



Universidad Nacional de Mar del Plata

FACULTAD DE INGENIERÍA

FUENTE DE TENSION REGULADA

Circuitos electrónicos 1

Vazquez, Leonardo David

leonardo.vazquez@alumnos.fi.mdp.edu.ar

Fecha de entrega: 02/7/2021

Índice

1. Introducción	2
1.1. Fundamentos teóricos	2
1.2. Requerimientos de diseño	3
2. Circuito completo	3
2.1. Esquemático completo	3
2.2. Materiales	4
3. Diseño de la fuente	5
3.1. Características de la fuente conmutada	5
3.2. Topología propuesta	6
3.2.1. Etapa de muestreo y tensión de referencia	6
3.2.2. Etapa de control	8
3.2.3. Amplificador de error	8
3.3. Protección contra corto-circuitos	9
3.4. Protección contra sobre-elevación de temperatura	10
3.5. Factor de estabilidad de ripple	11
4. Simulación	12
4.1. Análisis de continua: punto de operación	13
4.2. Análisis transitorio	13
4.3. Protección contra corto-circuito	15

Resumen

En el presente trabajo se propone diseñar una fuente de tensión regulada en base a ciertas especificaciones a cumplir, teniendo la posibilidad de elección de alguna topología conocida. Se realiza un análisis teórico de cada etapa del regulador, además de proporcionar una protección contra corto-circuitos y contra sobre-elevación de temperatura. Por último, se realizan simulaciones para verificar el correcto funcionamiento del circuito.

1. Introducción

1.1. Fundamentos teóricos

Para convertir la corriente alterna de la red en corriente continua se utilizan circuitos rectificadores. La tensión de salida de estos circuitos puede no ser lo suficientemente continua, presentando un rizado y variaciones debido a la carga, a la temperatura, etc. Si el circuito electrónico que va a ser alimentado por esta fuente necesita una tensión más estable y constante frente a estas variaciones, sería necesario diseñar un circuito de regulación.

La función de los reguladores de tensión es convertir una tensión de entrada de continua, en un valor de tensión de salida de continua, estable sobre un amplio rango de corriente de carga y ante variaciones de las condiciones de la tensión de entrada. En la figura 1 se muestra un regulador de tensión genérico. Se pueden observar entonces los tres bloques básicos:

- Referencia de tensión: Provee un nivel de tensión conocido y estable para utilizarlo como referencia.
- Elemento de muestreo: Toma una muestra de la tensión de salida, que comparada con la referencia hace que el sistema realimentado reaccione apropiadamente para oponerse a la variación detectada en el sistema.
- Amplificador de error: Este elemento amplifica las diferencias detectadas entre la tensión de referencia y la tensión de muestreo.
- Elemento de control: Es manejado por el amplificador de error y su funcionamiento varía según la configuración, ya sea serie, paralelo o conmutada.

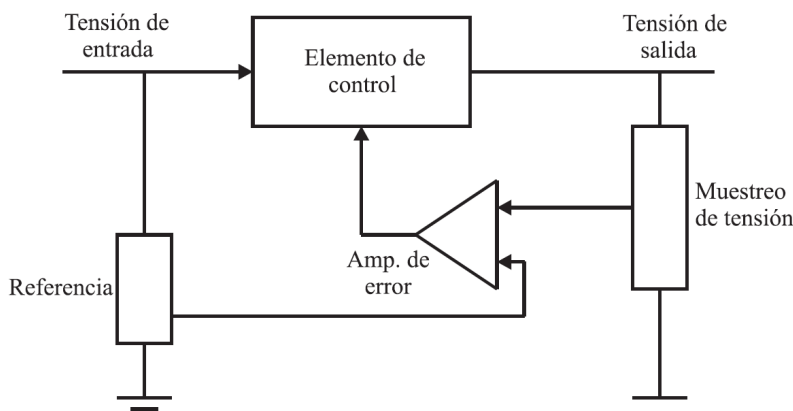


Figura 1: Bloques de un regulador genérico

Para el diseño del circuito regulador se opta por utilizar la configuración serie en donde la tensión de salida es regulada modulando la conducción de un dispositivo activo colocado en serie con la corriente de salida (Elemento de control). Usualmente se utiliza un TBJ de potencia que funciona como el resistor variable”.

1.2. Requerimientos de diseño

Se desea entonces diseñar una fuente de tensión regulada en base a las características de diseño que se detallan a continuación:

- La alimentación se obtiene de una fuente conmutada de $18V@3A$.
- La tensión de salida debe ser ajustable entre 5V a 12V. El ajuste se debe realizar a través de un potenciómetro que se soldara directamente en la misma PCB en la que se realice la fuente.
- El ripple medido a la salida no puede superar 1mV en ningún punto de operación de la fuente.
- Se debe contar con protección contra cortocircuitos. La fuente debe ser capaz de entregar 2A ininterrumpidamente pero nunca debe entregar más de 2.5A.
- Dado que la fuente no tendrá protección por sobre-elevación de temperatura, se debe diseñar el correspondiente disipador de temperatura del transistor de potencia.

2. Circuito completo

2.1. Esquemático completo

En la figura 2 se observa el circuito completo del regulador de tensión variable, en el cual se indican cada una de las etapas principales.

