

PROYECTO FIN DE GRADO: ESTADO DEL ARTE DE LAS REFERENCIAS DE TENSIÓN

Autor: Marcos García Nicolás Tutor: José Antonio Villarejo Mañas
Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN.....	6
1.1	Objetivos.....	6
2.	PRINCIPALES PARÁMETROS DE LAS REFERENCIAS DE TENSIÓN.....	7
2.1	Coeficiente de temperatura (TC).....	7
2.2	Precisión.....	7
2.3	Ruido.....	7
2.3.1	Ruido 1/f.....	7
2.3.2	Ruido de banda ancha.....	7
2.4	Hitéresis térmica.....	8
2.5	Estabilidad a largo plazo.....	8
2.6	Regulación de carga.....	8
2.7	Regulación de línea.....	9
2.8	Características a destacar.....	10
2.8.1	Condensador a la salida de la referencia.....	10
2.8.2	Pin TRIM/NR.....	11
3.	REFERENCIAS DE TENSIÓN BASADAS EN DIODOS ZENER VS BASADAS EN LA BANDA PROHIBIDA.....	12
3.1	Referencias basadas en diodos zener:.....	12
3.2	Referencias basadas en la banda prohibida (“band gap”).....	12
4.	TOPOLOGÍAS POSIBLES: SHUNT Y SERIES.....	14
4.1	Topología shunt.....	14
4.2	Topología en serie.....	15
4.3	Shunt vs serie.....	16
4.4	Como conseguir un bajo dropout en referencias shunt.....	16
4.5	Referencias regulables.....	16
4.6	Cómo aumentar el rango de voltaje de alimentación de una referencia en serie.....	18
4.7	Cambio de nivel en referencias de tensión.....	19
5.	ADC.....	21
5.1	Fundamentos de los ADCs.....	21
5.1.1	Rendimiento estático.....	22
5.1.2	Rendimiento dinámico.....	24
5.2	Diseño de una referencia de voltaje para los ADCs.....	25
5.3	Diseño de una referencia de tensión para un ADC de 16 bits.....	27
5.4	Corrientes transitorias en ADCs.....	28

6.	ACONDICIONAMIENTO.....	30
6.1	Acondicionamiento de referencias serie	30
6.2	Acondicionamiento de referencias shunt.....	34
7.	REFERENCIA DE TENSIÓN SHUNT EN DETALLE	38
7.1	Referencia sin condensador a la salida.....	38
7.1.1	Diagrama de bloques	38
7.1.2	Función de transferencia y diagrama de Bode	40
7.1.3	Simulación en TINA	41
7.1.4	Análisis transitorio	43
7.2	Referencia con condensador a la salida.....	43
7.2.1	Diagrama de bloques	44
7.2.2	Función de transferencia y diagrama de Bode	45
7.2.3	Simulación en TINA	45
7.2.4	Análisis transitorio	46
7.3	Referencia con condensador + resistencia ESR a la salida.....	46
7.3.1	Diagrama de bloques	46
7.3.2	Función de transferencia y bode	47
7.3.3	Simulación en TINA	48
7.3.4	Análisis transitorio	48
7.4	Referencia sin resistencia en serie con transistor	49
7.5	Alimentación del operacional	49
7.6	Simulación en laboratorio.....	50
8.	REFERENCIA IMPLEMENTADA EN UNA PCB	53
9.	ANEXO	55
9.1	Referencias de tensión con doble salida.....	55
9.1.1	Error total	56
9.1.2	<i>Drift Tracking y Matching</i>	57
9.2	Referencias de intensidad.....	58
10.	BIBLIOGRAFÍA.....	61

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Ciclo de Histéresis.....	8
Figura 2: Circuito que simula el comportamiento de una referencia shunt	9
Figura 3: Circuito con zener y su curva de funcionamiento	10
Figura 4: Circuito con zener y su análisis transitorio	10
Figura 5: Circuito simplificado de una referencia shunt	11
Figura 6: Ajuste del voltaje de salida usando el pin TRIM/NR / Reducción del ruido usando el pin TRIM/NR.....	11
Figura 7: Diodo zener enterrado Figura 8: Diodo zener	12
Figura 9: Construcción del voltaje de banda prohibida	12
Figura 10: Circuito que simula el comportamiento de una referencia shunt	14
Figura 11: Esquemático simplificado de una referencia shunt	14
Figura 12: Circuito que simula el comportamiento de una referencia shunt negativa	15
Figura 13: Circuito que simula el comportamiento de una referencia en serie	15
Figura 14: Esquemático simplificado de una referencia serie.....	15
Figura 15: Referencia en serie VCR.....	17
Figuras 16: Esquemáticos simplificado de una referencia en serie sin y con potenciómetro.....	17
Figura 17: Esquemático simplificado de referencia en serie con potenciómetro	17
Figura 18: Referencias en serie conectadas para un mayor voltaje de salida.....	18
Figura 19: Circuito para conseguir una referencia de 1.25V	19
Figura 20: Circuito detallado para conseguir una referencia de 1.25V.....	Error! Bookmark not defined.
Figura 21: Uso de un encapsulado para conseguir una tensión de referencia dual.....	19
Figura 22: Referencia dual asimétrica.....	20
Figura 23: Conversión analógico-digital	21
Figura 24: Referencia de voltaje para un ADC.....	21
Figura 25: Funciones de transferencia ideal y real	22
Figura 26: Error de offset de un ADC	23
Figura 27: Error de ganancia de un ADC	23
Figura 28: Ruido transitorio de un ADC.....	24
Figura 29: Referencia de voltaje para un ADC.....	24
Figura 30: SFDR.....	25
Figura 31: Representación del ruido de un ADC en función del voltaje de entrada.....	26
Figura 32: Circuito de una referencia de tensión para un ADC de entre 8 y 14 bits	26
Figura 33: Circuito de una referencia de voltaje con filtros a la salida	27
Figura 34: Corrientes transitorias en el pin de referencia de un ADC de 12 bits	28
Figura 35: Referencia de tensión con un amplificador de alta velocidad	29
Figura 36: Referencia de tensión con amplificador a la salida	30
Figura 37: Circuito con REF5030	30
Figura 38: Ruido de REF5030 sin condensador en pin TRIM.....	31
Figura 39: Ruido de REF5030 con condensador en pin TRIM.....	31
Figura 40: Circuito con REF5030 con filtro y amplificador	31
Figura 41: Simulación del ruido total del circuito antes de filtrado (marrón) y después (verde)	32
Figura 42: Perturbación en la carga	32
Figura 43: Voltaje antes y después del filtrado	32
Figura 44: Circuito con dos amplificadores operacionales distintos	33

Figura 45: Comparación de la tensión de salida de los dos amplificadores.....	33
Figura 46: Referencia con amplificador y filtro pasa bajas	34
Figura 47: Perturbación de la carga	34
Figura 48: Respuesta transitoria de la referencia con amplificador	34
Figura 49: Circuito de acondicionamiento de una referencia	35
Figura 50: Respuesta transitoria de la referencia con acondicionamiento.....	35
Figura 51:Circuito completo de acondicionamiento de una referencia	36
Figura 52: Respuesta transitoria.....	36
Figura 53: Circuito de acondicionamiento de una referencia de tensión usando el OPA350.....	36
Figura 54: Respuesta transitoria con operacional OPA350.....	37
Figura 55: Esquemático simplificado de referencia shunt	38
Figura 56: Relación entre V_0 y R_e	38
Figura 57: Circuito aproximado en pequeña señal	39
Figura 58: Diagrama de bloques	39
Figura 59: Ganancia del operacional.....	40
Figura 60: Ejemplo de gráfica que muestra el GBW	40
Figura 61: Diagrama de bode	41
Figura 62: Simulación en continua.....	41
Figura 63: Perturbación en V_g	42
Figura 64: Diagrama de Bode	42
Figura 65: Comparación entre diagrama de Bode simulado y diagrama de Bode a partir de la FDT	43
Figura 66: Perturbación en la corriente de carga	43
Figura 67: Respuesta transitoria	43
Figura 68: Esquemático simplificado de una referencia shunt con condensador a la salida	44
Figura 69: Circuito con aproximaciones	44
Figura 70: Diagrama de bloques	44
Figura 71: Diagrama de Bode	45
Figura 72: Diagrama de Bode	45
Figura 73: Respuesta transitoria.....	46
Figura 74: Esquemático simplificado de una referencia shunt con condensador + ESR a la salida	46
Figura 75: Aproximación de pequeña señal	47
Figura 76: Diagrama de bloques	47
Figura 77. Diagrama de Bode	48
Figura 78: Diagrama de Bode	48
Figura 79: Respuesta transitoria.....	48
Figura 80: Esquemático simplificado de una referencia shunt	49
Figura 81: Esquemático simplificado de una referencia shunt con condensador + ESR a la salida	50
Figura 82: Placa física de una referencia de tensión shunt.....	50
Figura 83: Perturbación añadida mediante un generador de corriente	51
Figura 84: Voltaje de referencia e intensidad de carga en osciloscopio	51
Figura 85: Perturbación.....	52
Figura 86: Respuesta transitoria.....	52
Figura 87: Esquemático del circuito con REF5030AID	53
Figura 88: Buffer añadido al pin TEMP.....	53
Figura 89: Indicaciones de montaje	54

Figura 90: Esquemático de PCB	54
Figura 91: Circuito donde se necesita una entrada dual de tensiones de referencia.....	55
Figura 92: Topología 1.....	55
Figura 93: Topología 2.....	56
Figura 94: Solución 3.....	56
Figura 95: Tabla comparativa de los errores de cada topología.....	57
Figura 96: Gráfica del drift tracking de V_{bias} y V_{ref}	57
Figura 97: Tabla comparativa del output matching y drift tracking	58
Figura 98: Fuente de intensidad, topología 1.....	59
Figura 99: Fuente de intensidad, topología 2.....	59
Figura 100: Referencia de intensidad, topología 1	60
Figura 101: Referencia de intensidad, topología 2	60

1. INTRODUCCIÓN

Una referencia de tensión es un dispositivo especialmente diseñado para proporcionar una tensión constante, estable a corto y largo plazo. El principal reto a la hora de diseñar estos dispositivos es lidiar con los parámetros que afectan negativamente a la estabilidad de las referencias de tensión como pueden ser los cambios de temperatura, cambios en el voltaje de entrada, variaciones de la carga, ruido...

Estos dispositivos son partes esenciales de otros circuitos, los cuales necesitan una referencia de tensión para su funcionamiento, como pueden ser los convertidores ADC, DAC, frecuencia/tensión, tensión/frecuencia, los reguladores de tensión, sensores y también están presentes en numerosos sistemas de instrumentación para poder hacer ajustes absolutos.

1.1 Objetivos

- Estudiar los principios de funcionamiento de las referencias de tensión.
- Estudiar las topologías más usadas.
- Comprender el funcionamiento de los ADCs.
- Realizar simulaciones para comprobar resultados teóricos.
- Construcción de un prototipo en el laboratorio.

2. PRINCIPALES PARÁMETROS DE LAS REFERENCIAS DE TENSIÓN

Los parámetros que definen el comportamiento de las referencias de tensión son los siguientes:

2.1 Coeficiente de temperatura (TC)

Mide la capacidad de una referencia de tensión de mantener su voltaje de salida constante frente a cambios de temperatura. El objetivo es reducir este lo máximo posible.

Se suele medir en partes por millón por grado Celsius (ppm/°C).

$$TC = \frac{\Delta V_o/V_o}{\Delta T} 10^6 \quad (\text{ppm}/^\circ\text{C})$$

Donde V_o es el voltaje de salida.

Existen varios métodos para hallar el TC, el más usado es el método de la caja ("box method").

2.2 Precisión

Indica la diferencia entre el voltaje de salida de la referencia y su valor nominal en las condiciones indicadas por el fabricante.

Se suele expresar en tanto por ciento del error relativo y suele ir estar en rangos de 0.01% a 1%. Se puede mejorar mediante la calibración.

Podemos hallar el error multiplicando V_{REF} por este porcentaje de la forma: $V_{REF} \pm V_{REF} \cdot \text{precisión}$. Esto nos daría su rango de operación a temperatura ambiente.

2.3 Ruido

El ruido generado internamente en una referencia de voltaje degrada la relación señal-ruido (SNR) de un convertidor, reduciendo sus bits de resolución (ENOB).

Se puede diferenciar entre ruido de baja y alta frecuencia.

2.3.1 Ruido 1/f

También llamado ruido rosa, es un ruido de baja frecuencia que se encuentra en el rango 0.1Hz-10Hz. Es problemático ya que es difícil de filtrar debido a su baja frecuencia y tiene un impacto mayor que el ruido de banda ancha. La única forma de reducirlo es escoger una referencia con menor voltaje de salida.

2.3.2 Ruido de banda ancha

El ruido de banda ancha ("broadband noise") o ruido blanco se suele especificar como un valor rms en microvoltios sobre la banda ancha de 10Hz-10kHz. Es un ruido plano que aparece en todo el rango de frecuencia del dispositivo, es decir, en todo su ancho de banda. Se puede filtrar con un filtro RC o con técnicas de filtrado digitales.

Este ruido es inversamente proporcional a la corriente de consumo por lo que es difícil tener valores bajos de este ruido en dispositivos con poca potencia.

2.4 Histéresis térmica

La histéresis térmica es el cambio en el voltaje de salida de una referencia de tensión (V_{ref}) cuando el dispositivo es calentado y enfriado. Como se aprecia en la figura, la variación de temperatura tendrá como efecto la variación de voltaje.

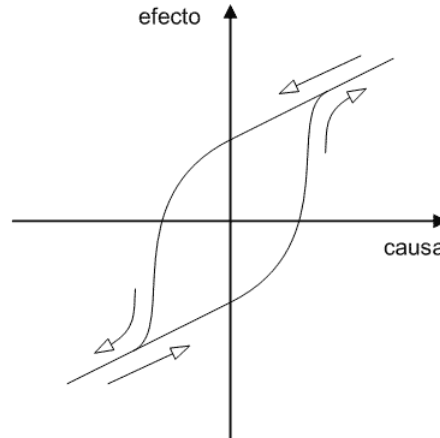


Figura 1: Ciclo de Histéresis

Una misma temperatura puede afectar al voltaje de forma distinta dependiendo de si el dispositivo se está calentando o enfriando, esto añade un error difícil de eliminar.

2.5 Estabilidad a largo plazo

Describe la variación típica de la tensión de salida nominal durante periodos largos de operación continua en condiciones nominales. Normalmente estos periodos suelen ser de 1000 horas (6 semanas). Se expresa en ppm/1000 horas.

La mayor parte de las variaciones ocurren en estas primeras 1000 horas por lo que el tiempo es representado en escala logarítmica.

La práctica muestra que a muy largo plazo, la desviación se satura al valor correspondiente a 2000 horas.

Este parámetro es necesario para saber el tiempo estimado que la referencia aguantará sin necesidad de calibrarla y tendrá una gran influencia en las especificaciones del equipo.

2.6 Regulación de carga

Es la medida de la variación del voltaje de salida ante variaciones de corriente consumida por la carga. Cuanto menor sea este parámetro, mayor capacidad tendrá la referencia de tensión de proporcionar un voltaje constante ante cambios en la carga.

Midiendo el voltaje en voltios y la corriente en miliamperios, su ecuación quedaría:

$$\text{Regulación de línea} = \frac{\Delta V_{ref}/V_{ref}}{\Delta I_{load}} * 10^6 \quad (\text{pmm}/\text{mA})$$

De forma más compleja:

$$\text{LOAD_REG(ppm/mA)} = 10^6 \cdot \left(\frac{V_{\text{REF}} I_{\text{LOAD_MAX}} - V_{\text{REF}} I_{\text{LOAD_MIN}}}{V_{\text{REF}} I_{\text{LOAD_MIN}}} \right) \left(\frac{1}{I_{\text{LOAD_MAX}} - I_{\text{LOAD_MIN}}} \right)$$

En las referencias basadas en diodos zener, este parámetro significaría la variación con la corriente de carga del voltaje de ruptura inverso. Dependerá de I_{SHUNT} , la cual es función de I_{LOAD} y el voltaje de entrada. La ecuación para calcularlo es la misma cambiando I_{LOAD} por I_{SHUNT}

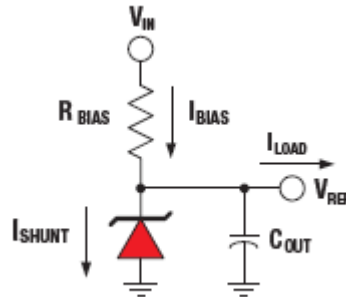


Figura 2: Circuito que simula el comportamiento de una referencia shunt

2.7 Regulación de línea

Es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida constante ante variaciones del voltaje de alimentación.

$$\text{Regulación de línea} = \frac{\Delta V_{\text{ref}}/V_{\text{ref}}}{\Delta V_{\text{in}}} * 10^6$$

De forma más exacta:

$$\text{LINE_REG} = 10^6 \cdot \left(\frac{V_{\text{REF}} I_{\text{VIN_MAX}} - V_{\text{REF}} I_{\text{VIN_MIN}}}{V_{\text{REF}} I_{\text{VIN_MIN}}} \right) \cdot \left(\frac{1}{V_{\text{IN_MAX}} - V_{\text{IN_MIN}}} \right)$$

A la expresión de la regulación de línea frente a la frecuencia se le llama PSRR (Power Supply Rejection Ratio)

Este parámetro solo está presente en referencias de voltaje en serie. Su análogo en las referencias shunt sería la impedancia inversa del zener. De esta impedancia depende la sensibilidad del voltaje de salida frente a la corriente alterna.

A variar el voltaje de alimentación, variará la corriente que pasa por el zener y por tanto la resistencia que este ofrece y su voltaje zener.

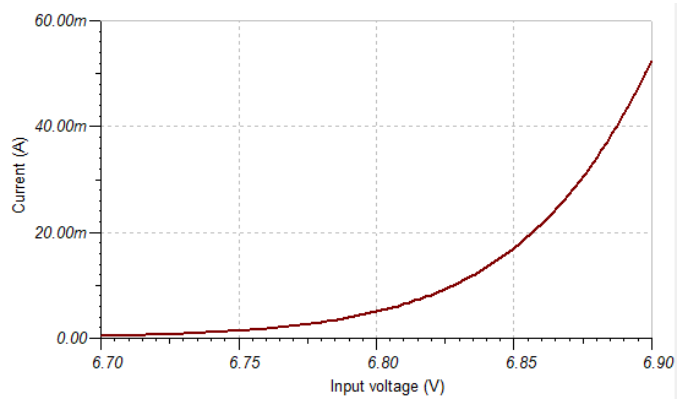
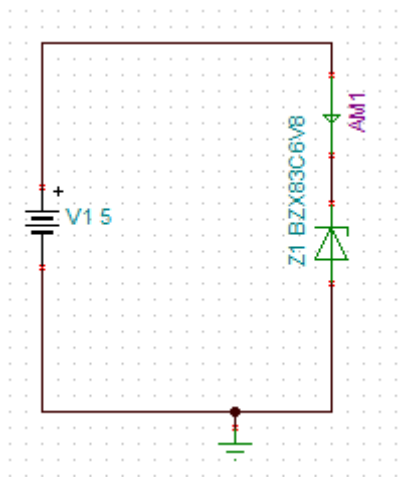


Figura 3: Circuito con zener y su curva de funcionamiento

Con un análisis transitorio del circuito de la figura, se observa que aunque el zener estabiliza mucho la tensión, no es del todo constante debido a las variaciones en la intensidad del zener que provoca la fuente senoidal.

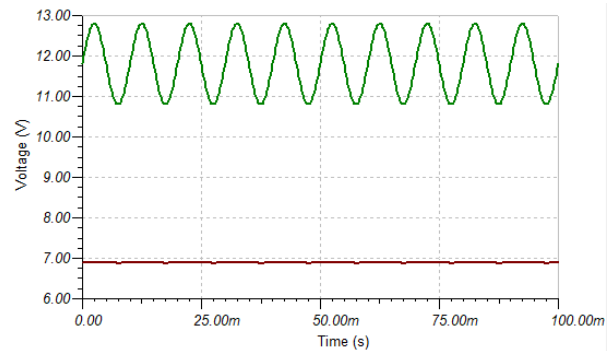
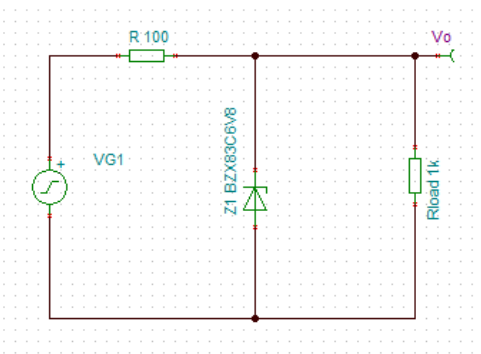


Figura 4: Circuito con zener y su análisis transitorio

2.8 Características a destacar

2.8.1 Condensador a la salida de la referencia

Un condensador bypass a la salida de la referencia mejora el PSRR en frecuencias altas. En el caso de las referencias shunt mejorará la impedancia dinámica reversa.

También mejora la respuesta transitoria de la carga y reduce el ruido a altas frecuencias.

Normalmente cuanto mayor sea el condensador bypass, mejor rendimiento. Sin embargo, hay un rango de valores de condensadores viables, el cual depende de la estabilidad de la referencia.

En una referencia shunt, la impedancia dinamica inversa varía inversamente con la cantidad de corriente derivada a tierra (I_{SHUNT}).

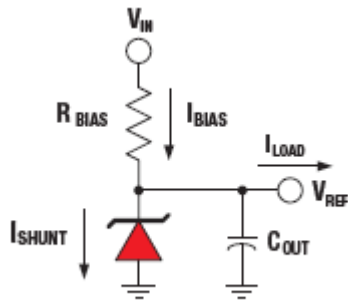


Figura 5: Circuito simplificado de una referencia shunt

Si se prioriza la inmunidad al ruido a la potencia consumida, lo mejor es poner una R_{bias} pequeña ya que al aumentar I_{bias} , aumentará también I_{shunt} .

2.8.2 Pin TRIM/NR

Algunas referencias tienen este pin al cual se le pueden dar dos usos.

Se puede ajustar el voltaje de salida unos pocos milivoltios usando un potenciómetro.

También se puede usar para reducir el ruido, de ahí su nombre NR (noise reduction), usándolo para crear un filtro pasa bajas. Cuanto más grande sea el condensador, mas ruido filtrará pero más tardará el dispositivo en iniciarse.

