



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERÍA
Año 2025 - 1^{er} cuatrimestre

Taller de Diseño de Circuitos Electrónicos (TA138)

Proyecto de diseño: Sistema de alimentación para aplicaciones industriales y automotrices

Checkpoint 1

Integrantes Grupo N° 6		
Nombre y apellido	Padrón	Correo
Amddy Erly Zambrano Mercado	106540	azambranom@fi.uba.ar
Rocio Nicole Heredia Piñon	107621	rherediap@fi.uba.ar
Amalia Ochoa	107129	amochoa@fi.uba.ar
Juan Ignacio Biancuzzo	106005	jbiancuzzo@fi.uba.ar

Índice

1. Introducción	2
2. Funcionamiento básico del regulador lineal	2
3. Evolución del lazo de tensión	3
3.1. Punto de inicio - Versión 1	3
3.2. Elección de transistor de paso - Versión 2	4
3.3. Par diferencial - versión 3	6
3.4. Aumentando ganancia de lazo - versión 4	7
3.5. Versión final lazo de tensión - versión 5	7
3.6. Resumen	9
4. Evolución del lazo de corriente	10
4.1. Lazo de corriente - versión 1	10
4.2. Versión final lazo de corriente - versión 2	11
5. Diseño final	12
5.1. Diseño del PCB	12

1. Introducción

En este checkpoint se busca diseñar un regulador de tensión, el cual es un circuito que permite una tensión constante en su salida independiente de las variaciones en su tensión de alimentación y en la carga conectada. Esta fuente lineal es parte del proyecto integrador de la materia, en donde se tiene como objetivo proveer alimentación estable a cargas como microprocesadores, sensores y transceptores de comunicación para aplicaciones automotrices e industriales.

Para el diseño del regulador lineal se tendrán en cuenta las especificaciones provistas por la cátedra. La tensión de salida que brinda es de 5 V, teniendo en cuenta una tolerancia del $\pm 2\%$ y una corriente de salida acotada entre $10\text{ mA} \leq I_L \leq 1,5\text{ A}$. Esto se logra a partir de una tensión de entrada nominal de 9,5 V con variaciones entre 9,3 V y 9,7 V.

El objetivo principal del diseño del regulador lineal es asegurar que, a pesar de las variaciones en la tensión de entrada y las fluctuaciones en la carga, se obtenga una salida de 5 V lo más estable y limpia posible para alimentar cargas sensibles, cumpliendo con un bajo nivel de dropout entre las tensiones de entrada y salida. Además de contar con distintos mecanismos de protección para prevenir daños en caso de situaciones no deseadas.

2. Funcionamiento básico del regulador lineal

Para poder obtener una tensión de salida estable, es necesario que el circuito sea un sistema realimentado que muestree la tensión a la salida. Luego, se puede sumar tanto tensión como corriente aunque lo habitual es sumar tensión. Lo importante es que esta variable ayude a corregir las variaciones que se den a la salida. En general, se tiene un diagrama en bloques del circuito realimentado como se muestra en la imagen 1.

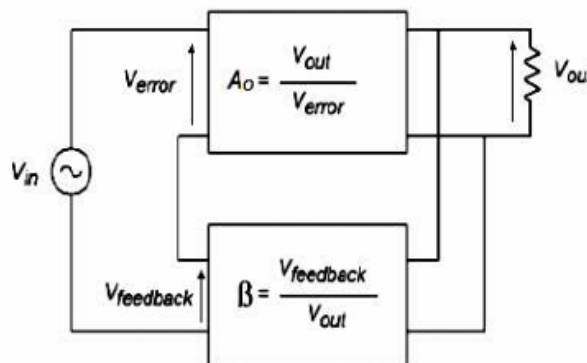


Figura 1: Diagrama en bloques del sistema realimentado

La realimentación del circuito deberá ser negativa, lo cual se podrá chequear con un análisis de incrementos. La idea es que ante una variación en la salida, al recorrer el lazo cerrado hasta llegar a la carga nuevamente se obtenga una variación contraria, corrigiéndose cualquier fluctuación en la tensión de salida. Además del bloque de realimentación, se tiene un amplificador de error el cual se encarga de comparar la tensión que viene del realimentador ($V_{feedback}$) con una tensión de referencia y amplifica esta tensión de error. Cuando haya una variación en la salida, el bloque de realimentación lo censa y variará la $V_{feedback}$ en relación a la referencia. El bloque de A_0 entonces amplifica la tensión de error modificando la tensión en la salida, corrigiéndola.

La ganancia del sistema estará dada por:

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}$$

La ganancia a lazo abierto A_0 suele ser un valor inestable por lo que se quiere que la ganancia del sistema se independice del mismo. Para esto se busca una alta ganancia de lazo, ya que si $T = A_0\beta \gg 1$ entonces $A \approx \frac{1}{\beta}$.

Partiendo de este sistema, se diseñará el regulador lineal agregando más bloques y mejorándolo en la medida de lo posible en cada versión. En cada caso se evalúa además de la ganancia de lazo, la regulación de línea y la regulación de carga para ver si la fuente resulta eficiente o no. La regulación de línea se refiere a la capacidad

del regulador de mantener la tensión de salida constante pese a fluctuaciones en la tensión de entrada. La regulación de carga trata de lo mismo pero ante variaciones en la carga, es decir, la corriente que circula por la resistencia de carga. Al presentar los casos simulados, se explicará cómo se calculan estas características fundamentales del regulador diseñado.