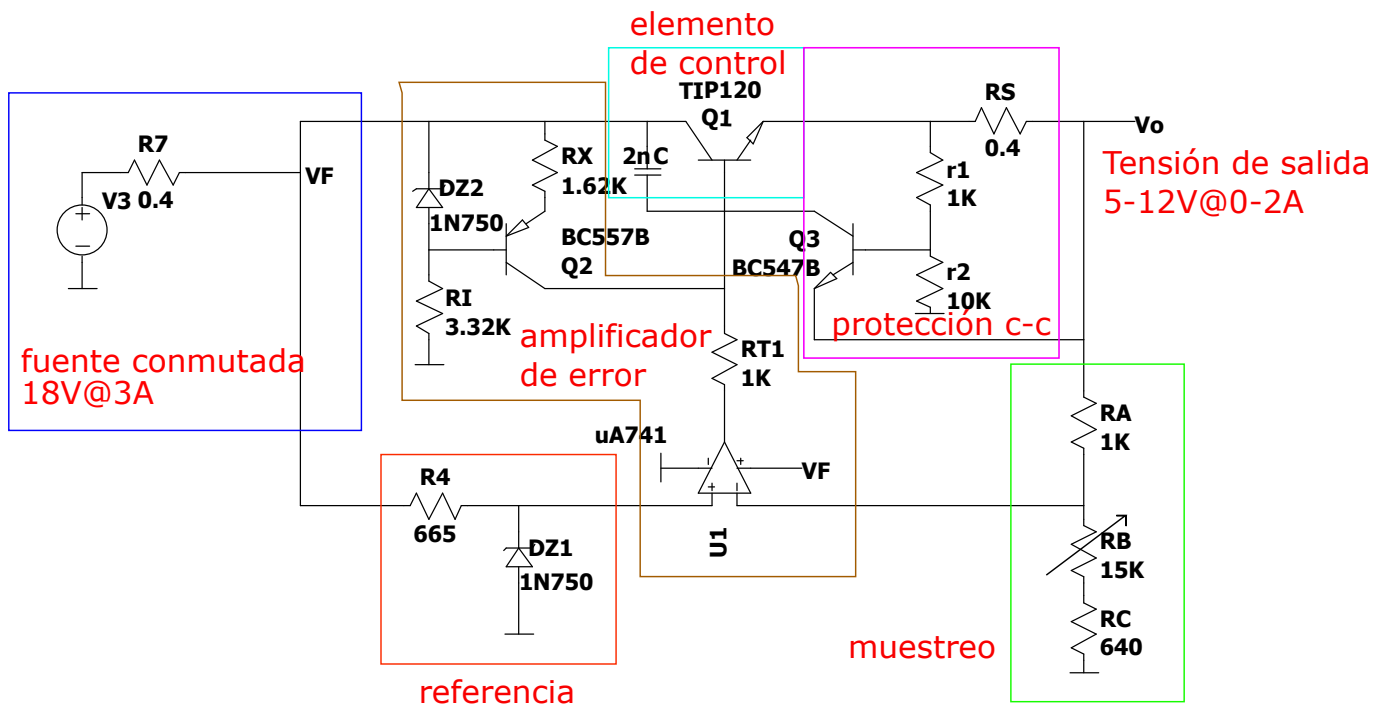


Figura 2: Circuito regulador de tensión variable.

2.2. Materiales

En la siguiente lista se muestran los materiales a utilizar del circuito de la figura 2, con sus respectivos valores nominales y su correspondiente fabricante:

Dispositivo	Etiqueta	Código	valor	Tolerancia	Fabricante
Amplificador operacional	uA741	uA741	$a = 20 \cdot 10^3$	-	ST microelectronics
Capacitor cerámico	C	-	$2nF$	-	-
Diodos zener	DZ2	1N750	$4.7V/19\Omega$	-	ON semiconductors
Preset	RB	-	$15K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	RI	-	$3.32K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	R4	-	$665\Omega(1/2W)$	1 %	-
Resistencia	RX	-	$1.62K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	RT1	-	$1K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	RA	-	$1K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	RA	-	$1K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	RC	-	$640\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	r1	-	$200\Omega(1/4W)$	1 %	-
Resistencia	r2	-	$10K\Omega(1/4W)$	1 %	-
Disipador	-	ZD23	$0.65C/W$	-	-

Tabla 1: Materiales utilizados.

Por otra parte, y para especificar más datos, se muestra la tabla ?? correspondiente a los transistores utilizados:

TBJ	V_{CEo}	$I_{cmáx}$	P_T	θ_{jc}	θ_{ca}	θ_{ja}	$T_{jmáx}$	β	V_{BEon}	Fabricante
BC557(pnp)	-45V	-0.2A	0.5W	-	-	-	150c	800	-0.75V	NXP
BC547(npn)	45V	0.2A	0.5W	-	-	-	150c	150	0.7V	NXP
TIP120-D(npn)	60V	5.0A	65W	1.92	60.58	62.5	150c	1000	2.5V	ON sem.

Tabla 2: Parámetros de TBJ. La potencia máxima P_T incluye el disipador externo. Las resistencias térmicas se miden en $\frac{c}{W}$.

3. Diseño de la fuente

3.1. Características de la fuente conmutada

Se sabe que la fuente de alimentación es una fuente conmutada en el cual, a partir de ciertas mediciones se obtuvo:

- Tensión en vacío: $18.36V$ (DC)
- Tensión con carga de 18Ω : $17.91V$ (DC)
- Tensión con carga de 6.8Ω : $17.34V$ (DC)
- Ripple en vacío: $70.92mV_{ef} \equiv 100mV$ (AC)
- Ripple con carga de 18Ω : $69.18mV_{ef} \equiv 97.98mV$ (AC)
- Ripple con carga de 6.8Ω : $66.98mV_{ef} \equiv 94.72mV$ (AC)

A partir de tales mediciones se puede aproximar a la fuente como un modelo equivalente el cual consta de una fuente de tensión continua V_f seguida de una tensión alterna v_f y una resistencia de salida la cual llamaremos R_F . El valor de tal resistencia es sencillo de calcular solamente se requiere calcular la caída de tensión V_o a partir del divisor resistivo entre R_F y la carga R_l :

$$R_F = R_l \cdot \left\{ \frac{V_f}{V_o} - 1 \right\} \quad (1)$$

A partir de las mediciones se obtienen diferentes valores de R_F pero se adopta un valor promedio $R_f = 0.4\Omega$. El circuito equivalente se observa en la figura 3. Cabe destacar que la frecuencia del ripple depende de la frecuencia de conmutación propia de la fuente. No obstante, para fines prácticos, se adopta un valor de frecuencia baja $100Hz$.