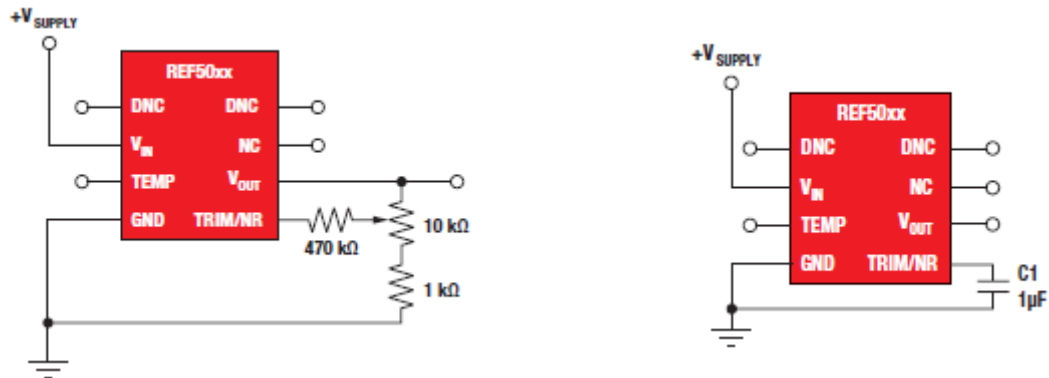


Figura 6: Ajuste del voltaje de salida usando el pin TRIM/NR / Reducción del ruido usando el pin TRIM/NR

3. REFERENCIAS DE TENSIÓN BASADAS EN DIODOS ZENER VS BASADAS EN LA BANDA PROHIBIDA

3.1 Referencias basadas en diodos zener:

La principal característica de un diodo zener es que cuando se polariza inversamente, alcanza una tensión de ruptura y comienza a conducir ofreciendo muy poca resistencia al paso de la corriente. Esta tensión de ruptura V_z es más o menos constante, pero para aplicaciones donde se necesita precisión, no es suficiente.

Para poder desarrollar una referencia de voltaje precisa, es necesario usar diodos zener enterrados, los cuales tienen su unión por debajo de la superficie de silicio. Éstos son diodos a los que les afecta mucho menos la contaminación y no son sensibles al ruido. Como resultado tenemos un zener con una muy buena estabilidad a largo plazo, bajo nivel de ruido, y una precisión y tolerancia óptimas.

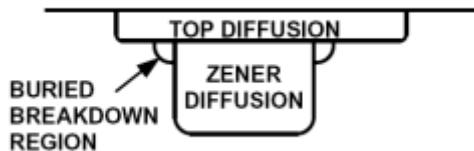


Figura 7: Diodo zener enterrado

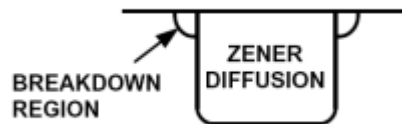


Figura 8: Diodo zener

Para conseguir que el coeficiente de temperatura de las referencias de tensión sea lo más bajo posible, junto a este zener, se usa un diodo polarizado en directa conectado en serie con el zener

3.2 Referencias basadas en la banda prohibida ("band gap")

Este tipo de referencias usan un diodo polarizado en directa (el diodo del transistor) conectado a tierra y la caída de voltaje base-emisor de transistores ΔV_{BE} para conseguir un coeficiente de temperatura casi nulo. ΔV_{BE} tiene un TC positivo mientras que la caída del diodo tiene un TC negativo, ambos TC se anulan y se crea una referencia con $TC=0$.

A continuación se muestra el ejemplo de como conseguir una referencia de voltaje de 1.25V:

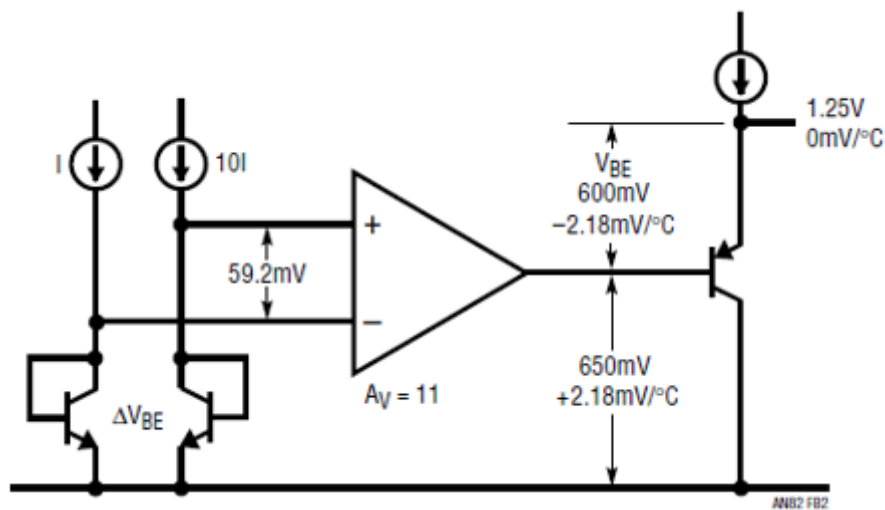


Figura 9: Construcción del voltaje de banda prohibida

El objetivo es cancelar los $-2.18 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ TC que tiene el transistor a la salida. Para ello vamos a necesitar conseguir el mismo TC pero en positivo. Para conseguir el ΔV_{BE} que queremos, usamos dos transistores iguales y jugamos con la relación de corrientes con las que los alimentamos. Conseguir $2.18 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ TC de esta forma es imposible ya que una corriente tendría que ser del orden de 10^{10} veces más grande que otra, por eso nos ayudamos de un amplificador operacional, siendo de esta forma suficiente una relación de corrientes 10:1.

Conforme aumenta la ganancia del amplificador, también aumentará el TC a la salida de éste.

El objetivo es encontrar un ΔV_{BE} que, al multiplicarlo por cierta ganancia, de un voltaje que corresponda a un TC de $2.18 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, en este caso ese voltaje es 650mV . Finalmente el voltaje constante de salida será la suma de estos 650mV y los 600mV del transistor de la salida, obteniendo así un voltaje de 1.25V con $\text{TC}=0$.

4. TOPOLOGÍAS POSIBLES: SHUNT Y SERIES

En ambas topologías se usan los dos tipos de referencias de tensión descritas anteriormente.

4.1 Topología shunt

Su funcionamiento es similar al de un diodo zener como se puede apreciar en la siguiente imagen.

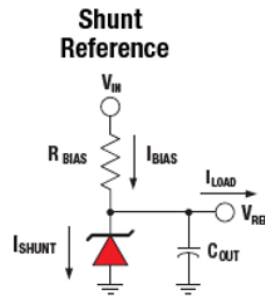


Figura 10: Circuito que simula el comportamiento de una referencia shunt

Sin embargo, este esquema es más bien una representación práctica de su funcionamiento. En la siguiente figura aparece su esquema de forma más detallada:

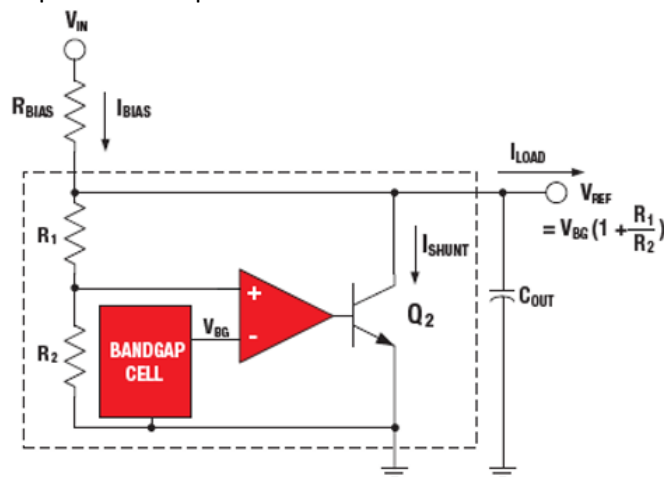


Figura 11: Esquemático simplificado de una referencia shunt

Regula el voltaje de salida (V_{ref}) derivando el exceso de corriente a tierra a través de un transistor en paralelo con V_{ref} . La corriente de polarización (I_{BIAS}) es constante e independiente de la carga y viene definida por el valor de R_{BIAS} y los voltajes de entrada y de salida. Esta corriente de polarización debe ser mayor o igual a la suma de la máxima corriente de carga y la mínima corriente de operación del circuito (su I_{BIAS} mínima requerida para su regulación).

R_{BIAS} debe estar en el siguiente rango de valores:

$$R_{BIAS_MIN} = \frac{V_{IN_MAX} - V_{OUT}}{I_{LOAD_MIN} - I_{SHUNT_MAX}}$$

$$R_{BIAS_MIN} = \frac{V_{IN_MIN} - V_{OUT}}{I_{LOAD_MAX} - I_{SHUNT_MIN}}$$

Esta topología suele ofrecer más flexibilidad en cuanto al voltaje de alimentación y se puede usar para crear referencias negativas y referencias flotantes, estas últimas se conectan a otro voltaje en vez de a tierra. También se pueden combinar para conseguir un mayor voltaje de referencia (se verá posteriormente).

Para una referencia negativa:

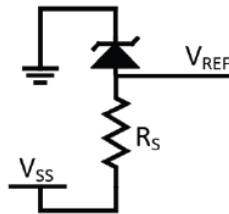


Figura 12: Circuito que simula el comportamiento de una referencia shunt negativa

4.2 Topología en serie

A diferencia de la anterior topología, esta no requiere una resistencia externa y solo consume la corriente que requiere la carga más una pequeña corriente que deriva a tierra. Debido a la ausencia de esta resistencia, el voltaje de alimentación pasa directamente a la entrada del dispositivo, por lo que el voltaje de alimentación que se le puede aplicar tiene un valor máximo que no se debe sobrepasar.

Un esquema sencillo sería el siguiente:

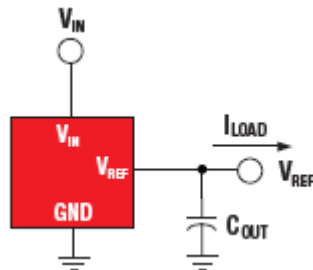


Figura 13: Circuito que simula el comportamiento de una referencia en serie

De forma mas detallada:

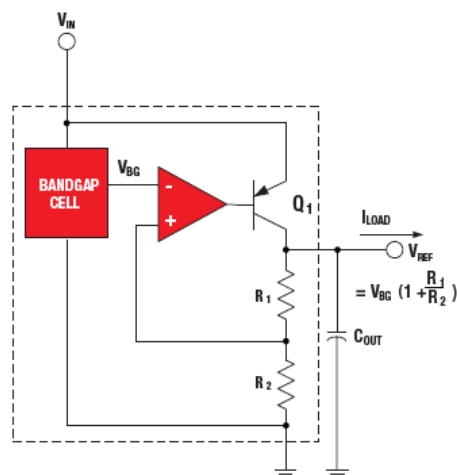


Figura 14: Esquemático simplificado de una referencia serie

A la diferencia de voltaje de entrada y salida para una carga dada se le conoce como voltaje dropout.

En esta topología este voltaje suele aumentar conforme aumenta la intensidad de carga.

4.3 Shunt vs serie

	SHUNT	SERIES
Ventajas	-Rango de Vin más amplio, tolera mejor las variaciones transitorias -Se pueden crear referencias negativas o flotantes	-Disipan menos potencia, además tiene un pin de enable para desactivarlo si no se está usando. -Suelen tener mayor precisión -Menor derivación de corriente a tierra -Menor voltaje dropout -Mejor en aplicaciones donde varía la corriente de carga, ya que tienen una impedancia de salida muy baja por lo que la corriente de carga afectará poco al voltaje de salida.
Números de terminales	Al menos 2	Al menos 3
Aplicaciones comerciales	Industria de la automatización, automoción, red eléctrica	Fuentes de alimentación aisladas, adaptadores, automoción

4.4 Como conseguir un bajo dropout en referencias shunt

Para conseguir un voltaje dropout pequeño (que la referencia tenga una caída de tensión muy baja) la corriente de carga debe de ser pequeña. Si la carga demanda más corriente de la prevista, habría que aumentar el voltaje de entrada, pero de esta forma no se mantendría ese dropout tan bajo ya que $V_{dropout} = V_{in} - V_{ref}$:

$$I_{bias} = I_{load} + I_{shunt} = \frac{V_{in} - V_{ref}}{R_{bias}}$$

A veces necesitamos una referencia de tensión con un amplio de voltaje de entrada que tenga un voltaje dropout muy pequeño.

Un ejemplo de esto sería la referencia LM4040, que ofrece un voltaje de salida de 4.096V y con una resistencia externa (R_{bias}) de 576Ω, tiene un rango de voltaje de entrada de 4.19-12.75V. Esto significa que siendo alimentada a 4.19V, tendrá un dropout de 94mV, sin embargo, también puede funcionar con un voltaje bastante más alto como sería 12.75V.

4.5 Referencias regulables

Existe un modelo de referencias en serie, llamado VCR (voltaje-controlled-resistance) en la que se puede regular el voltaje de salida (V_{ref}) mediante una resistencia interna variable.

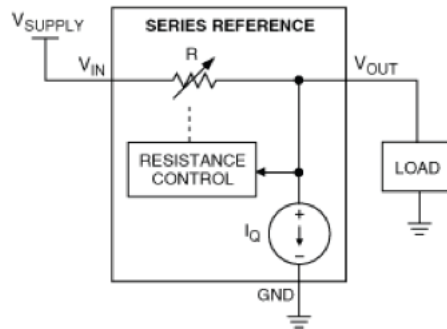
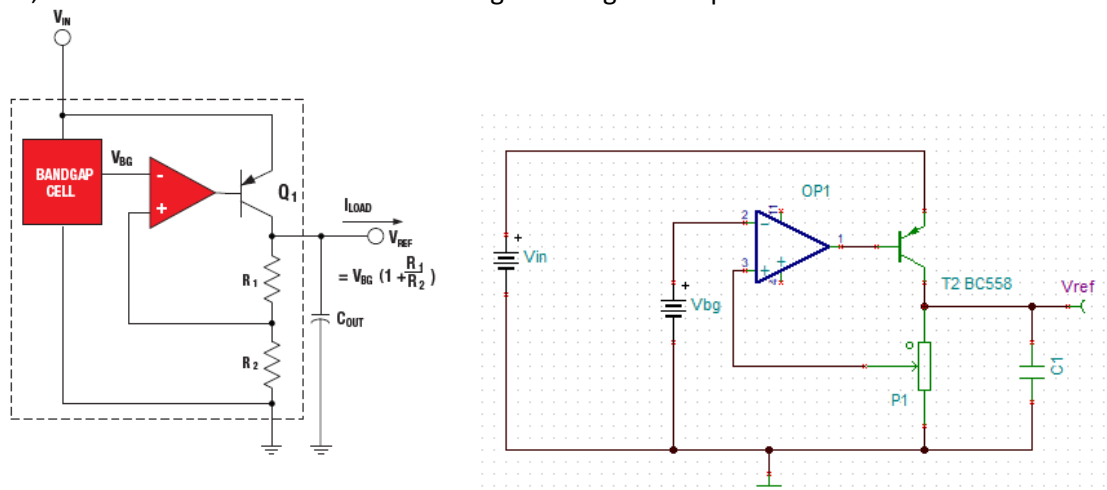


Figura 15: Referencia en serie VCR

Como se puede observar en la imagen:

$$V_{out} = V_{in} - V_{res_variable}$$

El modelo es el mismo visto anteriormente solo que en vez del divisor de voltaje formado por R1 y R2, tiene una resistencia variable. En la siguiente figura se aprecia la diferencia.



Figuras 16: Esquemáticos simplificado de una referencia en serie sin y con potenciómetro

Otra forma de incluir el potenciómetro sería la siguiente:

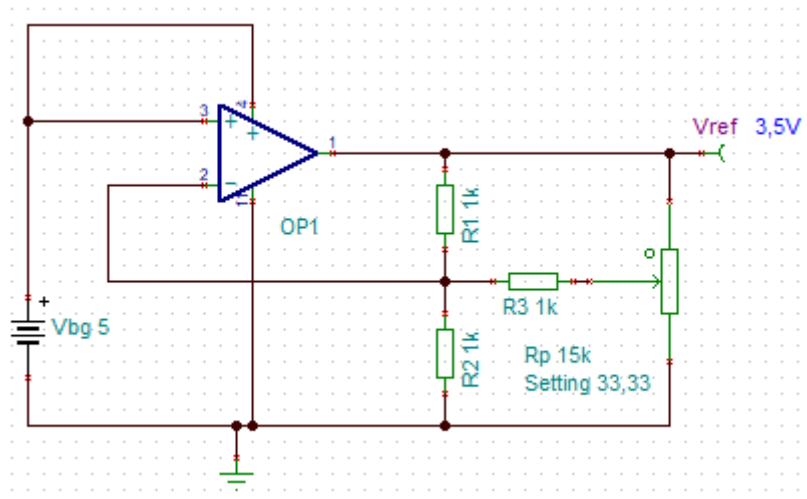


Figura 17: Esquemático simplificado de referencia en serie con potenciómetro

De esta forma Vref no depende únicamente de Vbg, R1 y R2. Entra en juego el potenciómetro a modo de resistencia variable acompañada de R3 en serie para tener siempre un mínimo de impedancia.

La ecuación que define V_{ref} sería:

$$V_{ref} = V_{bg} + \frac{R1(R3 + R_p)}{R1 + R3 + R_p} \frac{V_{bg}}{R2}$$

Donde todos los parámetros serían constantes excepto R_p , la cual usaremos para ajustar el voltaje.

R_p es la resistencia que va desde 0 hasta lo que se marca en el potenciómetro.

En el ejemplo de la figura 15, se observa que $R_p = 0.33 * 15k = 5k$. Comprobamos el valor de la simulación numéricamente y vemos que se cumple:

$$V_{ref} = 5 + \frac{1(1 + 5)}{1 + 1 + 5} \frac{5}{1} = 3.5V$$

4.6 Cómo aumentar el rango de voltaje de alimentación de una referencia en serie

También se pueden poner varias referencias en serie conectadas para conseguir valores de tensión más altos.

A continuación, tenemos un ejemplo de cómo se podrían conseguir 30V usando tres referencias de 10V.

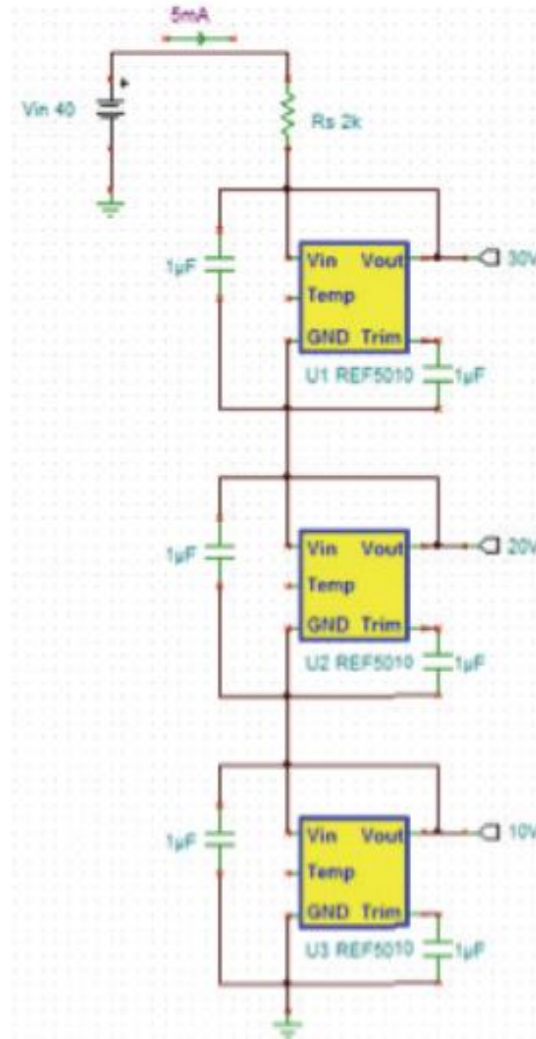


Figura 18: Referencias en serie conectadas para un mayor voltaje de salida

Mientras la resistencia R_s sea suficientemente grande, podemos aumentar el voltaje de alimentación ilimitadamente.

4.7 Cambio de nivel en referencias de tensión

Es difícil encontrar referencias de tensión precisas que ofrezcan voltajes de salida bajos como 1.25V. Sin embargo, esto se puede solucionar usando otras referencias de tensión y alimentaciones negativas.

En la imagen aparece una de las formas de conseguir estos 1.25 V a la salida. Utiliza una referencia de 2.5V de salida. Los voltajes de salida tendrán el mismo offset y coeficiente de temperatura que la referencia tensión utilizada siempre que estos dos parámetros del operacional sean suficientemente buenos. Además, R1 y R2 también deberán de ser casi idénticas (tienen que tener buen “*matching*”).

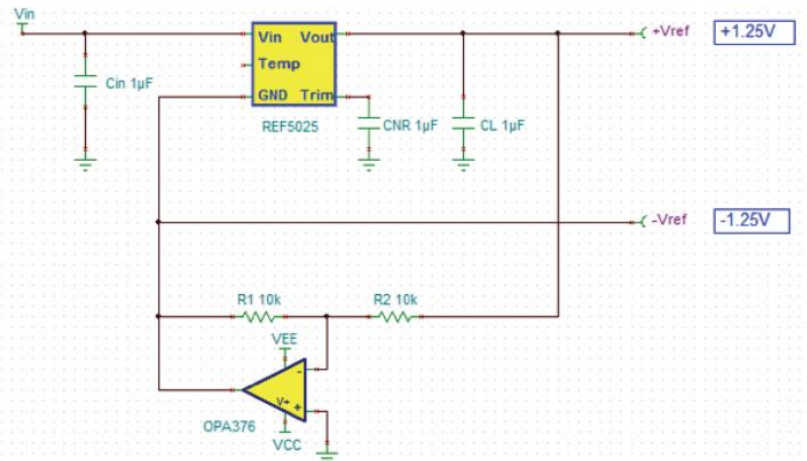


Figura 19: Circuito para conseguir una referencia de 1.25V

Se utiliza un inversor, en este caso de ganancia unidad, para conseguir esos -1.25V a la salida del operacional.

También se puede usar un encapsulado en vez de resistencias externas. En este caso sería más sencillo conservar la precisión inicial de la referenciad de tensión ya que esto nos asegura que las resistencias del encapsulado tendrán buen *matching*.

