



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN PARA LABORATORIO

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO
P R E S E N T A

ARTURO NEVÁREZ DOMÍNGUEZ

DIRECTOR DE TESIS: M. en I. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS SAUCEDO

LABORATORIO DE ELECTRÓNICA
CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO

MÉXICO, D.F. 2004





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Nevárez Domínguez
Arturo

FECHA: 28 de Junio del 2004

FIRMA: 

Este trabajo se lo dedico a mi madre Carlota Domínguez Amaya y a mi padre Arturo Nevárez Díaz, ya que gracias a todo lo que me enseñaron, a su apoyo y paciencia, este momento ha sido posible.

A mis hermanas Olga Natalia Nevárez Domínguez y Laura Andreina Nevárez Domínguez, por todo su apoyo y comprensión, en estos últimos años.

También quiero agradecer a Miguel Ángel Bañuelos, José Castillo, Sergio Quintana, Ricardo Damián, Rosendo Fuentes, Gerardo Calva, Roberto Molero y Jorge Israel Cruz, por soportarme durante toda mi estancia en el laboratorio de electrónica del CCADEI, y por todo lo que aprendí de ellos en esos años.

Y por último, también quiero agradecer a la UNAM, y en especial a la Facultad de Ingeniería por toda la formación académica que me dio a lo largo de mi carrera, la cual llevaré orgullosamente el resto de mi vida.

ÍNDICE

| | | |
|-----|---|----|
| I | INTRODUCCIÓN..... | 1 |
| | 1.1 Antecedentes..... | 1 |
| | 1.2 Planteamiento del problema..... | 2 |
| | 1.3 Objetivos..... | 3 |
| II | ANÁLISIS DEL PROBLEMA..... | 4 |
| | 2.1 Fundamentos..... | 4 |
| | 2.2 Especificaciones..... | 10 |
| | 2.3 Análisis de alternativas..... | 10 |
| | 2.4 Selección..... | 15 |
| III | DESARROLLO DEL DISEÑO..... | 18 |
| | 3.1 Opciones de Configuración..... | 18 |
| | 3.2 Concepto general del diseño seleccionado..... | 21 |
| | 3.3 Etapa de referencia..... | 22 |
| | 3.4 Etapa de control..... | 24 |
| | 3.5 Etapa de potencia..... | 28 |
| | 3.6 Sistema de seguimiento (tracking)..... | 34 |
| | 3.7 Despliegado digital..... | 35 |
| | 3.8 Fuente de 5V..... | 37 |
| | 3.9 Mejoras al diseño..... | 39 |
| IV | PRUEBAS DEL DISEÑO..... | 43 |
| | 4.1 Descripción de las pruebas..... | 43 |
| | 4.2 Tiempo de recuperación..... | 43 |
| | 4.3 Regulación de línea..... | 45 |
| | 4.4 Regulación de carga..... | 47 |
| | 4.5 PARD en modo de operación de voltaje constante..... | 48 |
| | 4.6 Eficiencia..... | 50 |

| | | |
|----------|-----------------------------------|----|
| V | CONSTRUCCIÓN Y CALIBRACIÓN..... | 51 |
| VI | ANÁLISIS DE COSTOS | 57 |
| VII | CONCLUSIONES..... | 59 |
| APÉNDICE | | |
| | A. Hojas de Especificaciones..... | 62 |
| | B. Diagramas esquemáticos..... | 71 |
| | BIBLIOGRAFÍA..... | 76 |

I. INTRODUCCIÓN

1.1 ANTECEDENTES

Dentro del área de la ingeniería electrónica, existen diversas herramientas que son indispensables para poder llevar un diseño de la teoría a la práctica, entre estos se encuentran el multímetro, osciloscopio y la fuente de poder. Probablemente, esta última es la más importante, ya que eventualmente, en la mayoría de los casos, es necesario probar nuestros prototipos en la realidad, polarizando nuestro prototipo con una señal de corriente directa.

La fuente de poder nos proporciona el potencial necesario para la polarización de cualquier aparato electrónico que utilice corriente directa para su funcionamiento. En el caso de las fuentes de poder de DC para laboratorio, están diseñadas para generar un voltaje constante y regulado a partir del voltaje de AC proveniente de la línea. Este voltaje de corriente directa, debe cumplir con ciertas especificaciones para que puedan ser utilizadas en un laboratorio de electrónica. Por ejemplo, si la regulación de carga de la fuente es mala, el voltaje a la salida será demasiado inestable para circuitos electrónicos que sean sensibles a cambios en el voltaje de alimentación lo cual podría dañar nuestro diseño o simplemente afectar su funcionamiento.

Debido a que el desarrollo de fuentes de alimentación es un campo que ha estado perfeccionándose por mucho tiempo, las fuentes de alimentación para laboratorio implementadas hoy en día para el mercado de instrumentación electrónica han alcanzado un nivel de calidad muy alto, aunque en la mayoría de los casos el precio de la fuente va de la mano con la calidad de la misma. Por decir un ejemplo, una fuente triple Tektronix con desplegado digital será más cara que una fuente Lodestar de funciones equivalentes.

En si, existen decenas de marcas de fabricantes que construyen fuentes de poder con un nivel de calidad aceptable para la mayoría de los posibles usuarios, como son Hewlett Packard, Tektronix y Lodestar; sin embargo, éstas y otras compañías extranjeras a menudo

presentan un precio demasiado alto en sus equipos para algunos individuos o instituciones que desean adquirir equipo para laboratorio, y si añadimos al precio del fabricante los impuestos añadidos debido a su procedencia extranjera sólo empeora el problema.

Entonces, si alguien desea adquirir una fuente de poder de una calidad lo suficientemente buena como para poder trabajar con ella sin problemas de ruido o inestabilidad del voltaje de salida, una fuente que cuente con protección ajustable contra sobre corriente, desplegado digital, sólo podrá hacerlo si cuenta con los medios económicos necesarios, de lo contrario deberá sacrificar algunos atributos del instrumento a comprar hasta que su precio se encuentre dentro de su presupuesto.

Ahora bien, ante una situación como esta, el factor predominante es la relación calidad/precio, por lo que el interesado deberá buscar la mejor relación de acuerdo a sus posibilidades. Sería deseable el adquirir una fuente de poder de una calidad comparable a algunas de las mejores marcas de fuentes a un precio mucho menor al de las mismas, que cuente con soporte técnico directo con el fabricante, que tenga repuestos fáciles de conseguir en nuestro país y como un bono extra que sea de diseño y fabricación cien por ciento mexicana. Esta última opción es la que estamos tratando de hacer posible para los interesados en adquirir una buena fuente de poder de corriente directa, por medio de este trabajo.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La idea de este trabajo de tesis es poder proporcionar a todos aquellos interesados en adquirir una fuente de poder de DC, un producto que sea capaz de proporcionar una excelente calidad a un precio accesible, además de que se trate de un producto capaz de aprobar normas de calidad, brindando a los usuarios la confianza de que están trabajando con un equipo con un nivel de calidad certificado.

Se deberá construir una fuente capaz de competir en todos los aspectos del diseño con los modelos que ofrezcan características similares de marcas como Tektronix, Lodestar, e incluso que sobrepasen a muchas otras marcas de menor calidad*. La fuente a diseñar deberá cumplir con las especificaciones mínimas que se plantearán más adelante en los objetivos, tanto en los aspectos de la electrónica como en los de calidad en general.

1.3 OBJETIVOS

Los objetivos de este trabajo de tesis es diseñar y posteriormente implementar el prototipo de una fuente de poder de DC que cumpla con las siguientes características:

- Deberá de tener dos salidas de voltaje variables de 0 a 30 V de 3 A_{max}, así como una fuente fija de 5V a 3 A.
- La fuente deberá tener dos modos de operación en cada salida variable, de voltaje constante y de corriente constante.
- Tendrá la capacidad de interconectar sus tres salidas en serie, paralelo o en combinación serie-paralelo.
- El diseño constará con un sistema de seguimiento de voltaje o “tracking” para el uso de las salidas variables en serie o en paralelo.
- Deberá contar con sistema de limitación de corriente variable para las salidas variables y constante para la salida de 5V.
- La fuente contará con un sistema de despliegado de voltaje-corriente digital para cada una de las salidas variables.
- Que sea más económica que las fuentes existentes en el mercado mexicano que ofrecen características similares.
- Que la calidad de la fuente diseñada a partir de este trabajo sea comparable a la de aquellas fuentes similares y de las mejores marcas en el mercado
- Que cumpla con normas de calidad y seguridad.

*Características de algunas fuentes comerciales se muestran en las conclusiones.

II ANÁLISIS DEL PROBLEMA.

2.1. FUNDAMENTOS

Una fuente de alimentación debe de suministrar idealmente una señal de CD totalmente pura, y con una magnitud constante, sin embargo, esto es imposible por razones que se verán más adelante cuando se explique el funcionamiento básico de una fuente de poder lineal.

En el siguiente diagrama de bloques, se muestra la topología básica de una fuente de alimentación lineal regulada, de la cual analizaremos cada uno de los bloques que la componen.

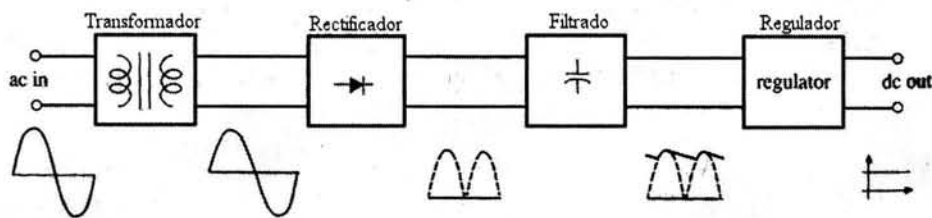


Fig. 1. Diagrama de bloques de una fuente regulada de DC.

La primera etapa es la del transformador, la cual tiene dos objetivos principales; primero reducir la amplitud del voltaje de la línea a un nivel adecuado para nuestro diseño y segundo acopla magnéticamente el circuito de nuestra fuente junto con todo lo que este conectado a ella de la toma de corriente. El transformador puede tener diferentes características dependiendo del tipo de fuente que se piensa diseñar, ya sea una fuente fija, variable, doble, etc.

Ahora bien, en el siguiente diagrama podemos ver una fuente de DC sin regular, la cual al compararla con el diagrama de bloques anterior, se observa que cumple con el esquema básico dado en el mismo.

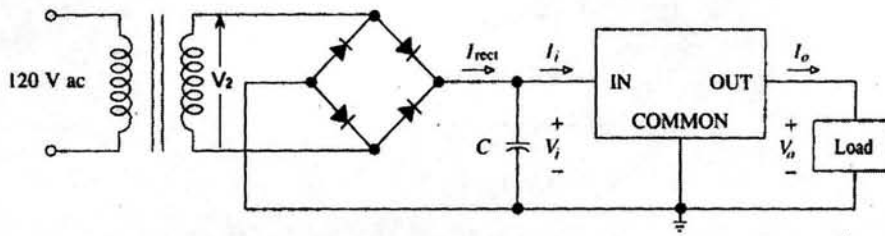


Fig. 2. Esquemático de una fuente regulada básica.

En este esquema de fuente lineal, se usa un rectificador de onda completa con una configuración de puente el cual a la salida nos proporciona un voltaje de DC pulsante como el que se ve en la figura 3.

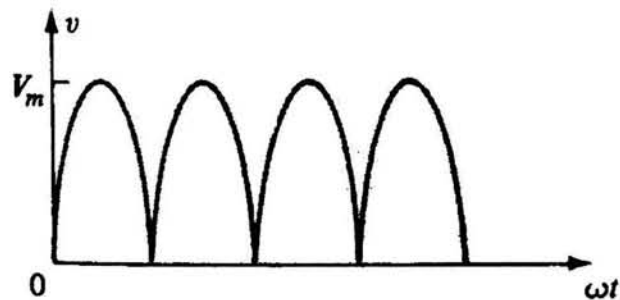


Fig. 3. Voltaje de DC pulsante.

El funcionamiento básico de un puente de diodos es el siguiente. Si consideramos a la señal senoidal de la figura 4 como la entrada de nuestro puente rectificador, entonces tenemos que para la primera mitad del ciclo del voltaje de alterna (+) proveniente en nuestro caso de un transformador, la corriente circula por los diodos D1 y D3 como se muestra en la figura 5, mientras que los diodos D2 y D4 se encuentran polarizados en inversa durante la duración del ciclo positivo

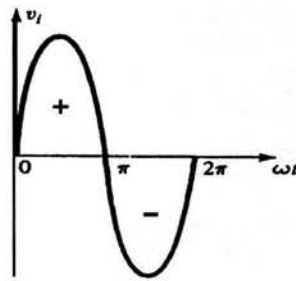


Fig.4. Voltaje senoidal de entrada.

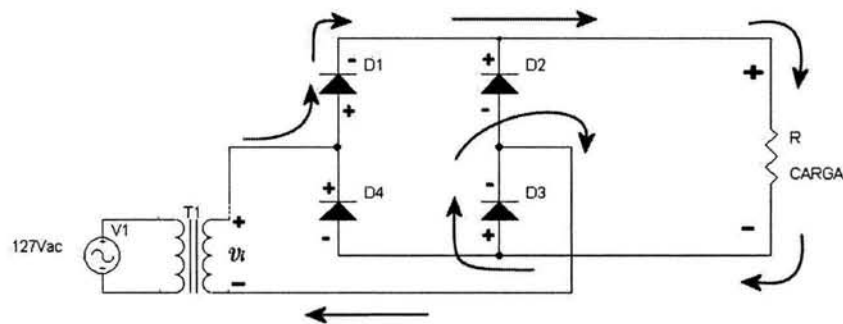


Fig.5. Funcionamiento del puente de diodos durante el ciclo positivo de la señal de entrada.

Para el ciclo negativo de la señal de corriente alterna, la situación cambia ya que en este caso los diodos D2 y D4 se polarizan en directa, mientras que los diodos D1 y D3 son polarizados en inversa, tal como se muestra en la figura 6.

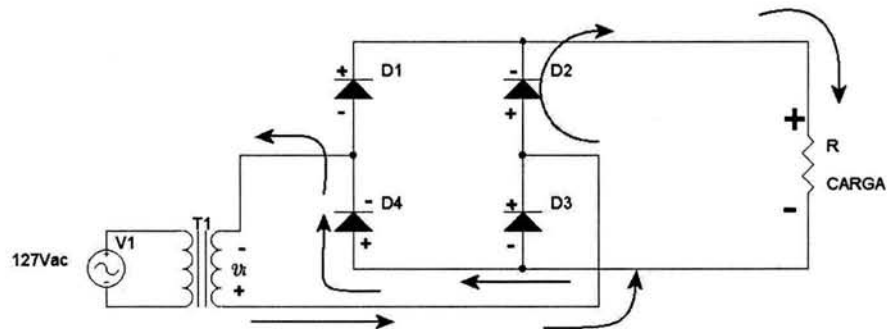


Fig. 6. Funcionamiento del puente de diodos durante el ciclo negativo de la señal de entrada.

Si combinamos ambos ciclos podemos observar que el voltaje en la carga, a pesar de que aun tiene una gran componente de AC, nunca se vuelve negativo por lo que se dice que el voltaje esta rectificado. Un detalle que debemos mencionar, es que el voltaje máximo a la salida del puente nunca alcanza el nivel máximo que se entrega a la entrada del mismo debido a que en todo momento existe en la trayectoria de la corriente la caída de voltaje de los dos diodos del puente que se encuentran conduciendo en el momento, por lo que si el voltaje máximo a la entrada del puente es V_p , el voltaje a la salida del mismo es V_m y la caída de voltaje en cada diodo polarizado en directa es V_d , entonces tenemos que :

$$V_m = V_p - 2V_d$$

En seguida del puente de diodos en la figura 2, tenemos al capacitor C conectado a la salida del puente de diodos y en paralelo con la entrada del regulador. Normalmente el capacitor es de un valor grande y tiene una función muy importante que es filtrar la componente de AC del voltaje que sale del puente rectificador, para así proporcionarnos un voltaje de DC con una componente de corriente alterna mucho menor a la del voltaje de entrada. A esta componente de AC que queda a la salida del filtro capacitivo formado por C se le conoce como rizo.

Todo esto es básico para el diseño de una fuente lineal, ya que se desea un voltaje de DC a la salida, lo más puro posible.

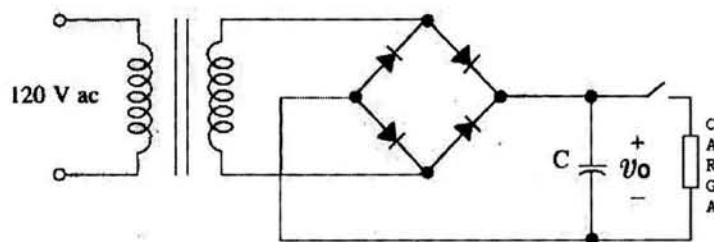


Fig.7. Fuente con rectificador de onda completa y filtro capacitivo.

Para un circuito con un filtro capacitivo como el que se ve en la figura 7, tenemos que la forma del voltaje de salida al conectarse la carga es la que se muestra en la siguiente figura.

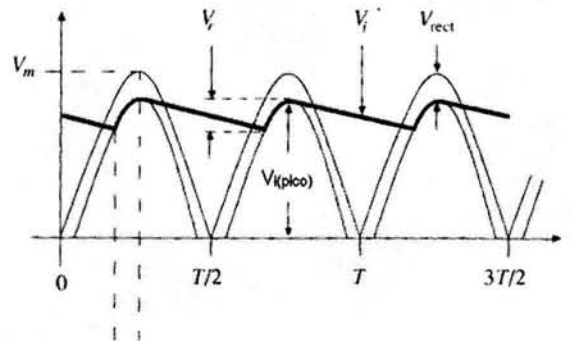


Fig. 8. Forma de onda de la salida de la fuente.

En la figura 8 podemos observar la señal a la salida del transformador con amplitud V_m , la señal a la salida del puente de diodos con amplitud $V_{i(\text{pico})}$ y sobre esta última, la señal entregada a la salida de la fuente por el capacitor de filtrado $V_{i'}$. Como se puede observar el capacitor mantiene el voltaje a la salida, por arriba de un cierto valor, hasta que llega el siguiente pico de la señal que entrega el rectificador. Analizando estas formas de ondas, podemos obtener las siguientes ecuaciones:

$$V_{DC} := V_m - \frac{V_{rpp}}{2}$$

Donde V_{DC} es el voltaje promedio a la salida del circuito rectificador con filtro capacitivo, V_m es el voltaje pico entregado por el rectificador sin el filtro y con carga, y V_{rpp} es la amplitud pico a pico del rizo en el voltaje de salida del circuito que se muestra en la figura 7, con la carga conectada.

También tenemos que:

$$V_{rpp} := \frac{I_{DC}}{2f \cdot C} \cdot \frac{V_{DC}}{V_m}$$

y

$$V_{DC} := \frac{V_m}{1 + \frac{I_{DC}}{4f \cdot C \cdot V_m}}$$

De estas dos ecuaciones tenemos que I_{DC} es la corriente promedio demandada por la carga en el circuito de la figura 7, f es la frecuencia del voltaje de la línea y C es el valor del capacitor en faradios. Por medio de estas fórmulas podemos hacer los cálculos necesarios para diseñar esta parte de nuestra fuente de poder (1).

El siguiente elemento en el diseño de una fuente, es el regulador que se puede ver representado en la figura 2 por un bloque con una entrada, una salida y una conexión a tierra. Aunque existen muchos tipos de reguladores de voltaje que podemos utilizar, todos tienen la misma función, tomar un voltaje de DC y mantener su magnitud fija en un valor deseado. Ahora bien, algo que debemos tener en cuenta siempre, debido a que se aplica para todos los reguladores de voltaje lineales, es que estos siempre necesitan un voltaje V_i de DC a la entrada, ligeramente mayor a el voltaje V_o deseado a la salida, ya que si V_i llegara a bajar por debajo de este nivel, el regulador de voltaje dejaría de regular. A esta diferencia mínima entre el voltaje de entrada y salida, necesaria para que el regulador funcione apropiadamente se le conoce como voltaje de “dropout”. La mayoría de los reguladores integrados normales tienen un voltaje de dropout de alrededor de 2V, por lo que al diseñar la fuente hasta la etapa de filtrado debemos tomar en cuenta, aún en el peor de los casos, el voltaje de dropout para calcular el voltaje de DC que será entregado al regulador.

1) cfr. Boylestad, Robert. Et. al. Electrónica. Teoría de Circuitos. Apéndice B.

2.2 ESPECIFICACIONES

En el desarrollo de este trabajo se diseñará y construirá una fuente de poder para laboratorio con las siguientes especificaciones:

- 2 salidas de voltaje de DC regulado y variable de 0-30V a 3 A_{máx.}
- 1 salida de voltaje fijo de DC a 5V a 3 A_{máx.}
- Limitador de corriente en cada salida variable.
- Despliegado digital de voltaje y corriente para cada salida variable.
- Sistema de seguimiento (tracking), para conexión en serie de las salidas variables.
- Modos de operación de voltaje constante y de corriente constante.
- Intercambiadores de devanados en los transformadores de potencia.

2.3 ANÁLISIS DE ALTERNATIVAS

2.3.1 Alternativas de diseños de fuentes

Para cada bloque que compone a una fuente de poder, existen alternativas que explorar para obtener el mejor diseño. Para empezar era necesario decidir entre el tipo de fuente que se implementaría. Las dos opciones son fuentes lineales y fuentes conmutadas. Esta decisión fue relativamente sencilla, ya que lo que estamos buscando es una fuente robusta, que introduzca la menor cantidad de ruido posible al sistema y que sea barata. Debido a esto, se decidió desde el principio que la fuente a construir sería una fuente lineal.

2.3.2 Alternativas para las etapas del transformador y de rectificación

En cuanto al tipo de rectificador de onda a usar, se optó por usar un puente rectificador principalmente porque la topología utilizada para este rectificador nos permite hacer un mejor uso del devanado central del transformador, sin sacrificar la amplitud del voltaje de rizo, lo que ocurriría al usar un rectificador de media onda.