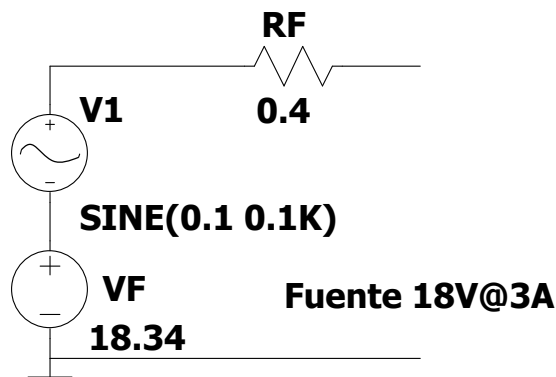


Figura 3: Modelo equivalente de la fuente de tensión.

3.2. Topología propuesta

Se propone entonces la topología de la figura 4 en donde se quitaron algunos valores de los componentes de la figura 2.

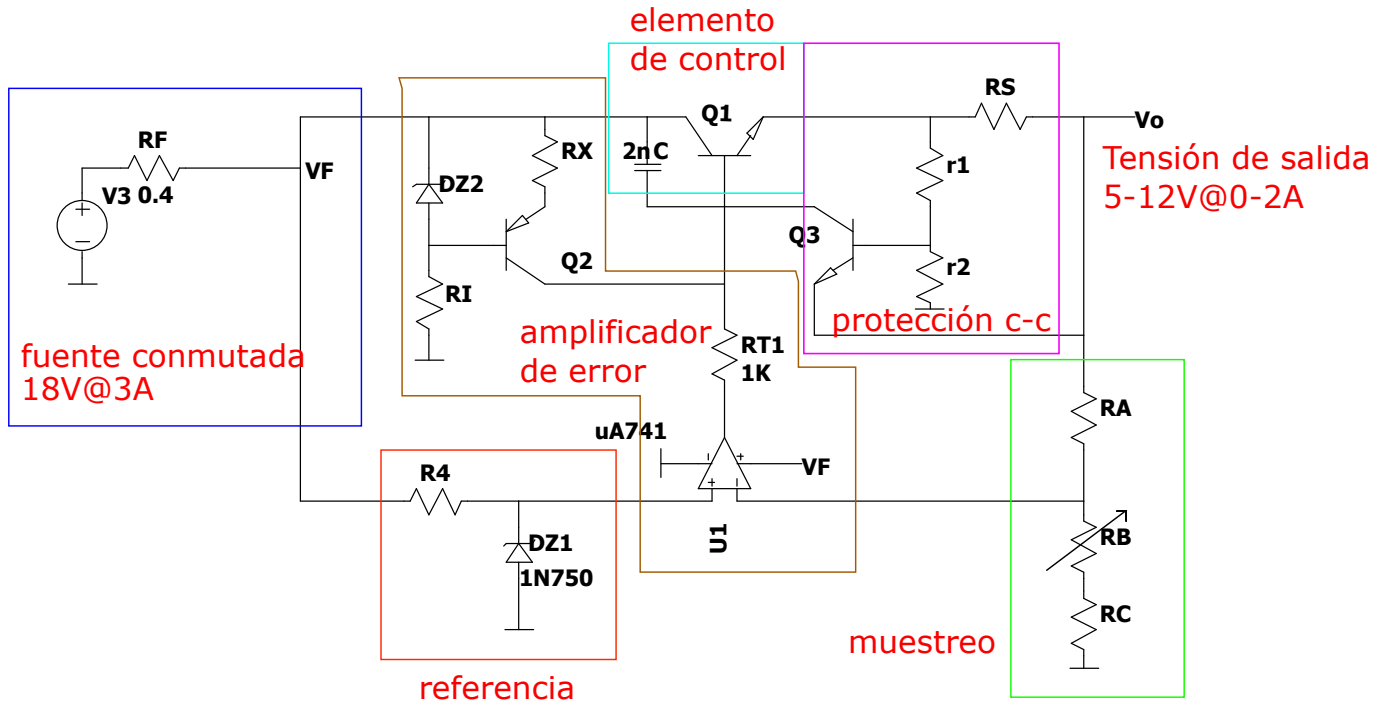


Figura 4: Circuito propuesto.

En la anterior figura se identifican cada uno de los bloques del circuito: La etapa de muestreo, la tensión de referencia (el cual depende de la tensión de alimentación), la etapa de control, el amplificador de error y la protección contra corto-circuitos.

3.2.1. Etapa de muestreo y tensión de referencia

En la figura siguiente se observa en bloque separado correspondiente a la tensión de referencia, el cual consta simplemente de la tensión en inversa del diodo Zener 1N750 que mantiene una tensión relativamente estable de 4.7V si por el fluye una corriente de 20mA. Por lo tanto el primer valor de resistencia será aquella por el cual fluya tal valor de corriente a una caída de tensión igual a la diferencia entre la tensión de fuente y la tensión del zener:

$$R_4 = \frac{18V - 4.7V}{20mA} = 665\Omega \quad (2)$$

Dicha resistencia disipará una potencia de $P_4 = 665 \cdot (20mA)^2 = 0.266W$ por lo que se elige una resistencia que al menos pueda disipar 0.5W.