3. Evolución del lazo de tensión

En esta sección se desarrollará de forma breve la evolución del lazo de tensión en cada una de sus versiones y así justificar las elecciones que llevaron al diseño final.

3.1. Punto de inicio - Versión 1

Como primera aproximación para el diseño del regulador lineal, se considera el circuito mostrado en la Figura 2.

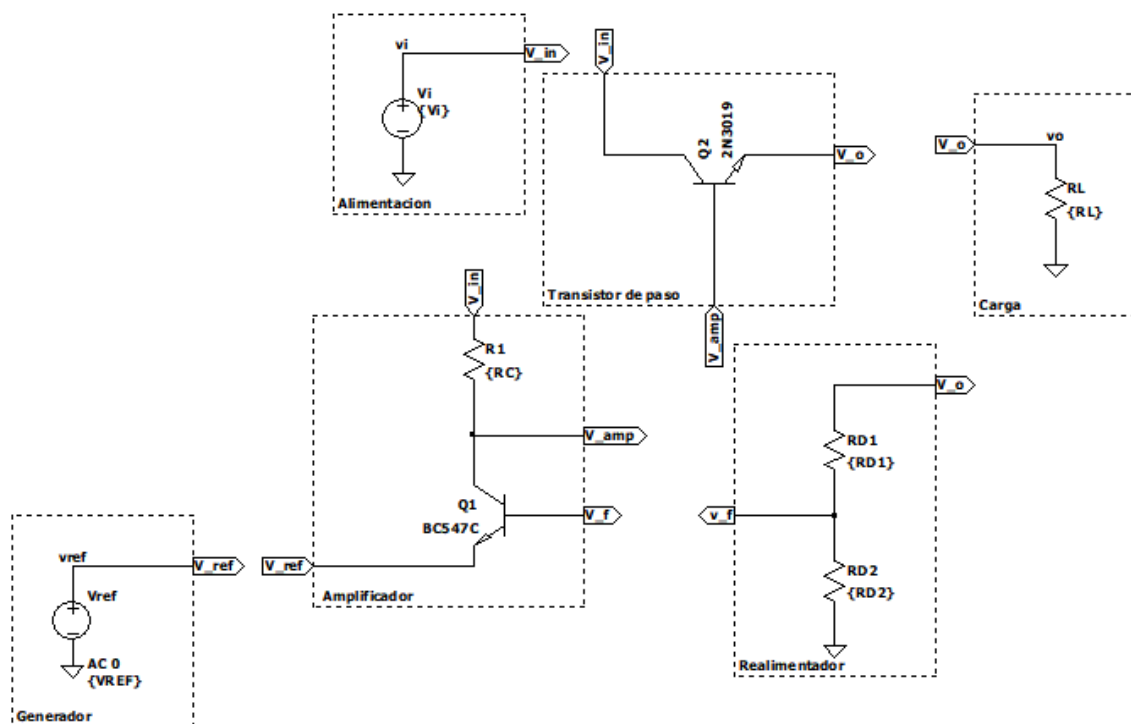


Figura 2: Versión 1 del regulador lineal

En este diseño, se implementa como bloque de realimentación el divisor resistivo conformado por R_{D1} y R_{D2} y como amplificador de error un transistor bipolar en configuración emisor común. La tensión que utiliza este amplificador de referencia es V_{ref} , la cual se considera como una tensión constante. Es indispensable para el funcionamiento del regulador de tensión que la referencia sea lo más estable posible. Un caso de cambio en esta tensión se traduce como un cambio en la tensión de error, que será amplificada. En este caso se modificará la salida como si fuera necesario corregirla pero en realidad la variación sucedió en la referencia. La tensión de alimentación V_i sí podrá presentar fluctuaciones. El rol que cumplen estos bloques fueron explicados en la sección anterior.

Se agrega en esta versión un transistor de paso, el cual actúa como resistencia variable controlada por la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión de realimentación, logrando así el control de la tensión de salida. Para que se logre entender su función, se explica mediante un análisis de incrementos. Si la carga R_C aumenta, en un principio aumentará V_o y por el divisor resistivo también V_f . Si la diferencia entre V_f y V_{ref} alcanza a ser 0,7 V y el transistor está conduciendo, la variación de V_f se amplificará. Como es un emisor

común, en un análisis incremental se conoce que la salida del transistor esta en contrafase con la entrada. A la salida, en el colector, se tendrá una disminución en la tensión. En el transistor de paso, que actúa como seguidor, una disminución en su base se traduce a una disminución en su emisor, y por ende una disminución en la tensión de salida. Partiendo entonces de un aumento en la tensión de salida, recorriendo el lazo se llega a una disminución de la misma. Según las variaciones que cense el transistor del bloque amplificador, se irá modificando la tensión en la base del transistor de paso y variará la corriente que le entrega a la carga.

El problema que surge con esta configuración del bloque amplificador es que la diferencia entre V_f y V_{ref} debe alcanzar los 0,7 V de V_{BE} para que se conduzca el transistor. Si el transistor se encuentra apagado cuando el circuito está estable y disminuye la salida con una disminución de V_f el transistor no se encenderá y no se corregirá la salida. Puede pasar también que con un pequeño aumento de V_f tampoco se logre prender el mismo. Además, V_{BE} no será un valor estable, porque varía con la temperatura.