2.3.3 Alternativas para la etapa de filtrado

En esta etapa se realizaron pruebas con diferentes tipos de filtros que se utilizan como se mencionó antes, para reducir lo más posible el rizo en la señal de DC antes de que esta entre al regulador, además de que mantiene un cierto nivel de DC. Las opciones que se exploraron fueron principalmente dos, la primera ya se explicó brevemente y se trata del filtro capacitivo, el cual es el más simple de todos por lo que también es el más barato, y la segunda es un filtro que se conoce como filtro π el cual se muestra en la figura 9.

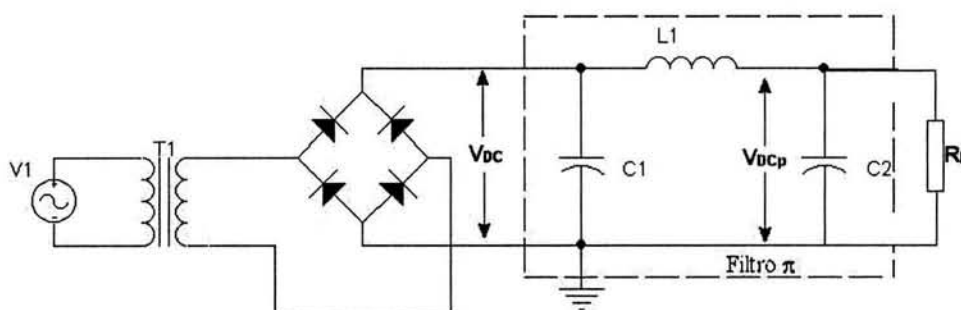


Fig. 9 Fuente no regular con filtro π .

El filtro tipo π se consideró para la fuente de poder, debido a su gran capacidad para reducir la amplitud del voltaje de rizo, sin afectar significativamente el voltaje de DC a la salida del mismo.

Si consideramos que de la figura anterior V_{DC} es el voltaje que entrega el filtro capacitivo formado por C1 con un voltaje de rizo V_r , un filtro del mismo tipo que se mencionó anteriormente, la nueva sección formada por L1 y C2 entregan a la salida un voltaje V_{DCp} con un voltaje de rizo V_{rp} , donde:

$$V_{DCp} := \frac{R_L}{R_L + R_I} \cdot V_{DC} \quad \dots (1)$$

y

$$V_{rPRMS} := \frac{X_{C2}}{X_I} \cdot V_{rRMS} \quad \dots (2)$$

De la ecuación 1 podemos ver la relación entre el voltaje de DC de un filtro capacitivo V_{DC} y el del filtro π completo V_{DCp} . Si R_l es la resistencia de la bobina y R_L es la resistencia de carga, podemos ver que como R_l es muy pequeña entonces V_{DCp} es aproximadamente igual a V_{DC} . En cuanto a la ecuación 2, esta nos muestra que entre más grande sea la reactancia del inductor L_1 con respecto a la del capacitor C_2 , mayor será la atenuación que tendrá el voltaje de rizo a la salida del circuito. Este tipo de filtro es mejor que el filtro puramente capacitivo, en cuanto a su capacidad de reducción del ruido en la señal de salida, sin embargo fue descartado del diseño debido al inductor necesario para su implementación, ya que a través de este circula toda la corriente de la fuente, lo que hace necesario utilizar un inductor que soporte la corriente que será alimentada a la carga. Pero aún más importante, se descartó porque los distribuidores en nuestro país no trabajan el tipo de inductores con las características que requiere el diseño y el conseguirlos en el extranjero o implementarlos nosotros mismos, solamente añadirá costos al precio final de producción.

Es por esto que se decidió usar un filtro capacitivo normal para la fuente, por lo cual más adelante se buscarán otras formas de reducir el ruido en el diseño.

2.3.4 Alternativas de reguladores

Ésta probablemente fue la etapa que ofrecía mayor variedad de alternativas, debido a que en el mercado existen una enorme cantidad de reguladores lineales de diversas características, desde los más conocidos por su antigüedad como el LM317 regulador ajustable, hasta otros reguladores nuevos que ofrecen características muy atractivas para nuestro diseño como un voltaje de dropout bajo. Pero los reguladores integrados no son las únicas opciones también es posible construir reguladores transistorizados aunque este tipo de implementaciones discretas son en si la base de los diferentes modelos de reguladores integrados. Considerando lo anterior, se decidió utilizar reguladores integrados por la facilidad de uso que representan y porque el diseño de muchos de estos circuitos ha sido optimizado con el paso del tiempo por lo que pueden presentar características superiores a los reguladores lineales implementados de forma discreta.

Para comenzar la selección se empezó por buscar las características generales de aquellos reguladores que pudiesen ser usados. Se empezó con una lista paramétrica de los reguladores lineales de voltaje variable positivo existentes en la compañía National Semiconductor, como la que se muestra en la tabla 1. La razón por la cual se seleccionó una lista de reguladores de la compañía N.S. fue porque muchas de las otras compañías que fabrican reguladores, tienen su propia versión de los reguladores mostrados en la lista y por lo tanto las características principales son las mismas.

| Reguladores lineales de bajo dropout | | | | | | | |
|--------------------------------------|--|----------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------------------------|-----------------------------|--------------------------------|
| Número de parte | Descripción | Voltaje de entrada mín.(V) | Voltaje de entrada, máx.(V) | Corriente de salida, máx. | Voltaje de salida, mín. (V) | Voltaje de salida, máx. (V) | Voltaje de dropout, típico (V) |
| LM1084 | Regulador positivo con bajo dropout de 5A | 2.7 | 29 | 5 Amps | 1.2 | 27.5 | 1.3 |
| LM1085 | Regulador positivo con bajo dropout de 3A | 2.7 | 29 | 3 Amps | 1.2 | 27.5 | 1.3 |
| LM1086 | Regulador positivo con bajo dropout de 1.5A | 2.7 | 29 | 1.5 Amps | 1.25 | 27.5 | 1.3 |
| LM1117 | Regulador lineal con bajo dropout de 800mA | 1550 | 15 | 800 mA | 1.25 | 13.8 | 1.2 |
| LM2931 | Regulador serial con bajo dropout | - | 26 | 100 mA | 3 | 24 | 0.3 |
| LM2941 | Regulador ajustable con bajo dropout de 1A | -15 | 26 | 1 Amp | 5 | 20 | 0.5 |
| LM2941C | Regulador ajustable con bajo dropout de 1A | -15 | 26 | 1 Amp | 5 | 20 | 0.5 |
| LP2951 | Serie de reguladores de voltaje de baja potencia | -0.3 | 30 | 100 mA | 1.24,1.2350 | 29,29.50 | 0.38 |
| LP2952 | Regulador ajustable de voltaje de baja potencia con dropout bajo | -20 | 30 | 250 mA | 1.23 | 29 | 0.47 |
| LP2952A | Regulador ajustable de voltaje de baja potencia con dropout bajo | -20 | 30 | 250 mA | 1.23 | 29 | 0.47 |
| LP2953 | Regulador ajustable de voltaje de baja potencia con dropout bajo | -20 | 30 | 250 mA | 1.23 | 29 | 0.47 |
| LP2953A | Regulador ajustable de voltaje de baja potencia con dropout bajo | -20 | 30 | 250 mA | 1.23 | 29 | 0.47 |
| LP2956 | Regulador doble ajustable de voltaje de baja potencia con dropout bajo | -20 | 30 | 250 mA | 1.23 | 29 | 0.47 |
| LP2956A | Regulador doble ajustable de voltaje de baja potencia con dropout bajo | -20 | 30 | 250 mA | 1.23 | 29 | 0.47 |
| LP2975 | MOSFET LDO Driver/Controlador | 1.8 | 24 | - | 1.24 | 24 | - |
| LP2986 | Regulador de voltaje fijo o ajustable de 200mA de baja potencia y ultra bajo dropout. | 2.1 | 16 | 200 mA | 1.23 | 16 | 0.18 |
| LP2988 | Regulador de voltaje de baja potencia, ultra bajo dropout, bajo ruido, con retardo de encendido y de 200mA | - | - | - | - | - | - |

| Reguladores Lineales estándar | | | | | | | |
|-------------------------------|-------------------------------------|----------------------------|------------------------------|---------------------------|-----------------------------|-----------------------------|--------------------------------|
| Número de parte | Descripción | Voltaje de entrada mín.(V) | Voltaje de entrada, máx. (V) | Corriente de salida, máx. | Voltaje de salida, mín. (V) | Voltaje de salida, máx. (V) | Voltaje de dropout, típico (V) |
| LM105 | Regulador de voltaje | 8.5 | 50 | 45 mA | 4.5 | 40 | |
| LM117 | Regulador ajustable de 3-Terminales | 4.2 | 40 | 1.5 Amps | 1.2 | 37 | |
| LM117HV | Regulador ajustable de 3-Terminales | 4.2 | 60 | 1.5 Amps | 1.2 | 57 | |
| LM138 | Regulador ajustable de 5 A | 4.2 | 40 | 5 Amps | 1.2 | 32 | |
| LM150 | Regulador ajustable de 3 A | 4.2 | 35 | 3 Amps | 1.2 | 32 | |
| LM305 | Regulador de voltaje | 8.5 | 40 | 45 mA | 4.5 | 30 | |
| LM305A | Regulador de voltaje | 8.5 | 50 | 45 mA | 4.5 | 40 | |
| LM317 | Regulador ajustable de 3-Terminales | 4.2 | 40 | 1500 mA | 1.2 | 37 | |
| LM317A | Regulador ajustable de 3-Terminales | 4.2 | 40 | 500 mA | 1.2 | 37 | |
| LM317HV | Regulador ajustable de 3-Terminales | 4.2 | 60 | 500 mA | 1.2 | 57 | |
| LM317L | Regulador ajustable de 3-Terminales | 4.2 | 40 | 100 mA | 1.2 | 37 | |
| LM338 | Regulador ajustable de 5 A | 4.2 | 40 | 5 Amps | 1.2 | 32 | |
| LM350 | Regulador ajustable de 3 A | 4.2 | 35 | 3 Amps | 1.2 | 32 | |
| LM350A | Regulador ajustable de 3 A | 4.2 | 35 | 3 Amps | 1.2 | 32 | |
| LM723 | Regulador de voltaje | 9.5 | 40 | 150 mA | 2 | 37 | |
| LM723C | Regulador de voltaje | 9.5 | 40 | 150 mA | 2 | 37 | |

Tabla 1. Reguladores lineales positivos ajustables.

Desde el principio podemos descartar varios reguladores de la tabla anterior, ya que no cumplen con una característica necesaria para nuestra fuente y esto es que soporten un voltaje a la salida de 30V. Por esta característica, todos los reguladores de bajo dropout son eliminados de los posibles reguladores a usar ya que como se ve en la tabla, ninguno soportaría un voltaje de 30V a la salida de nuestra fuente. En ese aspecto, todos los reguladores estándar soportan un voltaje a la salida de 30V. En cuanto a la corriente de salida, no descartaremos a ninguno, ya que no es una limitante para poder utilizarlos en el diseño final.

Hasta este punto del diseño, podemos dejar como posibles candidatos a todos los reguladores estándar listados en la tabla, pero más adelante se descartarán reguladores de la lista hasta que obtengamos el regulador que será utilizado en el diseño.

2.4 SELECCIÓN

Hasta aquí hemos seleccionado el tipo de fuente que se va a diseñar aunque los detalles del diseño en si aún no han sido planteados, además de que aún falta por definir el tipo de regulador que será utilizado. Para poder escoger el regulador con el que se realizará el diseño, debemos efectuar algunos cálculos preliminares para poder ir descartando más reguladores de los listados en la tabla 1.

Los cálculos mencionados anteriormente son para obtener el diseño de una fuente básica como la que se mostró en la figura 2, con todos los voltajes y corrientes que se marcan en las especificaciones, para esto utilizaremos las ecuaciones planteadas anteriormente, ya que aunque el diseño final pueda variar del que se ve en la figura antes mencionada, las características del regulador deberán ser aproximadamente las mismas.

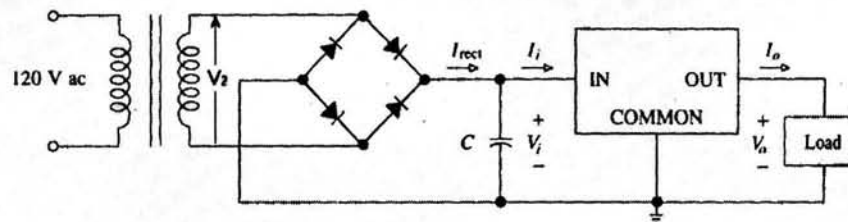


Fig. 10. Diagrama de la fuente a calcular.

Para $I_{o_{max}}$ y $V_{o_{max}}$, y para un capacitor $C_1 := 4400\mu\text{F}$.

Donde

$$V_{o_{max}} := 30\text{V}$$

$$I_{o_{max}} := 3\text{A}$$

$$I_{DC} := I_{o_{max}}$$

$$f := 60\text{Hz}$$

Si consideramos que $\Delta V_{min} := 3\text{V}$, para cualquier posible regulador líneal integrado donde ΔV es el voltaje de dropout.

y si

$$V_i := V_{o_{max}} + \Delta V_{min}$$

entonces

$$V_i = 33\text{V}$$

$$V_{DC} := \frac{V_m}{1 + \frac{I_{DC}}{4 \cdot f \cdot C_1 \cdot V_m}}$$

por lo tanto tenemos que:

$$4 \cdot f \cdot C_1 \cdot V_m^2 - 4 \cdot f \cdot C_1 \cdot V_m - I_{DC} \cdot V_{DC} = 0$$

de donde

$$V_{m1} := 35.6v$$

$$V_{m2} := -2.63v$$

Como se puede observar $V_m := V_{m1}$, lo cual significa que es el voltaje pico que debe entregar el puente rectificador, pero si además consideramos que el puente rectificador tiene una caída de aproximadamente 1.4V, entonces el voltaje mínimo que debemos obtener del transformador debe ser:

$$V_2 := V_m + 1.4v$$

$$V_2 = 37V \text{ pico}$$

por lo que

$$V_{2RMS} := \frac{V_2}{\sqrt{2}} \text{ entonces}$$

$$V_{2RMS} := 26.16v \quad \text{RMS (Voltaje mínimo que debe entregar el transformador)}$$

Ahora bien, los cálculos anteriores no son necesariamente los cálculos finales por lo que tal vez sea necesario más adelante volver a calcular algunos de estos parámetros, pero a pesar de esto, estos resultados nos ayudarán para darnos idea de los requisitos que deberán cumplir los elementos que se ven en la figura anterior, los cuales inevitablemente estarán presentes en nuestro diseño.

Para empezar, podemos observar en los resultados, que se calculó un voltaje mínimo a la entrada del regulador de $V_i = 33V$, por lo cual no podemos utilizar reguladores de voltaje cuyo voltaje de entrada máximo se encuentre cerca de este valor. Con esta consideración podemos eliminar a todos los reguladores que se encuentren cerca de los 33V como voltaje máximo a la entrada, en la tabla 1, en este caso todos los reguladores de 35V máximo. También podemos eliminar a todos los reguladores que muestran un mínimo de voltaje a la salida de 4.5V, esto debido a que más adelante tendremos que compensar esto de alguna

manera en nuestro diseño para obtener 0V a la salida de la fuente, por lo que más de 2V podría ser demasiado grande para compensar.

De los modelos restantes de reguladores, hay dos que sobresalen debido a que han estado en el mercado por muchos años sin ser discontinuados, por lo que es más probable que no sean discontinuados en un futuro cercano, lo cual a su vez asegura al usuario que más adelante podrá encontrar refacciones en caso de que el regulador fallara. Además este par de reguladores actualmente son fabricados por al menos tres de las principales compañías fabricantes de circuitos integrados, son baratos y fáciles de encontrar en México. Estos reguladores son el lm317 en sus diferentes modelos y el otro es el regulador de precisión LM723 el cual cabe mencionar que sigue siendo utilizado hoy en día por fabricantes de fuentes de poder como Lodestar y Tektronix.

Tomando en consideración los puntos anteriores fue necesario estudiar las características de ambos reguladores para determinar cual de los dos sería utilizado en el diseño final. En las hojas de especificaciones podemos observar que en general el regulador LM723 es un regulador más fino que el LM317, tiene mejor rechazo de rizo, tiene una mejor regulación de línea y de carga, pero lo más importante de todas las diferencias entre ambos, es que el lm723 tiene implementado internamente un limitador de corriente fijo, el cual más adelante podría ser utilizado para la implementación del limitador de corriente variable. Debido a estas observaciones, se decidió utilizar al regulador LM723 para el diseño de las salidas variables en nuestra fuente.

Ya en el siguiente capítulo, veremos la etapa de diseño, en la cual se describe la forma en que se desarrollo la electrónica de nuestro proyecto.

III DESARROLLO DEL DISEÑO

3.1 OPCIONES DE CONFIGURACIÓN

En este apartado, se mencionan las diferentes configuraciones probadas desde el momento en que se escogió el regulador a usar, hasta que se decidió la topología final para el diseño.

Se empezó por probar las topologías que los fabricantes indican en sus hojas de especificaciones, las cuales son anexadas en los apéndices de este documento. La idea para desarrollar el circuito final era empezar por un diseño básico para después irlo modificando, para poder obtener todas las características deseadas en nuestra fuente.

El primer problema que presentó el regulador seleccionado, es que entre las topologías propuestas por el fabricante no había ninguna que nos proporcionara el rango de voltajes requeridos para nuestro diseño (0-30V), sin tener que hacer varias modificaciones al circuito del regulador. Sin embargo este problema parecía resuelto por un circuito propuesto por Texas Instruments, en el cual solamente es necesario cambiar el valor de una resistencia para cambiar entre los intervalos de 1 a 14 V y el de 14 a 35V, lo cual parecía ser una dificultad superable para el diseño. Debido a esto, el primer diseño que se implementó, fue el que se muestra en la figura 11, el cual es propuesto por la compañía T.I. en uno de sus libros de aplicaciones, como una topología para una fuente de poder con un intervalo de voltajes de salida de 1 a 35 V.

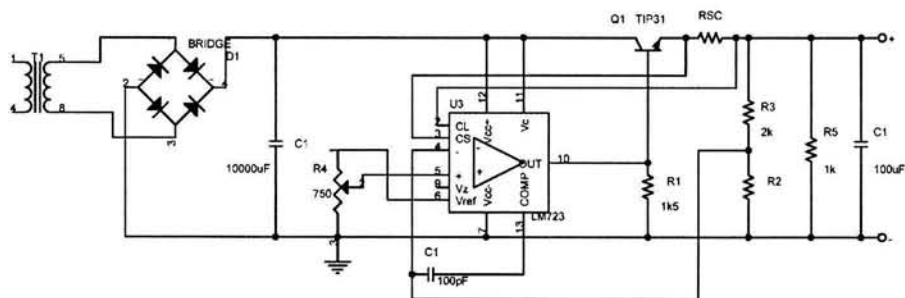


Fig. 11. Fuente de poder de propósito general.

A pesar de que este circuito funciona bien, como se mencionó anteriormente presenta un problema de discontinuidad en el intervalo de voltajes de salida. De acuerdo al fabricante, si la resistencia R_2 tiene un valor de $2\text{ k}\Omega$, el voltaje a la salida puede variarse por medio del potenciómetro R_4 de 1 a 14V, mientras que si R_2 es cambiada a un valor de 500Ω el voltaje puede variar por medio del mismo potenciómetro de 14 a 35V. Aunque se pensó tratar de desarrollar el diseño conmutando la resistencia R_2 de forma automática de acuerdo al intervalo de voltajes seleccionado, esto se descartó rápidamente debido a que solamente complicaría más nuestro diseño, ya que necesitaríamos un circuito que automáticamente cambiara el valor de la resistencia en cuestión, dependiendo del intervalo requerido por el usuario, es por eso que se decidió buscar alguna configuración en la cual el regulador pudiese trabajar en el intervalo completo de voltaje de salida sin necesidad de ninguna modificación del diseño. Para lograr esto, es necesario entender el funcionamiento básico del regulador LM723.

En la figura 12, se muestra el circuito simplificado del regulador LM723 en el cual podemos observar que principalmente consta de tres partes, la parte que genera el voltaje de referencia, el amplificador de error con su transistor de paso y el transistor para limitar la corriente.

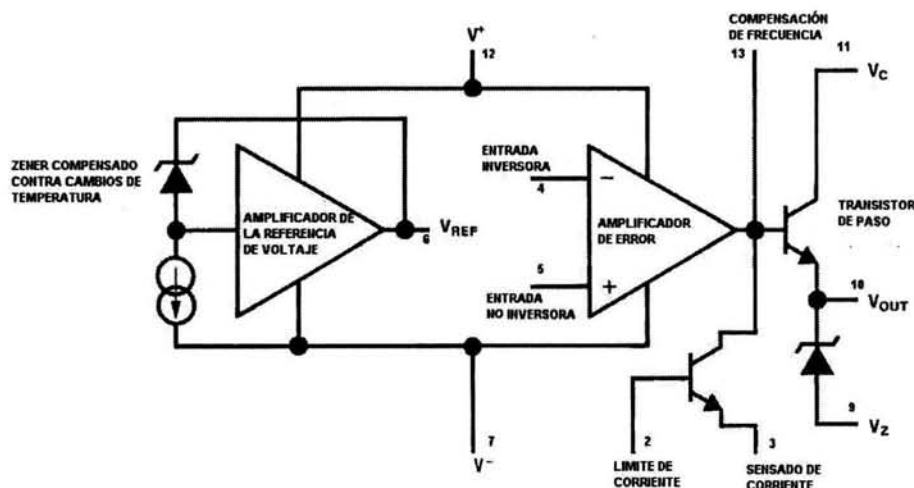


Fig. 12. Circuito equivalente del regulador LM723.