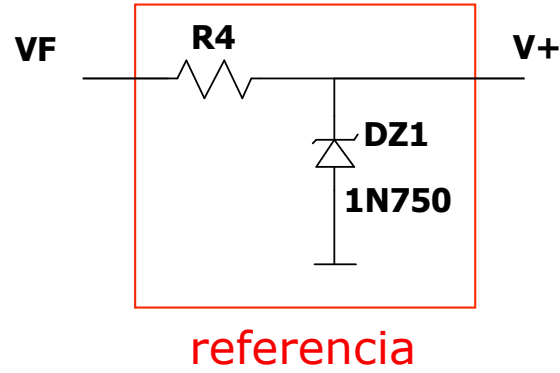


Figura 5: Tensión de referencia.

Ahora bien gracias al amplificador operacional, en el terminal $V+$ también tendremos la tensión de zener tal que $V+ = 4.7V$, por lo que, gracias al circuito de muestreo de la figura 8, al variar el preset R_B vamos a lograr que el muestreo de las variaciones indeseadas de la tensión a la salida sea restado a la tensión de zener, donde tal diferencia luego será amplificada mediante el bloque Amplificador de error. De esta forma se va a lograr variar la tensión de salida entre $5V$ y $12V$.

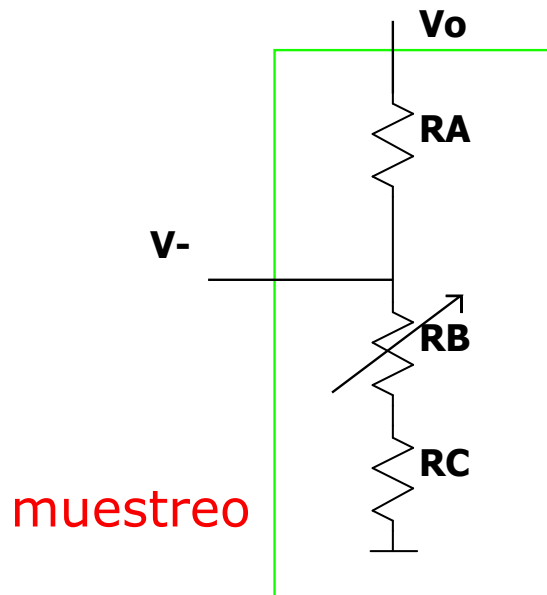


Figura 6: Muestreo de tensión.

Las ecuaciones de diseño, donde $V_o(min) = 5V$ y $v_o(max) = 12V$, son:

$$\frac{V_z}{V_o(min)} = 0.91 = \frac{R_B(min) + R_C}{R_A + R_B(min) + R_C} \quad (3)$$

$$\frac{V_z}{V_o(max)} = 0.394 = \frac{R_B(max) + R_C}{R_A + R_B(max) + R_C} \quad (4)$$

Se ajustan las resistencias $R_C = 640\Omega$ y $R_A = 1K\Omega$. De esta forma se despeja de las ecuaciones anteriores que el valor del preset R_B tiene que ser de $15K\Omega$. Cuando R_B tiende a cero, es decir, en su valor mínimo, a la salida habrá $12V$, y cuando su valor sea máximo, es decir, $15K\Omega$, la tensión de salida deberá ser $5V$.

3.2.2. Etapa de control

Para la etapa de control se utiliza un transistor TBJ de potencia tipo Darlington NPN en el cual posee un $h_{FE} = 1000$, ideal para amplificar corriente y obtener los $2A$ máximos a la salida con una corriente relativamente baja. En la figura 9 se observa dicho bloque. Es de destacar que se observa un capacitor entre colector y base que se utiliza para compensar al transistor.

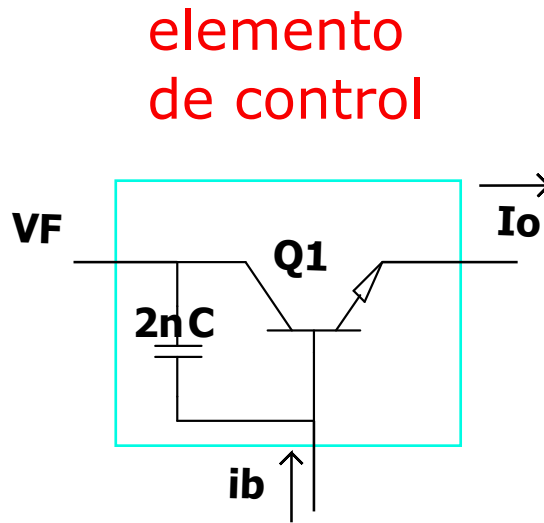


Figura 7: Elemento de control.

De esta forma se requiere una corriente de base i_b tal que:

$$i_b = \frac{I_o(max)}{h_{FE} + a} \approx 2mA \quad (5)$$

Por lo tanto se debe proveer en la base una corriente i_b a partir del amplificador de error que consta de un generador de corriente y un amplificador operacional cuya corriente será proporcional a las tensiones de las etapas de muestreo y referencia.

3.2.3. Amplificador de error

Se diseña el bloque amplificador de error para suministrar a la base del transistor de potencia con una corriente de $2mA$. Dicha corriente será la diferencia de corrientes entre la generada por el generador de corriente y la que circula por la salida del amplificador operacional. Para no ingresar con tanta corriente a tal entrada se diseña de forma tal que el generador proporcione:

$$i_g = 2.5mA = i_b + i_{op} = 2mA + 0.5mA \quad (6)$$

Además, cuando no hay una carga presente, la corriente de salida es nula y los $2.5mA$ ingresan por el operacional. Se puede verificar mediante la hoja de datos del amplificador utilizado, $uA741$, que

dicha corriente no supera el máximo estipulado. La resistencia R_T se utiliza para limitar la corriente en caso de algún falso contacto con los 18V de alimentación.