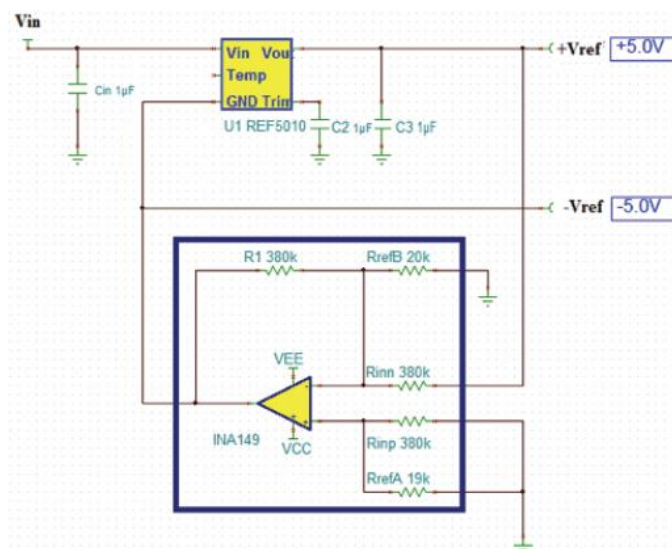


Figura 20: Uso de un encapsulado para conseguir una tensión de referencia dual

Las tensiones de salida no tienen por qué ser simétricas. Con el adecuado valor de las resistencias se puede obtener los valores que nosotros queremos a la salida.

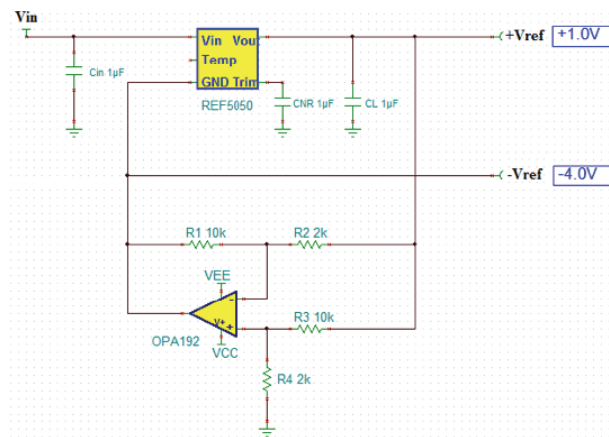


Figura 21: Referencia dual asimétrica

5. ADC

Una de las principales aplicaciones de estas referencias son los convertidores Analógico-Digital (ADC). Estos dispositivos tienen la función de convertir un voltaje analógico en código digital.

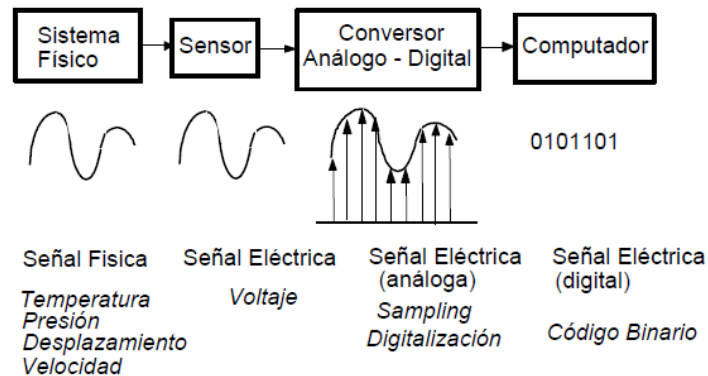


Figura 22: Conversión analógico-digital

Los ADC pueden ser de diferentes bits de precisión. Un ADC de n bits significa que tiene 2^n niveles de tensión. Cada uno de estos niveles tendrá una codificación distinta en binario. El voltaje de entrada de estos componentes corresponderá con alguno de esos niveles de tensión, cuantos más niveles haya, menos habrá que redondear al nivel más próximo. Por lo tanto, cuantos más bits tiene un ADC, mayor precisión tendrá en su conversión.

Estos convertidores necesitan una referencia de tensión, la cual indicará el fondo de escala. Por ejemplo, en un convertidor de 4 bits y $V_{ref}=10V$, el valor de 10V correspondería a 2^4 .

Para poder realizar la conversión correctamente se necesita que esta referencia de tensión no varíe, ya que, si cambia el fondo de escala, también cambiará la codificación de la señal analógica.

5.1 Fundamentos de los ADCs

En la siguiente figura se muestra una referencia de tensión formando parte de un SAR (successive- approximation-register) ADC.

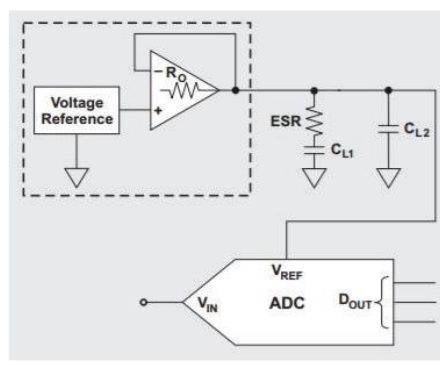


Figura 23: Referencia de voltaje para un ADC

La precisión de un ADC se puede determinar mediante:

-Especificaciones estáticas:

- Error de offset
- Error de ganancia
- Ruido transitorio.

-Especificaciones dinámicas:

- Relación señal-ruido (SNR)
- Distorsión armónica total (THD),
- Rango Dinámico Libre de Espurios (SFDR)

5.1.1 Rendimiento estático

En la siguiente imagen se compara la función de transferencia ideal de un ADC con una función de transferencia no ideal a la que le afecta el error de offset ni de ganancia.

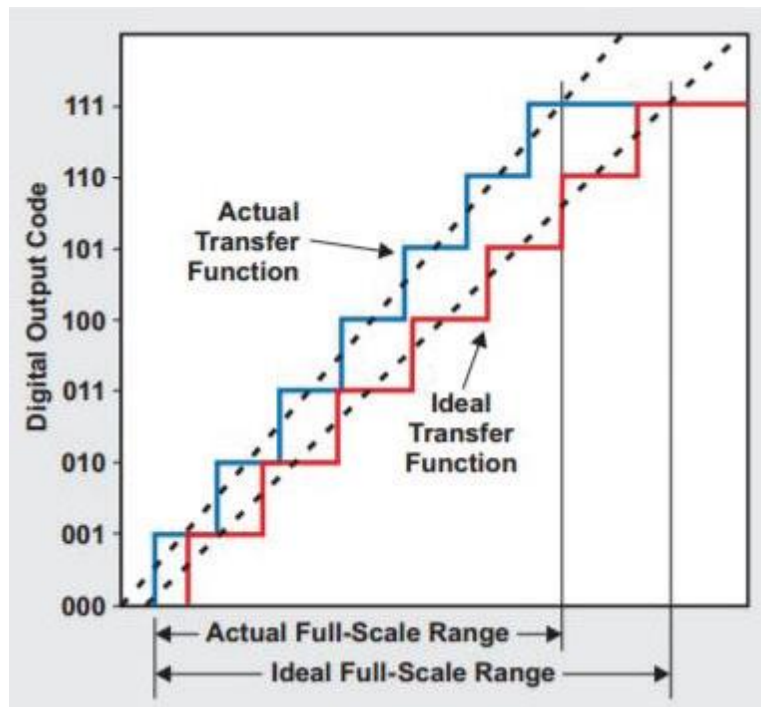


Figura 24: Funciones de transferencia ideal y real

La función de transferencia de un ADC es su característica más importante. En el eje x se puede ver el rango de tensión de entrada, determinado por V_{ref} , y en el eje y se observa el código digital de salida.

La función de transferencia ideal vendrá definida por:

$$Code = V_{IN} \times \frac{2^n}{V_{REF}}$$

Donde V_{in} es el valor analógico a convertir, n es el número de bits y V_{ref} el voltaje de referencia. Code es el valor en decimal de la salida convertida. Posteriormente habría que pasarlo a digital.

Error de offset

El error de offset es el desplazamiento horizontal de la función de transferencia.

Para introducir el error de voltaje de offset solo habría que restarle a V_{in} el voltaje de offset de entrada

$$Code = (V_{IN} - V_{OS_ADC}) \times \frac{2^n}{V_{REF}}$$

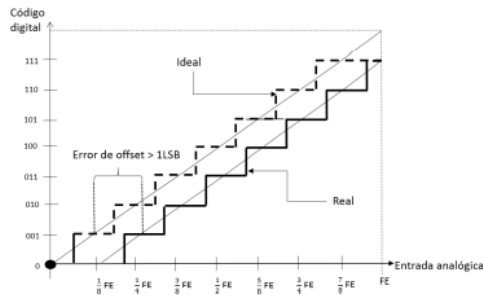


Figura 25: Error de offset de un ADC

Error de ganancia.

El error de ganancia es la diferencia entre la pendiente ideal y la pendiente real, ambas en rango completo.

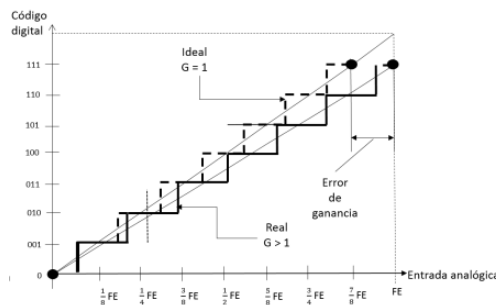


Figura 26: Error de ganancia de un ADC

Puede ser expresado en decimal o en porcentaje. Su ecuación sería:

$$GE_{ADC} = \frac{Actual\ Gain - Ideal\ Gain}{Actual\ Gain}$$

Este error será diferente en cada punto de la gráfica. Incluyendo este error en la ecuación anterior:

$$Code = (V_{IN} - V_{OS_ADC}) \times \frac{2^n}{V_{REF} (1 - GE_{ADC})}$$

En este caso está expresado en tanto por uno.

Ruido transitorio

Como última especificación estática estaría el ruido transitorio. Este se puede observar en las transiciones de código en la gráfica que expresa la función de transferencia del ADC.

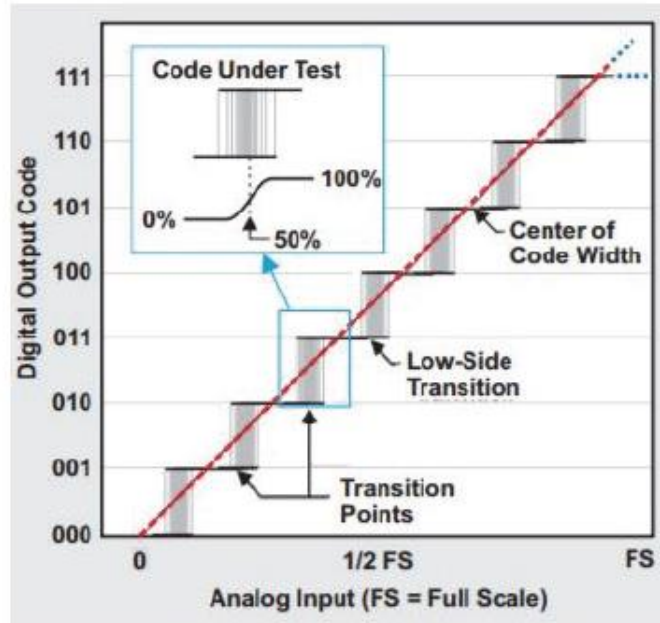


Figura 27: Ruido transitorio de un ADC

Como se puede observar en este ADC de 3 bits, el FS está dividido en 2^3 niveles. En el salto de un nivel a otro, hay una pequeña zona de incertidumbre, en la que no se puede saber a qué voltaje exactamente pasará al siguiente nivel. Esta región de incertidumbre se halla de forma experimental, encontrando regiones donde un mismo voltaje a veces corresponde a un código digital y a veces a otro.

5.1.2 Rendimiento dinámico

El ruido total de un circuito con una ADC y una referencia de voltaje, como el que se muestra en la figura, es la combinación del ruido del propio ADC, el ruido del circuito de acondicionamiento de la señal analógica de entrada y el ruido de la referencia de tensión.

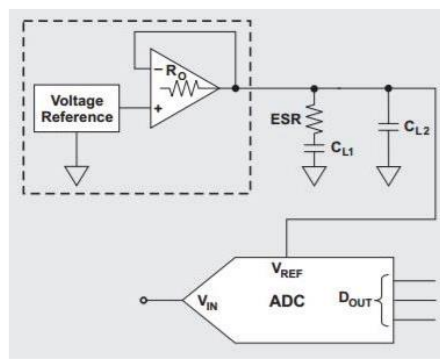


Figura 28: Referencia de voltaje para un ADC

Para determinar el rendimiento dinámico de un ADC se puede usar las transformadas de Fourier rápidas (FFT) en los datos de salida del convertidor. Esto nos daría el SNR, SFDR y el “noise-floor level”.

Signal-to-noise ratio (SNR)

El ruido SNR es la relación que hay entre la potencia de una señal y el ruido que le afecta. El SNR es la combinación de otras fuentes de ruido.

Distorsión armónica total(THD)

El THD es un parámetro que mide la distorsión del sistema.

Es la relación entre la suma RMS de todos los armónicos de una señal y el valor RMS de dicha señal. En este caso se aplicaría a la señal de entrada al ADC.

Se suelen considerar entre los 6 y los 9 primeros armónicos. Los demás se pueden considerar despreciables.

La combinación del SNR y el THD da como resultado el SINAD del dispositivo.

$$SINAD(dB) = -20 \log \sqrt{10^{-SNR/10} + 10^{THD/10}}$$

Gracias a este parámetro se puede calcular el número efectivo de bits(ENOB) fácilmente.

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02}$$

El ENOB nos muestra la resolución real del sistema para una determinada frecuencia de entrada y de muestreo.

Rango Dinámico Libre de Espurios (SFDR)

Idealmente, toda la potencia de una señal debería encontrarse en su frecuencia fundamental, sin embargo, también se generan componentes armónicos.

El SFDR describe la relación entre la amplitud de la frecuencia fundamental generada y la amplitud del armónico más prominente. Permite caracterizar el desempeño dinámico de un generador de señales.

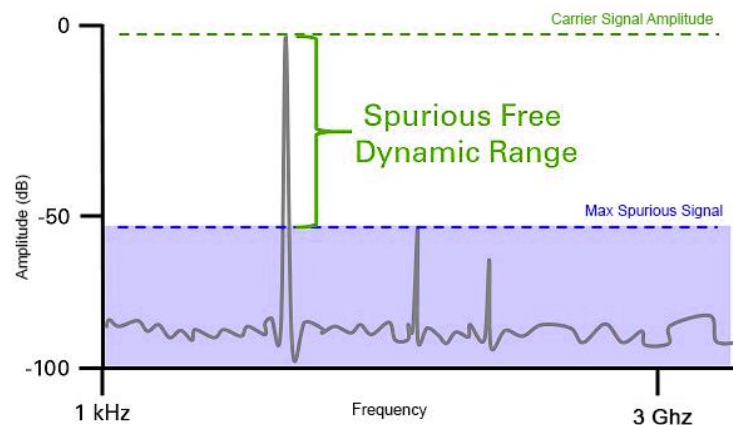


Figura 29: SFDR

5.2 Diseño de una referencia de voltaje para los ADCs

Lo primero es elegir la topología de la referencia de tensión. Las referencias en serie nos proporcionan un voltaje con mayor precisión inicial y un mejor rendimiento frente a la temperatura. Por eso son muy usadas en ADC de precisión de 8 a 14 bits.

También cabe destacar que esta topología tiene mejor rendimiento respecto parámetros como la regulación de línea, regulación de carga, coeficiente de temperatura o estabilidad a largo plazo.

Una vez aclarado que las resistencias en serie son mejores para los ADC, vamos a ver las diferentes fuentes de ruido de estos circuitos.

Cualquier error inicial o ruido en la referencia de voltaje se traduce en un error de ganancia en el ADC.

Cuanto mayor sea el voltaje de entrada del ADC, más le afectará ruido de la referencia de tensión ya que este voltaje de entrada será función de dicho ruido.

En la siguiente figura el eje x sería el voltaje de entrada al ADC y el eje y el ruido en RMS.

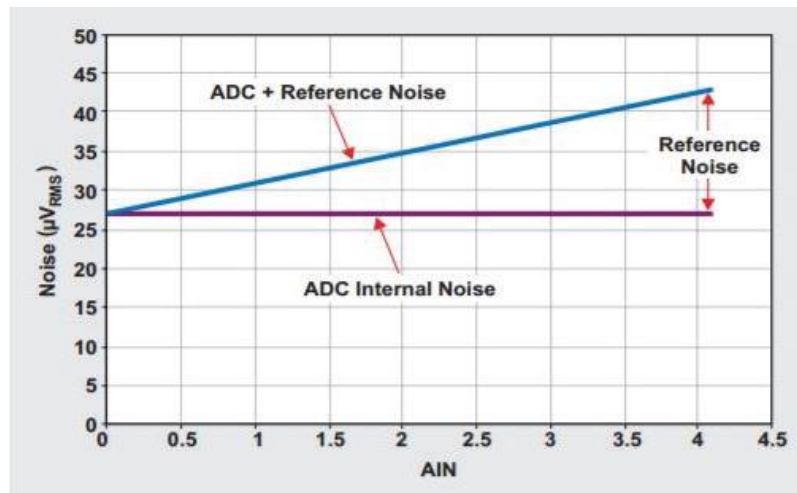


Figura 30: Representación del ruido de un ADC en función del voltaje de entrada

EL ruido de una referencia en serie suele venir de la banda prohibida y del amplificador de la salida. Estos elementos producen tanto ruido rosa como ruido blanco.

Podremos reducir el ruido blanco añadiendo a la salida de la referencia de tensión un filtro pasa bajas con una frecuencia de corte muy baja.

Los condensadores de tantalio con ESR de 1.5 ohm son mejores que los cerámicos con ESR de 0.1 ohm ya que estos últimos tienden a incrementar el ruido con la frecuencia.

También se suele añadir un filtro al pin TRIM.

El circuito con estos dos filtros quedaría de la siguiente forma:

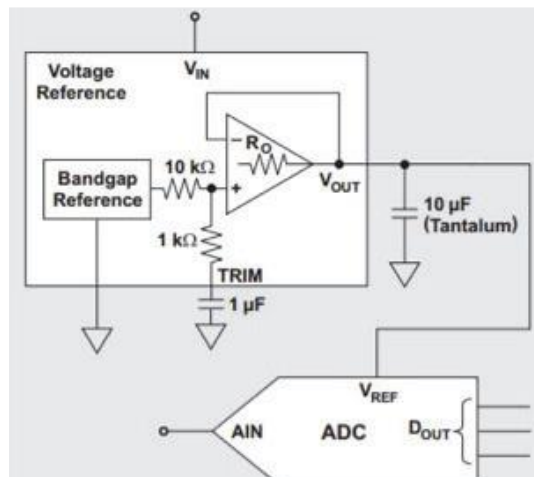


Figura 31: Circuito de una referencia de tensión para un ADC de entre 8 y 14 bits

5.3 Diseño de una referencia de tensión para un ADC de 16 bits

El valor del ruido de una referencia de tensión debe de ser menor que el valor del LSB (least significant bit) del ADC al que se va a conectar.

Por ejemplo, si queremos usar una referencia de 5 voltios en un ADC de 8 bits. El LSB del ADC en este caso sería $5V/2^8=19.5$ mV. Entonces en este caso, el valor RMS del ruido de la referencia debería ser menor que 19.5 mV_{RMS}.

Cuando el ADC es de 16 bits o más, se necesita introducir otro filtro pasa baja para reducir el ruido proveniente de la referencia de tensión.

R1 Y C3 representarían el nuevo filtro añadido, el cual reduciría el ruido rosa y el de muy bajas frecuencias.

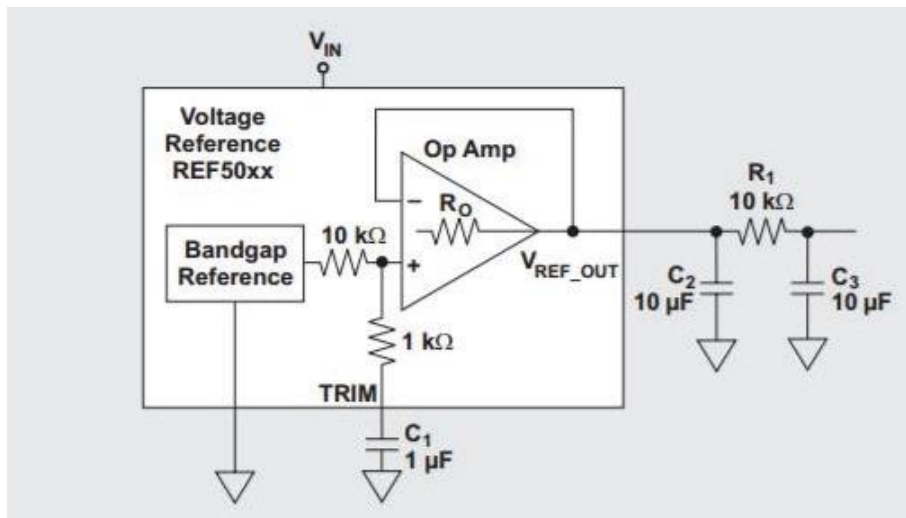


Figura 32: Circuito de una referencia de voltaje con filtros a la salida

Con este último filtro añadido, el circuito tiene una mejor respuesta ante el ruido. El valor RMS del ruido se reduce casi en un 90%.

Siempre se recomienda usar un amplificador operacional a modo de seguidor de tensión, como se explicará posteriormente en el apartado de acondicionamiento.

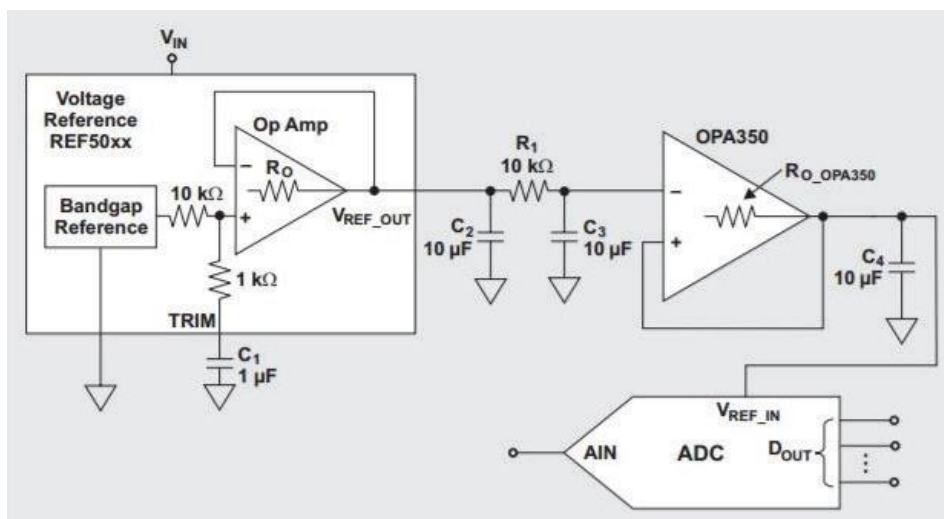


Figura 33: Circuito de una referencia de tensión con filtro y amplificador a la salida

5.4 Corrientes transitorias en ADCs

La entrada del ADC demanda diferentes cantidades de corriente para el inicio de la conversión y para cada código. Estas fluctuaciones de corriente podrían alterar el voltaje de referencia, para que esto no ocurra, se incorpora un seguidor de tensión después del filtro pasa bajas.