Si sustituimos este circuito equivalente en el circuito de la figura 11 y lo simplificamos aún más, podemos observar un circuito similar al que se ve en la siguiente figura.

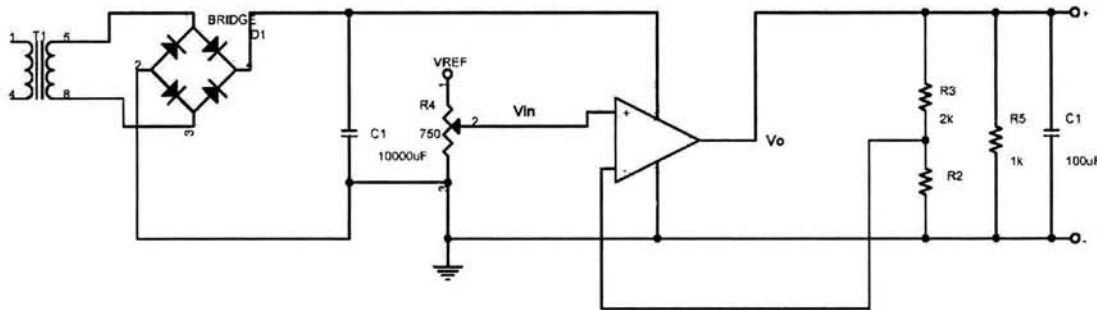


Fig. 13. Simplificación del diseño propuesto.

En esta figura solo estamos representando la parte del amplificador de error interno del LM723 junto con sus transistores de bypass, lo cual nos da un amplificador operacional de potencia en una configuración no inversora, cuya salida está dada por la siguiente ecuación.

$$V_o := \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \cdot V_{in}$$

Esta relación se puede observar que es la misma que nos proporcionan en las hojas de especificaciones para las configuraciones que proporcionan un intervalo de voltajes de 7 a 37V ⁽²⁾, sin embargo en éstas consideran el voltaje $V_{in}=V_{REF}$.

Ahora bien, si estamos trabajando con un amplificador operacional como acabamos de ver, entonces podemos reducir V_{in} a un voltaje pequeño como por ejemplo 1.4V y entonces calculando los valores adecuados para R_3 y R_2 , podemos ajustar el voltaje a la salida del regulador desde 1.4V hasta los 30V que necesitamos. Entonces para lograr esto se modificó el circuito lo cual nos llevó a la configuración general a usar para nuestro regulador; sin embargo aún es necesario modificar nuestro circuito para obtener las demás características que requiere.

(2) Nacional Semiconductor. LM723 Datasheet. June 1999. www.national.com

3.2 CONCEPTO GENERAL DEL DISEÑO SELECCIONADO

El diseño que se tuvo en mente, ya considerando las especificaciones planteadas anteriormente, para cada una de las salidas variables se ilustra en el siguiente diagrama de bloques.

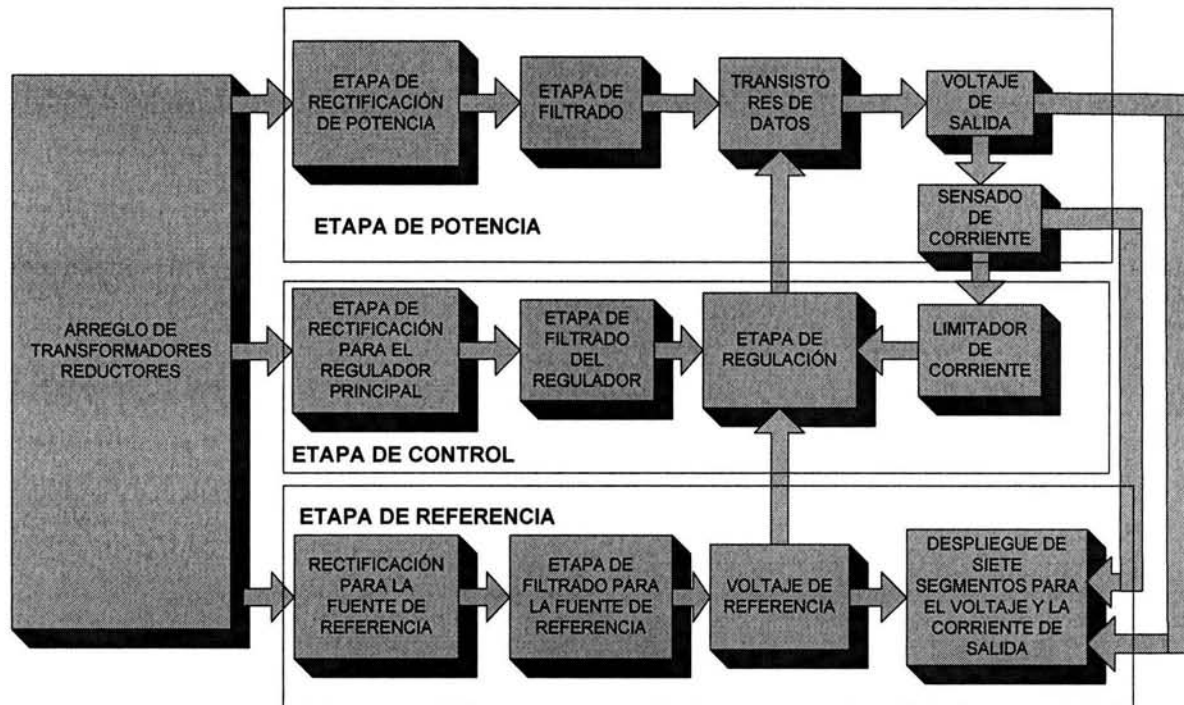


Fig. 14. Diagrama de bloques para cada salida variable.

Se puede observar claramente que el diseño ha sido separado en tres partes principales la etapa de potencia, la etapa de control y la del voltaje de referencia. En principio dicha separación surge de la necesidad de tener varios niveles de voltaje distintos para cada parte del diseño, lo cual significa que debemos tener varios transformadores interconectados o uno solo con múltiples devanados. Sin embargo, más adelante nos dimos cuenta de que esta idea nos permite reducir el ruido a la salida y al mismo tiempo protege a la electrónica más delicada de las variaciones de voltaje y corriente a las que se encuentra sometida la etapa de potencia. Originalmente el diseño sólo iba a estar separado en dos partes principales, por lo

que la etapa de control permanecería unida a la etapa de potencia compartiendo el mismo transformador.

Cabe volver a mencionar que el diseño básico del cual se partirá para obtener las características propuestas es el que se mostró en la figura 11.

3.3 ETAPA DE REFERENCIA

Comenzamos desde el diseño básico que se muestra en la figura 11, el cual hasta este punto no cumple con muchas de las especificaciones que han sido planteadas. Entonces para empezar, es necesario que nuestra fuente variable sea capaz de proporcionarnos un voltaje de DC que pueda ser ajustado de 0V a 30V. Sin embargo, la configuración actual de nuestro regulador no le permite proporcionar voltajes por debajo de 1.4V. Esto es normal para todos los reguladores lineales, los cuales no pueden bajar su salida a 0V usando las configuraciones básicas. Es por esto, que la única forma de hacer que un regulador de voltaje llegue a los 0V, es modificando el voltaje que sirve de referencia a nuestro dispositivo, en nuestro caso el voltaje que está usando el regulador es la tierra. En la siguiente figura se muestra el mismo diagrama de la figura 11, sin embargo en este se ha separado la referencia del regulador de la tierra.

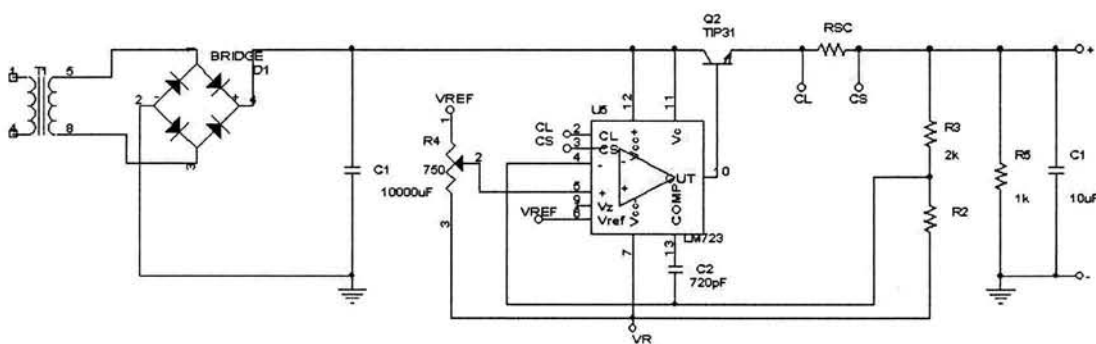


Fig. 15. Cambio de referencia del regulador.

Como se puede observar en la figura 15, no sólo es necesario cambiar la referencia del regulador en sí, sino también la de los componentes que utiliza en su configuración, ya que la idea es que el regulador utilice el voltaje VR como su referencia en vez de la tierra de la

fuelle, de tal forma que si VR es negativo, por ejemplo -1.4V, el voltaje mínimo que podrá entregar el regulador seguirá siendo de 1.4V tal como se mencionó anteriormente, sin embargo estos 1.4V ahora se están midiendo con respecto a VR, por lo que con respecto a la tierra de la fuente el voltaje a la salida sería de 0V. Ahora el siguiente problema es decidir como generar el voltaje negativo para nuestra referencia VR.

Independientemente de los dispositivos que se utilicen para generar el voltaje negativo, necesitamos otro voltaje adicional desde la etapa de los transformadores. Normalmente se usaría un transformador con los devanados secundarios necesarios para generar todos los niveles de voltaje que se requieran en el diseño; sin embargo, un transformador de estas características tendría que ser construido bajo pedido, lo cual sería poco práctico durante esta etapa de diseño, ya que ante cualquier alteración del mismo, el transformador completo tendría que ser reemplazado, por lo que es más práctico utilizar transformadores independientes durante la etapa de desarrollo. Más adelante tal vez resulte más barato mandar a hacer un solo transformador para toda la fuente, en vez de seguir usando arreglos de transformadores.

Para el caso del voltaje de referencia es necesario generar un voltaje negativo de al menos 1.4V, para lo cual se utilizará un transformador que nos proporcione un voltaje de al menos -5V, para que a partir de este generemos el voltaje de referencia VR. Algo importante, es que VR debe variar lo menos posible, ya que con sus variaciones también varía el voltaje de la fuente con respecto a tierra, y no solo eso sino que esa variación se ve multiplicada por la configuración no inversora del regulador. La razón por la cual se quiere generar un voltaje de -5V es porque es más fácil utilizar para esto, un regulador fijo de -5V (LM7905), el cual es barato, fácil de usar y además de ser necesario puede soportar hasta 1 A de corriente. A partir de los -5V se puede generar el voltaje VR que necesitamos de varias formas, pero debemos de asegurarnos que soporte la corriente del regulador y de todos los componentes que estarán conectados a nuestra referencia. Se había decidido utilizar un par de diodos en serie con una resistencia también en serie para que cuando estos diodos estuvieran polarizados en directa generaran una caída de voltaje de 1.4V, sin embargo, esta referencia era demasiado inestable, por lo que se decidió utilizar una referencia de precisión

LM336 de 2.5V, la cual tiene la única desventaja de que soporta un máximo de 10mA, por lo que se utilizaron dos de ellas en paralelo, dejando el circuito de la siguiente forma.

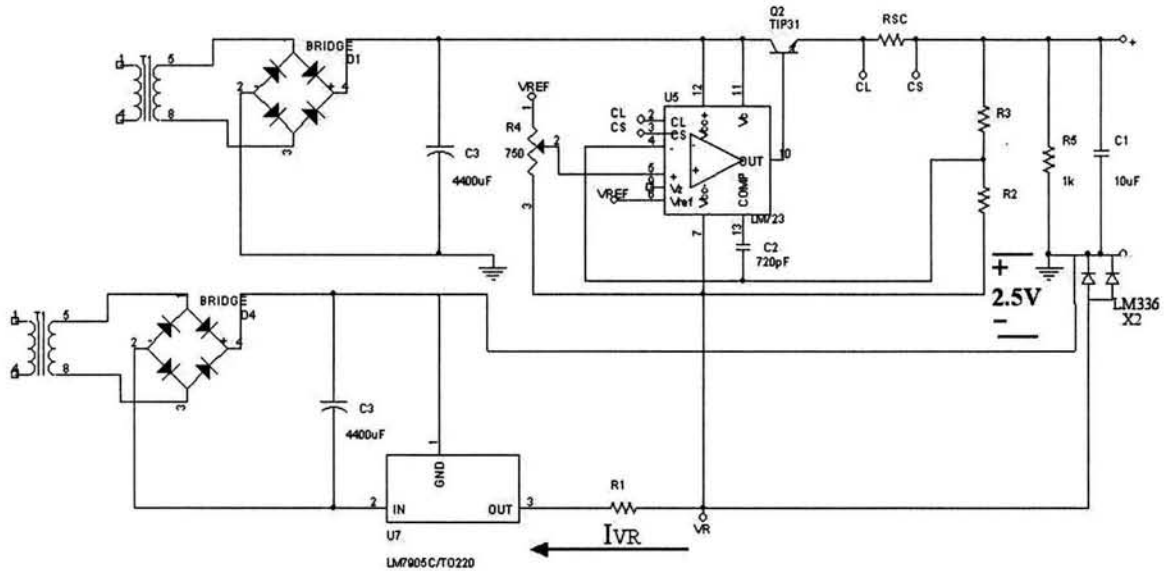


Fig. 16. Generación del voltaje de referencia.

En la figura 16 se muestra el circuito utilizado para generar el voltaje de referencia negativo VR, formado por y las dos referencias LM336. Con esta configuración se logra compensar al regulador para que a la salida de la fuente pueda llegar a los 0V.

3.4 ETAPA DE CONTROL

Como se mencionó antes, el regulador LM723 tiene integrado un limitador de corriente fijo, el cual se configura con una resistencia que sirve como sensor de corriente, convirtiendo la corriente que circula por ella en una diferencia de potencial, tal como se muestra en la figura 17. Cuando esta diferencia de potencial alcanza cierto nivel, activa al limitador de corriente dentro del regulador. La idea principal para convertir un limitador de corriente variable, es usar un amplificador operacional para obtener la diferencia de potencial en la resistencia, modificarla por medio de un potenciómetro y usar la señal resultante para activar el limitador de corriente en distintas magnitudes de corriente, dependiendo del potenciómetro.

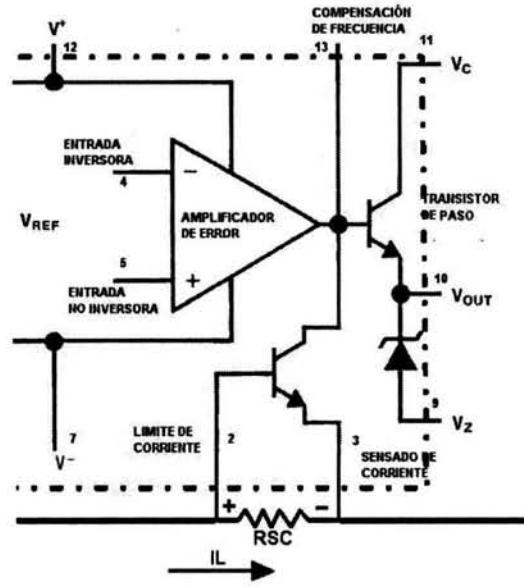


Fig. 17. Funcionamiento básico del limitador de corriente.

En la mayoría de los modelos comerciales se utiliza el mismo principio para poder implementar un limitador de corriente variable, este arreglo es el que se puede ver de manera simplificada en la figura 18. Se trata de un arreglo de resistencias formado por R1, R2, R3, R4 y POT, las cuales al conectarse a los extremos de la resistencia de sensado nos proporcionan un par de niveles de voltajes, V+ y V-, los cuales sirven como puntos de comparación para un amplificador operacional, el cual está configurado como un comparador.

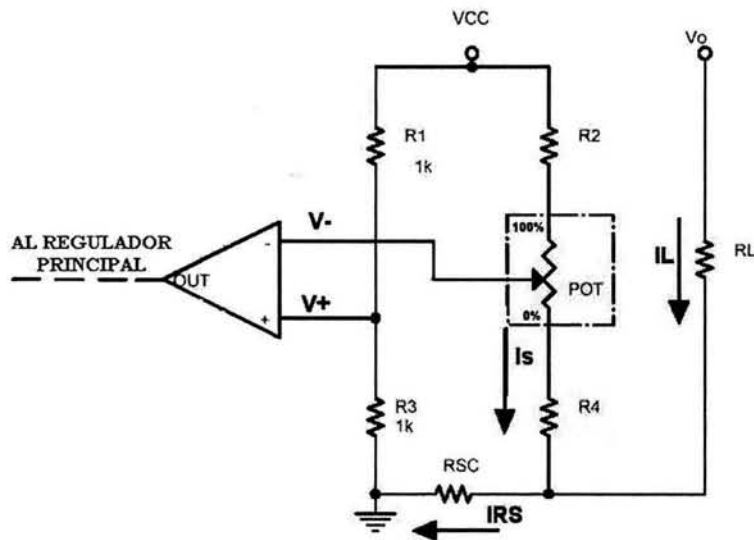


Fig. 18. Limitador de corriente variable.

Consideremos que I_L es la corriente que tenemos en la carga conectada a nuestra fuente, V_o es el voltaje a la salida de la fuente, V_{cc} es el voltaje de polarización del circuito, I_{RS} es la corriente que circula por la resistencia de sensado RSC. Primero que nada supondremos que cuando el potenciómetro está al 0%, la fuente se encuentra configurada en el límite máximo de corriente y cuando está al 100% el limitador no permite que circule corriente por la carga. Cuando no hay corriente en la carga, es decir $I_L=0$, entonces el voltaje V_- es menor que V_+ , por lo que el voltaje a la salida es el de la alimentación positiva del operacional. Ahora bien, en cuanto la corriente I_L aumenta, por ejemplo en el caso de un corto circuito a la salida de la fuente y suponiendo que el potenciómetro está al 0%, el voltaje en RSC aumenta conforme aumenta la corriente de carga, y debido a esto el voltaje V_- empieza a aumentar, hasta que sobrepasa al voltaje V_+ , lo cual manda a tierra la salida del operacional activando así al limitador interno del regulador. En cuanto el limitador de corriente es activado y obliga al regulador a bajar el voltaje a la salida, la corriente empieza a bajar de forma simultánea, tanto en la carga como en la resistencia RSC. En cuanto la corriente ha bajado lo suficiente (ligeramente por debajo del límite máximo de corriente), el voltaje V_- se vuelve menor a V_+ , lo cual desactiva el limitador pero como la fuente aún se encuentra en corto, la corriente vuelve a sobrepasar el límite máximo y entonces se repite todo el ciclo. Todas estas variaciones de voltaje a la salida de la fuente y de corriente en la carga ocurren de manera casi instantánea, para que la carga y la fuente misma no se encuentren expuestas a una sobrecorriente el tiempo suficiente para que sufran daños.

Ya se explicó el funcionamiento básico del circuito de la figura 18, pero existen algunos detalles que debieron cuidarse a la hora de implementarlo. Primero, está la resistencia de sensado RSC, la cual en nuestro diseño básico que se ve en la figura 16, se encuentra a la salida del regulador. Esto no es muy conveniente, debido a que ese punto en el cual se encuentra la resistencia RSC, está constantemente variando su potencial con respecto a tierra, lo que podría afectar el funcionamiento del limitador de corriente. Es debido a esto que la resistencia de sensado se coloca conectada a la tierra de la fuente, tal como se ve en la figura 18. En segundo lugar, el voltaje V_{cc} debe ser lo más limpio posible, por lo que no se recomienda conectarlo a una fuente sin regular, como por ejemplo al voltaje a la entrada

del regulador, ya que en cuanto el limitador de corriente empieza a manejar corrientes mayores (acercándose al límite de corriente máximo que puede manejar la fuente), el rizo en el voltaje a la entrada del regulador se vuelve mayor, por lo cual si se utiliza este voltaje para alimentar al limitador de corriente, ese rizo se filtra al ciclo de control del mismo, reflejándose notoriamente en el voltaje entregado por la fuente. Este problema fue el principal motivo por el que se tuvo que separar la etapa de potencia de la de control, lo cual redujo este ruido de forma notable, pero aún era perceptible cuando la corriente limitada era lo suficientemente grande. La solución para este problema fue añadir una etapa de pre-regulación la cual nos proporcionaría un nivel de voltaje fijo para poder alimentar el circuito limitador de corriente, además de que el nivel de rechazo de rizo aumentó considerablemente. En la siguiente figura se muestra el diseño de la fuente, con estas últimas correcciones.