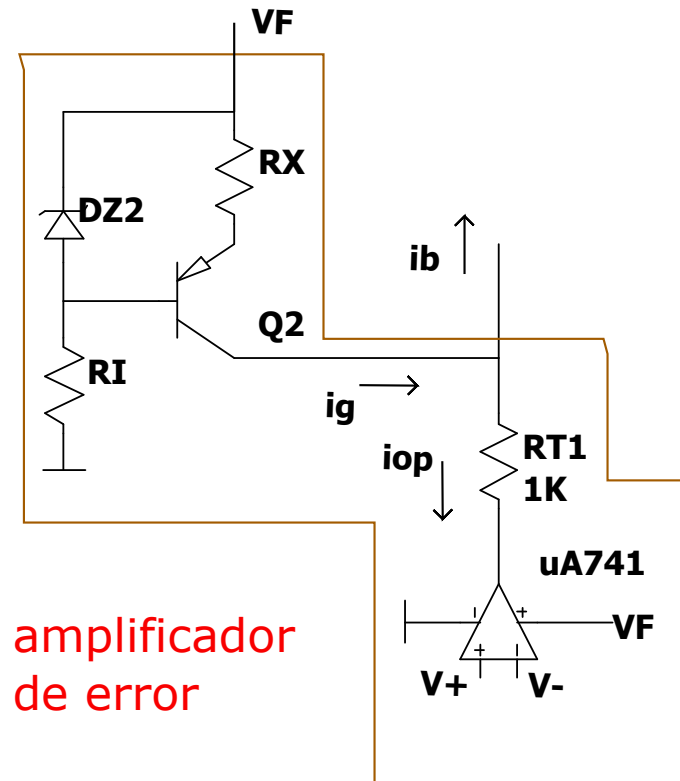


Figura 8: Amplificador de error: Amplificador operacional y generador de corriente.

A partir de la corriente requerida, y utilizando el mismo diodo zener que en la etapa de referencia, se opta por utilizar un transistor pnp con ganancia suficiente para poder aproximar $i_e \approx i_c$ y de esa manera poder calcular el valor de la resistencia R_x :

$$R_x = \frac{V_F - V_z}{2.5mA} \approx 1.62K\Omega \quad (7)$$

El propósito de la resistencia R_I es limitar la corriente del diodo zener para su correcto funcionamiento. A fin práctico se opta por un valor comercial $R_I = 3.32K\Omega$.

3.3. Protección contra corto-circuitos

La protección contra corto-circuitos que se utiliza es del tipo repliegue y consta de la activación de conducción de un transistor TBJ npn mediante la tensión de base-emisor, controlada por la tensión de R_S , suministrando una realimentación positiva de corriente para disminuir la corriente de emisor del transistor de control.

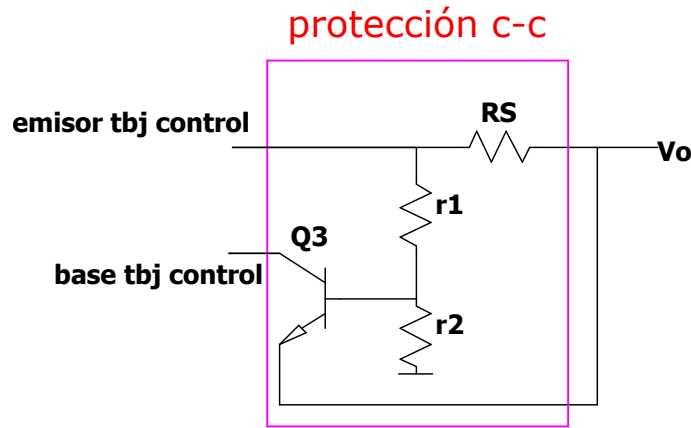


Figura 9: Circuito de protección con repliegue.

Las ecuaciones de diseño dependen de la corriente máxima de activación, $I_o(max)$ y la corriente de repliegue I_{rep} . A su vez, estos valores de corrientes nos darán la potencia máxima de funcionamiento que tendrá que soportar el transistor de potencia:

$$I_L(max) = \frac{(V_{BE4} + V_o) \cdot (r1 + r2)/r2 - V_o}{R_S} \quad (8)$$

$$I_{rep} = \frac{V_{BE4}}{R_S} \cdot \frac{r2}{r1 + r2} \quad (9)$$

Siendo $V_{BE4} = 0.7V$ y ajustando una corriente de repliegue $I_{rep} = 1.6A$ de forma que el transistor de potencia pueda disipar una potencia de $P_Q = I_{rep} \cdot V_F \approx 28W$ (al menos menor a la mitad que la potencia máxima posible), se ajustan los valores de las resistencias a:

$$r_1 = 200\Omega \quad (10)$$

$$r_1 = 10K\Omega \quad (11)$$

Obteniendo así: $I_L(max)(5V) = 2.035A$ y $I_L(max)(12V) = 2.385A$. De esta forma nos aseguramos que no supere el máximo de $2.5A$.

3.4. Protección contra sobre-elevación de temperatura

Para evitar la sobre-elevación de temperatura del transistor de potencia de control se opta por utilizar un disipador térmico. A partir de la hoja de datos, y siendo $T_a = 50C$ (Temperatura de funcionamiento) y $P_D(max) = 65W$, se tiene $T_j(max) = 130C$ (15 % menos que el máximo para no trabajar al límite), $\theta_{jc} = 1.92C/W$, $\theta_{ca} = 60.58C/W$, se plantea la ecuación 12 para encontrar la resistencia térmica del disipador θ_D :

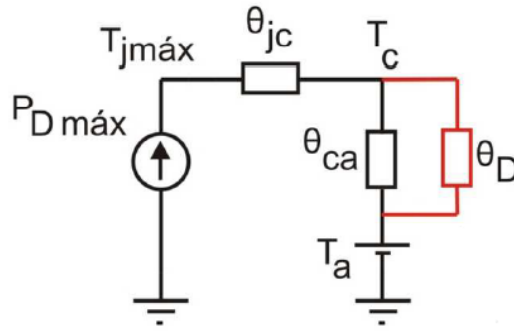


Figura 10: Circuito térmico.