Esto provoca que la variación de tensión sea del orden de nanovoltios, lo que no afectará a la correcta conversión del ADC.

Vamos a estudiar el esquema simplificado de un ADC para entender mejor de dónde salen estas fluctuaciones de corriente.

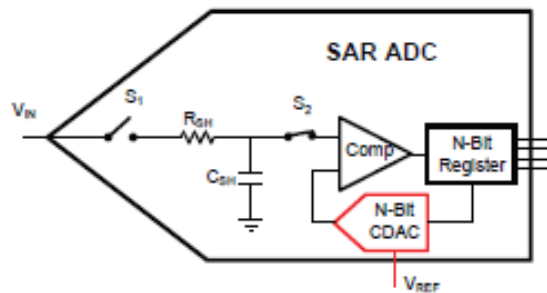


Figura 34: Arquitectura interna simplificada de un ADC.

Se deben a la conexión y desconexión de cargas capacitivas en los ciclos de conversión.

El pin de Vref del ADC es conectado internamente con un CDAC (convertidor digital-analógico capacitivo). Esta estructura CDAC está formada por un conjunto de condensadores que determinan el valor digital correspondiente a la entrada Vin, usando como referencia Vref.

El problema es que estas redes de condensadores pueden causar variaciones en el pin Vref debido a su naturaleza capacitiva. Para solucionar esto, los condensadores no deben estar al mismo potencial que la referencia por lo que habrá un gran pico de corriente al conectar los condensadores a la referencia externa.

La siguiente imagen muestra un ejemplo de cómo podrían ser los picos de corriente en el pin de Vref durante la conversión:

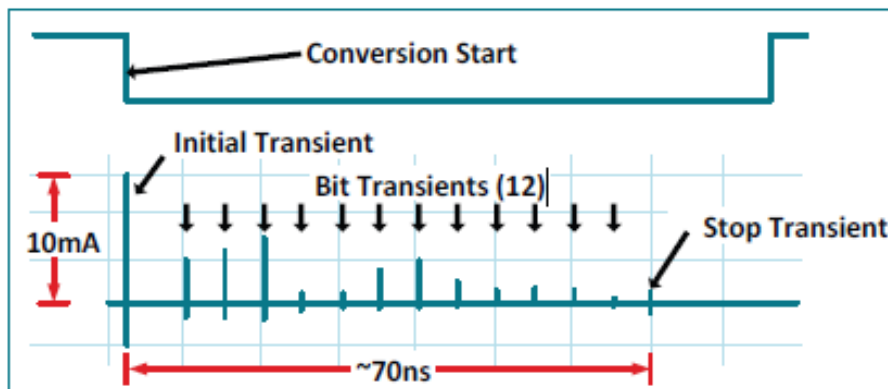


Figura 35: Corrientes transitorias en el pin de referencia de un ADC de 12 bits

Estas corrientes transitorias pueden causar una caída de voltaje sobre la impedancia de salida de la referencia de tensión, lo que afectaría directamente a V_{ref} y por lo tanto a la conversión del ADC.

La referencia de tensión debe reajustarse a la salida después de cada pico de corriente. Para ello está el operacional de alta velocidad comentado anteriormente y además un condensador que pueda proveer estos picos de corriente de forma instantánea.

A veces, este operacional de alta velocidad puede estar incorporado en la misma referencia de tensión como es el caso de la REF6000. Este operacional tiene un buen rendimiento en DC, un mayor ancho de banda y hace que la referencia tenga una baja impedancia de salida además de reducir el área ocupada en la placa.

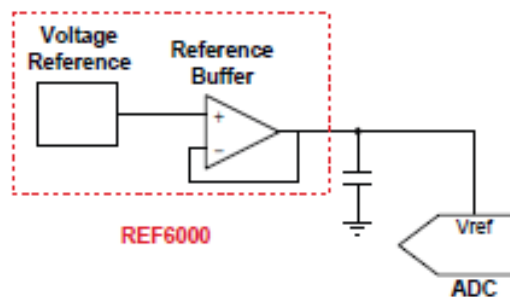


Figura 36: Referencia de tensión con un amplificador de alta velocidad

6. ACONDICIONAMIENTO

A la salida de una referencia de tensión siempre va a existir ruido, ya sea en mayor o en menor medida. Debido a esto, se debe añadir un filtro pasa bajas para reducir dicho ruido.

La resistencia del filtro también aporta ruido por lo que hay que intentar no poner valores muy grandes.

La idea es poner la frecuencia de corte del filtro bastante baja con un condensador bastante grande para filtrar bien el ruido en casi todo el espectro.

Sin embargo, al añadir este filtro aumentamos la impedancia de salida. Lo que apenas nos deja margen para pedirle corriente a la referencia de tensión, es decir, si lo conectásemos ahora a una carga la tensión de referencia no sería capaz de suministrar toda la corriente necesaria sin sufrir variaciones.

Para resolver esto, se le conecta un amplificador a la salida. Este amplificador tiene que ser de muy bajo ruido ya que su ruido se le sumará a la de la referencia, por lo que no tiene sentido añadir un filtro para reducir el ruido si luego lo vamos a aumentar poniendo uno operacional de mala calidad. También debe tener un offset pequeño.

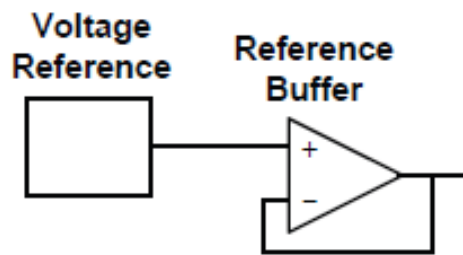


Figura 37: Referencia de tensión con amplificador a la salida

Ahora la impedancia de salida será el operacional, con el cual podremos suministrar mucha más intensidad de carga.

Si la dinámica del operacional no pudiese lidiar con las variaciones de corriente de carga será necesario añadirle un condensador a la salida.

6.1 Acondicionamiento de referencias serie

Vamos a verlo con simulaciones. Usaremos la referencia en serie REF5030

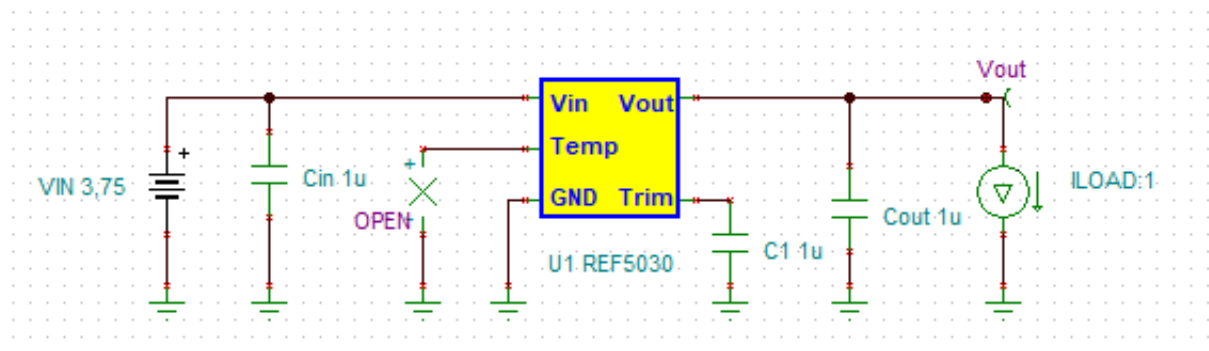


Figura 38: Circuito con REF5030

El condensador del pin TRIM actúa como filtro pasa bajas. Se comprueba mediante simulaciones el efecto de este filtro sobre el ruido.

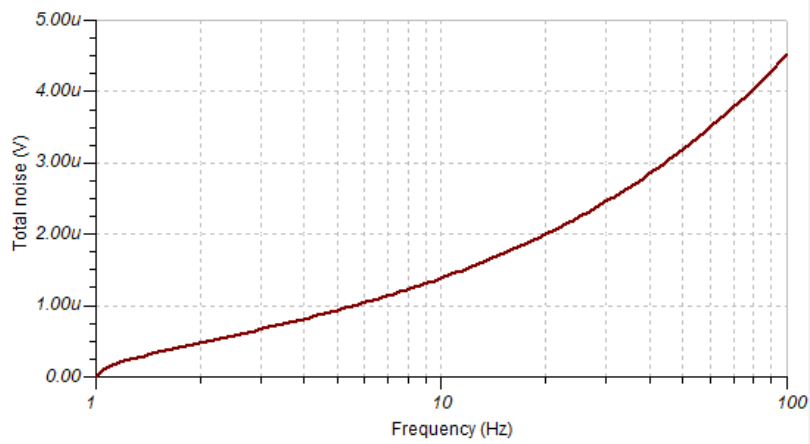


Figura 39: Ruido de REF5030 sin condensador en pin TRIM

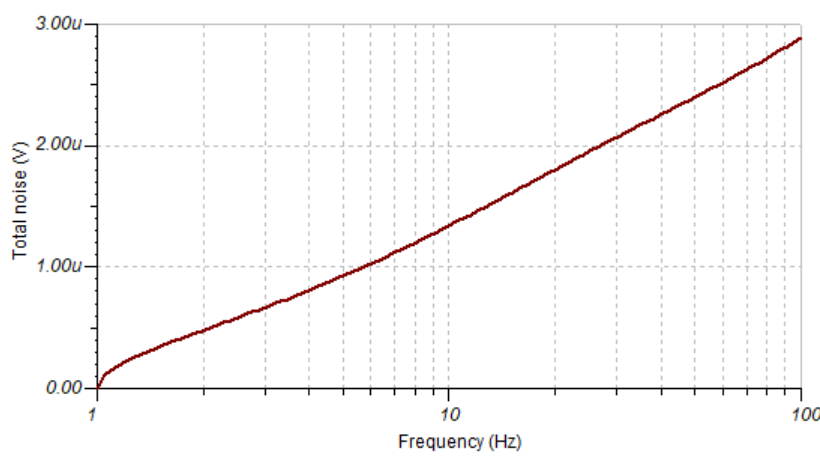


Figura 40: Ruido de REF5030 con condensador en pin TRIM

Se le debe añadir otro filtro, pero entonces también se necesitará añadir un operacional como se ha comentado anteriormente.

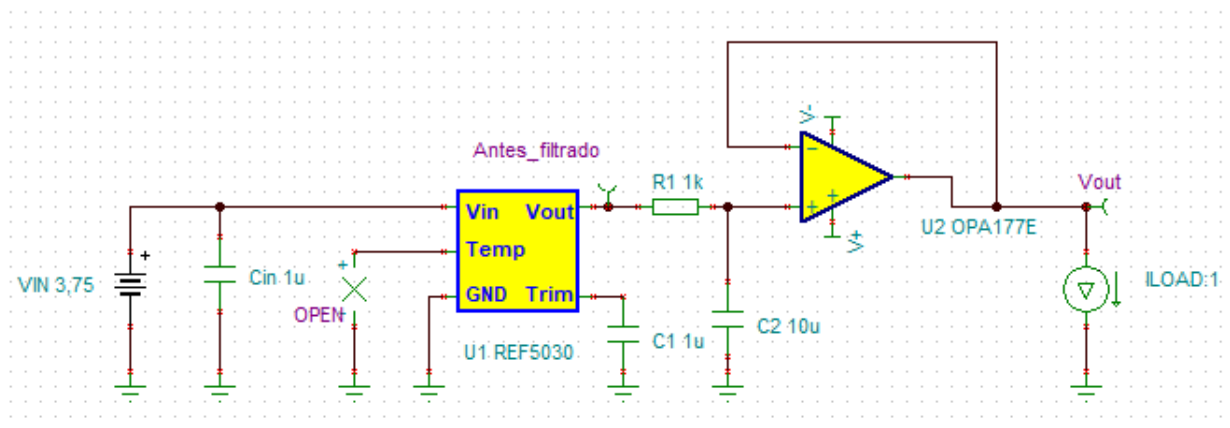


Figura 41: Circuito con REF5030 con filtro y amplificador

Comprobamos el efecto de este segundo filtrado mediante una simulación:

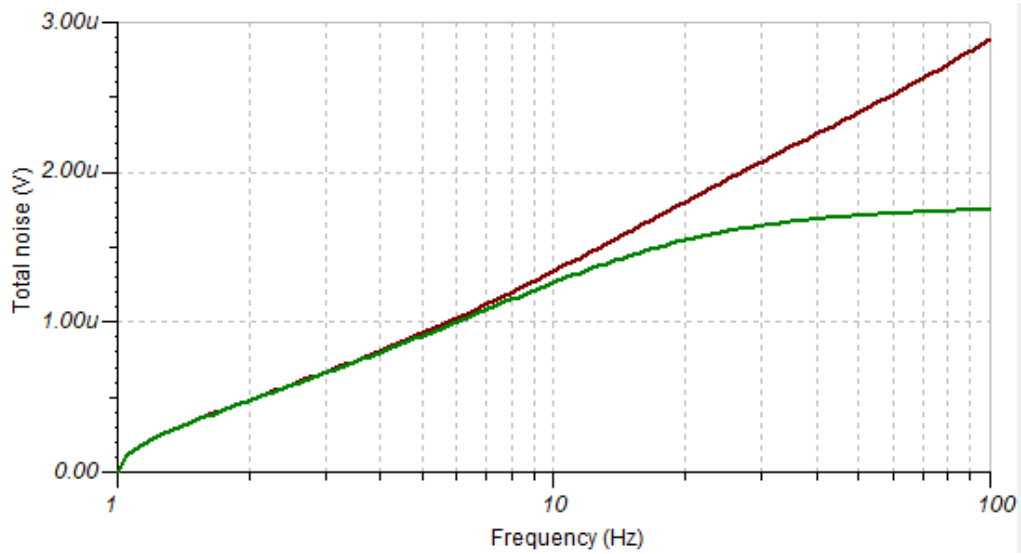


Figura 42: Simulación del ruido total del circuito antes de filtrado (marrón) y después (verde)

Si hacemos un análisis transitorio incluyendo la siguiente perturbación en la carga:

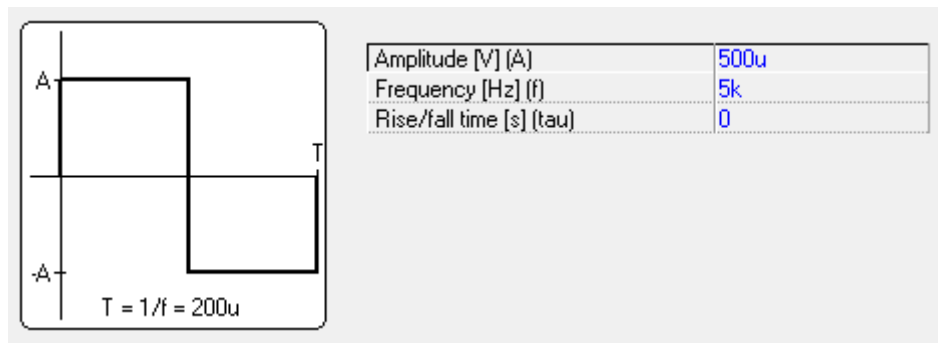


Figura 43: Perturbación en la carga

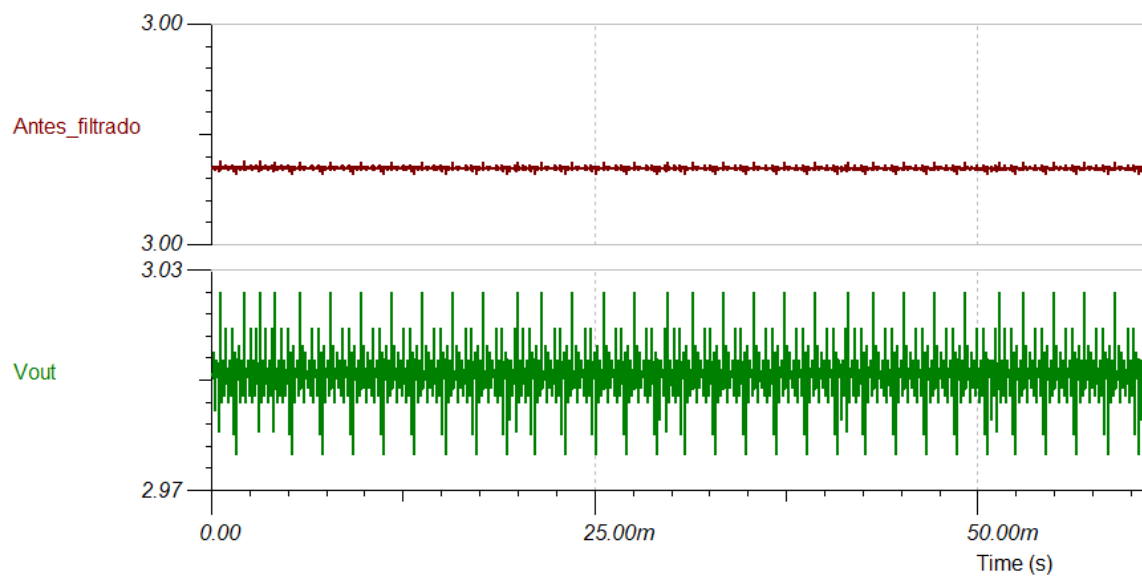


Figura 44: Voltaje antes y después del filtrado

La señal de salida tiene menos ruido que antes del filtrado sin embargo el operacional no es capaz de lidiar con las variaciones de corriente en la carga.

Como estas variaciones no son debidas al ruido, la solución a esto no es poner otro filtro.

Si se pone un operacional más rápido se puede mejorar la respuesta.

Comparamos dos operacionales:

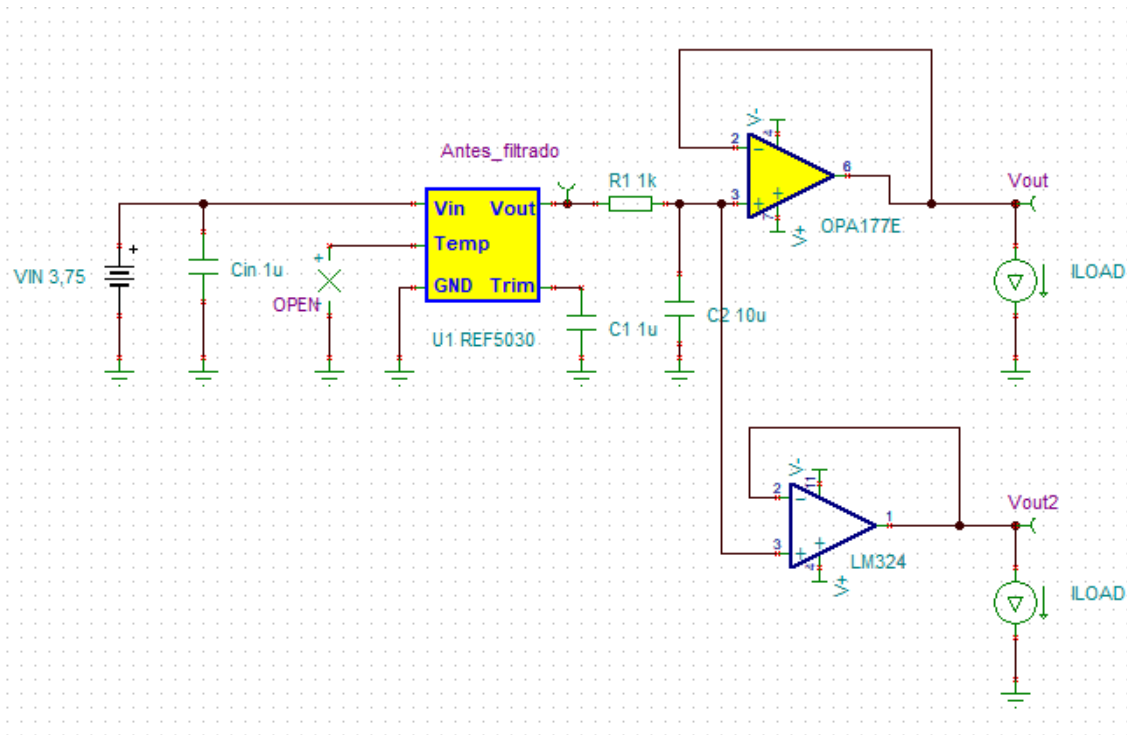


Figura 45: Circuito con dos amplificadores operacionales distintos

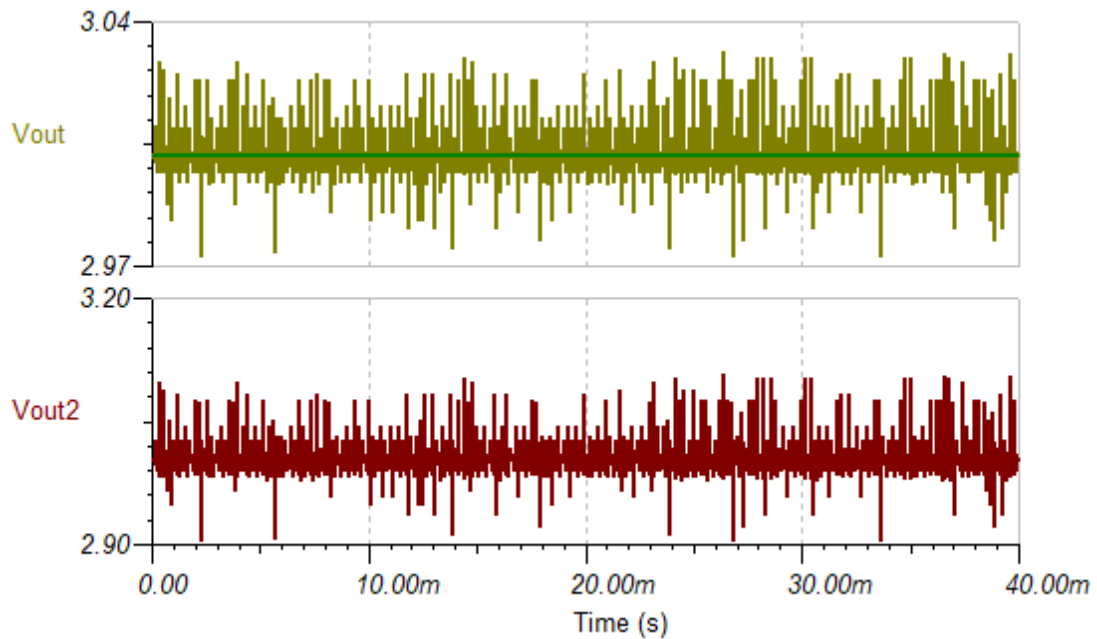


Figura 46: Comparación de la tensión de salida de los dos amplificadores.