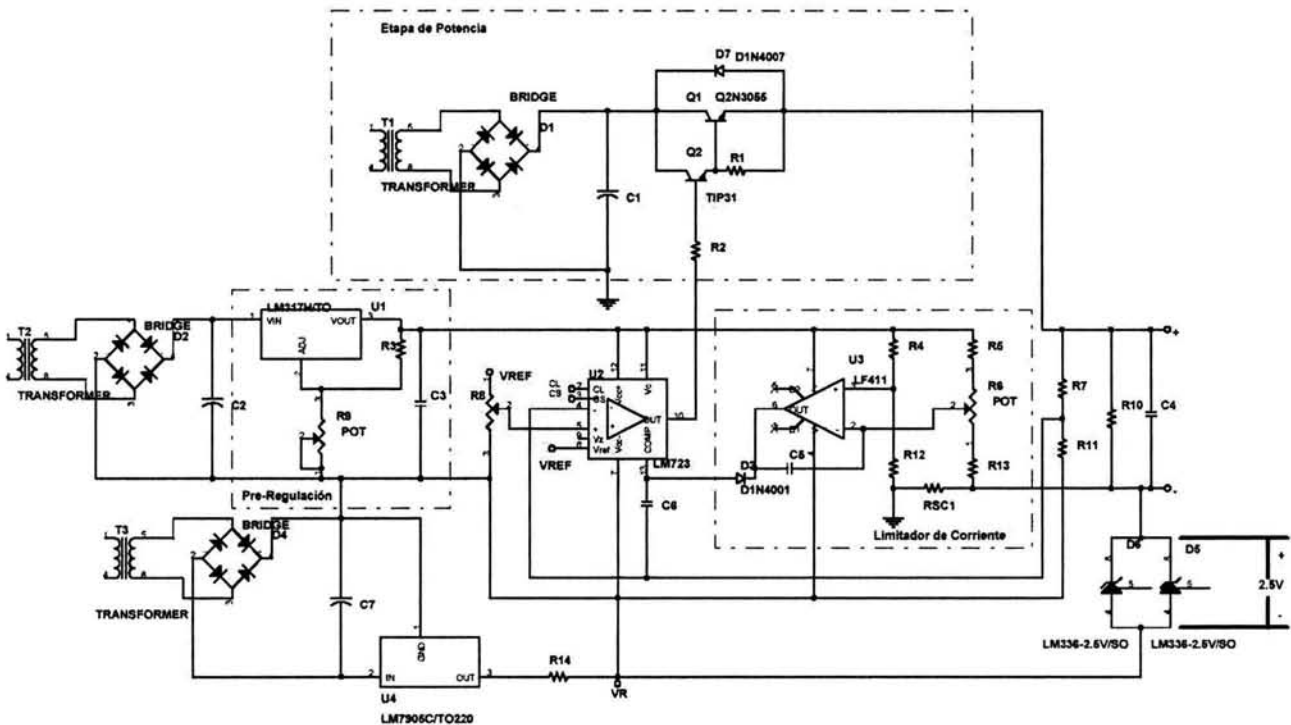


Fig. 19. Diagrama de la fuente con el limitador de corriente, la separación de la etapa de potencia y el pre-regulador.

En la figura 19 podemos observar la configuración de las nuevas etapas. En la etapa de control tenemos el limitador de corriente el cual a su vez se encuentra alimentado por el voltaje que sale de la etapa de pre-regulación. Esto, como ya se mencionó, mejora la calidad del voltaje entregado por la fuente y también podemos ver la separación de las etapas de potencia de la de control, lo cual incluye a los transformadores de ambas etapas. Tal vez parezca excesivo el uso de tres transformadores para una fuente de poder, pero esto ayuda mucho a la reducción del ruido a la salida, aislando al mismo tiempo las partes más sensibles del diseño de la etapa de potencia. Además debemos dejar en claro que el transformador más caro será el de la etapa de potencia debido a que éste suministrará toda la potencia que demande la carga, mientras que los otros dos transformadores son de una potencia mucho menor, lo cual reduce su precio.

Otro detalle que se debe agregar para el beneficio del usuario, es un led que se encienda en cuanto el limitador de corriente esté trabajando. Esto se logró sensando ambas terminales del diodo 3, que se muestra en la figura 19, por medio de un comparador, ya que en el momento que éste se polariza en directa significa que el limitador de corriente está activado.

3.5 ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia involucra a la parte de la fuente que debe manejar la potencia que demandará la carga, la cual se puede ver hasta este punto del diseño en la figura 19. En este caso como ya se mencionó, se partirá de un diseño básico que iremos modificando hasta que cumpla con los requisitos planteados. Hasta este momento solamente hemos separado esta etapa de las demás, por lo que aún falta implementar el intercambiador de devanados, además de las modificaciones necesarias en el diseño o cambios en los componentes, para que pueda manejar la corriente máxima especificada a los niveles de voltaje planteados para esta fuente.

El intercambiador de devanados es usado por prácticamente todos los fabricantes de fuentes de alimentación lineales en el mundo, la razón es que por medio de este sistema es posible

disminuir las pérdidas de energía en el regulador, lo cual se traduce en un aumento en la eficiencia de nuestro sistema y un disipador de calor más pequeño. Para explicar el funcionamiento del intercambiador de devanados usaremos el siguiente circuito.

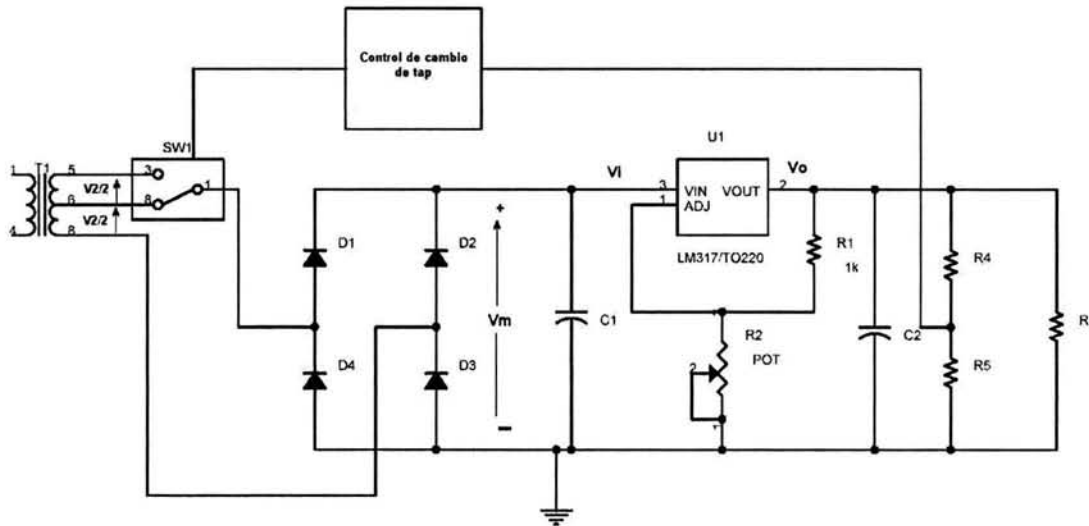


Fig. 20. Intercambiador de devanados básico.

Para empezar supongamos que de la figura 20:

$$\Delta V = V_o - V_i$$

Donde V_o es el voltaje a la salida del regulador, para este ejemplo un LM317; V_i es el voltaje a la entrada del regulador y ΔV es la diferencia entre ambos. En una fuente lineal, la mayor pérdida de energía se da en el regulador en forma de calor, esto se debe a que cuando en una fuente de voltaje lineal ΔV es muy grande al igual que la corriente que circula por el mismo regulador, la potencia que éste disipa es muy grande. Por ejemplo digamos que ajustamos el voltaje a la salida de nuestra fuente a 5V y la corriente que demanda nuestra carga es de 1A, además nuestra fuente tiene a la entrada del regulador un voltaje de 40V, en este caso la potencia que disiparía nuestro regulador en forma de calor sería:

$$P = \Delta V \cdot I_{DC}$$

Por lo que

$$P = (40 - 5)(1) = 35W$$

Como se puede observar, la energía desperdiciada es muy grande y es por eso que en una fuente lineal siempre es necesario mantener pequeño el voltaje ΔV . Ahora, si consideramos el intercambiador de devanados para la mismas condiciones, tenemos que el intercambiador utiliza un comparador para sensar el voltaje a la salida de la fuente, así que cuando éste disminuye por debajo de cierto nivel, cambia uno de los devanados para que el voltaje a la entrada del puente de diodos disminuya de V_2 a $V_2/2$, lo cual a su vez disminuye a ΔV lo cual reduce la potencia disipada por el regulador. Además, el mismo circuito de control del intercambiador cambia de regreso a su posición original los devanados si el voltaje ΔV se acerca demasiado a su valor mínimo. En sí el circuito de control para los cambios de los devanados no es otra cosa que un comparador con histéresis, como el que se muestra en la figura 21.

Utilizando la nomenclatura de la figura 21, V_i sería el voltaje a la salida del regulador, V_o la señal a la salida del comparador, V_{TL} el voltaje para el cual se pone en nivel bajo la salida del comparador y V_{TH} el voltaje para el cual la salida cambia a nivel alto en la salida del comparador.

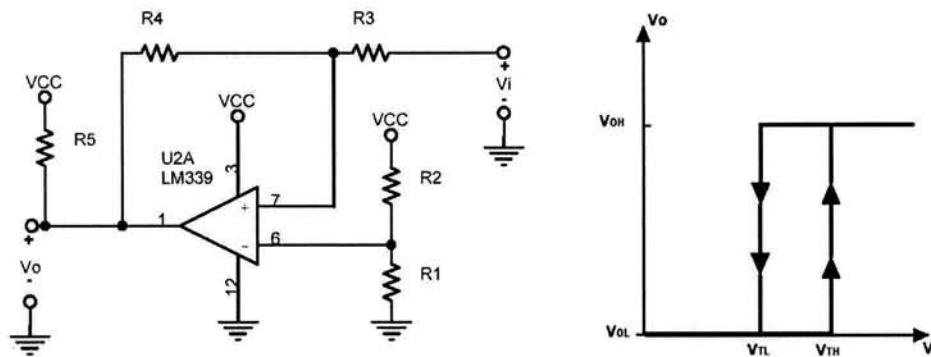


Fig. 21. Comparador con histéresis no inversor.

En donde las ecuaciones para calcular los valores de las resistencias son

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{CC}}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{TL}}{V_{TH}}$$

Además se sugiere fijar el valor de R_4 y R_5 donde R_4 es mucho mayor que R_5 . También se sugiere que $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, para compensar por las corrientes de bias en la entrada⁽³⁾.

Después del circuito de control del intercambiador de devanados, como se muestra en la figura 20, hay un interruptor de dos tiros, el cual es activado por el comparador. Este interruptor normalmente es un relevador y en la mayoría de las fuentes se puede oír cuando subimos o bajamos el voltaje de la salida. El problema de los dispositivos electromecánicos, es que tienen un mayor desgaste, introducen ruido al sistema cuando son activados y lo más importante de todo es que son bastante caros, especialmente un relevador de potencia. Debido a esto, se decidió explorar el uso de dispositivos semiconductores como sustituto de los relevadores.

Inmediatamente se optó por probar con SCRs, debido a su bajo precio, fácil manejo y gran capacidad para manejar grandes corrientes. Tal vez la única desventaja que se pudo encontrar de los SCRs es que su caída es aproximadamente la de un diodo de potencia y por lo tanto mayor a la de un relevador. Sin embargo esta desventaja se sobrepasa rápidamente gracias a una configuración que nos permite usar los SCRs de una forma que no es posible con los relevadores y que además simplifica el diseño del intercambiador de taps. El funcionamiento básico de dicho circuito se muestra a continuación.

Para poder explicar los cambios de voltaje que ocurren durante el funcionamiento del intercambiador de devanados, supondremos que los diodos y los SCRs del circuito son ideales, aunque esto obviamente no ocurre en la realidad. Como se puede ver en la figura 22, el circuito funciona como un puente de diodos normal cuando ambos SCRs están desactivados, en tal caso el voltaje pico en la carga es $V_m/2$, en ambos ciclos de la señal de AC proveniente del transformador, como se muestra en la figura 22.

3. cfr. Franco. Sergio. Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. Cap. 7.

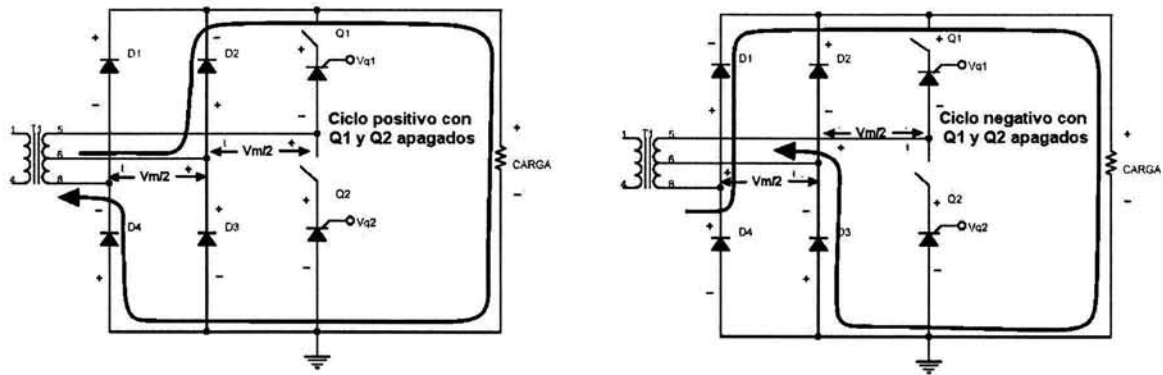


Fig. 22. Funcionamiento del intercambiador de devanados cuando Q1 y Q2 están apagados.

En cuanto ambos SCRs son activados, estos reemplazan a los diodos que están en contacto directo con la derivación central del transformador, lo cual cambia el camino por el cual circula la corriente, y por lo tanto, el voltaje pico en las terminales de la carga cambia de $V_m/2$ a V_m , tal como se puede ver en la figura 23. También hay que recordar que en el momento que se apagan los SCRs, el voltaje en la carga vuelve a bajar a $V_m/2$.

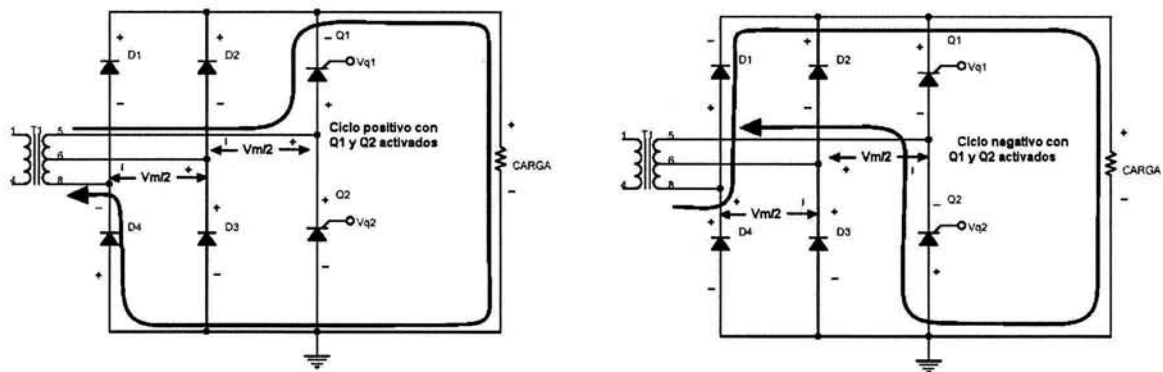


Fig. 23. Funcionamiento del intercambiador de devanados con Q1 y Q2 encendidos.

Para poder activar este circuito es necesario utilizar un comparador con histéresis el cual estará conectado a la salida del regulador, para que en el momento en que el voltaje de salida suba demasiado, éste active los SCRs para aumentar el voltaje a la entrada del regulador, evitando así que éste deje de regular. Y además, en cuanto el voltaje a la salida de la fuente baje a los niveles en los cuales es posible operar con el nivel de voltaje que

entrega el devanado central, el comparador de voltaje desactiva los SCRs. La razón por la cual se utiliza un comparador con histéresis, es que en éste el nivel de voltaje a la entrada para el cual se activa y el nivel para el que se desactiva son ligeramente distintos, lo cual podría evitar que en cierto punto el comparador pudiera oscilar.

El circuito que se implementó para la fuente, considerando todo lo visto hasta este punto, es el que se muestra en la siguiente figura.

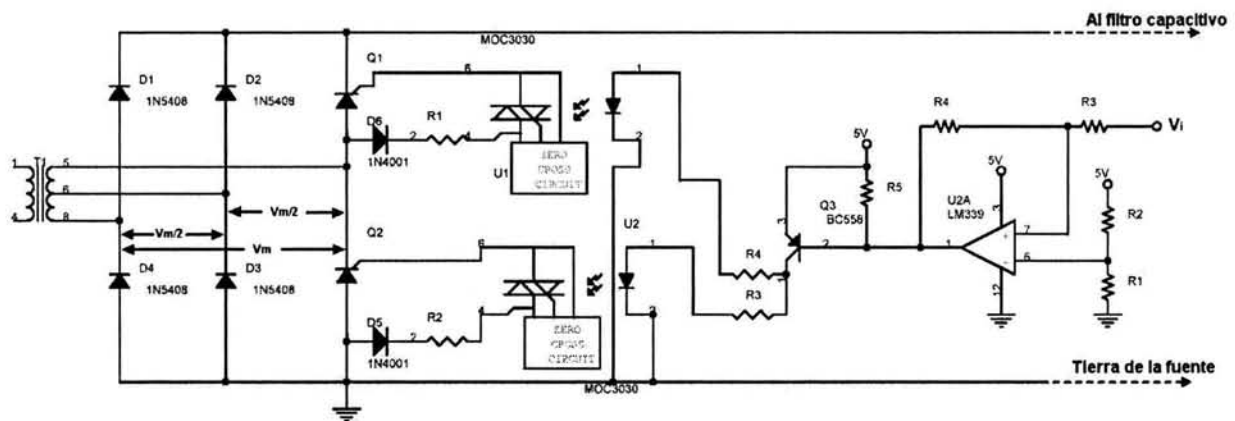


Fig. 24. Rectificador de la etapa de potencia con intercambiador de devanados.

En el circuito de la figura 24, el voltaje V_i es el voltaje sensado de la salida de la fuente por medio de un divisor de tensión. Además, en esta implementación se puede ver que el circuito de disparo de los SCRs está compuesto por un MOC3030, el cual tiene integrado un detector de cruce por cero, y se usó para poder asegurarnos de que los cambios de devanado se realizarán durante el cruce por cero de la señal de AC, evitando posibles daños debido a que los SCRs empiecen a conducir cuando el voltaje de AC se encuentre en su valor máximo.

Hasta este punto el diseño de nuestra fuente variable ya tiene la mayoría de los elementos necesarios que se pidieron en las especificaciones; sin embargo, faltan algunos detalles entre los cuales se encuentra el despliegado digital, el cual será escogido más adelante.

3.6 SISTEMA DE SEGUIMIENTO (TRACKING)

El diseño del tracking, no se incluyó en ninguna de las etapas anteriores, debido a que éste no pertenece propiamente a una sola de las fuentes variables, sino que más bien es un puente entre ambas. Por medio de este circuito nos es posible controlar el voltaje a la salida de ambas fuentes variables con un solo potenciómetro, mientras las conecta en serie ambas fuentes. El motivo para el cual se utiliza este circuito, es para implementar una fuente simétrica variable.

La idea detrás del funcionamiento del circuito diseñado para el tracking, es el siguiente.

Como se vio anteriormente el regulador utilizado funciona como un amplificador no inversor, del cual al modificar una de sus resistencias hace que cambie el voltaje a la salida de la fuente. Para poder ligar la variación de voltaje en ambas fuentes, debemos utilizar un solo voltaje de retroalimentación para ambos reguladores, tal como se ilustra en el diagrama simplificado de la figura 25, en el cual se ven las dos fuentes variables conectadas en serie y con el tracking activado.

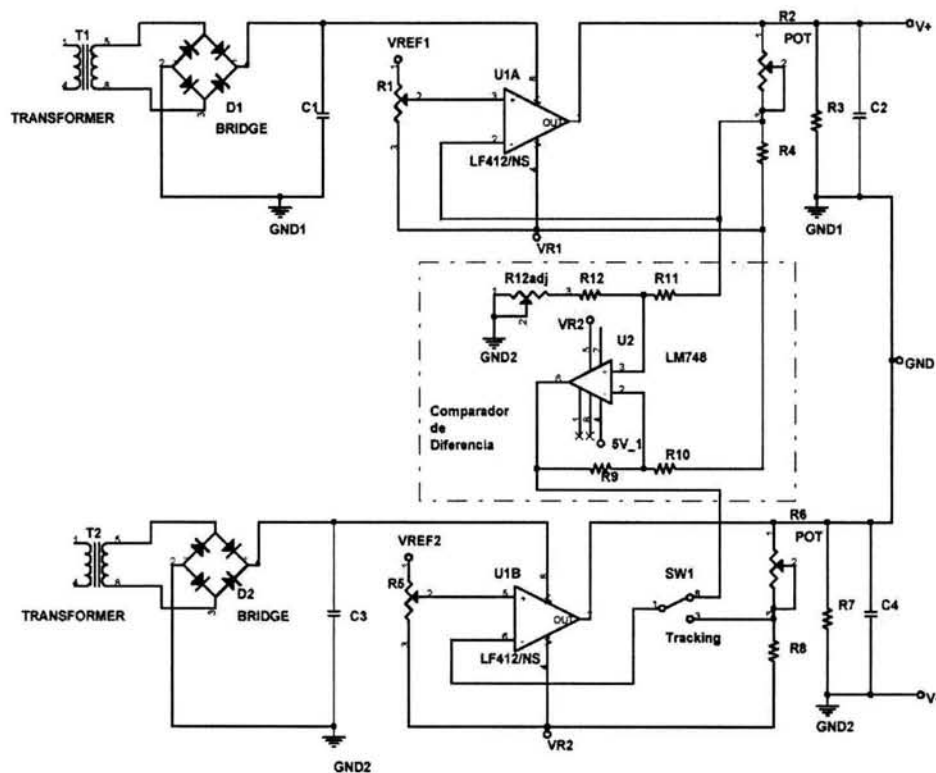


Fig. 25. Diagrama simplificado del sistema de seguimiento "tracking".

En la figura 25 tenemos un diagrama simplificado de las dos fuentes variables conectadas en serie para obtener a la salida $V+$, $V-$ y GND, donde $V+$ y $V-$ nos proporcionan un voltaje simétrico con respecto a GND. Como se puede observar en esta figura, el sistema que permite modificar el voltaje en ambas fuentes al mismo tiempo, es un amplificador de diferencia, el cual nos proporciona a su salida, el voltaje entre las terminales de la resistencia $R4$ (el cual controla el voltaje de la fuente superior), y le cambia la referencia de $VR1$ a $VR2$. Esto nos permite sustituir este voltaje por el que se encuentra entre las terminales de la resistencia $R8$, controlando así los dos voltajes de salida con el potenciómetro $R2$ y manteniendo el mismo voltaje en cada fuente, siempre y cuando estas permanezcan interconectadas. Además al implementar este circuito, se debe escoger el amplificador operacional de tal forma que este soporte el voltaje de polarización de aproximadamente 37V.