$$T_c = T_j(\text{máx}) - \theta_{jc} \cdot P_D(\text{máx}) = \theta_{ca} || \theta_D \cdot P_D(\text{máx}) + T_a \quad (12)$$

Luego:

$$\theta_{ca} || \theta_D = \frac{T_j(\text{máx}) - \theta_{jc} \cdot P_D(\text{máx}) - T_a}{P_D(\text{máx})} \approx 0.75C/W \quad (13)$$

Despejando θ_D :

$$\theta_D = \frac{0.75 \cdot \theta_{ca}}{\theta_{ca} - 0.75} \approx 0.75C/W \quad (14)$$

Claramente se necesitará un disipador de alta potencia por lo que se opta por utilizar un disipador ZD-23 de $0.75C/W$ para 100mm con dimensiones Base 120mm - Altura 120mm - Espesor núcleo central 18mm. Al observar el resultado de la ecuación 14 podemos afirmar que el disipador cumple con las condiciones esperadas.

3.5. Factor de estabilidad de ripple

Para el cálculo del factor de estabilidad de ripple no se tiene en cuenta el efecto del ripple en la tensión salida por el generador de corriente, si no que, por cuestiones de práctica conocida, la mayor influencia de ripple se da en la tensión de referencia que claramente depende del ripple de la alimentación. Se plantea entonces el siguiente circuito realimentado el cual se indica el bloque de realimentación que se trata claramente del bloque de muestreo. El análisis que se realiza es de alterna, es por eso que el diodo zener se representa con su resistencia interna.

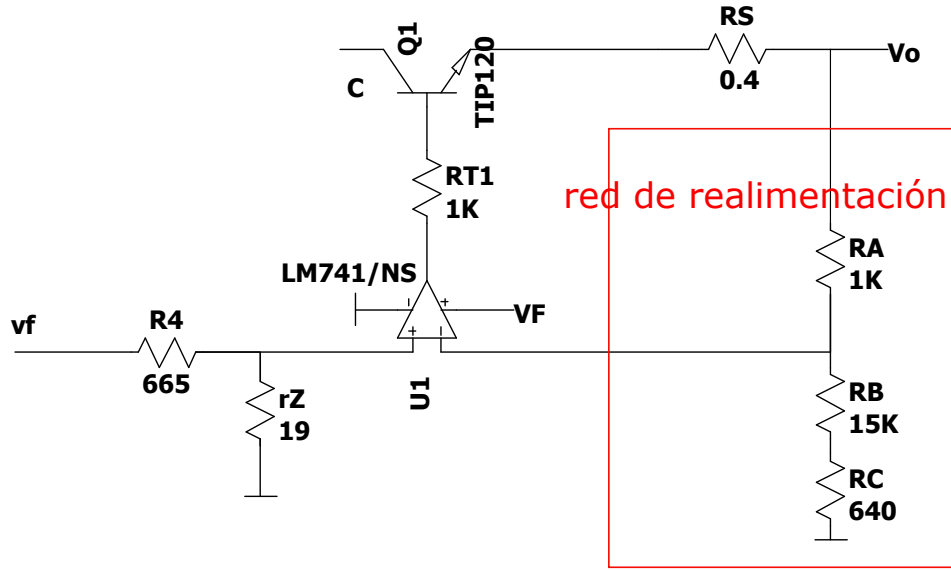


Figura 11: Circuito de realimentación equivalente de alterna.

La red de realimentación sensa la tensión de salida para luego restarla con la tensión de referencia. Dicha red puede representarse entonces en parámetros híbridos h . Pero para simplificar la matemática, y dado que la ganancia del amplificador operacional es muy grande ($a = 200000$), la ganancia de lazo $T = a_v \cdot f$ será mucho mayor a uno por lo que la ganancia total del sistema se puede escribir como:

$$\frac{v_o}{v_z} \approx \frac{1}{f} \quad (15)$$

Donde f corresponde al parámetro $h_{12} = \frac{R_B + R_C}{R_B + R_C + R_A} \approx$. Pero además $v_z = v_f \cdot \frac{19}{19 + 665} \approx v_f \cdot 0.027$. De esta forma, el factor de regulación de ripple efectivamente depende del valor de R_B , es decir, de cuánto se sensa a la salida:

$$S_v = \frac{v_o}{v_f} \approx 0.027 \cdot \frac{R_A + R_B + R_C}{R_B + R_C} \quad (16)$$

Obteniendo valores: $S_v(5V) = 28 \cdot 10^{-3}$ y $S_v(12V) = 69 \cdot 10^{-3}$.

Ahora bien, se se tiene que $v_f = 100mV$, entonces a la salida habrá: $v_o(5V) = 3mV$, y $v_o(12V) = 7mV$, por lo que no se estaría cumpliendo el requisito de ripple a la salida. No obstante, las simulaciones entregaron resultados que verifican que el ripple a la salida efectivamente es menor a $1mV$.

4. Simulación

Se monta el circuito tal cual está esquematizado en la figura 2. Se realizan varias mediciones: un análisis del punto de operación del circuito sin carga en sus dos extremos: $5V$ y $12V$. Luego se realiza un análisis transitorio para observar el efecto del ripple a la salida así poder verificar que dicho ripple es menor a $1mV$. Por último se somete el regulador a distintos valores de carga incluyendo un posible corto-circuito para poder medir la corriente que está entregando el regulador.