Se observa que la mejor respuesta, Vout, pertenece al operacional más rápido.

6.2 Acondicionamiento de referencias shunt

Para las referencias shunt usaremos su esquemático en vez de una referencia encapsulada.

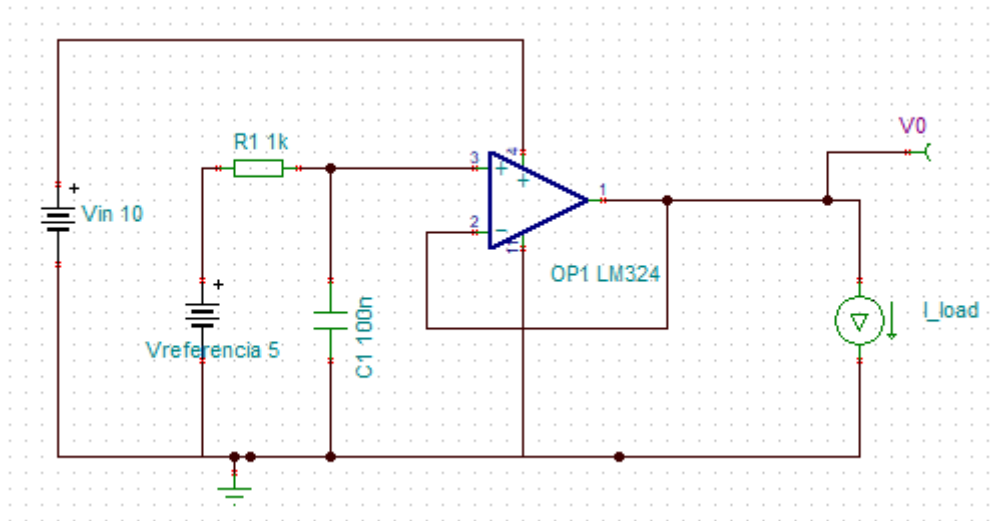


Figura 47: Referencia con amplificador y filtro pasa bajas

Si introducimos una perturbación en la carga y hacemos un análisis transitorio, se observa que el voltaje de salida V0 no es constante.

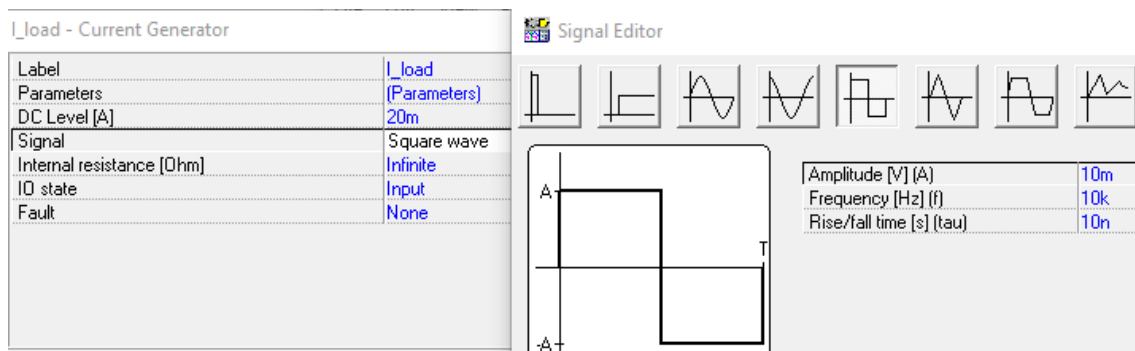


Figura 48: Perturbación de la carga

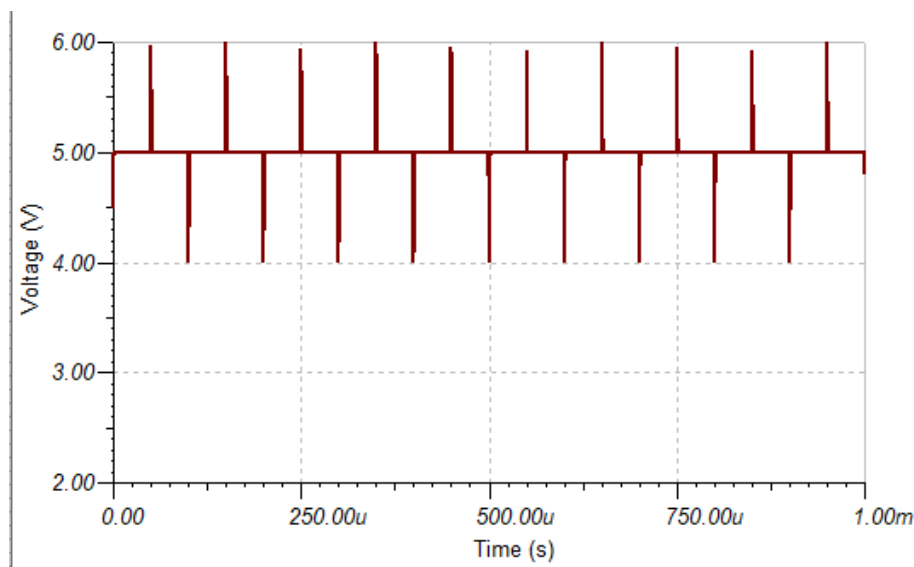


Figura 49: Respuesta transitoria de la referencia con amplificador

Si queremos mejorar la tensión de salida se puede poner un condensador en paralelo con la carga para mitigar los picos de tensión. Como se aprecia en la gráfica, los picos son de menor amplitud, pero han aumentado las perturbaciones.

No todos los operacionales están diseñados para trabajar con cargas capacitivas. En general, hacen el sistema más inestable.

Cuanto mayor sea la ganancia del operacional, el punto de ganancia de 0dB estará más a la derecha en el diagrama de Bode, lo que suele implicar que el sistema tenga menor margen de fase por lo que será menos estable y la respuesta tendrá mayor sobreoscilación.

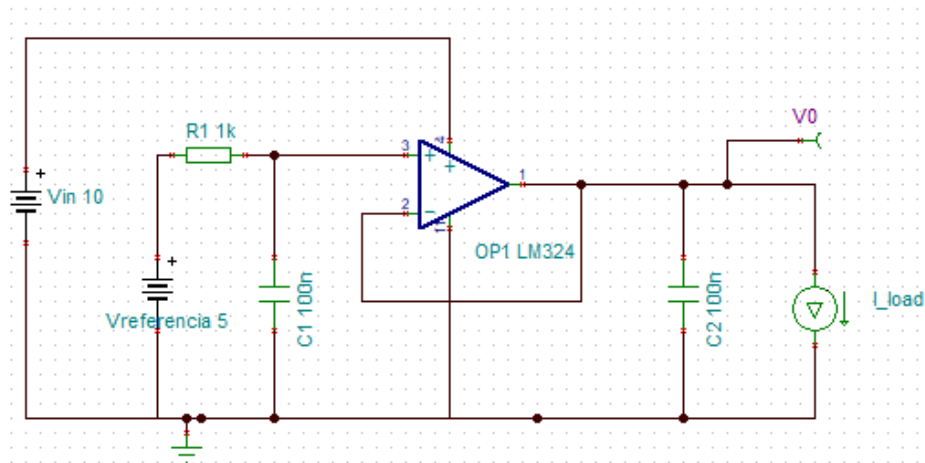


Figura 50: Circuito de acondicionamiento de una referencia

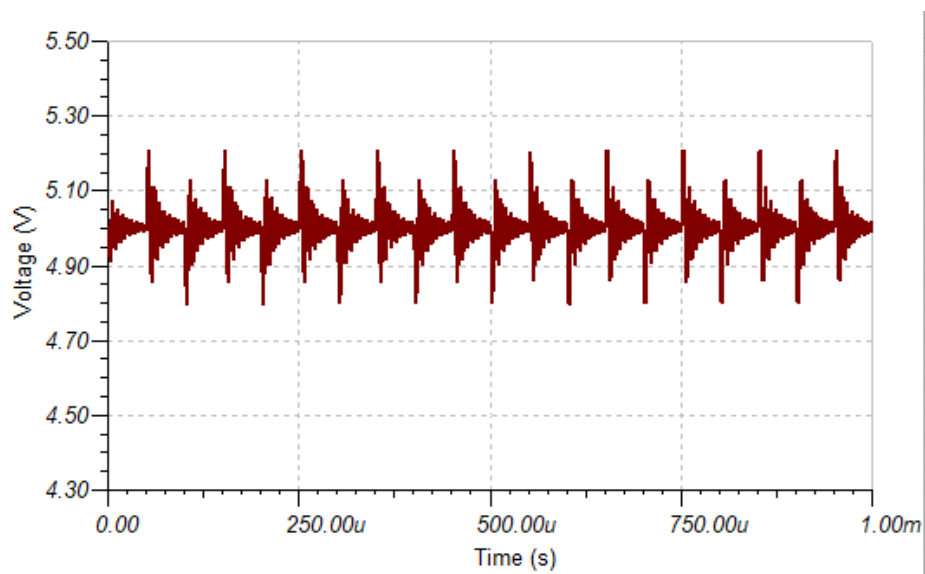


Figura 51: Respuesta transitoria de la referencia con acondicionamiento

Finalmente intentamos mejorar la respuesta del sistema añadiendo una resistencia en serie con el condensador, lo que ayuda a aumentar el margen de fase y, por lo tanto, la estabilidad.

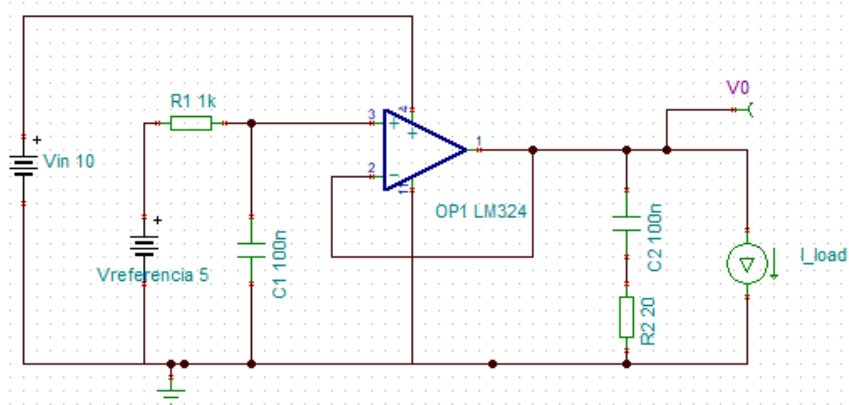


Figura 52: Circuito completo de acondicionamiento de una referencia

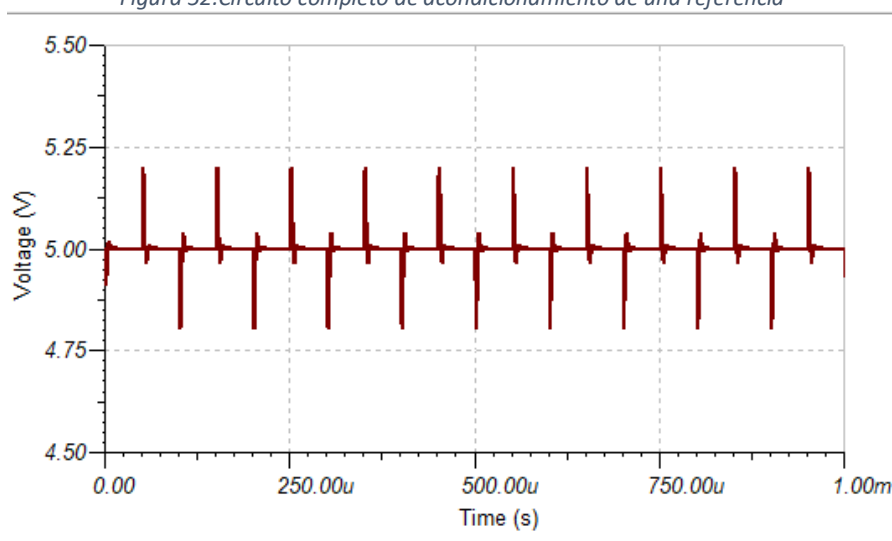


Figura 53: Respuesta transitoria

Otra opción es usar un operacional preparado para trabajar con cargas capacitivas como puede ser el OPA350. Se puede ver como su respuesta es muchísimo mejor que la del LM324.

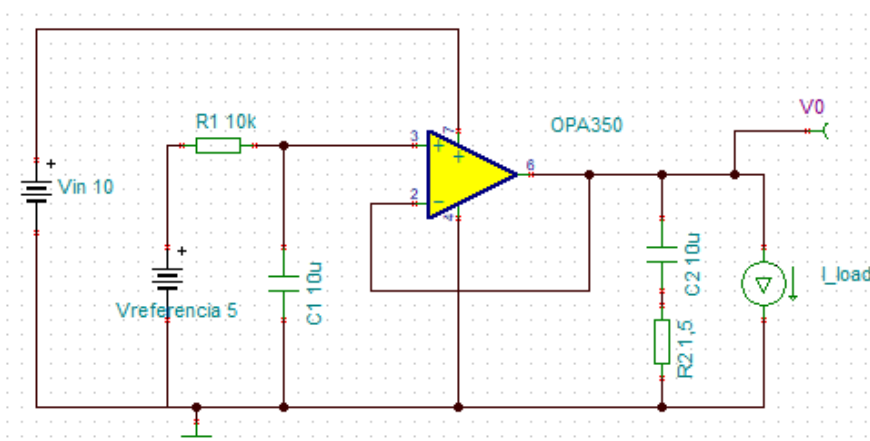


Figura 54: Circuito de acondicionamiento de una referencia de tensión usando el OPA350

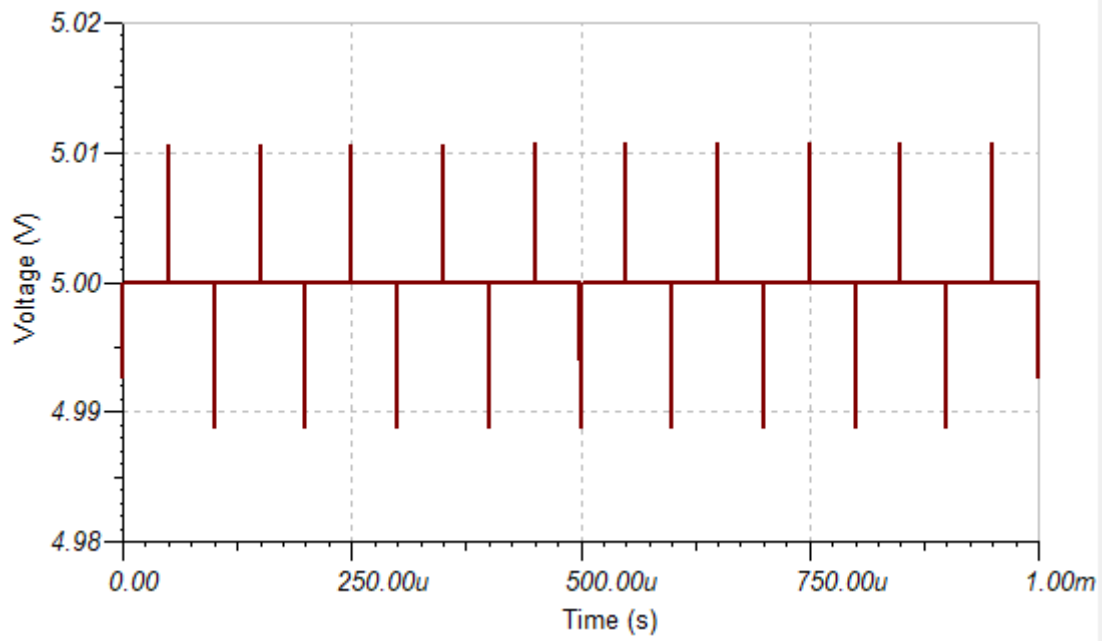


Figura 55: Respuesta transitoria con operacional OPA350

7. REFERENCIA DE TENSION SHUNT EN DETALLE

A continuación, se va a explicar el funcionamiento más a fondo de las referencias de tensión shunt. Se comparará la similitud de simulaciones en TINA con resultados obtenidos numéricamente mediante las ecuaciones que modelan el circuito.

También se verá el efecto que tienen algunos componentes, como condensadores y resistencias, en la tensión de salida.

7.1 Referencia sin condensador a la salida

7.1.1 Diagrama de bloques

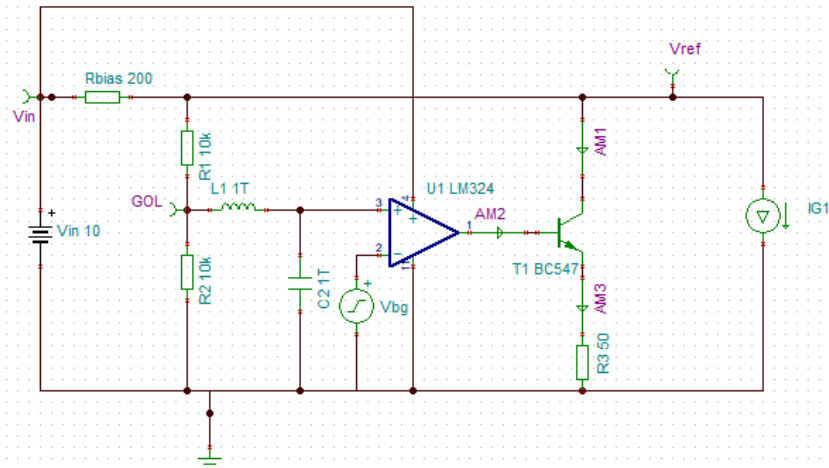


Figura 56: Esquemático simplificado de referencia shunt

Una buena opción para entender el funcionamiento de un circuito es hallar su diagrama de bloques. Para ello primero se obtendrán las ecuaciones necesarias que relacionan los parámetros del sistema.

Como se puede apreciar I_{shunt} (Icolector) viene definida por el cociente entre el voltaje de salida del operacional (V_0) y la resistencia emisor R_e :

$$I_{shunt} = \frac{V_0}{R_e}$$

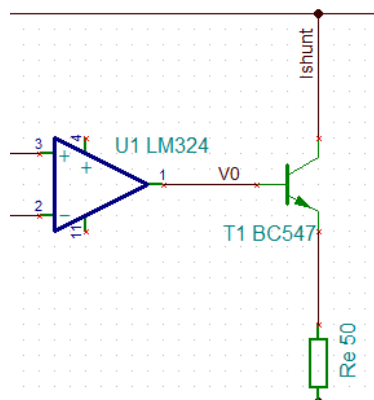


Figura 57: Relación entre V_0 y R_e

I_{bias} es independiente de la carga. La corriente que no absorba la carga será derivada mediante el transistor a tierra.

$$I_{bias} = (V_{in} - V_{ref})/R_{bias}$$

Igualando IR2 y IR1, obtenemos la salida Vref, la cual no depende de Vin. En el operacional consideramos que V- = V+ y que la intensidad de entrada en sus patillas es nula.

$$\frac{0 - Vbg}{R2} = \frac{Vbg - Vref}{R1}$$

$$Vref = Vbg \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

También se podría hallar sabiendo que el voltaje del punto GOL será la mitad de Vref debido al divisor de tensión que forman R1 y R2.

La FDT del operacional tiene la siguiente forma:

$$FDT = \frac{Salida}{Entrada} = Gla(s) = \frac{Gla}{\left(\frac{1}{p1}s + 1\right)\left(\frac{1}{p2}s + 1\right)} \approx \frac{Gla}{\left(\frac{1}{p1}s + 1\right)}$$

Se puede despreciar la corriente que pasa por R1 y R2.

Aplicamos la aproximación de pequeña señal para poder considerar el circuito lineal aun habiendo un transistor. Para esto cortocircuitaremos Vin.

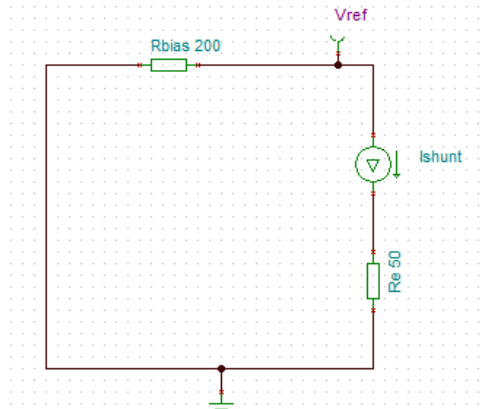
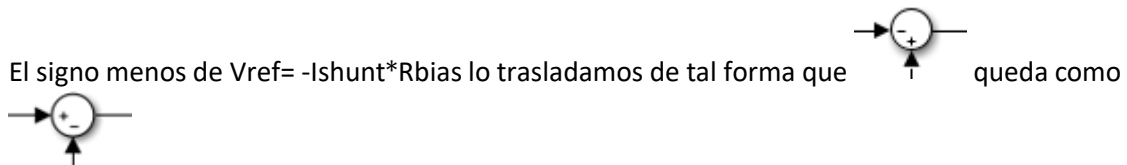


Figura 58: Circuito aproximado en pequeña señal

Se deduce que:

$$Vref = -Ishunt * Rbias$$

Con todas las ecuaciones anteriormente halladas ya podemos hacer el diagrama.



Finalmente, el diagrama de bloques quedaría tal que:

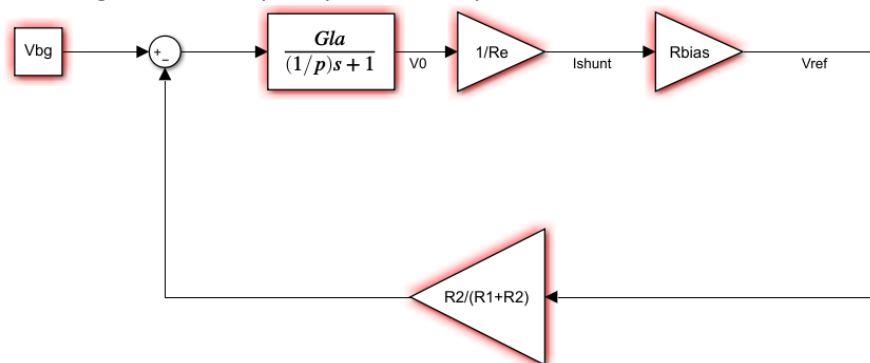


Figura 59: Diagrama de bloques

7.1.2 Función de transferencia y diagrama de Bode

Se puede comprobar la efectividad y la estabilidad del lazo de control mediante el diagrama de Bode. Para hacer este diagrama se necesita la función de transferencia del sistema en lazo abierto que la deduciremos a partir del diagrama de bloques.