Algo interesante que sucedió conforme el diseño se volvía más complejo, es que la necesidad de un voltaje de alimentación independiente para los sistemas internos de la fuente de poder, se hizo creciente. Es por esto que se decidió implementar para cada una de las fuentes variables su propia fuente simétrica de 5V, para alimentar principalmente a los circuitos de despliegado, tal y como se verá más adelante.

3.7 DESPLIEGADO DIGITAL

Originalmente para esta parte del diseño, se planteó la posibilidad de utilizar un solo microcontrolador para los despliegados de voltaje y corriente de ambas salidas variables. La idea era poder tener un despliegado de corriente y uno de voltaje para cada salida variable, en vez de un despliegado para ambas variables. Sin embargo, después de buscar las diversas alternativas existentes en el mercado para poder construir los despliegados, se llegó a la conclusión de que la alternativa más viable para la solución de este problema es utilizar el convertidor A/D con salida de $3\frac{1}{2}$ dígitos ICL7107. Se comprobó que era más barato utilizar dos circuitos con este integrado, que un solo microcontrolador para ambas salidas variables. Debido a esto, se decidió que para esta primera versión, se utilizaría el ICL7107 debido a su bajo precio y facilidad de implementación, en ambos despliegados, y tal vez si

se llegan a hacer otras versiones más avanzadas se utilice un microcontrolador, para los desplegados y otras funciones adicionales, de esta forma sacando mayor provecho del mismo.

Ahora bien, en el apéndice A se pueden encontrar las hojas de especificaciones del ICL7107, pero veamos algunas de sus características principales:

- Tiene una resolución de $3 \frac{1}{2}$ dígitos lo cual es más que suficiente para el despliegado de una fuente, ya que normalmente las fuentes comerciales de este tipo utilizan 3 dígitos.
- El voltaje de polarización es de $\pm 5V$, lo cual es perfecto para nuestro diseño debido a las fuentes simétricas internas, implementadas para cada salida variable.
- El número de componentes externos utilizados al implementar el despliegado, es muy reducido.
- Incluye su sistema de autocero, lo cual nos evita la necesidad de calibrar el cero en el despliegado.
- Entre las posibles alternativas investigadas para esta parte, el uso de este circuito integrado es la opción más económica.
- Este integrado utiliza un convertidor A/D de doble rampa, lo cual nos proporciona mayor inmunidad al ruido que otro tipo de convertidores.

En la figura 26 podemos observar el diagrama a usarse en nuestro diseño. Se trata de un circuito basado en una de las aplicaciones básica sugeridas por el fabricante para este integrado. La razón por la cual se utilizó esta topología en especial, es debido a que cuenta con una referencia de voltaje externa, la cual, a diferencia de la referencia interna del integrado, no se ve afectada por los cambios de temperatura del ICL7107, causados por la corriente de todos los segmentos encendidos que circula por su interior. Además de que la calibración del circuito final necesitaba un voltaje de referencia mayor (2.5V).

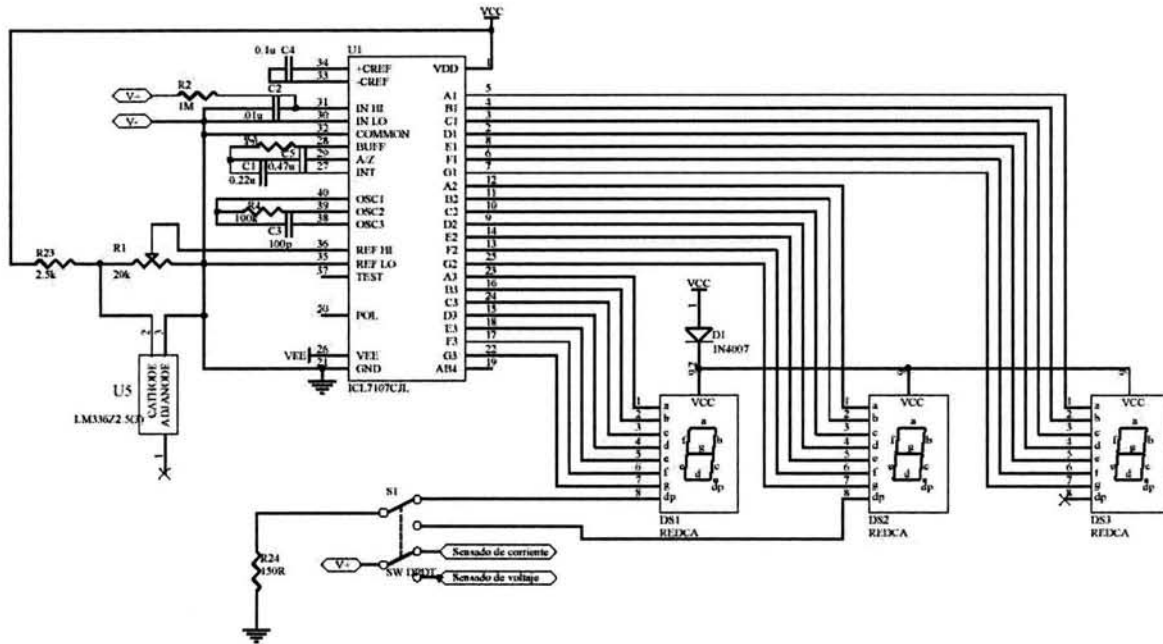


Fig. 26. Circuito para el despliegado de Voltaje/corriente para cada salida variable.

Como se puede ver en la figura anterior, el número de componentes externos que utiliza el circuito de despliegado es bastante reducido, lo cual facilita el diseño de su circuito impreso y además reduce su costo. Sin embargo, no se debe reducir demasiado la calidad de sus componentes externos ya que esto podría resultar en errores en el valor desplegado. Debido a esto, se debe tener en cuenta que los capacitores deben ser, por lo menos, de poliéster, para evitar variaciones en el dígito menos significativo. Esto último se debe a que los convertidores A/D basados en integradores, dependen de la calidad del capacitor de su integrador, para reducir el error por la no-linealidad del mismo capacitor.

3.8 FUENTE DE 5V

Para el diseño de la salida fija de 5V con límite de corriente de 3A, se decidió utilizar el mismo diseño de las fuentes variables, pero adaptado de acuerdo a las características requeridas.

Podemos empezar a reducir el diseño por el limitador de corriente. En las fuentes variables teníamos un circuito externo al regulador, para poder hacer que el limitador de corriente fuera variable, el cual incluía un circuito comparador. Ahora para la fuente fija de 5V, no necesitamos un limitador de corriente variable, por lo que podemos utilizar el limitador interno del LM723, de la forma descrita por el fabricante, utilizando una resistencia de sensado calculada para obtener una corriente máxima de 3A. En seguida, como la fuente de 5V es fija, no hay necesidad de modificar el voltaje de referencia del regulador, como se hizo en la versión variable del circuito, para poder llegar a los 0V a la salida, por lo tanto, podemos dejar la referencia del regulador en la tierra. Debido a que esta parte no llevará desplegado de voltaje o corriente, no se necesitarán los voltajes internos de $\pm 5V$, por lo cual podemos quitar lo que en las fuentes variables conocemos como etapa de referencia, incluyendo el transformador. Aunque aún dejaremos la etapa de potencia separada de la etapa de control, ya no es necesario el intercambiador de taps, por lo que este puede quitarse del diseño, incluyendo la etapa de control.

Al aplicar todos los cambios anteriores al circuito de las fuentes variables, obtuvimos el circuito que se muestra en la figura 27.

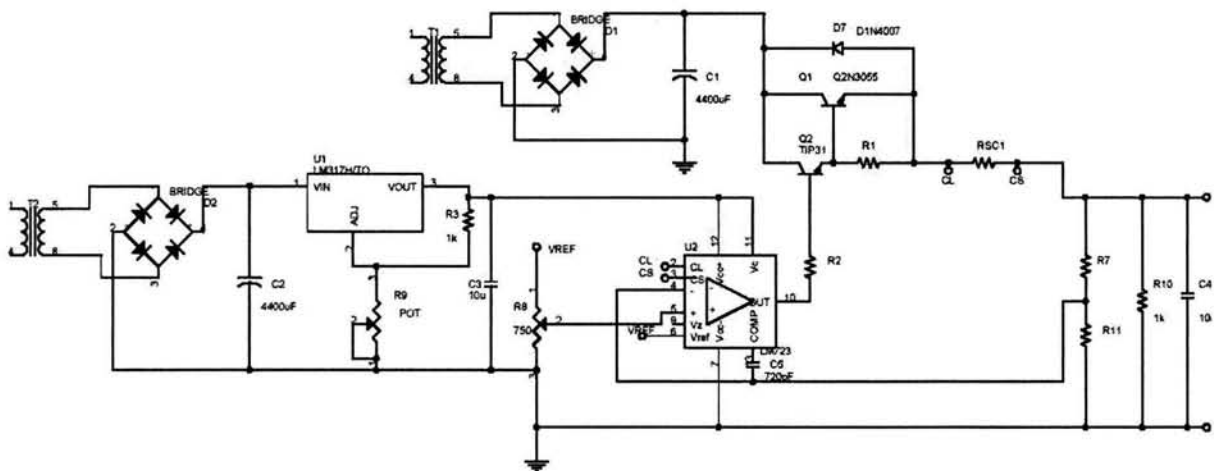


Fig. 27. Diagrama de la fuente de 5V.

Como se puede ver en la figura anterior, el diseño de la salida de 5V se simplifica muchísimo, debido a que esta no presenta las dificultades de diseño que vimos en el desarrollo de las salidas variables.

3.9 MEJORAS AL DISEÑO

Hasta este punto del desarrollo, tenemos una fuente funcional, que cumple con varios de los objetivos planteados al inicio. El diseño, que se muestra en la figura 28, para una de las etapas variables ya contaba con su PCB prototipo, por lo que se decidió realizarle algunas pruebas preliminares, para poder determinar si alcanzaba el nivel de calidad de algunas marcas comerciales.

Al realizar la prueba de regulación de carga, se obtuvo una regulación del 0.28%, la cual al compararla con una regulación del 0.02% de una fuente Agilent, es demasiado grande. Por alguna razón, el voltaje a la salida sufría una caída aproximadamente 58mV al pasar de 0 a 1A, con un voltaje de salida de 20V.

Tras una ardua revisión del diseño, se encontró que el error se encontraba en la forma en que estaba conectada la retroalimentación del regulador principal. Como se ve en la figura 29, al implementar todo el circuito en un solo PCB, se tuvo que conectar los bornes de salida de la fuente, por medio de cables. Estos cables tienen una cierta resistencia, que normalmente sería despreciable, sin embargo al estar esta resistencia entre los bornes de la salida y la retroalimentación, se presentaba una caída en dichos cables, la cual el regulador no compensaba. Este error, provocaba la mayor parte de la caída de voltaje, en la prueba de regulación de carga.

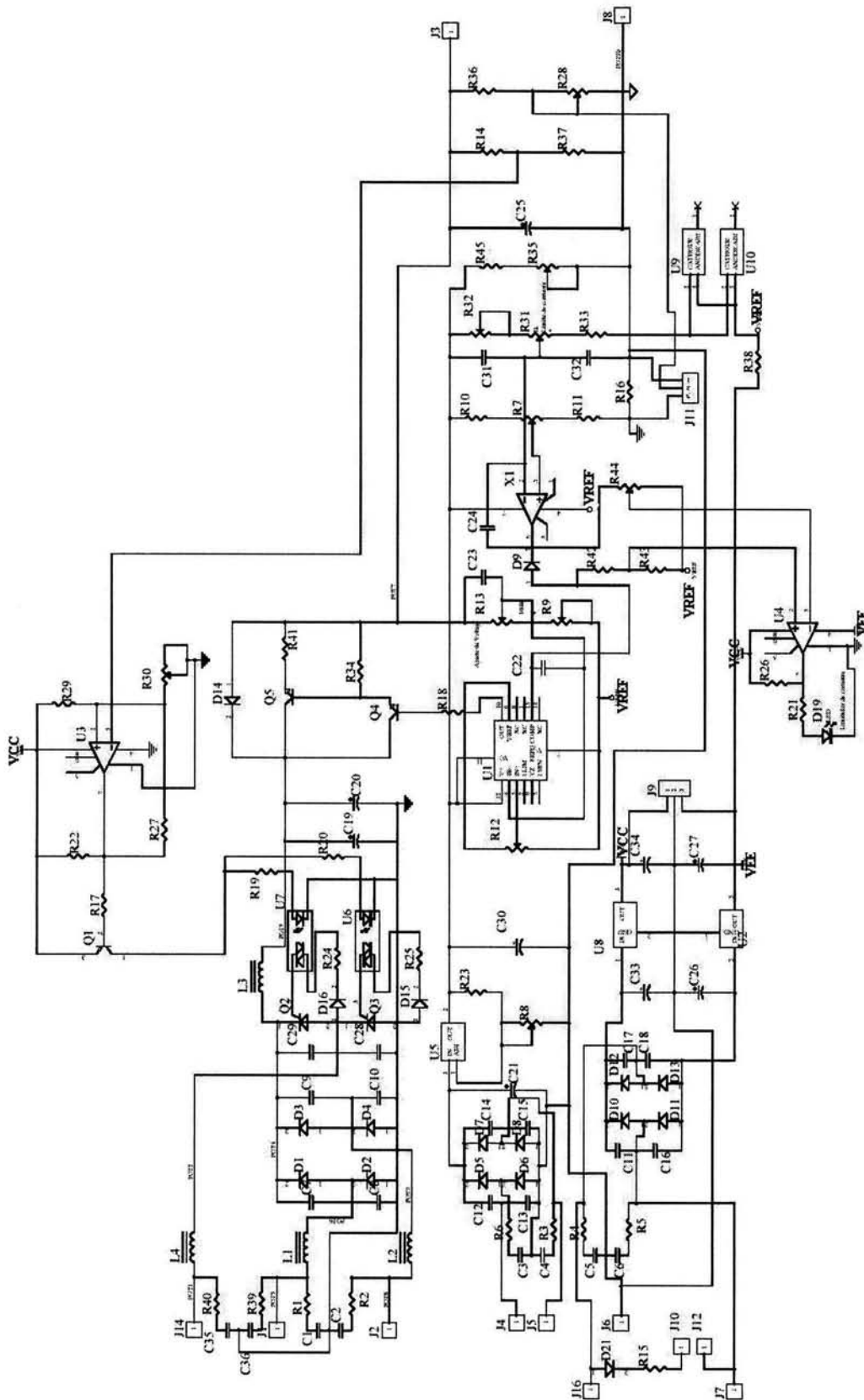


Fig. 28. Diagrama preliminar de una etapa variable.

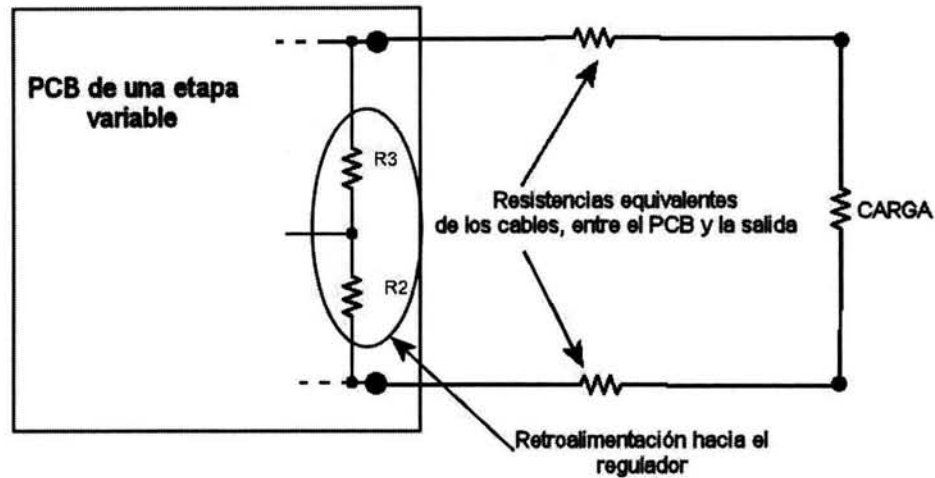


Fig. 29. Problema causante del aumento en la regulación de carga.

Ya que se había encontrado la solución a este problema, se decidió que había dos formas de eliminar este error en el diseño. La primera solución, es colocar cables con una menor resistencia, entre el PCB y los bornes a la salida, reduciendo así la caída en los mismos. Esto tiene la ventaja de que no sería necesario realizar modificaciones al impreso, para solucionar este problema. Y la segunda solución, es el mover las resistencias de retroalimentación del regulador, lo más cerca posible de los bornes de salida, reduciendo el error de una mejor manera que la primera solución.

Entonces, se optó por la segunda opción, principalmente por dos razones. En primer lugar, el PCB con el que se contaba en ese momento, presentaba un ruteo demasiado complicado, y en segundo lugar, este era muy grande para que cupieran tres de ellos en un gabinete (las dos variables y la de 5 Volts). Al escoger esta solución podríamos dividir las etapas variables del diseño, para colocarlo en varios PCBs, y de esta manera reducir el tamaño del gabinete a las dimensiones preestablecidas para toda la línea de instrumentos diseñados en el laboratorio de electrónica junto a la fuente de poder.

Entonces se decidió que en la parte frontal interna del gabinete, se colocaría un PCB que contendría el circuito de desplegado para cada etapa variable, las resistencias de retroalimentación de los reguladores, y algunas partes de las etapas de salida de cada fuente

variable. Esto nos permitiría realizar un ruteo menos denso y una mejor distribución de los componentes dentro del gabinete.

Cabe mencionar que debido a la sencillez del diseño de la fuente de 5 Volts, esta no requería ser dividida en varios impresos.

El resultado de la división del diseño de las fuentes variables, se muestra en el apéndice B, junto con todos los esquemáticos del diseño.

IV PRUEBAS DEL DISEÑO

4.1 Descripción de las pruebas

Como a todo instrumento, las fuentes de poder deben pasar por una serie de pruebas, para poder conocer sus especificaciones de operación, de tal forma que los interesados en adquirir una fuente de poder para laboratorio, puedan comprar el instrumento que cumpla con las necesidades del usuario.

Las principales pruebas a la que una fuente de poder debe ser sometida son:

- 3.10 Tiempo de recuperación
- 3.11 Regulación de carga
- 3.12 Regulación de línea
- 3.13 PARD (Siglas en ingles para “Desviación periódica y aleatoria”)
- 3.14 Eficiencia
- 3.15 Encendido

En el caso de nuestra fuente triple, cada prueba mencionada debe realizarse en cada una de las salidas de la fuente, pero si consideramos que las dos salidas variables son iguales, solamente es necesario probar una de las dos salidas variables y la salida de 5V.

4.2 Tiempo de recuperación

En esta prueba, se mide el tiempo necesario para que el voltaje de salida se estabilice dentro de una banda de asentamiento, ante un transitorio de corriente de carga inducido. Este transitorio, normalmente se genera realizando el cambio entre dos niveles de carga diferentes. Para poder realizar esta prueba, es necesario contar con un osciloscopio digital que cuente con memoria para grabar el transitorio a medir. En la siguiente figura se muestra la forma de onda de un transitorio de este tipo, así como las mediciones que deben de realizarse y las conexiones necesarias para esto.

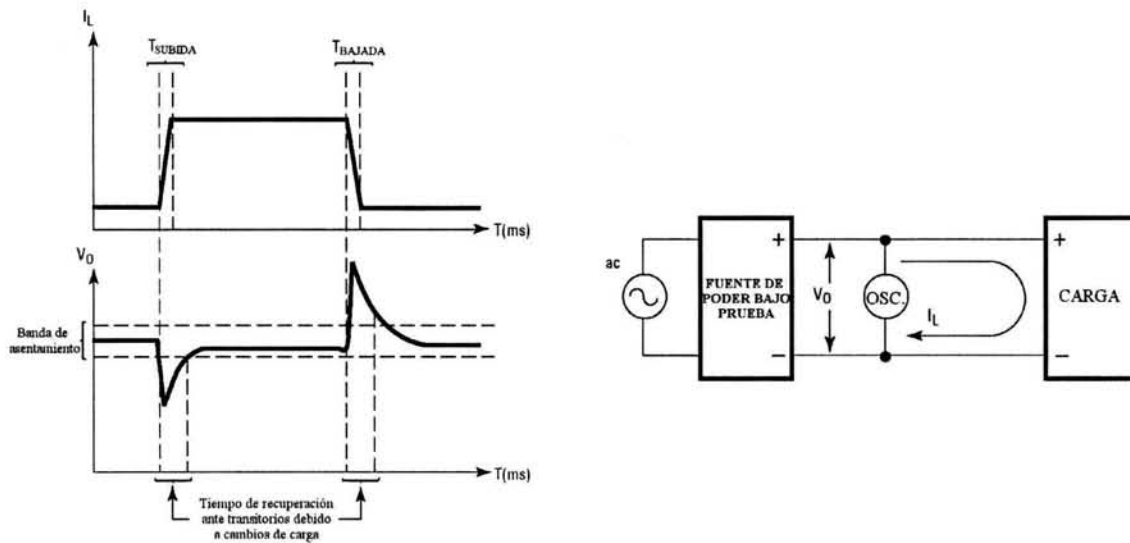


Fig. 30. Diagrama de un transitorio debido a un cambio en la carga y de la conexión para la prueba

Para empezar, la fuente debe encenderse con 30min de anticipación, enseguida se conecta una resistencia de carga, asegurándose que la fuente este trabajando con carga completa. Enseguida se conecta el osciloscopio, como se muestra en la figura 30, y entonces se desconecta la carga al mismo tiempo que se congela la pantalla del osciloscopio, de esta forma podemos observar un transitorio con un pico positivo. Del oscilograma obtenido, debemos medir el tiempo que tarda en recuperarse la señal de salida Δt , dentro de un intervalo ΔV , que en la figura anterior se ve como banda de asentamiento. En seguida se repite el mismo procedimiento, pero esta vez se conecta la carga que se había desconectado para la medición anterior.