4.1. Análisis de continua: punto de operación

Cambiando manualmente en el simulador el valor de R_B , siendo primero el valor mínimo tendiendo a 0Ω , se obtuvieron los siguientes resultados:

- $V_o = 12.036V$
- $V_Z = 4.70136$
- $I_{R_4} = 20mA$
- $I_g = 2.44mA$
- $I_{op} = 2.35mA$

Estos valores nos indican que el circuito cumple con algunas de las condiciones impuestas en el diseño, principalmente la estabilidad de la tensión de referencia.

Ahora bien, si $R_B = 15K\Omega$, se obtuvieron los siguientes resultados:

- $V_o = 5.00224V$
- $V_Z = 4.70136$
- $I_{R_4} = 20mA$
- $I_g = 2.44mA$
- $I_{op} = 2.35mA$

Efectivamente la tensión de salida en vacío varía entre aproximadamente $5V$ y $12V$.

4.2. Análisis transitorio

Se realiza un análisis transitorio para medir el ripple a la salida en ambos casos: $5V$ y $12V$.

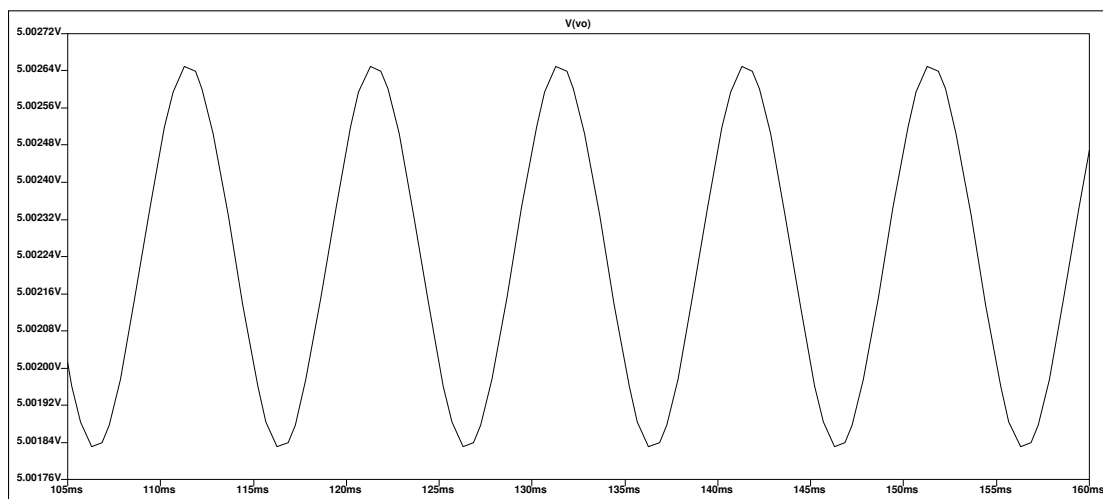


Figura 12: Tensión de salida a circuito abierto, con $V_o = 5V$.

Para el primer caso de la figura anterior, y mediante el uso de cursores, se obtuvieron las siguientes mediciones:

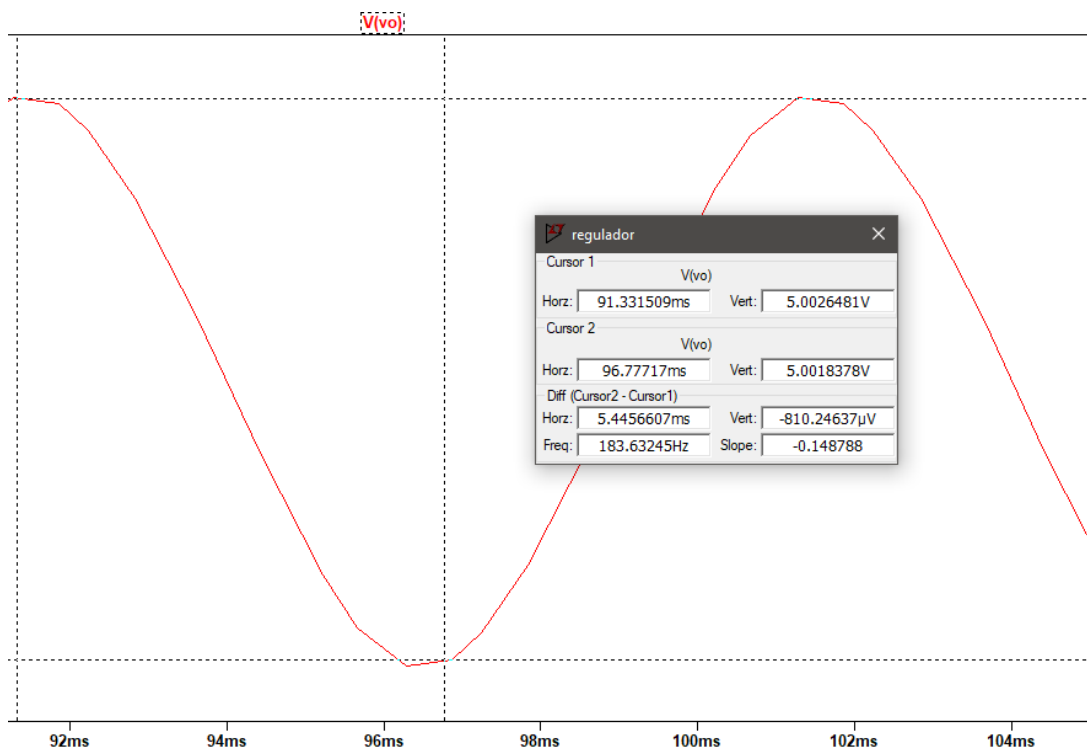


Figura 13: Medición del ripple, para $V_o = 5V$.