Otra limitación que presentó este modelo fue el rango acotado de valores de R_C . Si la resistencia es muy pequeña, la corriente que pasa por ella puede ser tan grande que supere las corrientes máximas que pueden pasar por los transistores. Además, un valor bajo de R_C llevará a un valor pequeño de ganancia del amplificador (y por ende de la ganancia de lazo). En cambio, si la resistencia es muy grande puede que la corriente no sea suficiente para polarizar a los transistores (del amplificador y de paso). Así no se llegará a cumplir el rango de corriente de salida que se pide en las especificaciones del circuito.

Para determinar los valores de las resistencias y la tensión de referencia, se analizaron las curvas de regulación y ganancia para varios valores de ellas, siempre buscando el valor óptimo. En cuanto a la regulación de línea, se realiza un barrido de la tensión de entrada y se simula la tensión de salida. Se toman dos puntos en la tensión de salida (V_{O1} y V_{O2}) y sus respectivos valores de entrada que correspondan (V_{IN1} y V_{IN2}). Estos puntos se toman donde se observa que la curva se estabiliza. El cálculo de regulación está dado por la siguiente ecuación:

$$\text{Regulacion de linea} = \frac{V_{O1} - V_{O2}}{V_{IN1} - V_{IN2}}$$

Se realizan directamente estos cálculos utilizando la directiva **.meas** de LTSpice.

Para el cálculo de regulación de línea se realiza un barrido de la carga y se simula la tensión de salida. De igual manera que en el análisis anterior, se toman 2 puntos del gráfico donde la tensión se mantenga relativamente constante y se anotan los valores correspondientes de tensión (V_{O1} y V_{O2}) y corriente (I_{O1} e I_{O2}). Finalmente, se realiza el cálculo dado por la siguiente expresión:

$$\text{Regulacion de linea} = \frac{V_{O1} - V_{O2}}{I_{O2} - I_{O1}}$$

Tanto la regulación de línea como la regulación de carga son inversamente proporcionales a la ganancia de lazo. Mientras mayor sea la ganancia de lazo, menor serán estos valores y mejor será la fuente.

Para el cálculo de la ganancia de lazo se abre el lazo entre el bloque amplificador y el bloque realimentador. Como esto se realiza en señal, para que no afecte a la continua se abre colocando un inductor de gran valor conectando ambos bloques. Luego, del lado del bloque amplificador se agrega una fuente de prueba en serie con un capacitor. De esta manera, no afectará en continua dado que el capacitor actuará como un circuito abierto. Se agrega finalmente la impedancia que se ve hacia el bloque amplificador en el divisor resistivo tal que caiga v_f en la misma (lo ideal es que esta impedancia sea alta y así no será necesario agregarla). Esto se observa en la figura 3.

Con estas configuraciones, se hace un análisis en frecuencia de la transferencia y se toma la ganancia de lazo a frecuencias medias.

Para este modelo se obtuvieron los valores expresados en la tabla 1.

Regulación de Línea	$1,18 \times 10^{-1}$
Regulación de Carga	$1,63 \times 10^{-1}$
Ganancia de Lazo	18 dB

TABLA 1

3.2. Elección de transistor de paso - Versión 2

Debido a que aumentar el valor de la resistencia R_C aporta grandes beneficios con respecto a la estabilidad de la tensión de salida, una posible mejora es un transistor de paso que funcione con corrientes menores en

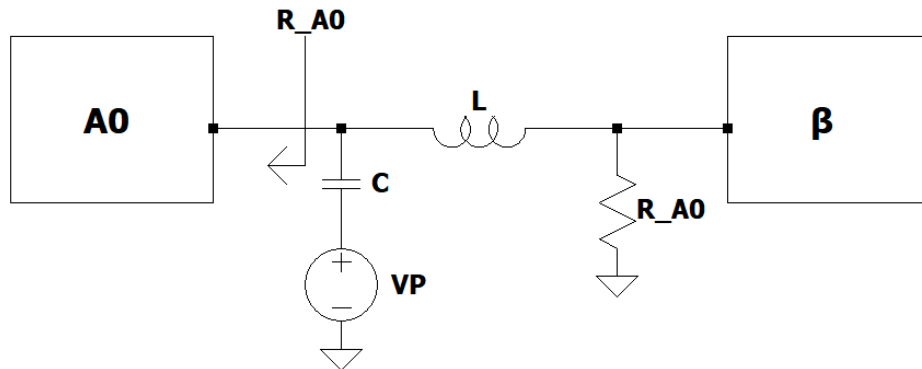


Figura 3: Esquemático para el cálculo de la ganancia de lazo

la base. Esto llevó a que se utilice un Par Sziklai, como se puede ver en la figura 4, el cual es una de las variaciones de los cuasi Darlington que proporciona un β mucho mayor. Con pequeñas corrientes en la base, se podrán lograr corrientes muy altas de colector, pudiendo así cumplir con las especificaciones del proyecto.

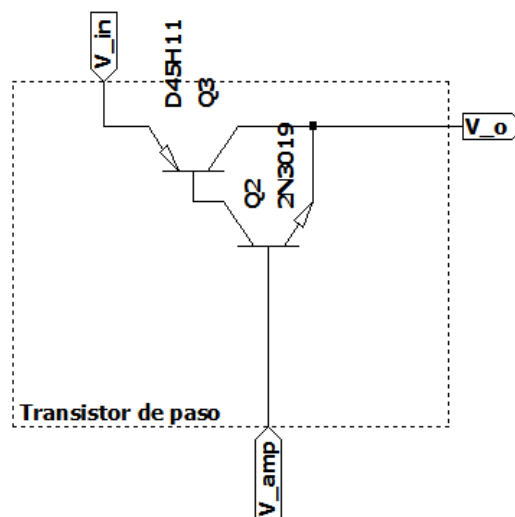


Figura 4: Par Sziklai implementado

El Par Sziklai tiene otra importante ventaja: permite lograr un Dropout bajo. La diferencia de tensión entre entrada y salida es:

$$V_I - V_O = V_{CEQ2} - V_{BEQ3} \quad (1)$$

Donde $V_{BEQ3} = 0,7 \text{ V}$ (generalmente) y V_{CEQ2} suele tener valores bajos. Como la corriente de base que manejará el transistor de paso será pequeña, la V_{CE} de Q2 tomará valores pequeños. En el mejor de los casos tomará un valor de $V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}$ y se lograría un low dropout menor a 1 V . Con un valor bajo de dropout se podrá regular una tensión de salida incluso cuando la tensión de alimentación sea muy cercana a esta y aprovechando de esta manera una mayor eficiencia en términos energéticos consumiendo menor potencia.

Los resultados medidos se expresan en la tabla 2. Se observan a partir de estos valores los beneficios que implicaron el cambio del transistor de paso, dado que en comparación con la versión anterior mejoró la regulación de línea, de carga y la ganancia de lazo.

Regulación de Línea	$1,88 \times 10^{-3}$
Regulación de Carga	$2,80 \times 10^{-3}$
Ganancia de Lazo	51 dB

TABLA 3

3.4. Aumentando ganancia de lazo - versión 4

Para esta versión se agregó otra etapa amplificadora, con la finalidad de aumentar la ganancia de lazo y por consiguiente los parámetros de estabilidad. Se puede observar el cambio en la figura 6.

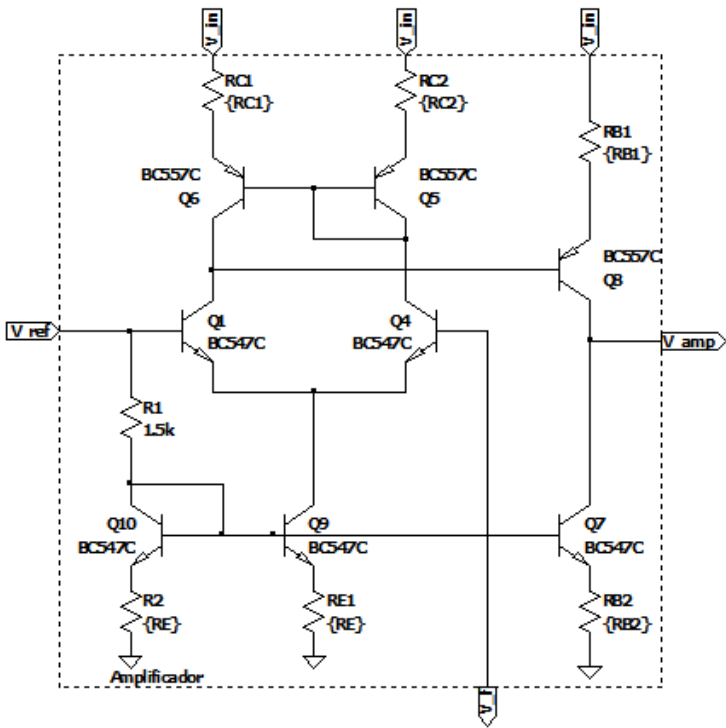


Figura 6: Rediseño de la etapa amplificadora

Los resultados obtenidos representan la gran mejoría que conlleva el aumento de la ganancia de lazo. Estos se encuentran en la tabla 4.

Regulación de Línea	$4,77 \times 10^{-6}$
Regulación de Carga	$9,32 \times 10^{-5}$
Ganancia de Lazo	85,2 dB

TABLA 4

3.5. Versión final lazo de tensión - versión 5

El regulador de tensión, además de los bloques esenciales para su funcionamiento, requiere de un mecanismo de protección frente a un corto. La corriente máxima requerida a la salida de este proyecto es de 1,5 A. Si se colocan resistencias muy pequeñas de carga (menor a $3,3 \Omega$), la corriente superaría este valor y podría aumentar de tal manera que se dañen los transistores de paso. Como estos son los que entregan corriente a la carga también serán los primeros en dañarse si la corriente supera los valores que pueden soportar. A la hora de elegir los modelos de transistores que se utilizan en este bloque se verificó que puedan soportar por lo menos la corriente máxima que puede circular a la salida, principalmente Q_3 (pnp) que es el transistor a través del cual circula más corriente.

Para limitar la corriente, se utilizó el modelo de Foldback. Este modelo permite no solo limitar la corriente sino también disminuirla, y que permitir que circule un valor de corriente en corto circuito relativamente pequeño, que no sobre estrese a los transistores de paso. Esta implementación se puede observar en la figura 7.