En esta prueba, los primeros resultados a los prototipos fueron relativamente lentos, obteniendo un tiempo de recuperación de 3ms, a comparación de los 300us que tarda una fuente comercial en estabilizar su salida. Debido a esto, el último prototipo fue modificado para reducir el tiempo obtenido, modificando la retroalimentación del regulador. Después de tales modificaciones, se obtuvo un tiempo de recuperación de 500us, en el peor de los casos. A pesar de que no se ha alcanzado un tiempo como el de una fuente HP, no es imposible seguir mejorando este parámetro en nuestro diseño.

4.3 Regulación de línea

Esta prueba mide los cambios de voltaje a la salida debido a cambios en la magnitud del voltaje de la línea. La medición a la salida de la fuente debe tomarse en cuanto éste se estabiliza. La resistencia de carga deberá permanecer constante, para asegurar que los cambios a la salida solamente se deben a los cambios en la magnitud del voltaje de AC a la entrada.

Para esta prueba se utilizaron dos multímetros digitales, uno para medir la amplitud del voltaje de la línea, y el otro para medir el voltaje antes de la regulación y el voltaje a la salida de la fuente. La amplitud del voltaje de AC se ajustó por medio de un variac, en el intervalo de tolerancia para los niveles de voltaje en México, que son de $127V \pm 5\%$, o $[120.65V-133.35V]$. Las conexiones necesarias para realizar esta prueba se muestran en la siguiente figura.

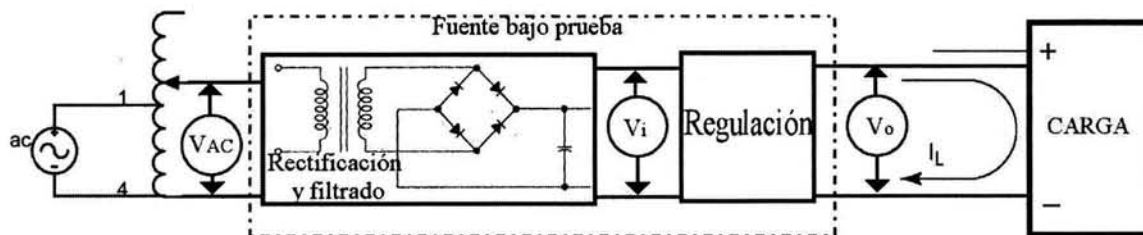


Fig. 31. Diagrama de conexiones para la prueba de regulación de línea.

Para empezar, se conectó el variac, de la manera en la que se ve en la figura 31, lo cual nos permitió variar el voltaje de AC a la entrada de nuestra fuente, pero antes de conectar la fuente al variac, es importante asegurarse que el nivel de voltaje en las terminales de salida sea el nominal. Enseguida se conectó la fuente a carga completa, con uno de los multímetros conectado a la salida de la fuente y el otro en la entrada de AC de la misma. Debido a que la medición del voltaje V_i que se ve en la figura 31, se encuentra dentro de la fuente de poder, ésta debe permanecer abierta durante la prueba. Por último variamos el voltaje de AC a la entrada de la fuente hasta los extremos de nuestro intervalo de tolerancia de niveles de voltaje de entrada, mencionado anteriormente, y apuntamos los voltajes V_i y

V_o , para cada nivel de AC. Entonces, la regulación de línea se calcula con la siguiente ecuación.

$$R.L.\% = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \cdot 100 \%$$

Donde ΔV_i es la variación total que se provocó a la entrada del regulador dentro de la fuente y ΔV_o es la variación total del voltaje de salida de la fuente, provocada durante la prueba.

Durante la prueba se obtuvieron los siguientes datos:

| $V_{AC} [V]_{RMS}$ | $V_{i_{DCpot}} [V]$ | $V_{i_{DCreg}} [V]$ | $V_o [V]$ |
|--------------------|---------------------|---------------------|-----------|
| 114.3 | 23.1 | 29.2 | 19.956 |
| 120.65 | 24.34 | 30.5 | 19.96 |
| 127.3 | 26.7 | 32.68 | 19.953 |
| 133.35 | 28.2 | 34.6 | 19.952 |
| 136.9 | 29.2 | 35.76 | 19.952 |

En la tabla, el voltaje V_{AC} se fue variando dentro del intervalo de $127V \pm 10\%$, mientras se tomaron los valores de voltaje $V_{i_{DCpot}}$ (a la salida del rectificador de la fuente de la etapa de regulación), $V_{i_{DCreg}}$ (a la salida del rectificador de la fuente de potencia) y V_o a la salida de la fuente.

Entonces de la tabla anterior, las variaciones totales de cada dato son las siguientes:

$$\Delta V_{AC} = 136.9 - 114.3 = 22.6V$$

$$\Delta V_{i_{DCpot}} = 29.2 - 23.1 = 6.1V$$

$$\Delta V_{i_{DCreg}} = 35.76 - 29.2 = 6.56V$$

$$\Delta V_o = 19.956 - 19.952 = 4mV$$

Por lo tanto el peor caso de regulación de línea es:

$$R.L.\% = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{i_{DCpot}}} \cdot 100 = \frac{4mV}{6.1V} \times 100 = 0.065\%$$

4.4 Regulación de carga

La regulación de carga es un parámetro que mide la habilidad de una fuente para mantener los niveles de salida ante un cambio en el valor de la carga. Normalmente la prueba se realiza, haciendo un cambio de cero carga a carga completa y midiendo el cambio en el voltaje de salida. Si por ejemplo al realizar esta prueba, el voltaje a la salida no cambiara, la regulación de carga de esa fuente sería del 0%. La ecuación para determinar el porcentaje de regulación de carga es

$$R.C. = \frac{V_{sc} - V_{cc}}{V_{cc}} \times 100\%$$

En donde V_{sc} es el voltaje sin carga y V_{cc} es el voltaje con carga.

En la siguiente figura, podemos observar el diagrama de conexiones que se realizaron para esta prueba.

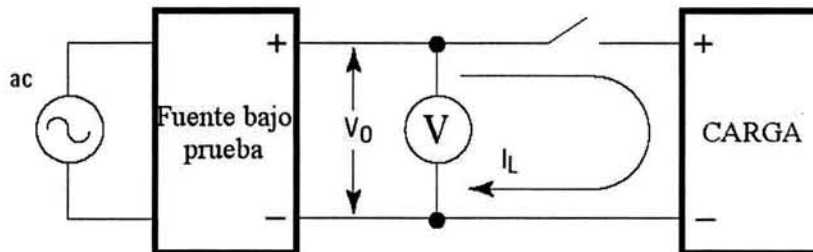


Fig. 32. Diagrama de conexión para la prueba de regulación de carga.

El procedimiento que se siguió tanto para la salida variable, como para la salida fija es bastante simple. Primero se necesita tener una carga, que de ser posible, demande la corriente máxima de la salida de la fuente, para su nivel máximo de voltaje (en el caso de las salidas variables). Entonces se procedió a medir el voltaje con carga y sin carga en cada salida de la fuente. Debido a que esta es una prueba estática, las mediciones se deben tomar después de que el voltaje a la salida se ha estabilizado.

Para esta prueba los resultados fueron los siguientes:

| | I_L [A] | V_o [V] |
|-----------|-----------|-----------|
| Sin carga | 0 | 19.994 |
| Con carga | 1 | 19.988 |

Por lo tanto la regulación de carga fue de:

$$R.C. = \frac{V_{sc} - V_{cc}}{V_{cc}} \times 100\% = \frac{19.994 - 19.988}{19.994} \times 100 = 0.03\%$$

Esta regulación de carga se encuentra al nivel de fuentes de marcas como HP con 0.01% y Lodestar con 0.02%, en modelos similares.

4.5 PARD en modo de operación de voltaje constante

El PARD (Periodic And Random Deviation), anteriormente conocido como “nivel de rizo más ruido”, es la desviación periódica y aleatoria del voltaje de salida de su valor promedio, dentro de un ancho de banda específico, y con todos los demás parámetros constantes. Específicamente se pide que el ancho de banda dentro del cual se realizarán las mediciones vaya de 20Hz a 20MHz. También es importante incluir las mediciones realizadas del PARD, tanto en voltajes pico a pico, como en voltajes RMS. Ahora, para la obtención de los valores del PARD, fue necesario realizar las conexiones que se muestran en la siguiente figura.

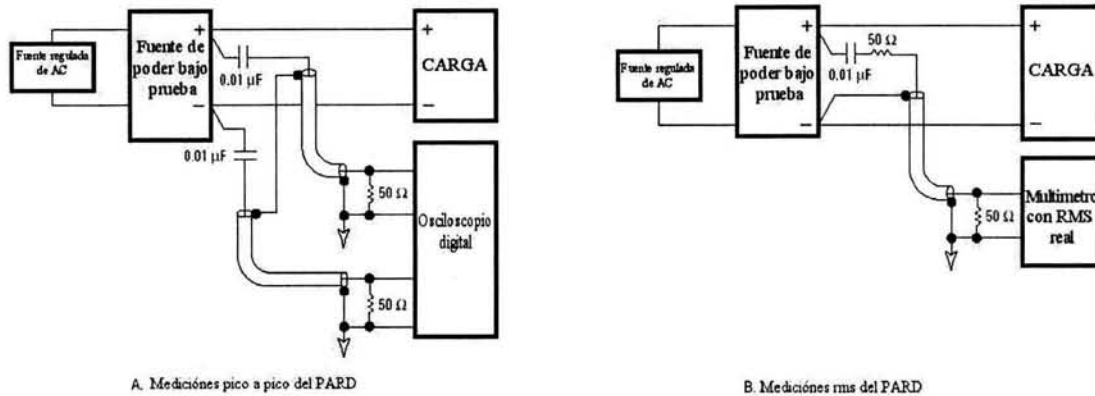


Fig. 33. Medición pico a pico y rms del PARD

El procedimiento a seguir es el siguiente. El primer juego de mediciones debe realizarse con la fuente de AC en su amplitud y frecuencia mínima, y con la fuente de poder bajo prueba en su mínima y después máxima corriente de carga. Un segundo juego de mediciones se hace con la fuente de AC en su amplitud y frecuencia máxima, y con la fuente bajo prueba en su mínima y después en su máxima corriente de carga. Y como nuestra fuente tiene tres salidas de voltaje, las mediciones anteriores deben hacerse a cada salida, mientras las demás se conectan con corriente de carga mínima y después máxima. La medición del PARD en valor RMS, se hizo con un multímetro Fluke y se verificó con un multímetro Keithley, “ambos con RMS”. El valor máximo obtenido fue el siguiente:

$$\text{PARD}_{\text{RMS}} = 19.55\text{mV}_{\text{RMS}}$$

Mientras que el valor del PARD pico a pico, se realizó con un osciloscopio digital Tektronix, con un ancho de banda limitado de 20 Hz a 20 MHz, tal y como se indica en la descripción de la prueba. El valor obtenido fue de:

$$\text{PARD}_{\text{p-p}} = 6.8\text{mV}_{\text{p-p}}$$

4.6 Eficiencia

Esta prueba básicamente se utiliza para comprobar que la fuente este funcionando dentro de los parámetros determinados en su diseño, ya que una disminución en la eficiencia podría indicar una falla en el diseño o en la manufactura. En si lo que se debe hacer es medir la potencia total que entra a la fuente y la potencia que entrega la misma, para después obtener la eficiencia con la siguiente relación:

$$Eficiencia = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}}$$

Es recomendado que esta prueba se lleve a cabo, después de que la fuente se ha calentado, y mientras está trabajando a una carga máxima constante. Para esto se utilizaron un multímetro Keithley para realizar las mediciones de AC, y un multímetro Fluke para las mediciones de DC.

Los valores obtenidos durante esta prueba se muestran a continuación:

| ENTRADA | | SALIDA (CON CARGA) | |
|---------|-------------------------|--------------------|---------|
| IAC | VAC | IDC | VDC |
| 327 mA | 113.56 V _{RMS} | 0.998 A | 20.04 V |

Entonces tenemos que la eficiencia mínima de la fuente es:

$$\%Eficiencia = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} \times 100 = \frac{20.04V \cdot 0.998A}{113.56V \cdot 327mA} \times 100 = 45\%$$

V CONSTRUCCIÓN Y CALIBRACIÓN

En esta sección, veremos el proceso que se llevó a cabo para poder construir el prototipo de la fuente diseñada, desde el esquemático, hasta su ensamblaje y calibración.

El esquemático fue diseñado como se mostró anteriormente, y en cada paso del diseño, después de las pruebas en protoboard, el esquemático era actualizado en el programa para diseño electrónico llamado Protel. En el momento en que se consideró que el diseño cumplía con todas las especificaciones, entonces se pasaba el diseño a PCB por medio del programa de computadora antes mencionado, para poder hacerle pruebas más extensas al diseño y de esta forma detectar fallas en el diseño que no fueran detectadas en la protoboard. Conforme las fallas son detectadas en el prototipo, se tratan de arreglar en el mismo, para comprobar que los ajustes propuestos resuelvan el problema, pero a veces no es posible modificar el impreso, porque la solución implica demasiados cambios, por lo que debemos recurrir a la simulación por computadora. Ya que se solucionaron los problemas observados en el primer prototipo, se debe regresar al programa Protel para actualizar el esquemático y el PCB, para que incluyan las soluciones a los problemas encontrados. Este proceso de refinamiento del diseño puede repetirse varias veces, hasta que se considera que éste ha alcanzado las especificaciones deseadas. En el caso de la fuente variable, se realizaron tres prototipos, antes de que se llegara al nivel deseado. Y aún se continua con el proceso de refinamiento.

Ahora, en cuanto al uso del software, se utilizó el programa Protel 99SE, debido a que este facilita considerablemente el diseño de circuitos impresos con calidad profesional. Y como se puede ver en la siguiente figura, un PCB diseñado con software de este nivel, puede generar resultados sorprendentes.

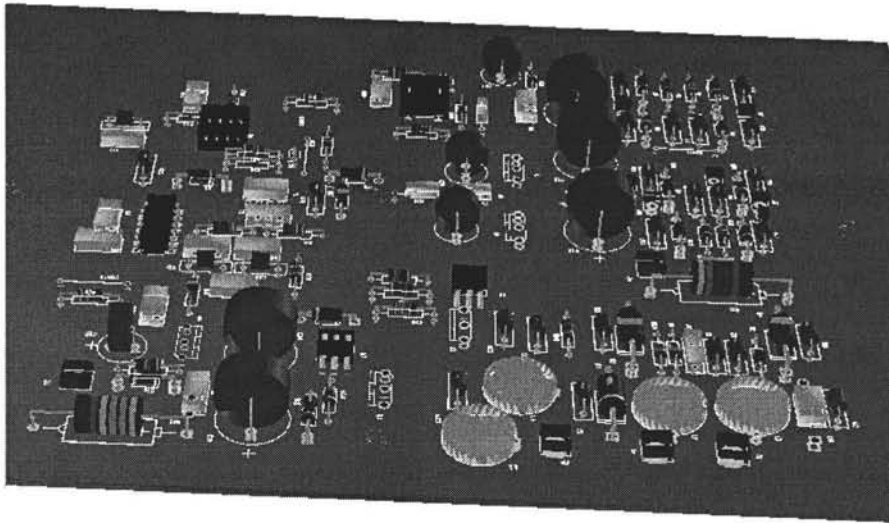


Fig. 34. Vista tridimensional del prototipo, generada por el programa Protel.

La figura anterior, es una vista tridimensional generada por Protel, la cual, más que nada nos sirve para poder darnos una idea de como quedará el prototipo después de ser ensamblado.

También podemos ver una foto del último PCB prototipo, de una de las fuentes variables, en la siguiente figura, aunque es probable que el PCB deba ser reconstruido, de acuerdo a las dimensiones del chasis que se diseñe para la fuente.

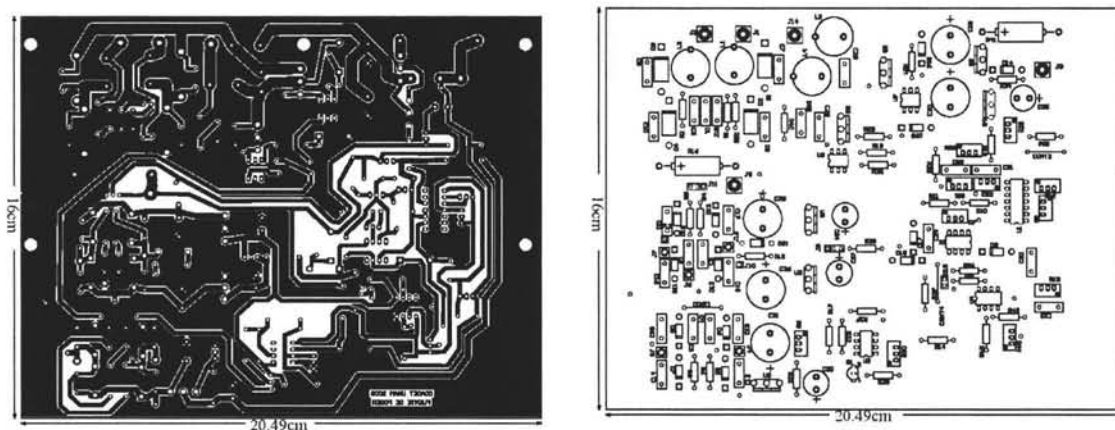


Fig. 35. Vista inferior del PCB prototipo y máscara de componentes, para cada salida variable.

Ya que se tienen diseñados los PCBs en la computadora, estos se mandan a hacer con un especialista en fabricación de circuitos impresos, ya que aún cuando es posible fabricarlos de forma casera, el resultado es de menor calidad. En el caso de este proyecto, los PCBs son fabricados en el mismo laboratorio de electrónica del CCADET.

Antes de continuar, debemos aclarar que todos los componentes que se mencionaran a continuación, están referidos al diagrama de la figura 36.

El siguiente paso, fue empezar el ensamblado de cada etapa de la fuente. Comenzamos primero por los transformadores, los cuales deben de estar conectados en paralelo en su primario. Ya conectados los transformadores se procede a montarlos en el chasis, asegurándose de que tengan suficiente cable en el secundario para poder conectarlos a cada PCB. Enseguida, se empezó por montar todas las piezas de cada fuente interna, desde la etapa de rectificación, con todos sus filtros RC, hasta los filtros capacitivos, justo antes de llegar a los reguladores (ver esquemáticos), en esta parte es importante asegurarse que la polarización de los capacitores electrolíticos es la correcta para evitar accidentes. Ya montadas las fuentes sin regulación, se polarizaron conectando los transformadores temporalmente, sólo para poder medir con un voltímetro los niveles de voltaje en cada fuente. Después se continuó montando los demás componentes hasta que las dos etapas variables y la de 5V estuvieran completamente ensambladas. En este punto empieza la calibración de la fuente, ya que hay que ajustar los diversos circuitos que la integran, y para esto, debemos de volver a conectar los transformadores.

Para las salidas variables, después de encender la fuente, ajustamos el voltaje a la salida del pre-regulador, midiendo con un voltímetro entre la salida del LM317 y la que será la salida de la fuente variable, y girando el trimmpot R8 hasta que el voltaje fuera de 35V, para asegurar la regulación en el LM723. A continuación se midió el voltaje de referencia del regulador, con respecto a la terminal negativa de la salida de esta etapa, y entonces moviendo el trimmpot R12 y midiendo el voltaje en la pata 5 del LM723 con respecto a la terminal negativa a la salida, se ajusta el voltaje a 0V. En seguida, se movió el control de

voltaje R13 a la posición de mínimo voltaje y se procedió a ajustar el voltaje a la salida a 0V por medio del trimmpot R9.

Antes de realizar los ajustes al regulador, que se mencionaron anteriormente, se debe de desconectar el diodo D9, para asegurar que el limitador de corriente no este activado, e interfiera con la calibración. En seguida, se procedió a calibrar el comparador que activa a los SCRs del intercambiador de devanados, ajustando la ventana de histéresis por medio del trimmpot R30. Esto no es particularmente difícil, porque el comparador con histéresis tiene la mayoría de sus resistencias fijas, y el potenciómetro R30 sólo ajusta la separación entre el voltaje de encendido y el de apagado.

Hasta este punto la fuente ya es operable, aunque aún no cuente con el desplegado y limitador de corriente, debido a esto, se continuó a armar los desplegados digitales de las dos salidas variables. Estos desplegados prácticamente son voltímetros digitales, y además como se puede ver en las hojas de especificaciones del ICL7107, la entrada es diferencial y se toma del conector J11. De este conector, la pata común es la que esta conectada en la salida negativa de la fuente, y la otra entrada es intercambiable entre la tierra de la fuente de potencia y el trimmpot R28, lo cual cambia el desplegado de corriente a voltaje respectivamente.

Ya listos los desplegados digitales se conecta a su respectiva fuente variable y se procede a calibrarlo. Para esto, primero se colocó el interruptor selector corriente/voltaje, en la posición de corriente. En seguida se ajusta con el trimmpot R35 el desplegado de corriente a ceros, asegurándonos de que el voltaje a la salida de la fuente fuera el máximo. A continuación se calibró la corriente en los desplegados, colocando una carga a la salida de la fuente en serie con un multímetro, para medir la corriente de carga, y ajustando el trimmpot en el desplegado, hasta que se obtuvo la corriente indicada en el multímetro. Ya calibrado el desplegado de corriente, entonces se desconectó el multímetro y se utilizó para medir el voltaje a la salida, entonces ajustamos el trimmpot R28, hasta que el desplegado indique el mismo voltaje que el multímetro. Con estos pasos el desplegado quedó calibrado.

