} \left(\frac{V_{dc}}{V_m} \frac{T}{2} \right)$$

donde $T = \frac{1}{f}$

$$\text{Entonces: } V_r(p-p) = \frac{I_{dc}}{2 * f * C} \frac{V_{dc}}{V_m} \quad \text{Ec.a.8}$$

Combinando las ecuaciones a.6 y a.8 resolvemos para V_r (rms):

$$V_r(\text{rms}) = \frac{V_r(p-p)}{2 * \sqrt{3}} = \frac{I_{dc}}{4 * \sqrt{3} * f * C} \frac{V_{dc}}{V_m} \quad \text{Ec.a.9}$$

ANEXO B

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

B.1 REGULADOR LM337T

El circuito integrado LM337T (encapsulado T0-220), el cual permite variar la tensión de salida entre -1.2v y -37v, con corrientes hasta de 3A y voltaje de entrada de -6v a -40v. El LM337T proporciona protección total de sobrecarga, incluyendo limitación de corriente y protección de sobrecarga térmica. El regulador de voltaje negativo ajustable LM337T sólo tiene tres terminales, como se muestra en la figura (B.1).

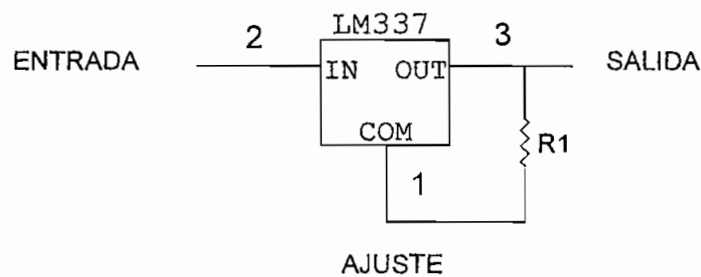
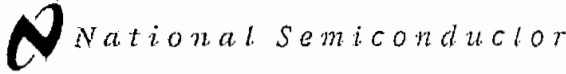


Fig. B.1. Diagrama de conexión del LM337T

Su instalación es sencilla, como se observa en la figura B.1, esta muestra como se puede ajustar el voltaje regulado de salida en un LM337T. El LM337T mantiene exactamente un voltaje de 1.25v entre sus terminales de salida y ajuste. A este voltaje se le ha denominado V_{ref} y puede variar de un circuito a otro, desde 1.2v a 1.3v. Se conecta entre estas terminales una resistencia de R_1 para conducir una corriente I_1 , esta corriente fluye a través de R_2 . Si ésta es ajustable, la caída de voltaje a través de ella, V_{R2} será igual a $R_2 * I_1$.

El voltaje de salida del regulador se ajusta con V_{R2} más la caída de 1.2v a través de R_1 . En términos generales, V_o está expresado por:

$$V_o = \frac{1.2v}{R_1} (R_1 + R_2) \quad \text{Ec.B.1}$$



May 1999

LM137/LM337 3-Terminal Adjustable Negative Regulators

LM137/LM337 3-Terminal Adjustable Negative Regulators

General Description

The LM137/LM337 are adjustable 3-terminal negative voltage regulators capable of supplying in excess of -1.5A over an output voltage range of -1.2V to -37V. These regulators are exceptionally easy to apply, requiring only 2 external resistors to set the output voltage and 1 output capacitor for frequency compensation. The circuit design has been optimized for excellent regulation and low thermal transients. Further, the LM137 series features internal current limiting, thermal shutdown and safe-area compensation, making them virtually blowout-proof against overloads.

The LM137/LM337 serve a wide variety of applications including local on-card regulation, programmable-output voltage regulation or precision current regulation. The LM137/LM337 are ideal complements to the LM117/LM317 adjustable positive regulators.