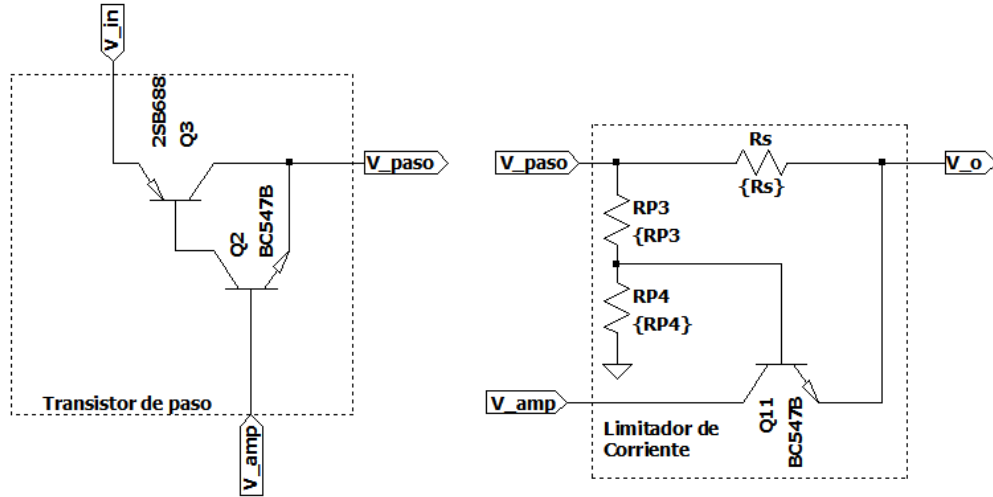


Figura 7: Limitador de Corriente.

Este mecanismo de protección funciona de manera tal que al alcanzar los valores máximos de corriente, se activa el transistor Q_{11} . Al aumentar la corriente que pasa por R_S , aumenta la caída de tensión hasta que $V_{BE} = V_{R_S} - V_{RP_3}$ alcanza los 0,7 V y empieza a conducir. Parte de la corriente que circula por la base del transistor de paso ahora circulará por el transistor del limitador de corriente. Esto permite ir reduciendo la corriente que entrega el transistor de paso, y por ende la corriente a la salida del circuito. Esto sucede hasta que se alcance el valor de corriente de cortocircuito I_{CC} , que se da cuando la tensión de salida es nula.

Las corrientes I_{CC} e I_{MAX} están dadas por:

$$I_{MAX} = \frac{(R_{P3} + R_{P4})V_{BE_{ON}} + R_{P3}V_{O_{MAX}}}{R_S R_{P4}}$$

$$I_{CC} = \frac{V_{BE_{ON}}}{R_S} \left(1 + \frac{R_{P3}}{R_{P4}} \right)$$

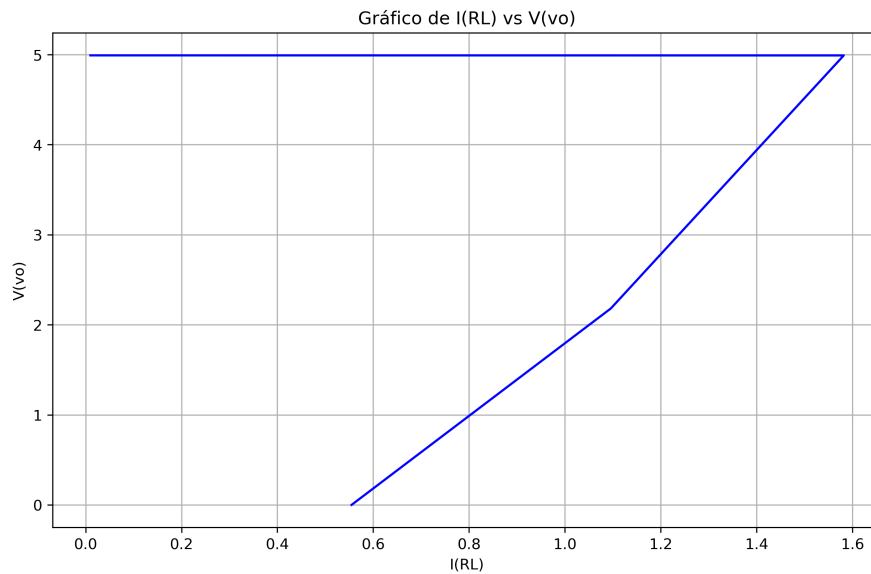
Estas expresiones salen simplemente del análisis de mallas, evaluando el caso donde la tensión y corriente de salida son máximas y el caso donde la tensión de salida es nula y circula una corriente de cortocircuito.

En este trabajo, se requiere que $I_{MAX} = 1,5$ A y $I_{CC} = 400$ mA. Las resistencias se eligieron considerando cumplir estos requerimientos, que sean valores comerciales y que además no afecten en gran medida el funcionamiento del regulador.

Se simuló los cambios de la tensión y corriente de salida al variar los valores de resistencia de carga y se obtuvo la curva graficada en la figura 8.

La forma de la curva es exactamente como se esperaba, llegando la corriente a su valor máximo y disminuyendo hasta un valor de I_{CC} cuando la tensión a la salida es nula. En particular, se obtuvo una $I_{CC} = 555$ mA y una $I_{MAX} = 1,58$ A. Se observó que disminuir la relación de resistencias para lograr una I_{CC} de 400 mA implicaba una disminución en la corriente máxima a un valor muy por debajo del requerido. El valor de I_{CC} es incluso un poco más alto que el esperado porque en la expresión que se analizó previamente se consideró que la corriente de salida es la corriente que circula por R_S . Esto se cumple para corrientes elevadas, donde la I_C del transistor del limitador de corriente se desprecia. Sin embargo, para valores pequeños de corriente afecta la corriente de salida.

Respecto a la versión anterior se realizaron modificaciones en la fuente de corriente para trabajar con corrientes más bajas, sacrificando ganancia de lazo en el proceso. Acompañando a la disminución de la ganancia de lazo, se generó un aumento en la regulación de línea y la regulación de carga. Finalmente, se expresan los valores obtenidos de la versión final en la tabla 5.

Figura 8: V_o vs I_{RL} .