El último paso en el proceso de calibración de las salidas variables, es el limitador de corriente, el fue un poco más delicado. Para empezar, el voltaje en la pata 3 del operacional X1, se ajustó a la mitad del voltaje medido entre la tierra de la fuente de potencia y el voltaje entregado por el regulador LM317. A continuación se procedió, a calibrar el limitador de corriente, para lo cual se ajustó el control externo del limitador, a corriente mínima mientras mediamos el voltaje entre el cátodo y el ánodo del diodo D9, ya que cuando está polarizado en directa, el limitador de corriente está activado. Después de esto, se procedió a ajustar el potenciómetro R31 hasta el momento en el que el limitador de corriente empezaba a funcionar, recordando que la fuente debía estar sin carga. En seguida se colocó una carga que demandara la carga máxima de 1A, mientras se ajustaba el potenciómetro R7, monitoreando el diodo D9, hasta que el limitador esté a punto de dejar de funcionar. Con estos ajustes el limitador de corriente queda calibrado, pero aún con cierto margen de error, por lo que se debe repetir el procedimiento hasta que el limitador funcione en todo el intervalo del potenciómetro de control R31.

Con esto, las salidas variables están listas para ser usadas, y la salida de 5V, sólo se debe calibrar su pre-regulador LM317 a 8V mínimo, ya que es el único punto de esta etapa que necesita ajuste.

Algo muy importante que hay que recordar, es que en el momento del montaje de los impresos en su chasis, los jack banana de las salidas, deben conectarse con cables cortos y de baja resistencia a cada PCB, ya que si la resistencia es muy grande, se registrará un error en la regulación de carga de la fuente. Por ejemplo, consideremos que tenemos un par de cables que unen uno de los impresos de las fuentes variables a los jacks a la salida, y que cada uno tiene una resistencia de 0.15Ω , en el momento que se demande la corriente máxima de 3A, habrá una caída de voltaje adicional a la salida de 450mV debido a los cables.

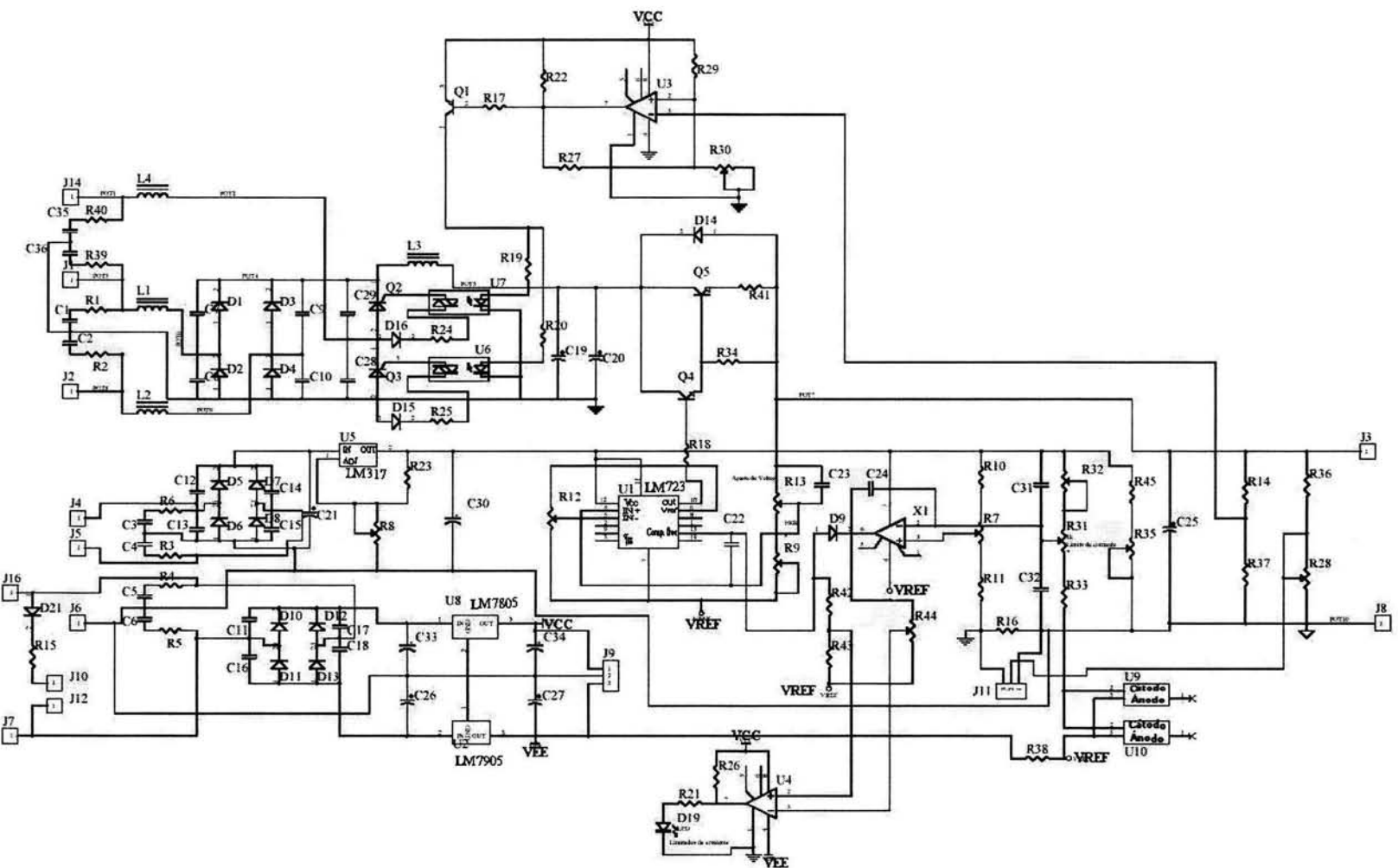


Fig. 36. Diagrama final de una salida variable.

VI ANÁLISIS DE COSTOS

Parte de la motivación para la realización de este trabajo, era poder obtener un producto que fuera económico, al compararlo con productos similares en el mercado. Debido a esto, a continuación podemos observar un estimado del costo del prototipo construido, recordando por supuesto que de ser fabricado por alguna compañía interesada, el precio por unidad sería reducido considerablemente.

En la siguiente tabla, podemos observar una lista de todo el material utilizado para la construcción de una sola fuente triple. Y al final de esta, podemos observar un estimado del costo final de un prototipo, de acuerdo a precios de Abril del 2004.

| # De Piezas | Description | Precio Unitario | Precio total |
|-------------|--|-----------------|--------------|
| 2 | Transformador 120V/12V, 500mA, con Tap Central. | \$29.57 | \$59.14 |
| 2 | Transformador 120/36V, 500mA | \$34.00 | \$68.00 |
| 1 | Transformador 120V/9V, 500mA, con Tap Central. | \$25.00 | \$25.00 |
| 1 | Transformador 120V/9V, 6A, con Tap Central. | \$95.00 | \$95.00 |
| 2 | Transformador 120/36V, 6A | \$100.00 | \$200.00 |
| 35 | Diodo Rectificador de 1.0 A | \$0.35 | \$12.18 |
| 12 | Diodo Rectificador de 3.0 A | \$0.70 | \$8.35 |
| 90 | Resistencia de carbon@ 1/4 W | \$0.26 | \$23.49 |
| 2 | Transistor PNP | \$1.74 | \$3.48 |
| 6 | Referencia de Voltaje | \$4.78 | \$28.70 |
| 4 | Capacitor Electrolítico | \$3.91 | \$15.65 |
| 9 | Capacitor Electrolítico | \$10.44 | \$93.92 |
| 2 | Capacitor Electrolítico | \$2.17 | \$4.35 |
| 2 | Capacitor Electrolítico | \$1.30 | \$2.61 |
| 3 | Capacitor Electrolítico | \$0.78 | \$2.35 |
| 3 | Capacitor Electrolítico | \$0.87 | \$2.61 |
| 6 | Common Anode Seven-Segment Display, Right Hand Decimal | \$6.09 | \$36.52 |
| 3 | Regulador De Voltaje | \$5.22 | \$15.65 |
| 2 | Convertidor A/D de 3½ Digit | \$30.87 | \$61.74 |
| 4 | Optoacoplador | \$9.13 | \$36.52 |
| 5 | Comparador | \$3.04 | \$15.22 |

| # De Piezas | Description | Precio Unitario | Precio total |
|-------------|--|-----------------|--------------|
| 3 | Amplificador Operacional | \$6.96 | \$20.87 |
| 11 | Ferrita | \$6.20 | \$68.20 |
| 4 | LED's rojos 0.5mm | \$0.87 | \$3.48 |
| 4 | Porta LED de 5mm | \$0.54 | \$2.16 |
| 4 | Potenciómetro | \$6.00 | \$24.00 |
| 6 | Resistencia De Potencia | \$3.04 | \$18.26 |
| 4 | Capacitor Cerámico | \$0.87 | \$3.48 |
| 2 | Capacitor Cerámico | \$1.30 | \$2.61 |
| 2 | Capacitor Cerámico | \$2.17 | \$4.35 |
| 20 | Capacitor Cerámico | \$1.30 | \$26.08 |
| 2 | Capacitor Cerámico | \$0.87 | \$1.74 |
| 36 | Capacitor Cerámico | \$2.00 | \$72.00 |
| 3 | Capacitor Cerámico | \$1.30 | \$3.91 |
| 4 | Capacitor De Poliester | \$1.30 | \$5.22 |
| 2 | Conector EIS 2 pos caja receptora | \$3.00 | \$6.00 |
| 2 | Conector EIS 2 pos poste vertical | \$4.00 | \$8.00 |
| 4 | Conector EIS 12 pos caja receptora | \$8.00 | \$32.00 |
| 4 | Conector EIS 12 pos poste vertical | \$11.00 | \$44.00 |
| 2 | Interruptor Deslizable De 2 Polos Y 2 Tiros. | \$8.00 | \$16.00 |
| 3 | NPN Bipolar Transistor | \$19.57 | \$58.70 |
| 4 | BUJE-3 BUJE PARA TRANSISTOR TO-3 | \$0.35 | \$1.40 |
| 4 | SCR | \$13.48 | \$53.91 |

VI ANÁLISIS DE COSTOS

| | | | |
|----|--|---------|----------|
| 2 | Regulador De Voltaje Negativo | \$3.04 | \$6.09 |
| 3 | Regulador De Voltaje Ajustable | \$3.04 | \$9.13 |
| 2 | Regulador De Voltaje Fijo de 5 V | \$2.61 | \$5.22 |
| 3 | Transistor Bipolar NPN | \$3.48 | \$10.43 |
| 27 | Potenciometro | \$12.61 | \$340.44 |
| 3 | Fusible | | \$0.00 |
| 1 | Receptáculo de alimentación con portafusible Arcoelectric Modelo 0717-CQ | \$32.50 | \$32.50 |
| 1 | SILI-TEK 106 PASTA DE SILICON PARA DISIPADORES | \$25.22 | \$25.22 |
| 12 | Tornillo 1/8 " de diametro, 3/4" de largo, cabeza redonda, ranura plana. | | \$0.00 |
| 3 | Conector Banana para Chasis | \$44.87 | \$134.61 |
| 3 | Conector Banana para Chasis | \$44.87 | \$134.61 |
| 3 | Conector Banana para Chasis | \$44.87 | \$134.61 |
| 1 | Cables de Alimentación, con tierra. | \$20.00 | \$20.00 |
| 3 | Base para Circuito integrado 14 patas | \$0.70 | \$2.10 |
| 9 | Base para Circuito integrado 8 patas | \$3.07 | \$27.63 |
| 2 | Deslizables, 2 Polos 2 Tiros | \$5.00 | \$10.00 |
| 1 | Fusibles Europeos, 500mA | \$0.95 | \$0.95 |

| | | | |
|----|---|----------|-----------|
| 12 | Tuercas Hexagonales de 1/8" | | \$0.00 |
| 1 | Interruptor de balancín 1P-1T | \$5.00 | \$5.00 |
| 3 | Micas Aislantes, para TO-3, MICA3 | \$1.22 | \$3.66 |
| 3 | Conector MATE-N-LOCK, Bloque de tres vias para contacto hembra. | \$2.28 | \$6.84 |
| 3 | Conector MATE-N-LOCK, Bloque de tres vias para contacto macho. | \$2.24 | \$6.72 |
| 12 | Disipador Para TO-220 C/C | \$5.39 | \$64.68 |
| 3 | Disipador Wakefield Engineering N.P: 401K , para TO-3 (o similar) | \$66.80 | \$200.40 |
| | PLACA DE FIBRA DE VIDRIO DE 22 CARAS, FR-30X30 33 | \$66.00 | \$132.00 |
| 6 | Perillas | \$7.00 | \$42.00 |
| 6 | Terminales Plasti Grip, aislados | | \$0.00 |
| 30 | Terminales para conector EIS | \$1.04 | \$31.20 |
| 6 | Terminales Faston | \$1.13 | \$6.78 |
| 6 | Terminales Faston | \$1.13 | \$6.78 |
| 1 | Gabinete para la fuente de poder | \$100.00 | \$100.00 |
| | | TOTAL | \$2786.43 |

El estimado del costo total de los componentes fue obtenido a partir de precios por pieza, con diferentes distribuidores en México y algunos en los Estados Unidos, y aún así, es posible reducir más el costo total, consiguiendo las piezas a un menor precio con otros distribuidores. A pesar de todo, el precio de esta fuente está por debajo de fuentes comerciales de características similares.

VII CONCLUSIONES

El diseño de instrumentación electrónica, es un trabajo que requiere suficiente tiempo y dedicación, si es que se desea poder alcanzar el mismo nivel de calidad, el cual estamos acostumbrados a observar en equipos diseñados por compañías como Hewlett Packard o Tektronix, las cuales cuentan con la experiencia de años de investigación y desarrollo de equipo de este tipo. Sin embargo esto no significa que sea imposible para nosotros adentrarnos en este campo, ya que si en este trabajo se pudo alcanzar un nivel comparable al de equipo diseñado por grupos de profesionales, con el trabajo de una sola persona, entonces es más que posible que un grupo de ingenieros sea capaz de adentrarse poco a poco al campo de diseño electrónico, a niveles competitivos. Sin embargo esto no ocurrirá, hasta que alguien se atreva a invertir en el campo de la investigación y desarrollo de equipo electrónico.

Los resultados obtenidos en las principales pruebas realizadas al diseño desarrollado en este trabajo se muestran en la siguiente tabla, junto con las de algunas fuentes comerciales fabricadas por algunas de las mejores y más reconocidas marcas del mercado.

| | Fuente diseñada | AGILENT E3600 | Tektronix PS280 | Escort EPS-3030T |
|-----------------------------------|--|--|-------------------------------------|-----------------------------|
| Tiempo de recuperación | 500 μ s | 50 μ s | No especificado | No especificado |
| Regulación de carga | 0.03% | 0.01% + 2mV | 0.01% + 5mV | 0.02%+3mV |
| Regulación de línea | 0.065% | 0.01% + 2mV | 0.01% + 3mV | 0.02%+3mV |
| PARD | 19.55mV _{RMS} / 6.8mVp-p | 350 μ V _{RMS} / 1.5mVp-p | 1mV _{RMS} , 5Hz to 1MHz | 0.5mV _{RMS} |
| Precio en Pesos mexicanos. | Aprox. \$3.000,00 (para un prototipo) | No especificado | No especificado | Aprox. \$3.500,00 |

La idea de este trabajo, como se mencionó anteriormente, era diseñar y construir una fuente de laboratorio que alcanzara niveles de desempeño comparables a los de las fuentes comerciales que se pueden comprar aquí en México, e incluso si era posible sobrepasar a algunas de ellas. Con el diseño presentado aquí, pudimos alcanzar el nivel de calidad de las fuentes Loadstar de características similares, aunque aún no se logró alcanzar el nivel de algunas de las fuentes más finas; sin embargo, este diseño puede servir de base para la construcción de fuentes aún mejores, siempre y cuando se le dedique el suficiente tiempo para refinarlo. Inclusive existe la posibilidad de que este diseño, sea producido para su uso comercial e incluso para algunos laboratorios dentro de la UNAM.

Como es evidente en la tabla anterior, en algunos parámetros como son ruido y tiempo de recuperación, no fue posible acercarse a los niveles de marcas como Agilent y Tektronix, sin embargo ya se tienen contempladas algunas posibles soluciones para mejorar el desempeño del diseño planteado en este trabajo, a pesar de que este cumple con los requerimientos necesarios para la mayoría de los aplicaciones.

Con el diseño propuesto en este trabajo, tenemos la ventaja de que todos los componentes utilizados, se pueden encontrar en México, en el caso de alguna falla. Además, debido a la topología utilizada, es posible obtener fuentes más sencillas, a partir del diseño original, simplemente reduciendo algunas partes del diseño, de acuerdo a las especificaciones deseadas.

Algo muy importante que aprendí al desarrollar este proyecto, es que lo que al principio parecía ser un diseño simple y poco novedoso, resultó ser un verdadero reto. Conforme me adentraba en el desarrollo de la fuente surgían más y más detalles que tenían que ser resueltos para poder alcanzar los niveles de calidad deseados.

Durante la etapa de diseño se hizo claro, que el conocer los fundamentos teóricos de un instrumento electrónico e incluso haber construido uno como proyecto de alguna materia de la carrera, no nos prepara para poder realizar un verdadero diseño de un instrumento comercial. Incluso detalles que seguramente son conocidos por los diseñadores de

instrumentos electrónicos comerciales, se vuelven un verdadero desafío cuando se esta diseñando por primera vez un producto, el cual se tiene pensado comercializar.

Otro punto clave para el desarrollo de este proyecto fue el manejo de software para diseño electrónico, que es un área que no se ve en la licenciatura y que facilita enormemente la simulación de los circuitos diseñados y más adelante el diseño de su circuito impreso. Aunque no es indispensable el manejo de este software para diseños pequeños, es de gran ayuda conforme aumenta la complejidad del mismo, y en donde su análisis a mano se vuelve impráctico.

Más adelante se tiene contemplado el diseño de una fuente de poder programable, la cual tendría como base el diseño propuesto en este trabajo, lo que daría oportunidad para mejorar el mismo, e incluso, de alcanzar un nivel que compitiera con las marcas líderes del mercado.

APÉNDICE A
HOJAS DE ESPECIFICACIONES



June 1999

LM723/LM723C Voltage Regulator

LM723/LM723C Voltage Regulator

General Description

The LM723/LM723C is a voltage regulator designed primarily for series regulator applications. By itself, it will supply output currents up to 150 mA; but external transistors can be added to provide any desired load current. The circuit features extremely low standby current drain, and provision is made for either linear or foldback current limiting.

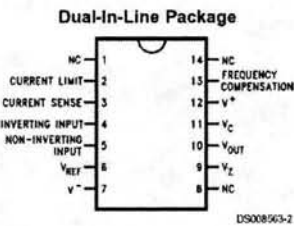
The LM723/LM723C is also useful in a wide range of other applications such as a shunt regulator, a current regulator or a temperature controller.

The LM723C is identical to the LM723 except that the LM723C has its performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Features

- 150 mA output current without external pass transistor
- Output currents in excess of 10A possible by adding external transistors
- Input voltage 40V max
- Output voltage adjustable from 2V to 37V
- Can be used as either a linear or a switching regulator

Connection Diagrams



Top View
Order Number LM723J/883 or LM723CN
See NS Package J14A or N14A



Note: Pin 5 connected to case.

Top View
Order Number LM723H, LM723H/883 or LM723CH
See NS Package H10C



ICL7106, ICL7107, ICL7107S

Data Sheet

August 2002

FN3082.4

3¹/₂ Digit, LCD/LED Display, A/D Converters

The Intersil ICL7106 and ICL7107 are high performance, low power, 3¹/₂ digit A/D converters. Included are seven segment decoders, display drivers, a reference, and a clock. The ICL7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a multiplexed backplane drive; the ICL7107 will directly drive an instrument size light emitting diode (LED) display.

The ICL7106 and ICL7107 bring together a combination of high accuracy, versatility, and true economy. It features auto-zero to less than 10µV, zero drift of less than 1µV/°C, input bias current of 10pA (Max), and rollover error of less than one count. True differential inputs and reference are useful in all systems, but give the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge type transducers. Finally, the true economy of single power supply operation (ICL7106), enables a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

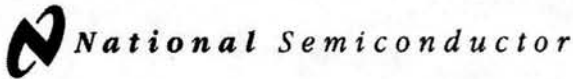
Ordering Information

| PART NO. | TEMP. RANGE (°C) | PACKAGE | PKG. NO. |
|-------------|------------------|-------------------|-----------|
| ICL7106CPL | 0 to 70 | 40 Ld PDIP | E40.6 |
| ICL7106CM44 | 0 to 70 | 44 Ld MQFP | Q44.10x10 |
| ICL7107CPL | 0 to 70 | 40 Ld PDIP | E40.6 |
| ICL7107RCPL | 0 to 70 | 40 Ld PDIP (Note) | E40.6 |
| ICL7107SCPL | 0 to 70 | 40 Ld PDIP (Note) | E40.6 |
| ICL7107CM44 | 0 to 70 | 44 Ld MQFP | Q44.10x10 |

NOTE: "R" indicates device with reversed leads for mounting to PC board underside. "S" indicates enhanced stability.