Antes de empezar a calcular la FDT, necesitamos tener todos los valores de los parámetros del circuito. En este caso tenemos todos excepto el polo y la ganancia del operacional.

La ganancia en lazo abierto se puede sacar de la hoja de características del operacional.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
OPEN-LOOP GAIN						
A _{OL}	Open-loop voltage gain	V _S = 15 V, V _O = 1 V to 11 V, R _L ≥ 2 kΩ, connected to		50	100	V/mV
			T _A = -40°C to 85°C	25		

Figura 60: Ganancia del operacional

Como ya se ha expuesto anteriormente, la FDT venía definida por:

$$FDT = \frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = G_{la}(s) = \frac{G_{la}}{\left(\frac{1}{f_{p1}}s + 1\right)\left(\frac{1}{f_{p2}}s + 1\right)} \approx \frac{G_{la}}{\left(\frac{1}{f_{p1}}s + 1\right)}$$

Simplificamos despreciando el segundo polo.

Para hallar el polo usaremos el producto de ganancia por ancho de banda (GBW) del operacional.

La siguiente imagen es un ejemplo en el que GBW=10MHz, GOL=1M.

Se puede apreciar para todos los puntos de la curva, el producto de sus coordenadas (ganancia*frecuencia) es igual al GBW

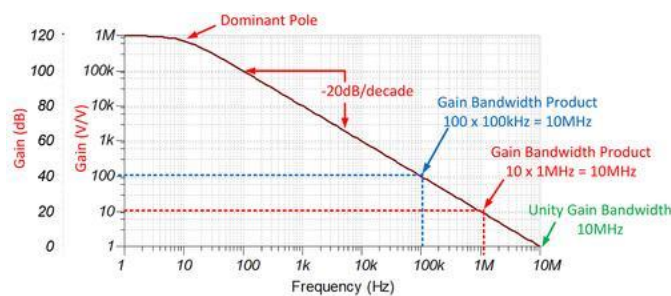


Figura 61: Ejemplo de gráfica que muestra el GBW

Para el operacional que estamos usando, su GBW es 1,2MHz, por lo tanto:

$$GBW = \text{frecuencia_polo} \cdot GOL$$

$$1,2 \cdot 10^6 = f_p \cdot 10^5$$

Despejando tendríamos la frecuencia a la que se encuentra el polo dominante del operacional $f_p = 12 \text{ Hz}$.

Con esto ya tendríamos todos los datos para hallar la FDT en lazo abierto del sistema.

$$FDT = \frac{GOL}{\left(\frac{1}{f_p}\right)s + 1} \frac{R_{bias}}{R_e} \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$FDT(j\omega) = \frac{GOL * R_{bias} * R_2}{R_e * (R_1 + R_2)} \frac{1}{\left(\frac{1}{f_p}\right)j\omega + 1}$$

$$FDT(j\omega) = \frac{100000 * 200 * 10000}{50 * (10000 + 10000)} \frac{1}{0,083j\omega + 1}$$

$$FDT(j\omega) = 200000 \frac{1}{0,083j\omega + 1}$$

Con ayuda de Matlab, construimos el diagrama de Bode de dicha FDT.

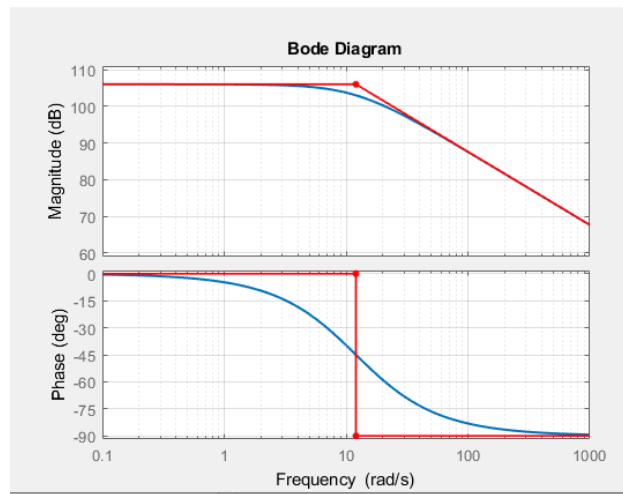


Figura 62: Diagrama de Bode

Este circuito siempre va a ser estable ya contamos con un único polo del operacional (la fase nunca llegará a -180).

7.1.3 Simulación en TINA

Antes de empezar con las simulaciones en régimen de alterna o transitorio hay que comprobar que el circuito funciona en régimen de continua. Para ello hacemos una simulación en DC y vemos si el voltaje de salida es el deseado.

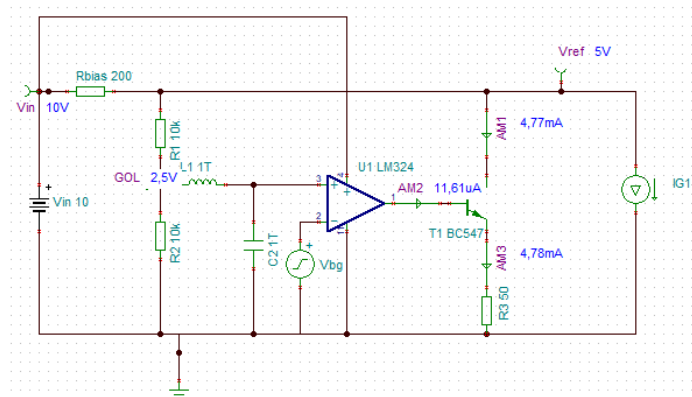


Figura 63: Simulación en continua

Éste es el punto de funcionamiento (bias point) del circuito. Una vez comprobado que todo está correcto podemos empezar con las simulaciones en AC y en transitorio.

Para hallar el diagrama de Bode necesitaremos incluir una perturbación en el circuito. Esta perturbación la podemos incorporar desde cualquier fuente del circuito. En este caso incorporaremos una componente senoidal arbitraria a Vbg.

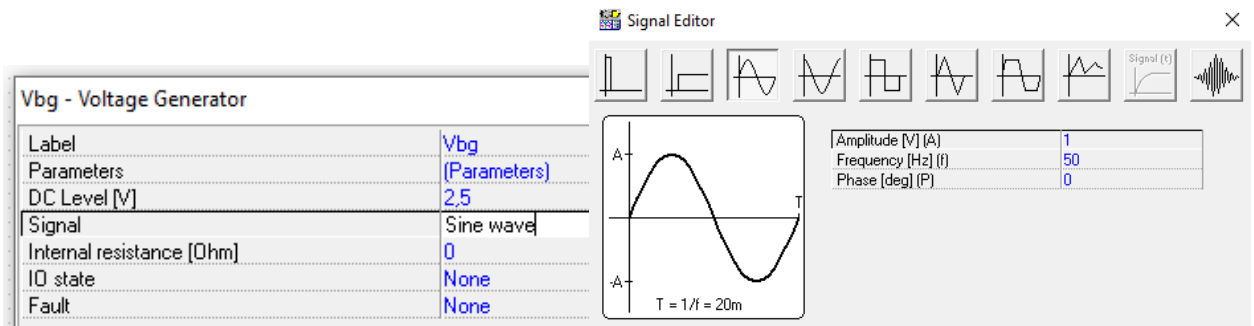


Figura 64: Perturbación en Vg

Lo que sí es importante es elegir Vbg como entrada, ya que para hallar la ganancia en lazo abierto de todo el circuito necesitaremos representar el voltaje en la patilla V+ del operacional respecto la entrada de la patilla V-.

Como queremos que el diagrama de Bode sea en lazo abierto, tendremos que abrir el lazo de control de alguna manera. Para esto se ha puesto una bobina y con condensador de 1T, de tal manera que forma un filtro que solo deja pasar la continua pero no las perturbaciones en alterna. Esto hace que el circuito siga funcionando, pero no pueda hacer control, ya que para ello necesitaremos cerrar de nuevo el lazo.

Hacemos un barrido de frecuencia para hallar el diagrama de Bode:

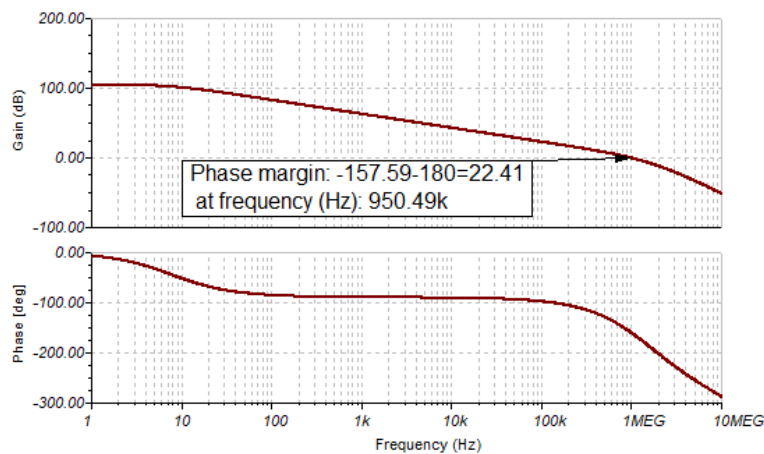


Figura 65: Diagrama de Bode

Se observa que, aunque el sistema es estable, no tiene un margen de fase (MG) muy alto. Para que un sistema tenga un buen control se considera necesario tener un MG de 50-60.

Los diagramas de Bode hallados mediante la función de transferencia y la simulación coinciden a bajas frecuencias, puesto que en altas frecuencias aparecerían más polos: Un segundo polo en el operacional y otros debidos a capacidades parásitas en el transistor, los cuales no fueron incluidos en la función de transferencia para simplificar.

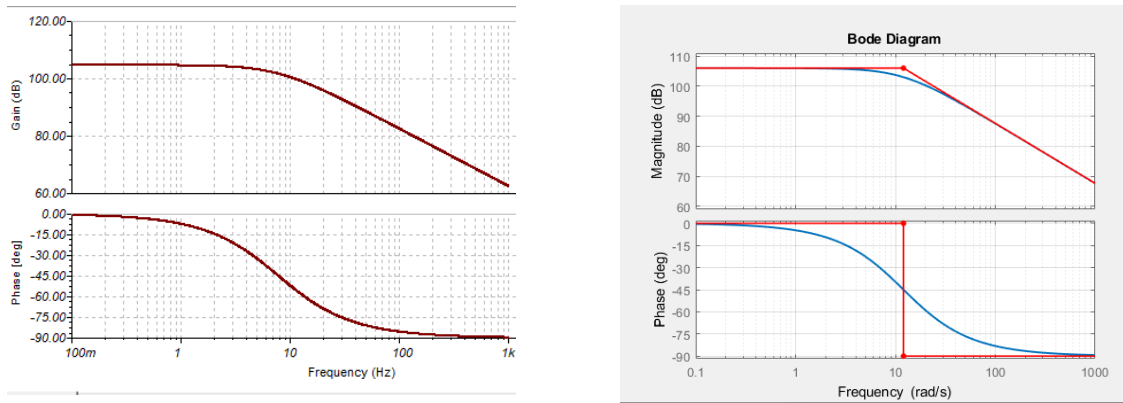


Figura 66: Comparación entre diagrama de Bode simulado y diagrama de Bode a partir de la FDT

7.1.4 Análisis transitorio

Ahora sí, vamos a poner a prueba el control del sistema mediante un análisis transitorio. Cerramos el lazo quitando el filtro y ponemos una perturbación en la carga. Esta vez sí es importante donde coloquemos la perturbación, ya que queremos estudiar el comportamiento ante variaciones de la corriente de carga.

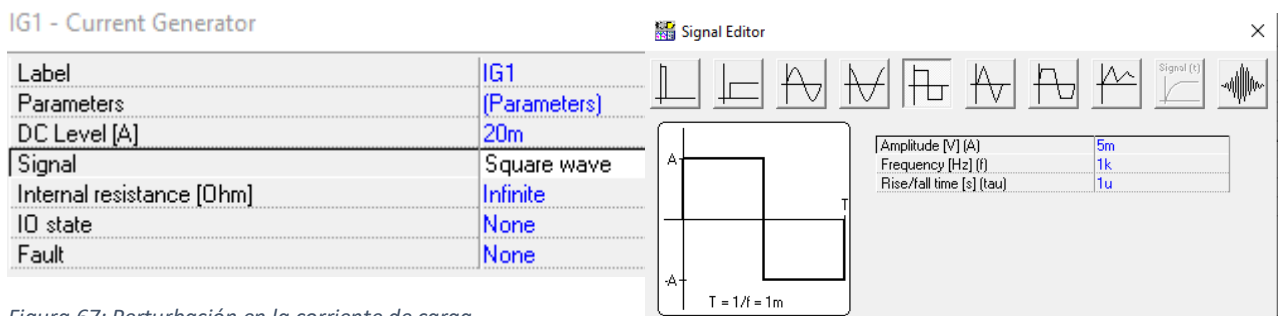


Figura 67: Perturbación en la corriente de carga

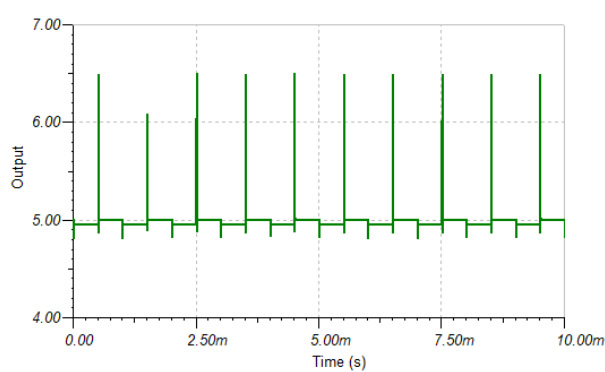


Figura 68: Respuesta transitoria

Se observa que hay picos de tensión demasiado altos. Está lejos de ser una referencia de tensión. Para mejorarla vamos a incluir un condensador en paralelo con la carga.

7.2 Referencia con condensador a la salida

Con un condensador en paralelo con la carga se pueden atenuar los picos de corriente. Sin embargo, este condensador también añadirá un polo al sistema por lo que el margen de fase se reducirá y el sistema podría volverse inestable.

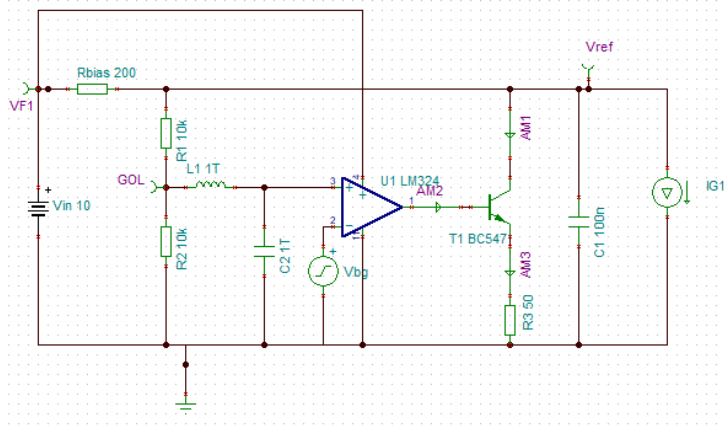


Figura 69: Esquemático simplificado de una referencia shunt con condensador a la salida

7.2.1 Diagrama de bloques

El diagrama de bloques lo hallamos de la misma forma que en el circuito anterior, solo cambia alguna ecuación:

$$V_{ref} = -I_{shunt} \cdot (R_{bias} // C)$$

Desarrollando $(R_{bias} // C)$:

$$(R_{bias} // C) = \frac{R_{bias} \cdot \frac{1}{Cs}}{R_{bias} + \frac{1}{Cs}}$$

$$(R_{bias} // C) = \frac{R_{bias}}{(R_{bias} \cdot C)s + 1}$$

El diagrama quedaría tal que:

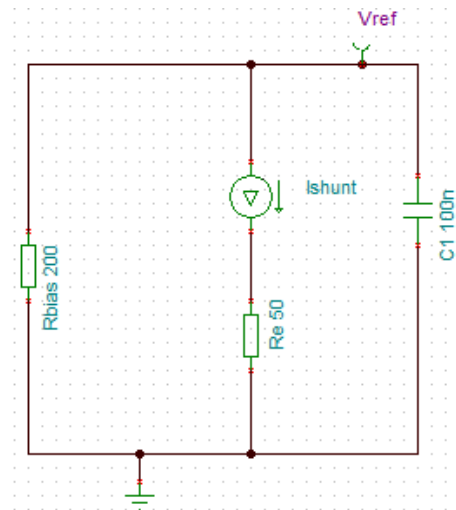


Figura 70: Circuito con aproximaciones

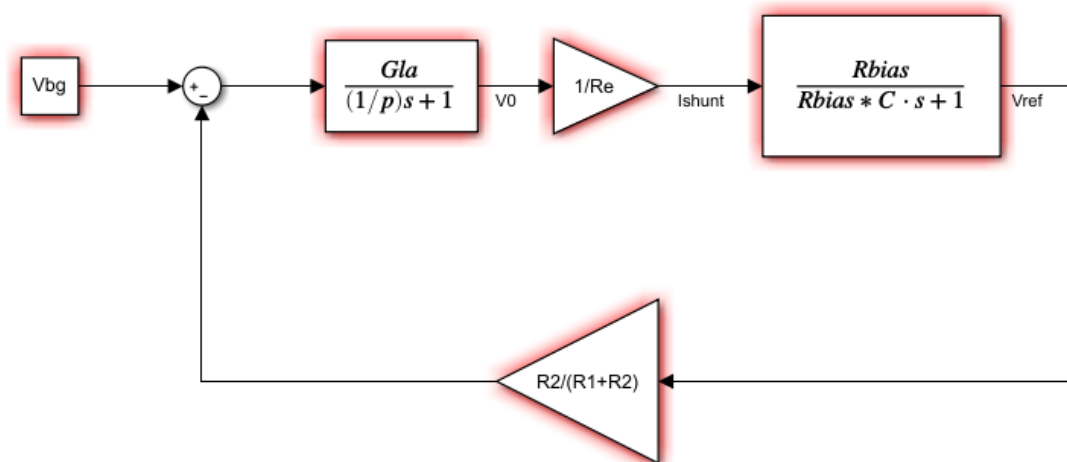


Figura 71: Diagrama de bloques

7.2.2 Función de transferencia y diagrama de Bode

Tenemos el valor de todos los parámetros, por lo que podemos hallar la FDT en lazo abierto.

$$FDT = \frac{GOL}{\left(\frac{1}{f_p}\right)s + 1} \frac{1}{Re} \frac{R_{bias}}{R_{bias}Cs + 1} \frac{R2}{(R1 + R2)}$$

$$FDT(j\omega) = \frac{GOL * R_{bias} * R2}{Re * (R1 + R2)} \frac{1}{\left(\frac{1}{f_p}\right)j\omega + 1} \frac{1}{R_{bias}Cj\omega + 1}$$

$$FDT(j\omega) = \frac{100000 * 200 * 10000}{50 * (10000 + 10000)} \frac{1}{0,083j\omega + 1} \frac{1}{200 * 100 * 10^{-9}j\omega + 1}$$

$$FDT(j\omega) = 200000 \frac{1}{0,083j\omega + 1} \frac{1}{2 * 10^{-5}j\omega + 1}$$

Diagrama de Bode en Matlab:

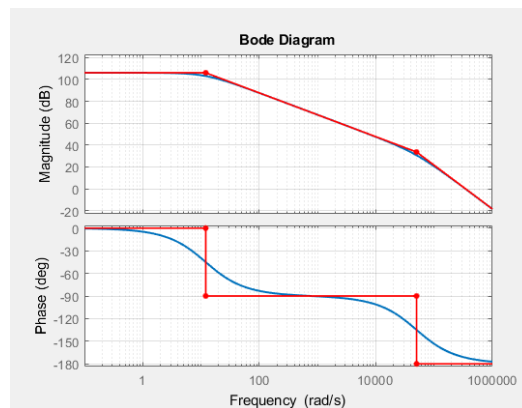


Figura 72: Diagrama de Bode

Nos sale un sistema estable, pero con un margen de fase muy bajo, menor de 20.

7.2.3 Simulación en TINA

Seguimos los mismos pasos que en el caso anterior. Consideramos V_{bg} como entrada del sistema y le introducimos una componente senoidal aleatoria.

Nos sale un margen de fase negativo, es decir, el sistema sería inestable. A parte del condensador aquí hay que tener en cuenta los polos de alta frecuencia del operacional y el transistor, por esta razón sale con un margen de fase peor que el Bode aproximado de Matlab.

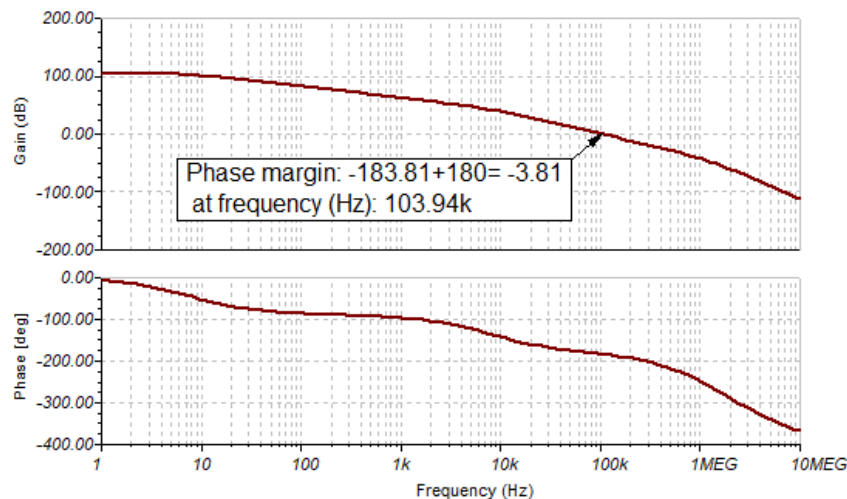


Figura 73: Diagrama de Bode

7.2.4 Análisis transitorio

La amplitud de las oscilaciones es menor que sin condensador, sin embargo, aumenta mucho la cantidad de estas oscilaciones.

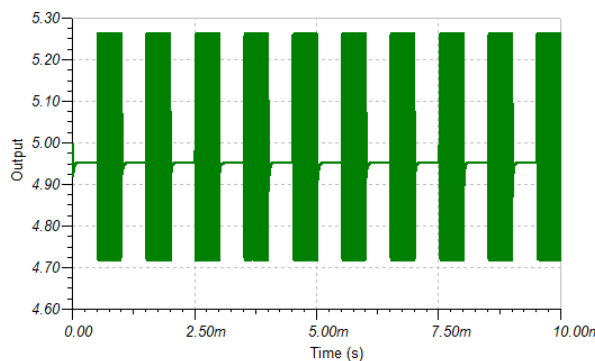


Figura 74: Respuesta transitoria

7.3 Referencia con condensador + resistencia ESR a la salida

Vamos a añadir una resistencia en serie con el condensador. Esta resistencia añadirá un cero al sistema y aumentará su margen de fase, haciéndolo estable y más robusto ante perturbaciones.