Regulación de Linea	$1,88 \times 10^{-4}$
Regulación de Carga	$4,50 \times 10^{-4}$
Ganancia de Lazo	70,3 dB

TABLA 5

Además, se midió el LDO (Low Dropout) que resultó ser de 0,82 V para una carga $R_L = 3,3 \Omega$ y de 0,66 V para $R_L = 500 \Omega$. Para medirla se comparó la tensión de salida del transistor de paso con la tensión de entrada. Se tomó la diferencia entre estos valores en el instante en el que la tensión de paso se estabilizó. Era de esperar que el LDO disminuya cuando aumente la carga dado que un aumento de carga implica una menor corriente en el transistor de paso y por ende una menor V_{CE} del transistor que conduce más corriente. Se logró de esta manera cumplir con el requerimiento de que LDO sea menor a 1 V.

En la siguiente tabla se dejan expresados los valores de resistencias y capacitancia que conforman la última versión del circuito.

Generales	Amplificador	Realimentado	Limitador
$V_I = 9,5 \text{ V}$	$R_{C1} = 500 \Omega$	$R_{D1} = 2,2 \text{ k}\Omega$	$R_s = 2,2 \Omega$
$V_{REF} = 1,56 \text{ V}$	$R_{C2} = 500 \Omega$	$R_{D2} = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{P1} = 100 \Omega$
$C_L = 2,2 \mu\text{F}$	$R_E = 10 \text{ k}\Omega$		$R_{P2} = 180 \Omega$
$R_L = 3,33 \Omega$	$R_{B1} = 51 \Omega$		
	$R_{B2} = 1,8 \text{ k}\Omega$		

TABLA 6: PARÁMETROS USADOS

Todos los valores de resistencias elegidos se hicieron teniendo en cuenta no solo lo que resultó más eficiente para el funcionamiento del regulador sino valores comerciales de las mismas. Para la elección de los modelos de transistores, además de considerar ciertas especificaciones como fue necesario para el transistor de paso, se consideraron modelos accesibles en tiendas de electrónica de la zona.

3.6. Resumen

Los progresos en el avance de cada versión del regulador lineal se resumen en la siguiente tabla:

Versión	Regulación de Línea	Regulación de Carga	Ganancia de Lazo
1	$1,18 \times 10^{-1}$	$1,63 \times 10^{-1}$	18 dB
2	$3,39 \times 10^{-2}$	$4,14 \times 10^{-3}$	31,2 dB
3	$1,88 \times 10^{-3}$	$2,80 \times 10^{-3}$	51 dB
4	$4,77 \times 10^{-6}$	$9,32 \times 10^{-5}$	85,2 dB
5	$1,88 \times 10^{-4}$	$4,50 \times 10^{-4}$	70,3 dB

TABLA 7: EVOLUCIÓN DEL REGULADOR LINEAL.

4. Evolución del lazo de corriente

En esta sección se desarrollará de forma breve la evolución del lazo de corriente en cada una de sus versiones y así justificar las elecciones que llevaron al diseño final.

4.1. Lazo de corriente - versión 1

Para el regulador diseñado, se buscó poder mantener la corriente constante a la salida del mismo. Este no se puede implementar en simultáneo con la estabilización de la tensión pero se puede agregar una llave de selección para utilizarlo en el modo que se desee. Para poder mantener una corriente estable a la salida es necesario diseñar un circuito realimentado negativamente que muestree la corriente a la salida. Así, ante variaciones en la corriente el bloque realimentador lo podrá censar, y el bloque amplificador de error detectará el cambio respecto de una tensión de referencia y corregirá la salida. Se usa la misma idea que para la estabilización de la tensión de salida, solo que ahora se deberá muestrear corriente.

Por lo tanto, para el muestro de corriente se usa la misma resistencia, R_S , que se usó para el limitador de corriente

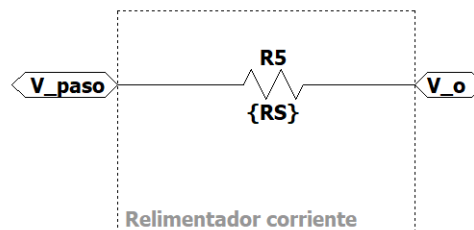


Figura 9: Bloque realimentador para el lazo de corriente

Para llevar esa muestra de corriente al bloque amplificador, se necesita un amplificador. En principio, se podría utilizar un amplificador inverso, cuya ganancia dependerá de las resistencias de la configuración y podrán ser elegidas. Sin embargo, este tiene la desventaja de que para cada entrada se ve una impedancia diferente. Para solucionar esto se utiliza un amplificador diferencial, el cual tiene una resistencia similar entre las entradas, y estará implementado por un par diferencial. Por ahora no se incluye la carga activa para simplificar la primera versión.

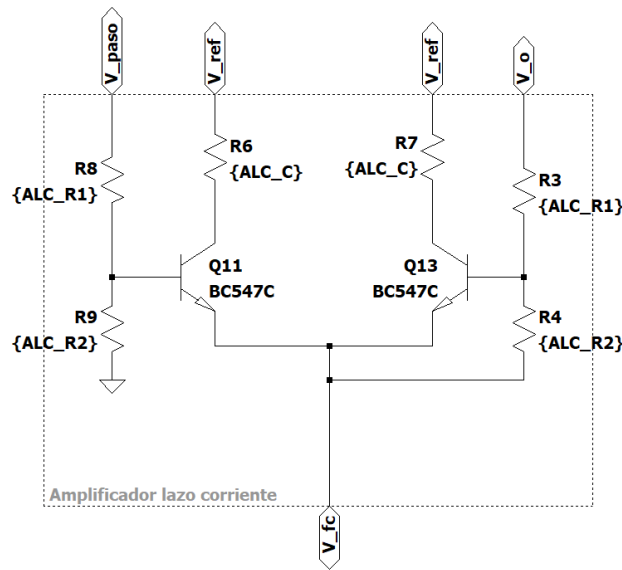


Figura 10: Amplificación del muestro de corriente

El problema principal es que se tuvo que aumentar al doble la tensión de referencia para llegar a la corriente deseada, lo cual es un punto que se intentará mejorar en la siguiente versión.