Features

- Guaranteed Zero Reading for 0V Input on All Scales
- True Polarity at Zero for Precise Null Detection
- 1pA Typical Input Current
- True Differential Input and Reference, Direct Display Drive
- LCD ICL7106, LED ICL7107
- Low Noise - Less Than 15µVp.p
- On Chip Clock and Reference
- Low Power Dissipation - Typically Less Than 10mW
- No Additional Active Circuits Required
- Enhanced Display Stability



August 2000

LF411 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

General Description

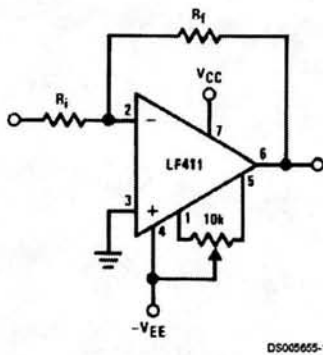
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF411 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

Features

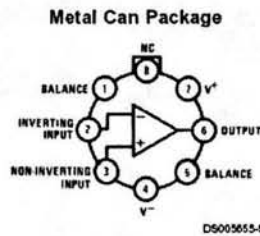
- Internally trimmed offset voltage: 0.5 mV(max)
- Input offset voltage drift: 10 μ V/°C(max)
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth: 3 MHz(min)
- High slew rate: 10V/ μ s(min)
- Low supply current: 1.8 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion: $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μ s

Typical Connection



DS005655-1

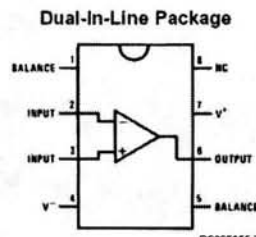
Connection Diagrams



DS005655-5

Note: Pin 4 connected to case.

Top View
Order Number LF411ACH
or LF411MH/883 (Note 11)
See NS Package Number H08A



DS005655-7

Top View
Order Number LF411ACN, LF411CN
See NS Package Number N08E

Ordering Information

LF411XYZ

- X indicates electrical grade
- Y indicates temperature range
- " M " for military
- " C " for commercial
- Z indicates package type
- " H " or " N "

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

LF411 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier



May 1998

LM136-2.5/LM236-2.5/LM336-2.5V Reference Diode

General Description

The LM136-2.5/LM236-2.5 and LM336-2.5 integrated circuits are precision 2.5V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low-temperature-coefficient 2.5V zener with 0.2Ω dynamic impedance. A third terminal on the LM136-2.5 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136-2.5 series is useful as a precision 2.5V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 2.5V make it convenient to obtain a stable reference from 5V logic supplies. Further, since the LM136-2.5 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

The LM136-2.5 is rated for operation over -55°C to +125°C while the LM236-2.5 is rated over a -25°C to +85°C temperature range.

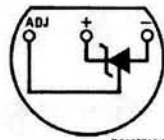
The LM336-2.5 is rated for operation over a 0°C to +70°C temperature range. See the connection diagrams for available packages.

Features

- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 400 μA to 10 mA
- 0.2Ω dynamic impedance
- ±1% initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn-on
- Three lead transistor package

Connection Diagrams

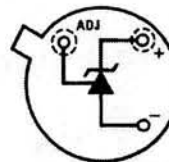
TO-92
Plastic Package



DS005715-8

Bottom View
Order Number LM236Z-2.5,
LM236AZ-2.5, LM336Z-2.5 or LM336BZ-2.5
See NS Package Number Z03A

TO-46
Metal Can Package



DS005715-20

Bottom View
Order Number LM136H-2.5,
LM136H-2.5/883, LM236H-2.5,
LM136AH-2.5, LM136AH-2.5/883
or LM236AH-2.5
See NS Package Number H03H

LM136-2.5/LM236-2.5/LM336-2.5V Reference Diode

ON Semiconductor™



Complementary Silicon High-Power Transistors

... PowerBase™ complementary transistors designed for high power audio, stepping motor and other linear applications. These devices can also be used in power switching circuits such as relay or solenoid drivers, dc-to-dc converters, inverters, or for inductive loads requiring higher safe operating area than the 2N3055 and MJ2955.

- Current-Gain — Bandwidth-Product @ $I_C = 1.0 \text{ Adc}$
 $f_T = 0.8 \text{ MHz (Min) - NPN}$
 $= 2.2 \text{ MHz (Min) - PNP}$
- Safe Operating Area — Rated to 60 V and 120 V, Respectively

*MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | 2N3055A MJ2955A | MJ15015 MJ15016 | Unit |
|--|----------------|--------------------|--------------------|---------------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEO} | 60 | 120 | Vdc |
| Collector-Base Voltage | V_{CBO} | 100 | 200 | Vdc |
| Collector-Emitter Voltage Base Reversed Biased | V_{CEV} | 100 | 200 | Vdc |
| Emitter-Base Voltage | V_{EBO} | 7.0 | | Vdc |
| Collector Current — Continuous | I_C | 15 | | Adc |
| Base Current | I_B | 7.0 | | Adc |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 115 0.65 | 180 1.03 | Watts W/°C |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | -65 to +200 | | °C |

THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Max | Unit |
|--------------------------------------|-----------------|------|------|------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 1.52 | 0.98 | °C/W |

*Indicates JEDEC Registered Data. (2N3055A)

NPN
2N3055A
MJ15015 *
MJ2955A
PNP
MJ15016 *

*ON Semiconductor Preferred Device

15 AMPERE
COMPLEMENTARY
SILICON
POWER TRANSISTORS
60, 120 VOLTS
115, 180 WATTS



CASE 1-07
TO-204AA
(TO-3)

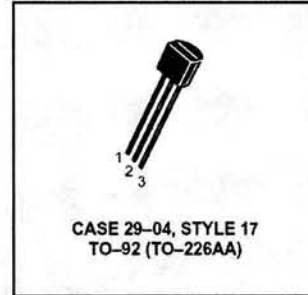
Preferred devices are ON Semiconductor recommended choices for future use and best overall value.

Low Noise Transistors PNP Silicon

**BC559, B, C
BC560C**

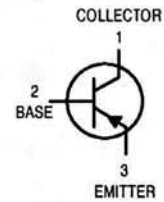
MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | BC559 | BC560 | Unit |
|--|----------------|-------------|-------|---------------|
| Collector–Emitter Voltage | V_{CEO} | -30 | -45 | Vdc |
| Collector–Base Voltage | V_{CBO} | -30 | -50 | Vdc |
| Emitter–Base Voltage | V_{EBO} | -5.0 | | Vdc |
| Collector Current — Continuous | I_C | -100 | | mAdc |
| Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 625 | 5.0 | mW mW/°C |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 1.5 | 12 | Watt mW/°C |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | -55 to +150 | | °C |



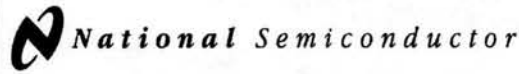
THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|---|-----------------|------|------|
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | 200 | °C/W |
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 83.3 | °C/W |



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|---|----------------|---------------|------------|-------------|-------------------|
| OFF CHARACTERISTICS | | | | | |
| Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -10$ mAdc, $I_B = 0$) | BC559 BC560 | $V_{(BR)CEO}$ | -30 -45 | — — | Vdc |
| Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = -10$ μ Adc, $I_E = 0$) | BC559 BC560 | $V_{(BR)CBO}$ | -30 -50 | — — | Vdc |
| Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = -10$ μ Adc, $I_C = 0$) | | $V_{(BR)EBO}$ | -5.0 | — | Vdc |
| Collector Cutoff Current ($V_{CB} = -30$ Vdc, $I_E = 0$) ($V_{CB} = -30$ Vdc, $I_E = 0$, $T_A = +125^\circ\text{C}$) | | I_{CBO} | — — | -15 -5.0 | nAdc μ Adc |
| Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = -4.0$ Vdc, $I_C = 0$) | | I_{EBO} | — | -15 | nAdc |



May 1999

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

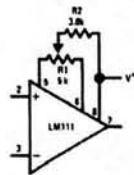
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

2.0 Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

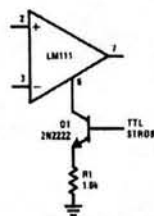
3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing



DS005704-36

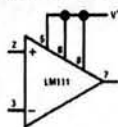
Strobing



DS005704-37

Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

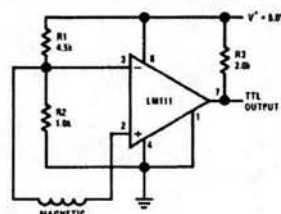
Increasing Input Stage Current (Note 1)



DS005704-38

Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

Detector for Magnetic Transducer



DS005704-39

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA



May 1999

LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

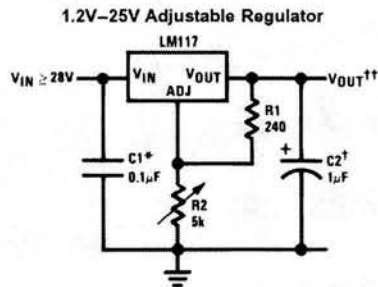
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P* Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



DS009063-1

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

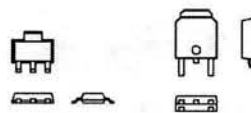
†Optional—Improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

LM117 Series Packages

| Part Number Suffix | Package | Design Load Current |
|--------------------|---------|---------------------|
| K | TO-3 | 1.5A |
| H | TO-39 | 0.5A |
| T | TO-220 | 1.5A |
| E | LCC | 0.5A |
| S | TO-263 | 1.5A |
| EMP | SOT-223 | 1A |
| MDT | TO-252 | 0.5A |

SOT-223 vs D-Pak (TO-252) Packages



SOT-223

TO-252
DS009063-54

Scale 1:1

APENDICE B
DIAGRAMAS ESQUEMATICOS

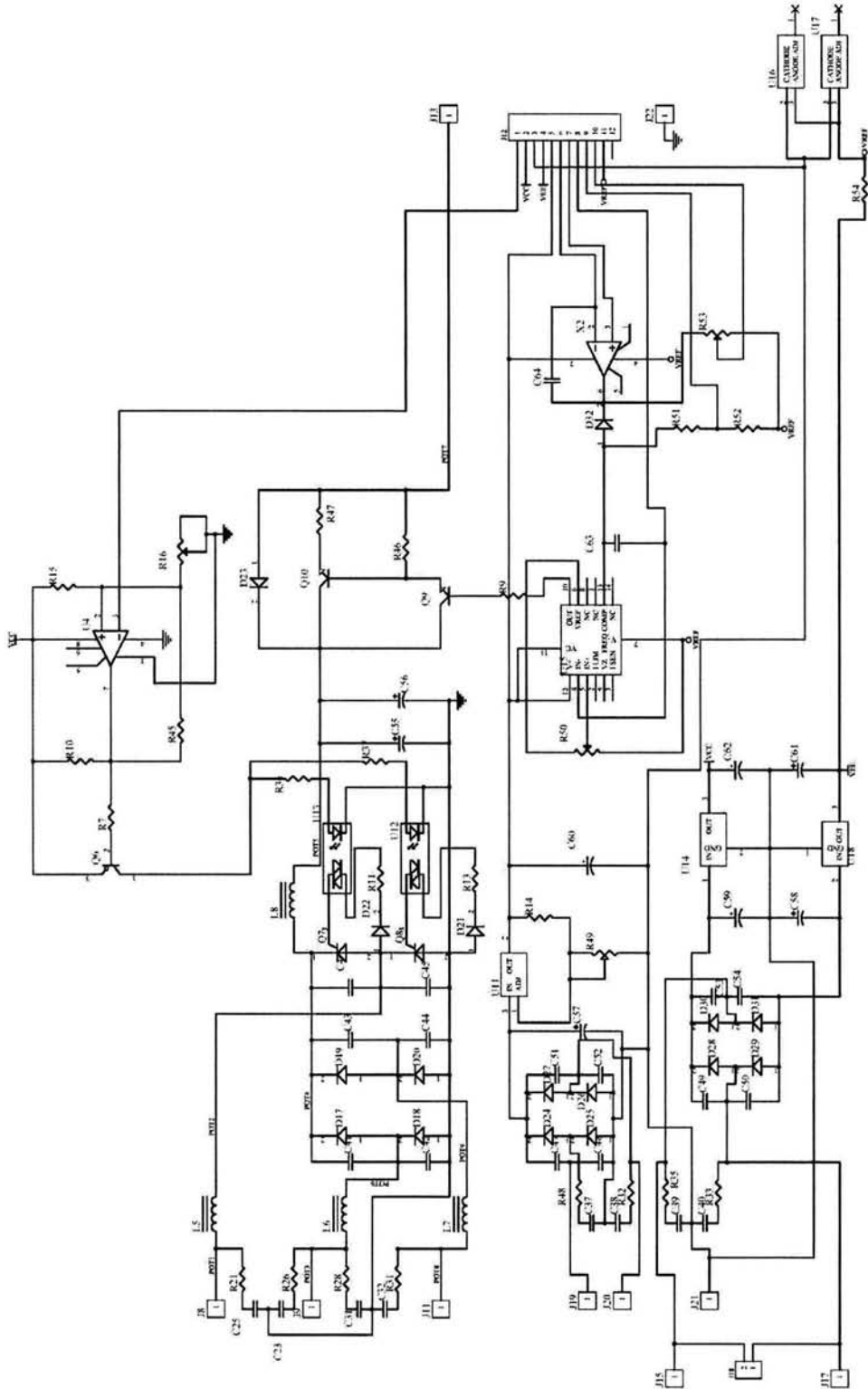


Diagrama esquemático para cada etapa variable.

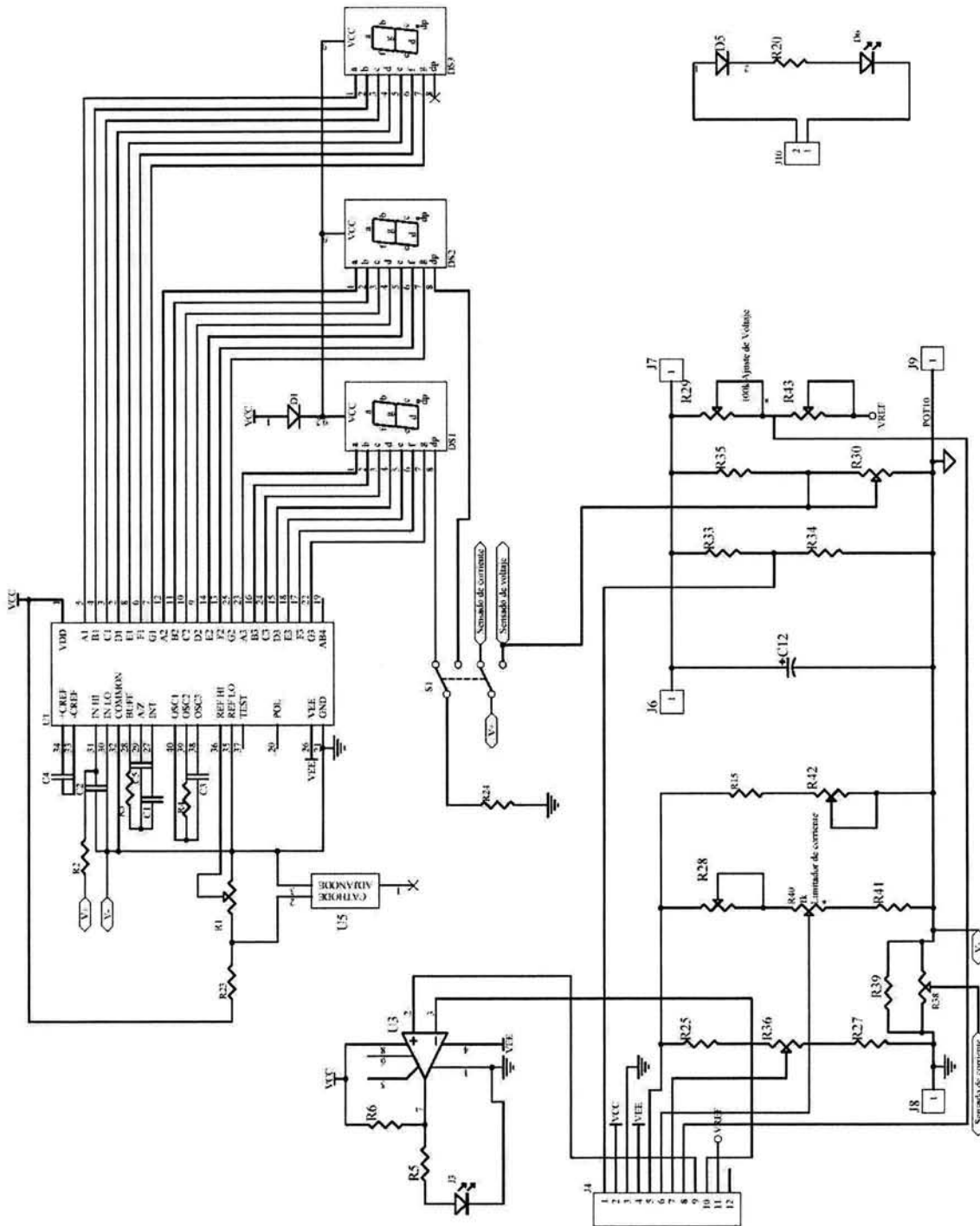


Diagrama esquemático de cada de un desplegado para la salida variable.

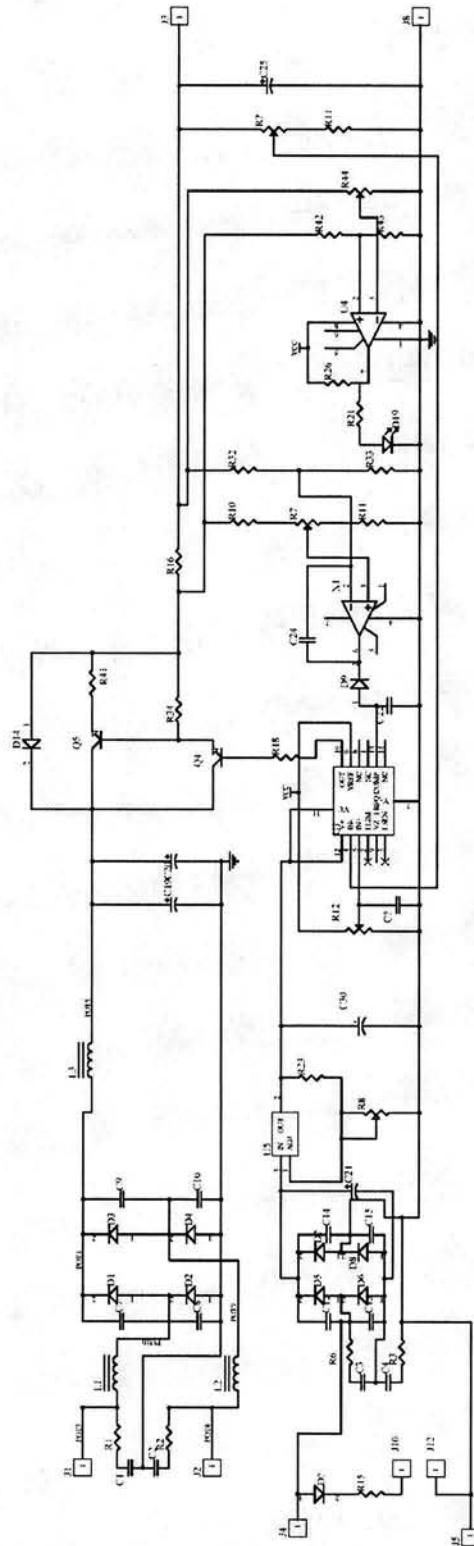


Diagrama esquemático de la salida de 5V.

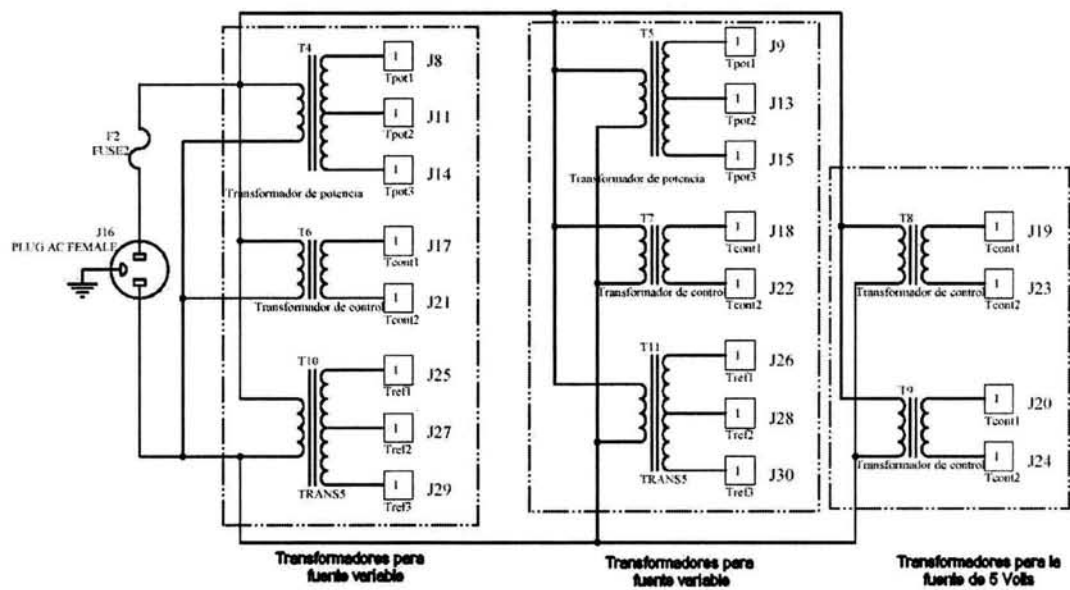


Diagrama de arreglo de transformadores para todo el diseño.

BIBLIOGRAFÍA

Franco, S. OPERATIONAL AMPLIFIERS AND ANALOG INTEGRATED CIRCUITS. McGraw-Hill International Editions, 1988.

Boylestad, Robert, Nashelsky, Louis. ELECTRÓNICA. TEORÍA DE CIRCUITOS. Edición Revisada. Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A.

J. Traister, Robert. VOLTAGE REGULATOR CIRCUIT MANUAL. Academic Press, Inc., 1989.

Brown, Marty. POWER SUPPLY COOKBOOK. MOTOROLA SERIES IN SOLID STATE ELECTRONICS. Butterworth-Heinemann, 1994.

Agilent AN 372-1. "Power Supply Testing. Application Note". Agilent Technologies, Inc. 2002

Motorola. "ANALOG/INTERFACE. DEVICE DATA". Vol. 1. Rev. 6. 1996.