Features

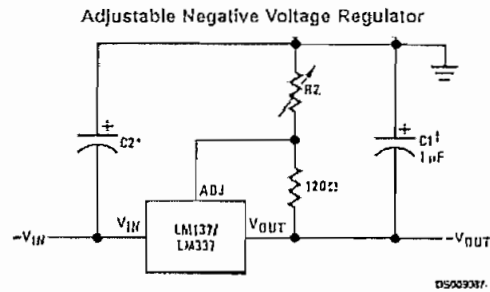
- Output voltage adjustable from -1.2V to -37V
- 1.5A output current guaranteed, -55°C to +150°C
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.3%
- Excellent thermal regulation, 0.002%/W

- 77 dB ripple rejection
- Excellent rejection of thermal transients
- 50 ppm/°C temperature coefficient
- Temperature-independent current limit
- Internal thermal overload protection
- P* Product Enhancement tested
- Standard 3-lead transistor package
- Output is short circuit protected

LM137 Series Packages and Power Capability

Device	Package	Rated Power Dissipation	Design Load Current
LM137/L337	TO-3 (K)	20W	1.5A
	TO-39 (H)	2W	0.5A
LM337	TO-220 (T)	15W	1.5A
LM337	SOT-223 (MP)	2W	1A

Typical Applications



Full output current not available at high input-output voltages

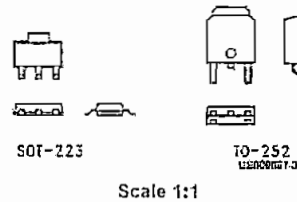
$$-V_{OUT} = -1.25V \left(1 + \frac{R_2}{120} \right) + (-I_{ADJ} \times R_2)$$

*C1 = 1 µF solid tantalum or 10 µF aluminum electrolytic required for stability

*C2 = 1 µF solid tantalum is required only if regulator is more than 4" from power-supply filter capacitor

Output capacitors in the range of 1 µF to 1000 µF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients

Comparison between SOT-223 and D-Pak (TO-252) Packages



LM137/337

Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 4)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	40V
Operating Junction Temperature Range LM137	-55°C to +150°C

LM337	0°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 sec.)	260°C
ESD Rating	2k Volts

Electrical Characteristics

(Note 1)

Parameter	Conditions	LM137			LM337			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 40\text{V}$ (Note 2) $I_L = 10\text{ mA}$		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$		0.3	0.5		0.3	1.0	%
Thermal Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$, 10 ms Pulse		0.002	0.02		0.003	0.04	%/W
Adjustment Pin Current			65	100		65	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_L \leq I_{\text{MAX}}$ $3.0\text{V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 40\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2	5		2	5	μA
Reference Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Note 3) $3\text{V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 40\text{V}$, (Note 3) $10\text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$, $P \leq P_{\text{MAX}}$	-1.225	-1.250	-1.275	-1.213	-1.250	-1.287	V
		-1.200	-1.250	-1.300	-1.200	-1.250	-1.300	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 40\text{V}$, (Note 2)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$, (Note 2)		0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} \leq T_j \leq T_{\text{MAX}}$		0.6			0.6		%
Minimum Load Current	$ V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 40\text{V}$ $ V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 10\text{V}$		2.5	5		2.5	10	mA
			1.2	3		1.5	6	mA
Current Limit	$ V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 15\text{V}$ K, MP and T Package	1.5	2.2	3.5	1.5	2.2	3.7	A
		0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.9	A
	$ V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 40\text{V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$ K, MP and T Package	0.24	0.4		0.15	0.4		A
		0.15	0.17		0.10	0.17		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = -10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$ $C_{\text{ADJ}} = 10\text{ }\mu\text{F}$		60			60		dB
		66	77		66	77		dB
Long-Term Stability	$T_j = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hours		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$
	K Package		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C/W}$
	T Package					4		$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$
	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$
	T Package					50		$^\circ\text{C/W}$
	MP Package					170		$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply $-55\text{ C} \leq T_j \leq +150\text{ C}$ for the LM137, $0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$ for the LM337; $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$; and $I_{\text{OUT}} = 0.1\text{A}$ for the TO-39 package and $I_{\text{OUT}} = 0.5\text{A}$ for the TO-3, SOT-223 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 (see Application Hints), and 20W for the TO-3, and TO-220. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, SOT-223 and TO-220 packages, and 0.2A for the TO-39 package.

Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation. Load regulation is measured on the output pin at a point $1/4"$ below the base of the TO-3 and TO-39 packages.

Note 3: Selected devices with lightened tolerance reference voltage available.

Note 4: Refer to RETS137H drawing for LM137H or RETS137K drawing for LM137K military specifications.

LM137/337