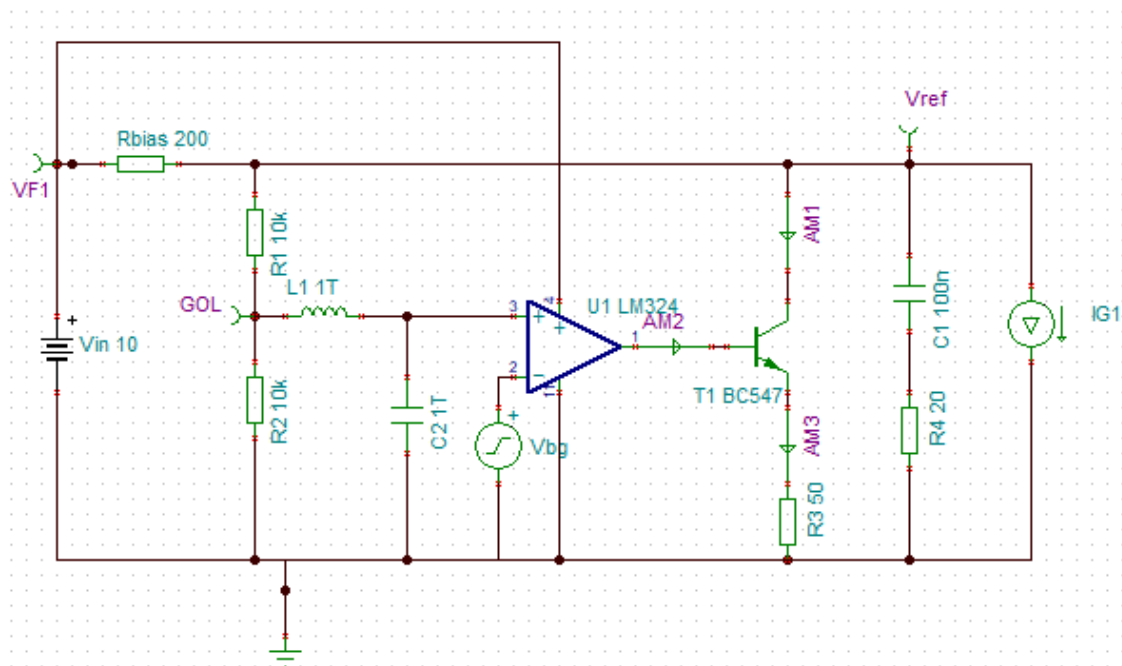


Figura 75: Esquemático simplificado de una referencia shunt con condensador + ESR a la salida

7.3.1 Diagrama de bloques

$$V_{ref} = -I_{shunt} * (R_{bias} // (C + Resr))$$

$$V_{ref} = -I_{shunt} * R_{bias} \frac{C Resr s + 1}{C(Resr + R_{bias}) s + 1}$$

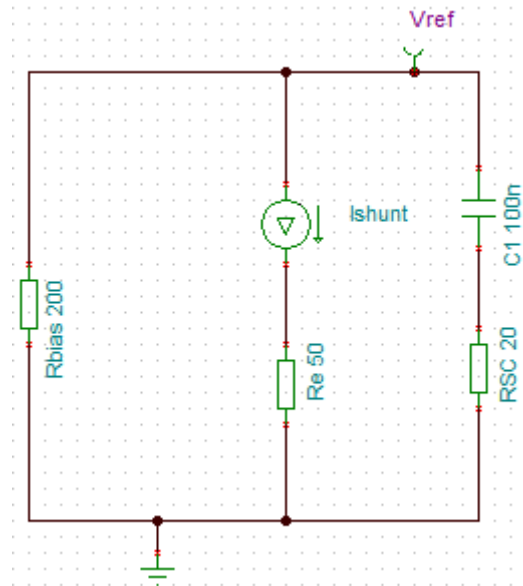


Figura 76: Aproximación de pequeña señal

Diagrama de bloques:

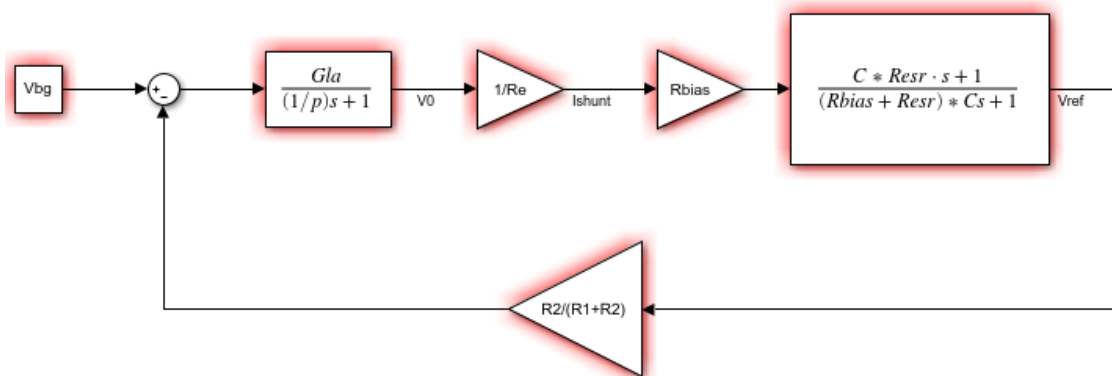


Figura 77: Diagrama de bloques

7.3.2 Función de transferencia y bode

$$FDT = \frac{GOL}{\left(\frac{1}{fp}\right)s + 1} \frac{1}{Re} \frac{Rbias(C Resr s + 1)}{C(Resr + Rbias)s + 1} \frac{R2}{(R1 + R2)}$$

$$FDT(jw) = \frac{GOL * Rbias * R2}{Re * (R1 + R2)} \frac{1}{\left(\frac{1}{fp}\right)jw + 1} \frac{(Resr C jw + 1)}{(Resr + Rbias) C jw + 1}$$

$$FDT(jw) = \frac{100000 * 200 * 10000}{50 * (10000 + 10000)} \frac{1}{0,083jw + 1} \frac{(20 * 100 * 10^{-9}jw + 1)}{(20 + 200) * 100 * 10^{-9}jw + 1}$$

$$FDT(jw) = 200000 \frac{1}{0,083jw + 1} \frac{2 * 10^{-6}jw + 1}{2,2 * 10^{-5}jw + 1}$$

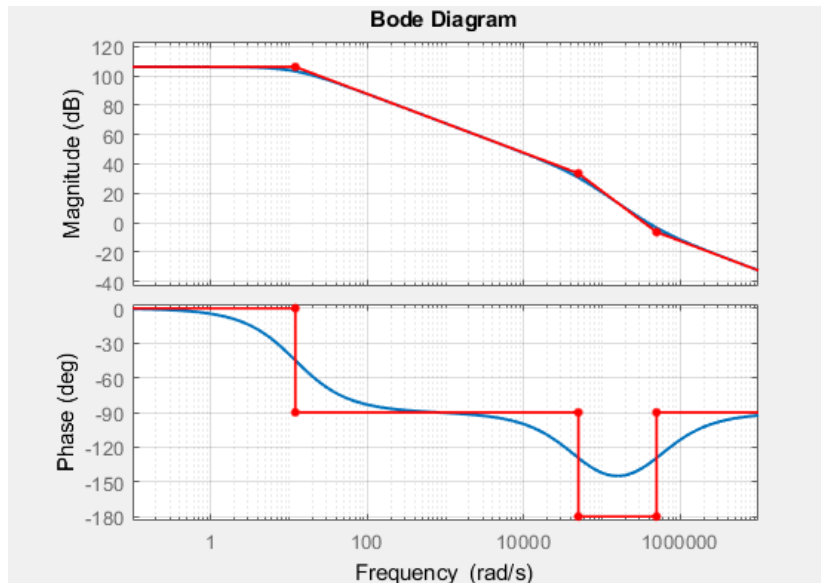


Figura 78. Diagrama de Bode

Se puede apreciar el aumento de fase en la frecuencia correspondiente al cero, antes de llegar a -180 sube de nuevo.

7.3.3 Simulación en TINA

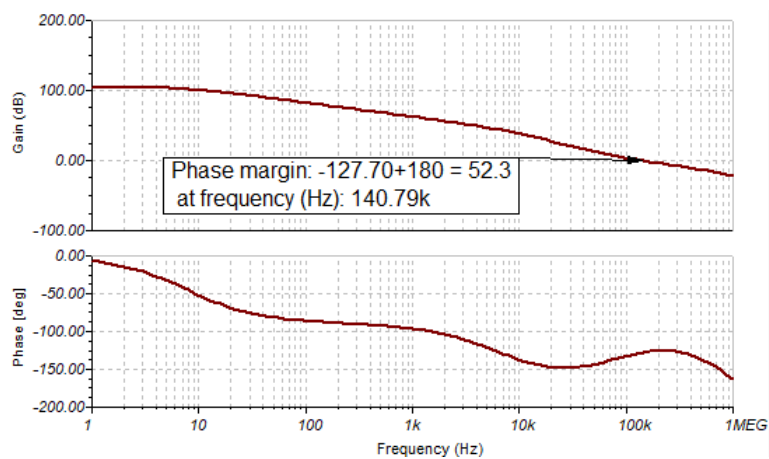


Figura 79: Diagrama de Bode

Se comprueba lo dicho anteriormente, el margen de fase ha subido bastante.

7.3.4 Análisis transitorio

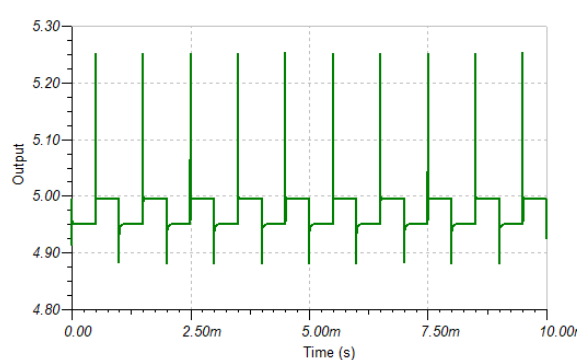


Figura 80: Respuesta transitoria

Aunque la respuesta es mejorable, es claramente la mejor de las tres opciones estudiadas.

7.4 Referencia sin resistencia en serie con transistor

Nos hemos basado en el circuito mostrado en los apuntes de Texas Instruments:

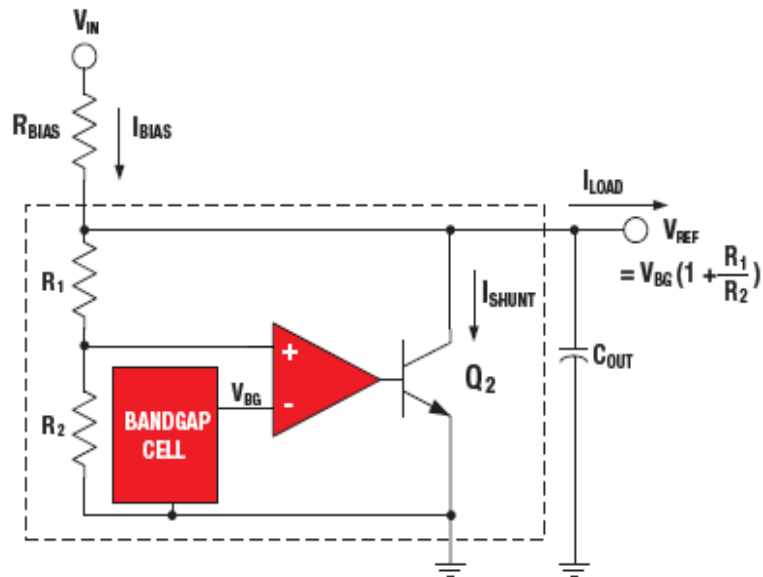


Figura 81: Esquemático simplificado de una referencia shunt

Sin embargo, hemos tenido que hacer alguna modificación al circuito a la hora de implementarlo en TINA para su simulación.

Se ha añadido una resistencia en serie con el transistor.

El objetivo de esta resistencia será hacer I_c independiente de la ganancia del transistor (β), ya que hay una β diferente para cada punto de operación y además varía con la temperatura. De esta forma el sistema sería más estable.

7.5 Alimentación del operacional

Otro problema con el que nos encontramos fue la alimentación del operacional. No se tuvo en cuenta el PSRR (Power Supply Rejection Ratio) y se conectó a la salida V_{ref} en vez de al voltaje de alimentación V_{in} por lo que las simulaciones no coincidían con las gráficas halladas a partir de la FDT.

El PSRR define la cantidad de ruido de una fuente de alimentación que puede ser rechazado por un dispositivo, en este caso el operacional.

Si conectamos el operacional a una fuente con perturbaciones como puede ser V_{ref} , tendríamos que incluir en la FDT las ecuaciones que definen dicho factor de rechazo, ya que la salida del operacional se verá afectada. Otra opción más sencilla, por la que se optó, fue conectar la alimentación del operacional a una fuente ideal como es V_{in} , por lo que ya no habría que tener en cuenta el PSRR.

7.6 Simulación en laboratorio

Vamos a hacer la placa de la referencia de tensión shunt que se muestra en la imagen:

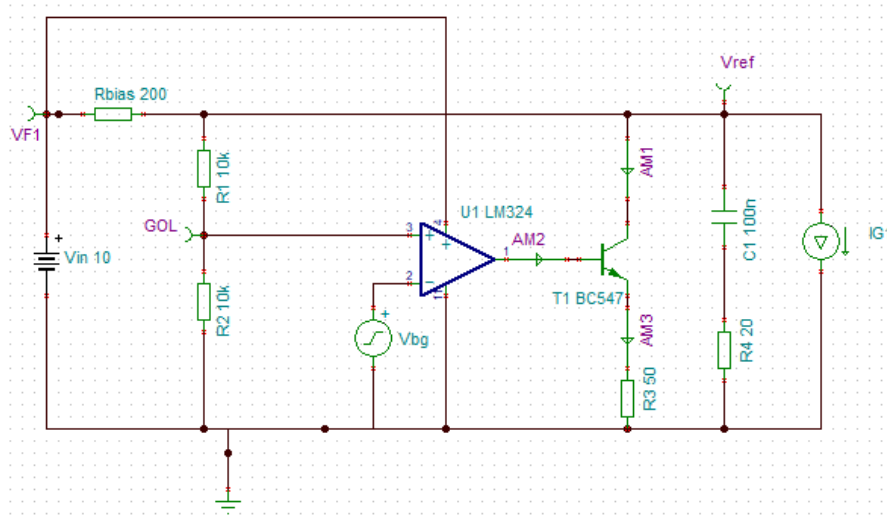


Figura 82: Esquemático simplificado de una referencia shunt con condensador + ESR a la salida

El montaje quedaría así:

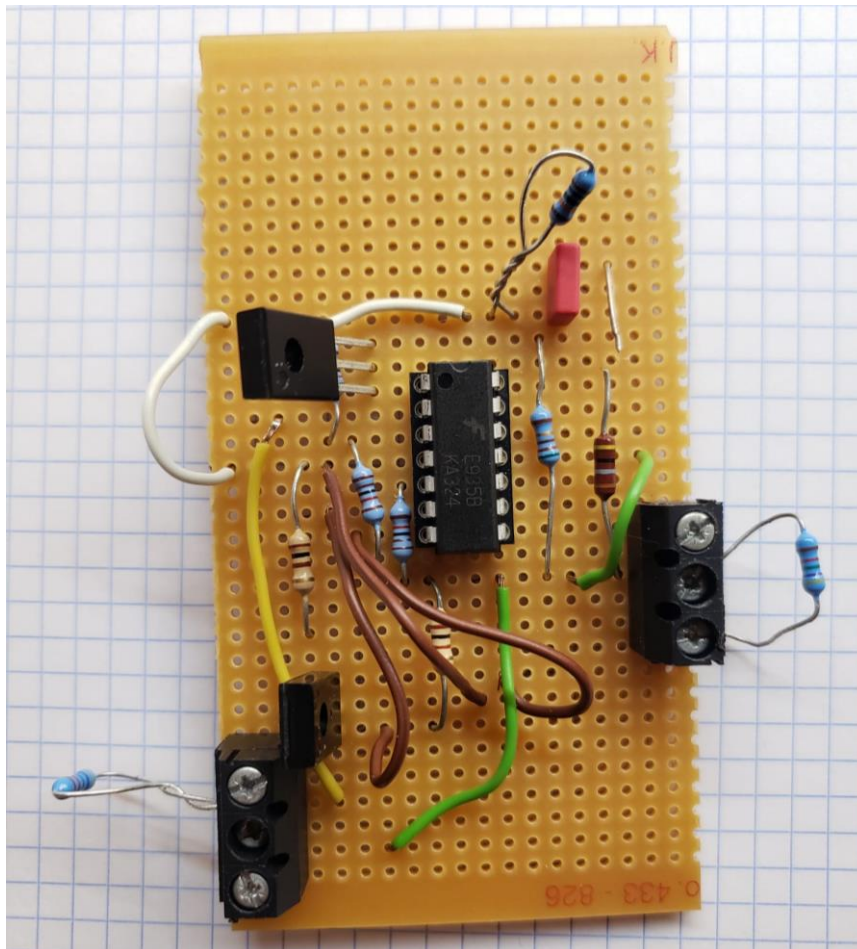


Figura 83: Placa física de una referencia de tensión shunt

Añadimos una perturbación a la carga introduciendo una señal cuadrada en la fuente de intensidad de unos 15.5k Hz.



Figura 84: Perturbación añadida mediante un generador de corriente

Con ayuda del osciloscopio podemos visualizar la tensión de salida (amarillo) y la perturbación en la corriente de carga (verde). Mientras la corriente sube o baja hay variaciones en el voltaje de salida, sin embargo, rápidamente se estabiliza por lo que podemos decir que el lazo de control realiza su función.



Figura 85: Voltaje de referencia e intensidad de carga en osciloscopio

A continuación, simulamos el circuito en Tina incluyendo la misma perturbación para comparar respuestas.

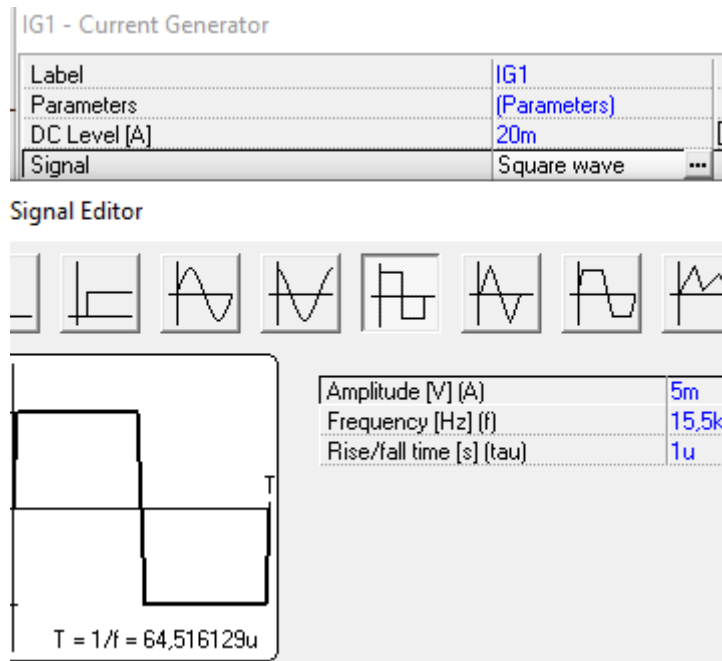


Figura 86: Perturbación

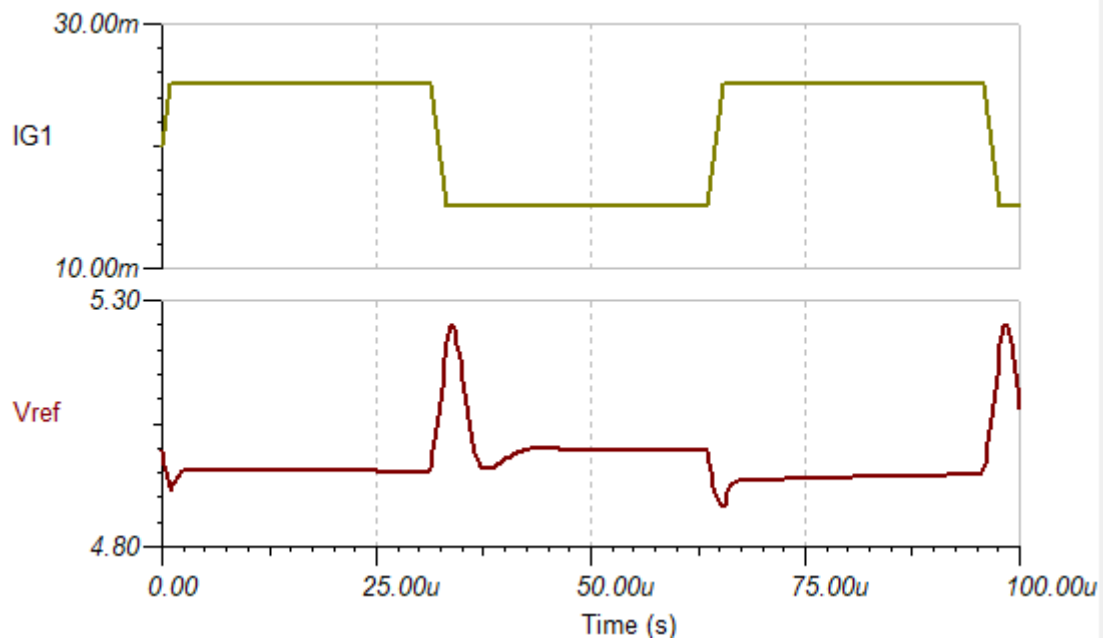


Figura 87: Respuesta transitoria

Se observa bastante similitud entre la simulación y los resultados en el laboratorio.

8. REFERENCIA IMPLEMENTADA EN UNA PCB

Con el programa DipTrace se realizó el esquemático y el diseño en PCB de la referencia de tensión en serie REF5030AIDR.

Seguimos las indicaciones de montaje de la hoja de características, incorporando los condensadores que recomendaban en cada pin de la referencia (IC1).