Es importante tener en cuenta que no se está midiendo ni regulación de línea ni regulación de carga, ya que estas métricas como se definieron antes no aplican a un regulador de corriente. El error máximo de corriente simulado es:

Error máximo de corriente	0,01 A
---------------------------	--------

4.2. Versión final lazo de corriente - versión 2

Como se mencionó antes, se tuvo que aumentar la tensión de referencia lo cual se puede atribuir a que las tensiones en los bornes de la resistencia R_S , son cercanas a V_o y para el par diferencial $\simeq V_{ic}$. Para solucionar esto se propone usar en ambos bornes de la resistencia R_S un divisor de tensión para que haya una mayor diferencia entre V_o y V_{ic} . Por más que la relación de rechazo de modo común lograda con el par diferencial sea alta, se busca que la tensión de entrada de modo común baje. El resultado de este cambio se muestra en la figura 11.

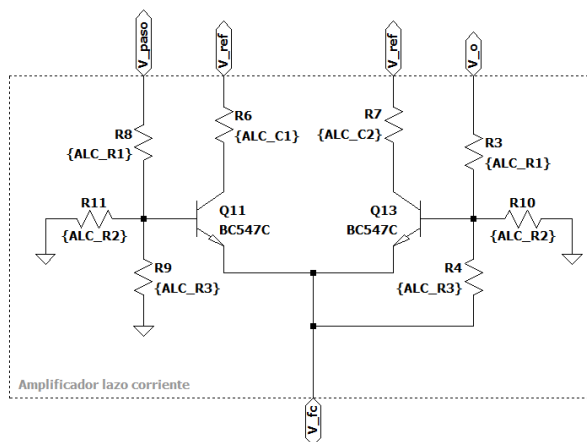


Figura 11: Amplificación del muestro de corriente

Con esto el error máximo de corriente mejora:

Error máximo de corriente	$7 \times 10^{-3} \text{ A}$
---------------------------	------------------------------

Un resultado que no se ve reflejado sobre este análisis es como se disminuyó al valor de referencia que se usaba anteriormente, lo cual se espera que ayude en el siguiente checkpoint a combinar ambos lazos.

5. Diseño final

Se logro obtener un modelo general con la incorporación de los 2 lazos. Dado que no pueden actuar ambos controles a la vez, se incorporaron jumpers para independizar los lazos. Esto se puede observar en la figura 12.

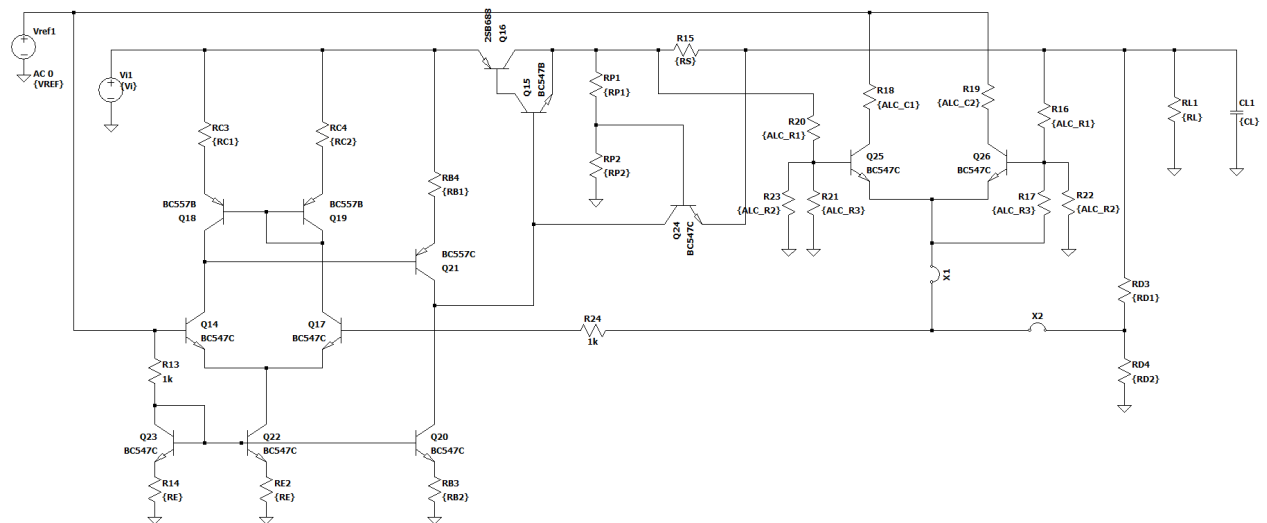


Figura 12: Circuito final

Por consiguiente, los resultados finales obtenidos para cada lazo son:

Regulación de Linea	$1,88 \times 10^{-4}$
Regulación de Carga	$4,50 \times 10^{-4}$
Ganancia de Lazo	70,3 dB
Error de tensión con $10 \text{ mA} \leq I_L \leq 1,5 \text{ A}$	6×10^{-4}
Error de corriente con $9,3 \text{ V} \leq V_{in} \leq 9,7 \text{ V}$	7×10^{-3}
Corriente límite I_{MAX}	1,58 A
Corriente de foldback I_{CC}	555 mA
Máximo Dropout $I_L = 1,5 \text{ A}$	0,82 V

TABLA 8: ESPECIFICACIONES DEL DISEÑO FINAL REALIZADO

5.1. Diseño del PCB

En esta sección se va a mostrar el diseño final del circuito pasado a un PCB, donde se tiene que tener en cuenta que no es el diseño final de esta etapa lineal, y por lo tanto no tiene en cuenta el análisis térmico ni efecto de las pistas sobre el circuito. A priori se eligió un ancho de pistas de 1mm y un plano a tierra. El plano del circuito diseñado se muestra a continuación:

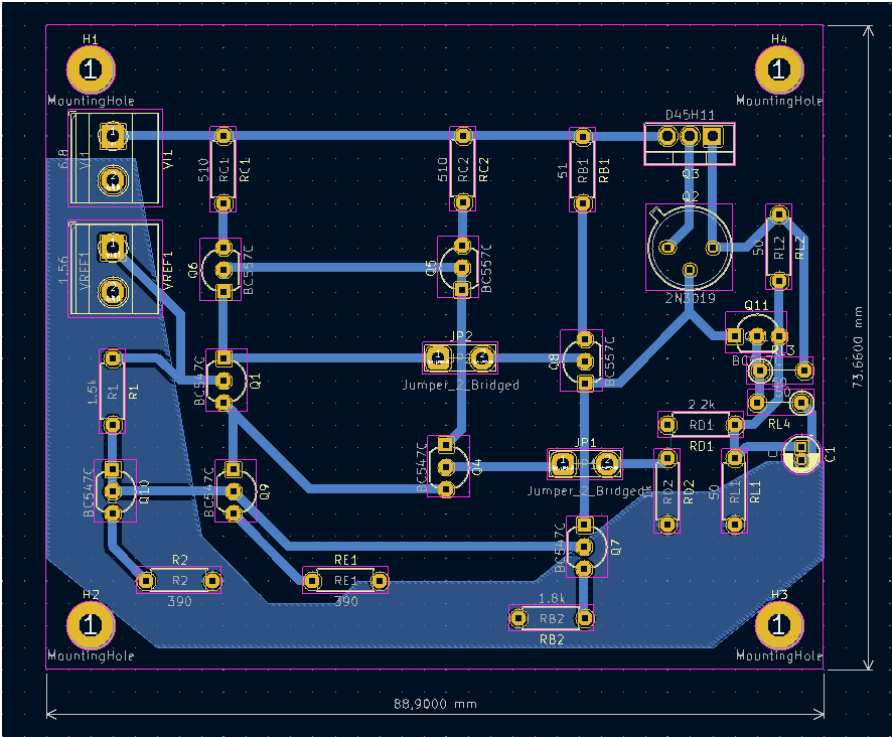
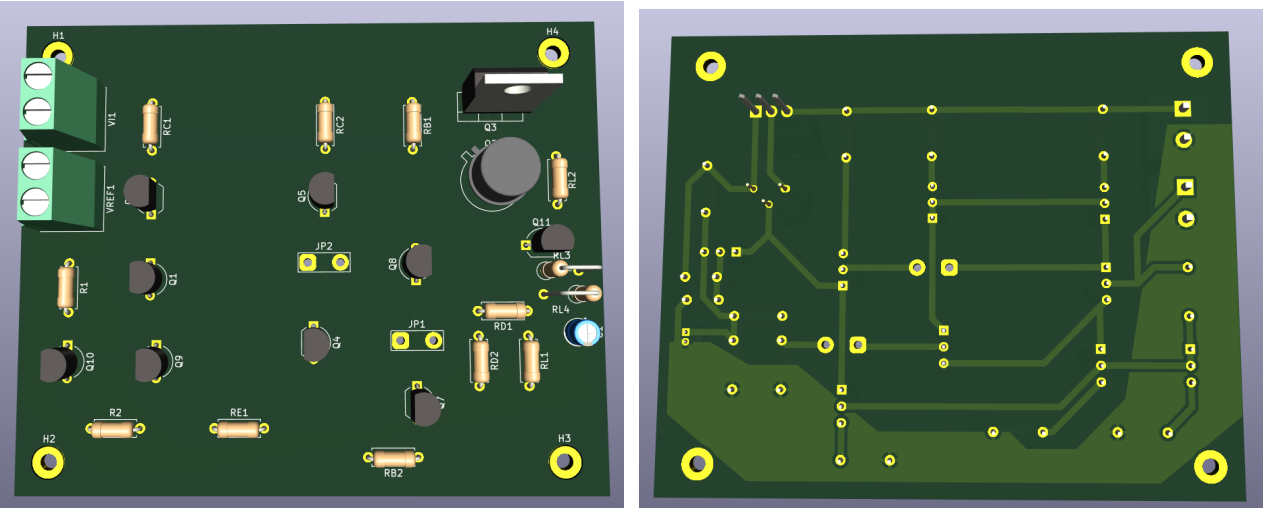


Figura 13: Plano del PCB diseñado

Este diseño no incluye el módulo de amplificación de corriente de la figura 10.
La vista 3D es la siguiente:



(a) Visa del frente de la placa (b) vista del dorso de la placa

Figura 14: Vista del PCB