El ripple a la salida para $5V$ es:

$$v_o = \frac{5.0026481 - 5.0018378}{2} \cong 405\mu V \quad (17)$$

Y para el segundo caso:

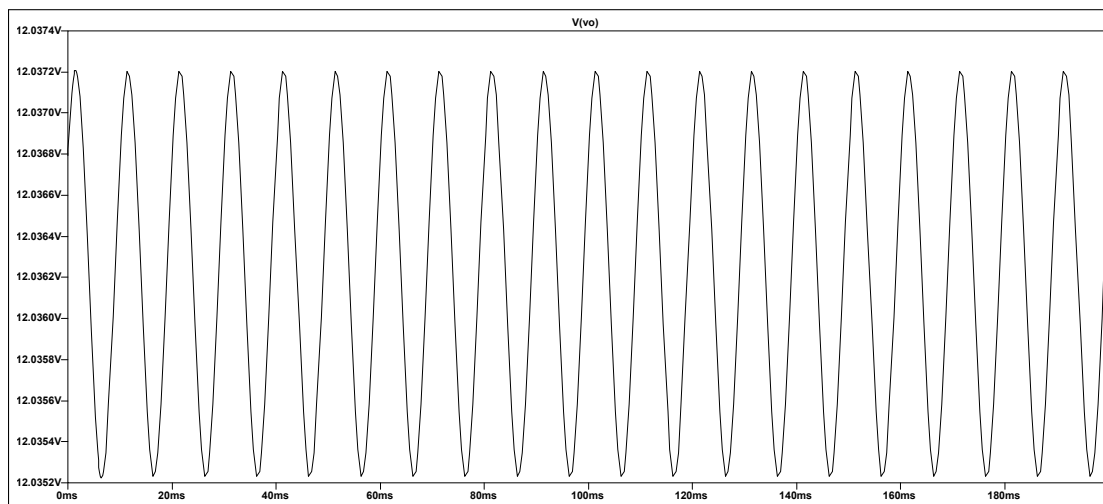


Figura 14: Tensión de salida a circuito abierto, con $V_o = 12V$.

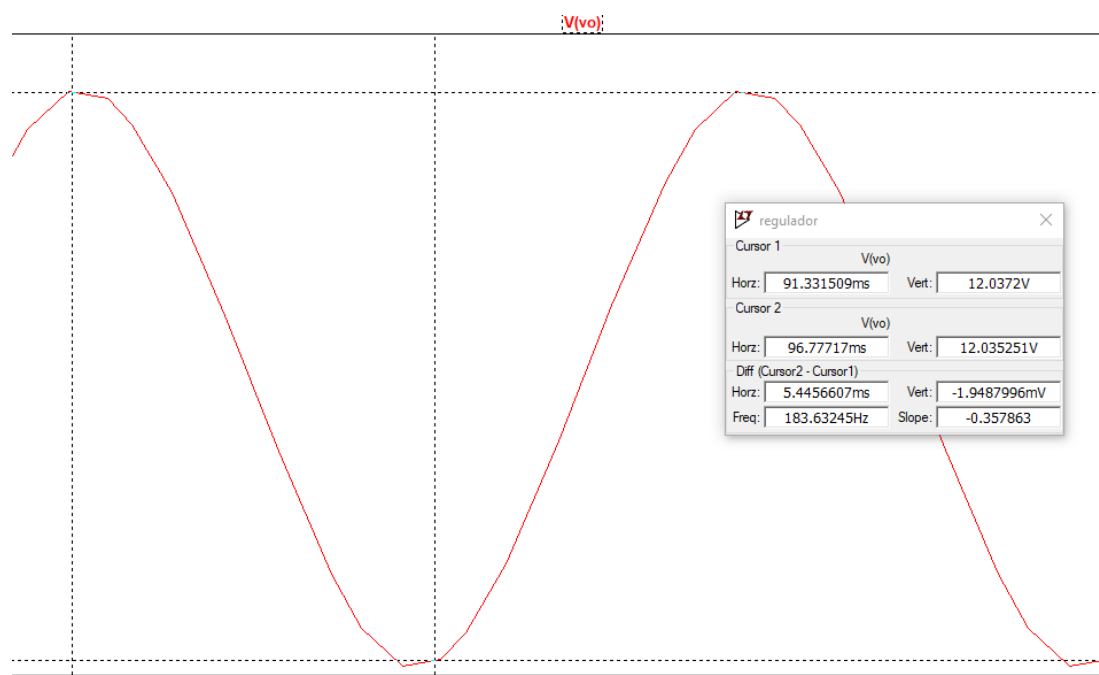


Figura 15: Medición del ripple, para $V_o = 12V$.

El ripple a la salida para 12V es:

$$v_o = \frac{12.037 - 12.035251}{2} \approx 875\mu V \tag{18}$$

Por lo tanto, y a pesar de que no se cumplían de manera teórica, la simulación dio resultados positivos. Tal falta de concordancia pudo haberse dado en la suposición de la ganancia de lazo o quizás en la desviación de los parámetros de los componentes.

4.3. Protección contra corto-circuito

Por último se somete al circuito a diferentes cargas como se resume en las siguiente tablas:

Carga R	V_o	I_{RS}
1Ω	$2.4V$	$2.4A$
10Ω	$5V$	$0.5A$
<i>Corto – circuito</i>	$0V$	$1.9A$

Tabla 3: Mediciones obtenidas para $R_B = 15K\Omega$.

Carga R	V_o	I_{RS}
1Ω	$2.4V$	$2.4A$
10Ω	$12V$	$1.21A$
<i>Corto – circuito</i>	$0V$	$1.9A$

Tabla 4: Mediciones obtenidas para $R_B = 0K\Omega$.

Se puede concluir que para cargas muy pequeñas y también para el caso extremo del corto-circuito, la protección contra corto-circuito funciona de manera eficaz salvo el hecho de no entregar una corriente de repliegue estipulada. Si el disipador es adecuado y se respetan la condición de máxima potencia de disipación de la resistencia R_S el circuito podría llegar a funcionar en un prototipado real.