Esquemático:

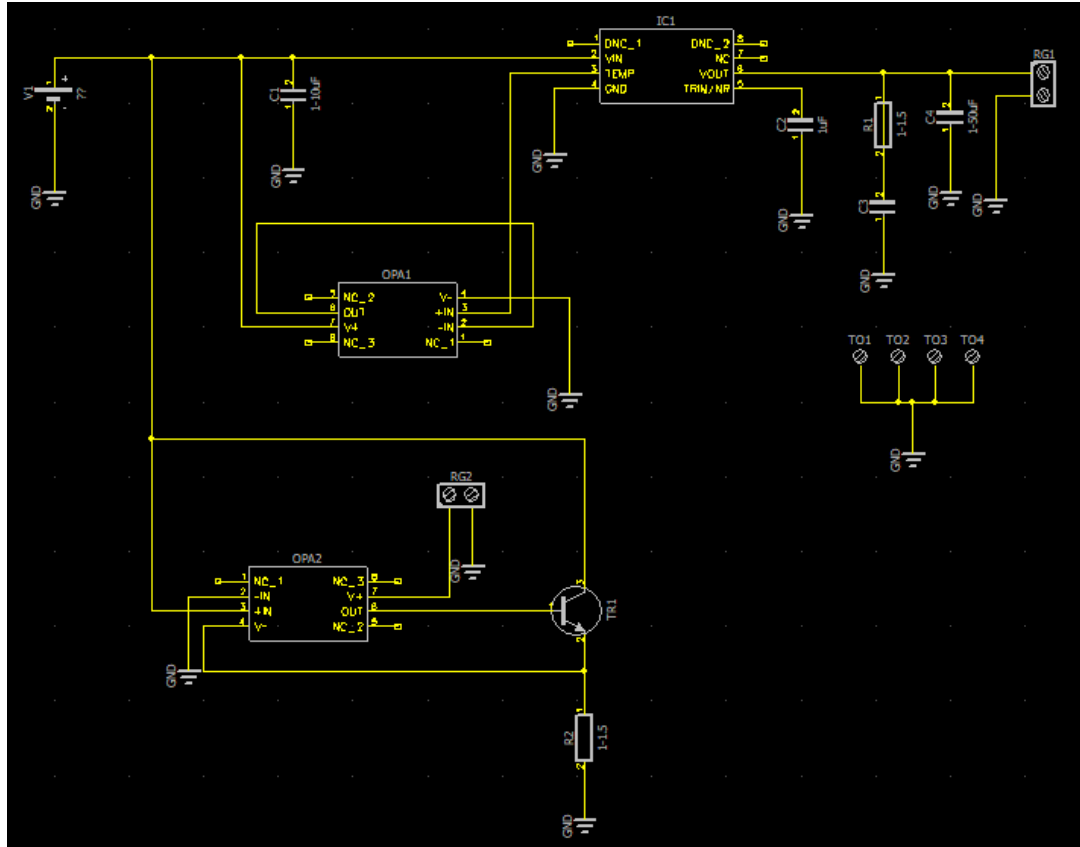


Figura 88: Esquemático del circuito con REF5030AID

Para el pin TEMP también seguimos las indicaciones recomendadas.

En la hoja de características se muestra la función de este pin y a qué se debe de conectar. Su voltaje vendría determinado por la siguiente ecuación:

$$V_{TEMP\ PIN} = 509\text{ mV} + 2.64 \times T(^{\circ}\text{C})$$

Este pin tiene una alta impedancia de salida, por lo que si le conectamos una carga con baja impedancia provocaría errores. Para evitar esto tenemos que incluir un búfer (OPA1):

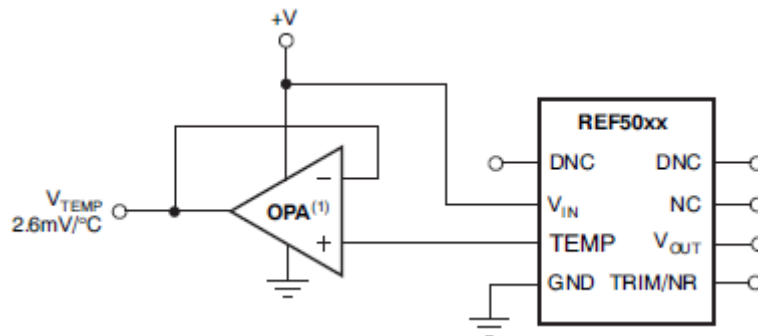


Figura 89: Buffer añadido al pin TEMP

En la parte inferior del esquema, conectada a V_{in} , hay una fuente de intensidad. La función de esta fuente sería calentar el chip integrado de la referencia para ver su reacción ante cambios de temperatura.

Finalmente, el esquemático fue convertido en PCB. El siguiente esquema muestra cómo se deben conectar los condensadores y las resistencias a los pines de la referencia. Se debe intentar que las guías sean lo más cortas posibles para evitar interferencias

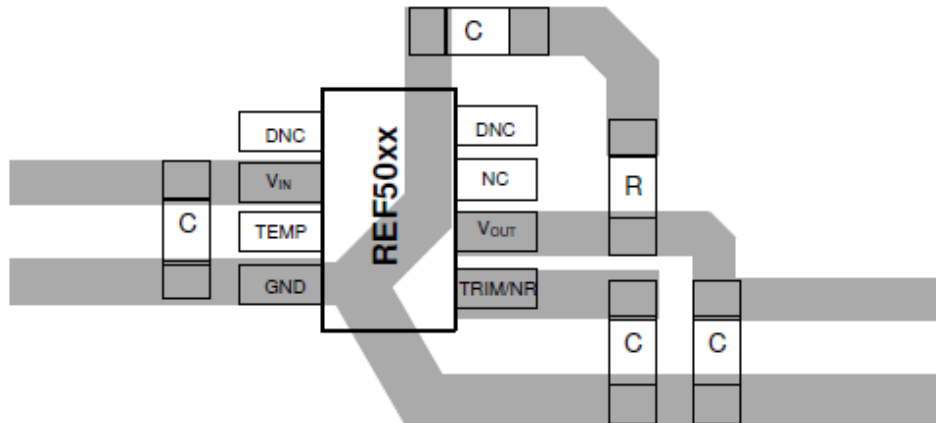


Figura 90: Indicaciones de montaje

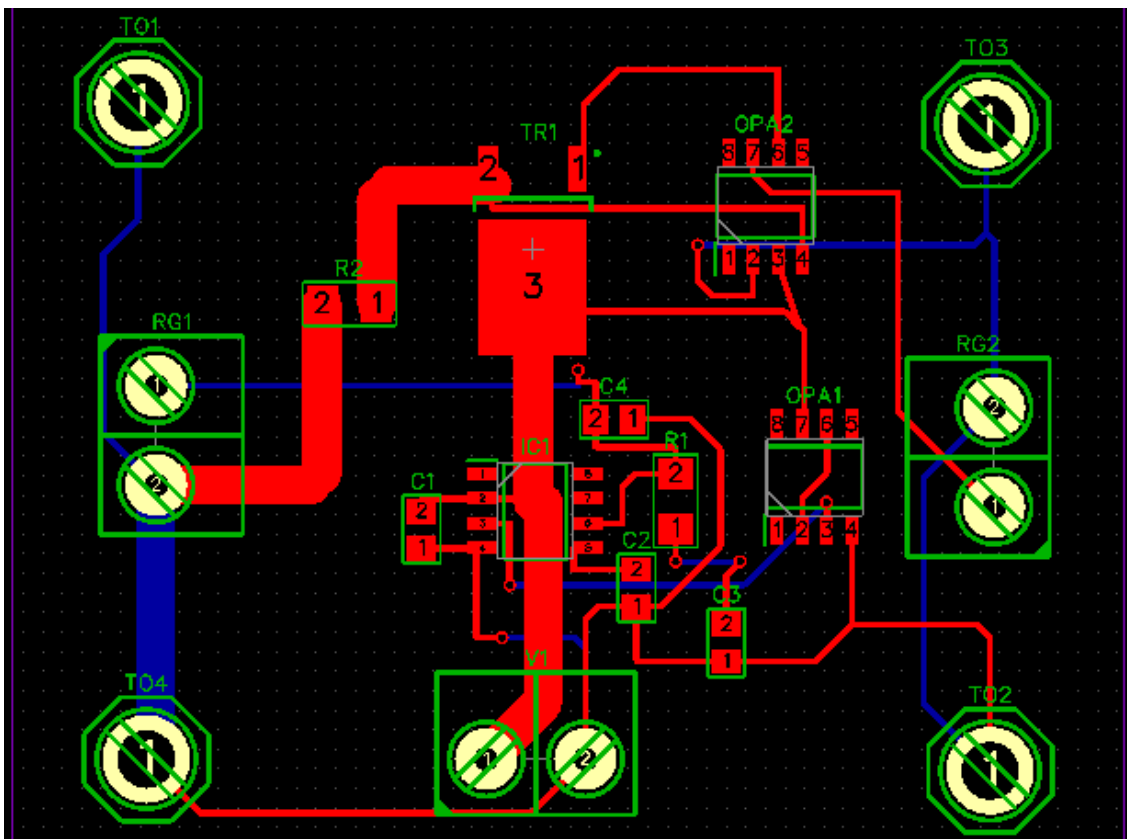


Figura 91: Esquemático de PCB

La guía proveniente del colector de la fuente de intensidad, es más gruesa que las demás y pasa exactamente por debajo del encapsulado de la referencia de tensión. Se encuentra así con el fin de que esa guía disipe el calor necesario para calentar la referencia.

9. ANEXO

9.1 Referencias de tensión con doble salida

Conseguir un circuito con TC bajo tiene su dificultad, y se complica aún más si hay una señal bipolar de entrada.

Para lidiar con esta señal bipolar de entrada se necesitan dos referencias de voltaje.

A continuación, se muestra el ejemplo de un circuito que necesitaría una entrada bipolar para su correcto funcionamiento.

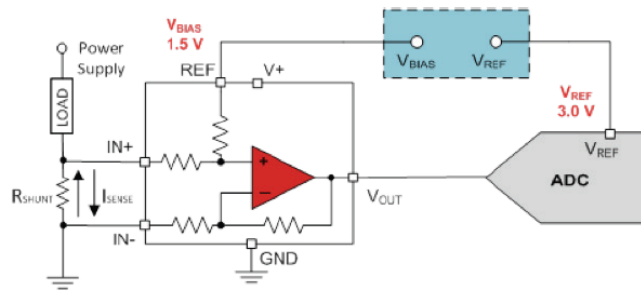


Figura 92: Circuito donde se necesita una entrada dual de tensiones de referencia

Se trata de un circuito sensor de corriente, un circuito capaz de medir la corriente que fluye a través de él.

La primera referencia de tensión V_{REF} se necesita para definir el rango de escala completa del convertidor ADC, la segunda referencia (V_{BIAS}) se utiliza para modificar el nivel de la señal bipolar.

Con el fin de que las oscilaciones positivas y negativas en el ADC sean iguales, se utiliza la relación $V_{BIAS} = V_{REF}/2$

A continuación, se explicarán tres topologías para conseguir un circuito con dos referencias.

La primera topología usa dos circuitos integrados distintos para cada referencia de tensión:

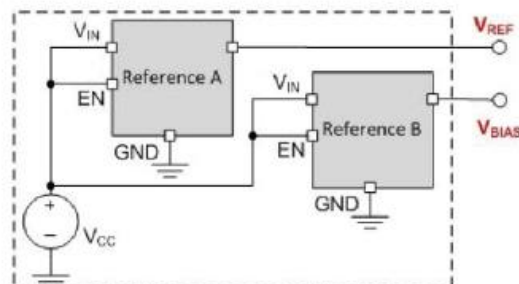


Figura 93: Topología 1

El inconveniente de esta topología es que se tiene que usar voltajes de los que dispongan las referencias de tensión. Por ejemplo, no hay ninguna referencia con 1.5V. Si $V_{REF}=3V$, V_{BIAS} debería ser $V_{REF}/2=1.5V$, sin embargo, hay que diseñarlo utilizando una referencia de 1.25V, por lo que habría un desequilibrio entre rangos positivos y negativos.

Para solucionar esta cuestión se puede usar la segunda topología:

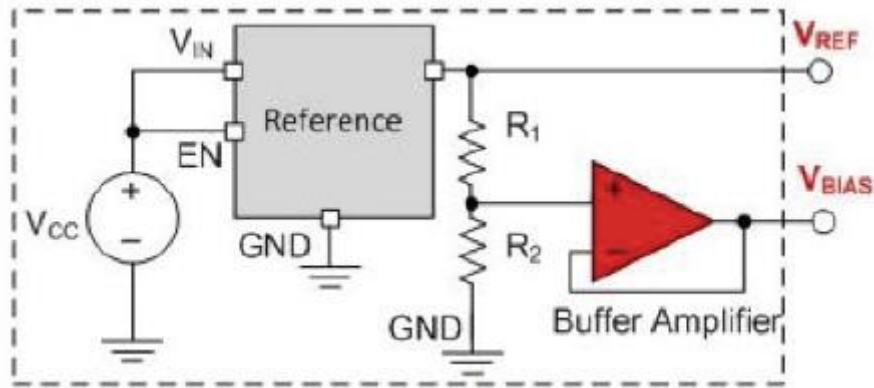


Figura 94: Topología 2

En esta topología se cumplirá que : $V_{BIAS} = V_{REF} * \frac{R2}{R1+R2}$

La desventaja frente a la primera es que son necesarios más componentes.

El coeficiente de temperatura de VBIAS dependerá de los coeficientes de la referencia, el amplificador y las resistencias.

$$TC_{Vbias} = \sqrt{TC_{ref}^2 + TC_{rdiv}^2 + TC_{buf}^2}$$

Por último, la tercera topología consiste en usar un mismo chip de referencia de tensión con dos salidas. Ambas tensiones son generadas mediante el voltaje de la banda prohibida.

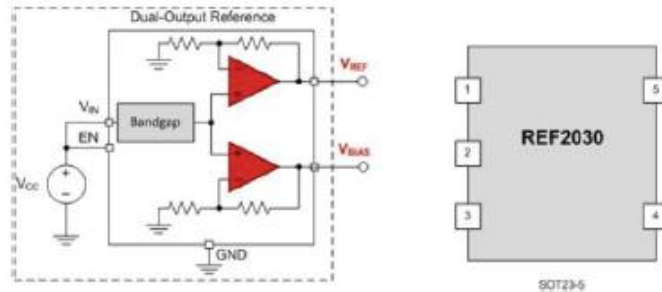


Figura 95: Solución 3

Una vez vistas las 3 formas de generar dos referencias de tensión, a continuación, se van a comparar desde el punto de vista de tres parámetros: error total, drift tracking y matching

9.1.1 Error total

$$E_{total_error} = \sqrt{E_{initial_accuracy}^2 + E_{temp_drift}^2}$$

Esta ecuación indica el error total de cada voltaje de salida (Vref y Vbias).

En la segunda topología. El error de precisión y el coeficiente de temperatura se pueden hallar calculando la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las tres fuentes de errores presentes en el circuito.

$$E_{Vbias} = \sqrt{E_{ref}^2 + E_{rdiv}^2 + E_{buf}^2}$$

Solution	Voltage (V)		Error source	Initial accuracy error (ppm)	Temperature drift error (ppm)	Total error (ppm)	
1	V _{REF}	3	REF5030A	1000	495	1116	
	V _{BIAS}	1.25	LM4140B-1.250	1000	560	1146	
2	V _{REF}	3	REF5030A	1000	495	1116	
	V _{BIAS}	1.5	REF5030A	1000	1424	495	1589
			LMV831	167		33	
			PCF0603-13-4K99BT1	1000		500	
V _{REF}	3	REF2030	500	495	704		
V _{BIAS}	1.25						

Figura 96: Tabla comparativa de los errores de cada topología

En la siguiente tabla se puede observar una comparación de los errores de las tres topologías (o soluciones) para conseguir salidas duales.

Como vemos, la segunda solución es la que más error tiene debido a su V_{bias}, el cual, como se ha indicado anteriormente, depende de tres fuentes de error.

La tercera solución es claramente la mejor en este aspecto. Tiene un error considerablemente menor que las otras dos soluciones.

9.1.2 Drift Tracking y Matching

El *drift tracking* indica el nivel de coincidencia que tienen las precisiones de dos voltajes en un mismo rango de temperatura. En este caso nos interesa comparar ambos voltajes de salida en los distintos circuitos de referencias de tensión duales.

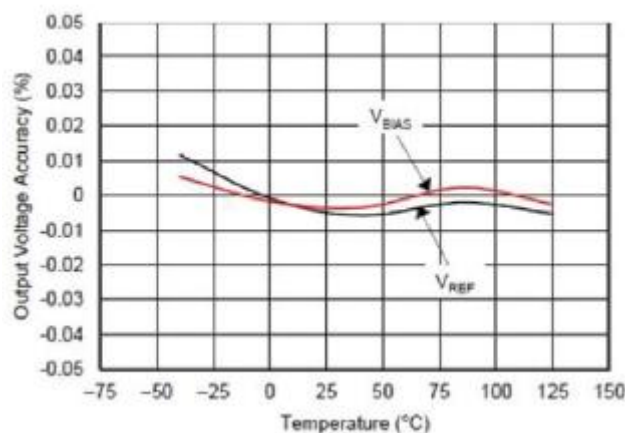


Figura 97: Gráfica del drift tracking de V_{bias} y V_{ref}

El *Output Matching* indica el nivel de coincidencia que tienen las precisiones de dos voltajes a 25°C

La siguiente tabla compara estos dos parámetros respecto las tres soluciones:

Solution	Error sources	Output matching (at 25°C, ppm)	Drift tracking (ppm/°C)
1	REF5030A	1414	11
	LM4140B-1.250		
2	LMV831	1014	5
	PCF0603-13-4K99BT1		
3	REF2030	100	7

Figura 98: Tabla comparativa del output matching y drift tracking

Se puede apreciar que los peores valores son para la solución 1, esto se debe a que sus voltajes de salida proceden de dos chips independientes.

En la solución número dos el *drift tracking* dependerá del coeficiente de temperatura de las resistencias y el búfer. En este caso no depende de V_{ref} porque su TC es común a ambas salidas.

$$TC_{tracking} = \sqrt{TC_{res}^2 + TC_{buf}^2}$$

Se puede observar que tiene un buen *drift tracking*, sin embargo, su *output matching* es muy superior a la solución número 3.

La solución número 3 vuelve a ser la mejor opción.

Conclusión:

Como se ha comprobado, la solución 3 es la que mejor rendimiento tiene en general. Además, es la que menos espacio ocupa en el circuito impreso y la que menor coste tiene.

9.2 Referencias de intensidad

Hasta ahora solo hemos hablado de referencias de tensión. Las referencias de intensidad sirven para proveer de una intensidad constante.

Primero, veamos una topología común de las fuentes de intensidad:

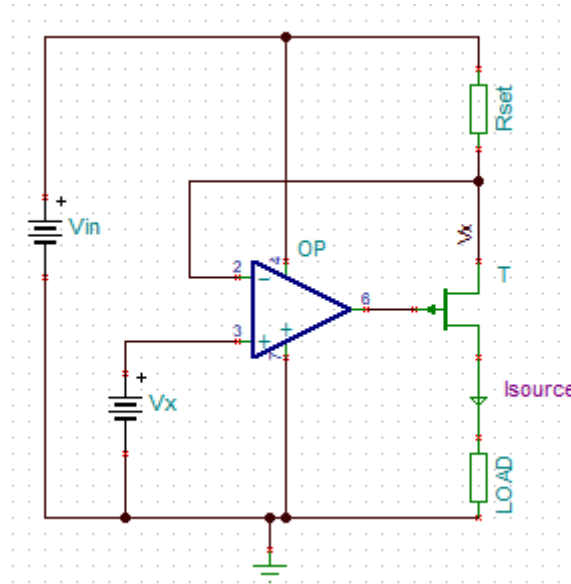


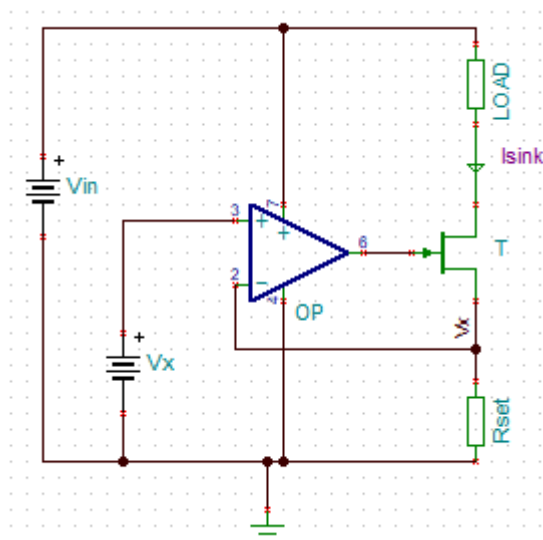
Figura 99: Fuente de intensidad, topología 1

Consta de un FET controlado por un amplificador operacional. Despreciamos la corriente de base.

$$I_{SOURCE} = \frac{(V_{IN} - V_X)}{R_{SET}}$$

Isorce es independiente de la carga. La carga deberá tener una caída de tensión menor o igual a Vx, es decir: Vload=Isorce*Rload <= Vx. El voltaje sobrante, o sea, la diferencia entre Vx y Vload caerá en el transistor.

Cambiando minimamente este circuito se puede conseguir un sumidero de corriente, que absorba una corriente constante. Despreciamos la corriente de base.



$$I_{SINK} = \frac{V_X}{R_{SET}}$$

Figura 100: Fuente de intensidad, topología 2

Aquí Vload=Isink*Rload, deberá ser menor o igual que Vin-Vx. El voltaje sobrante caerá en el transistor.

Si queremos que estas corrientes sean constantes, necesitamos que todos los elementos de las ecuaciones que definen I_{source} y I_{sink} sean constantes.
 Para conseguirlo hay que eliminar V_{in} de la ecuación y sustituirlo por un voltaje constante, es decir, una referencia de tensión.

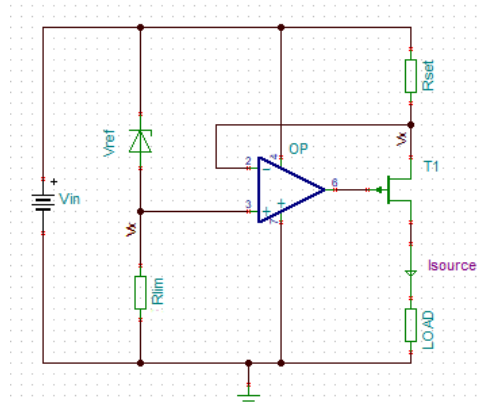


Figura 101: Referencia de intensidad, topología 1

Reescribiendo las ecuaciones, obtendríamos:

$$I_{SOURCE} = \frac{(V_{IN} - V_X)}{R_{SET}} = \frac{(V_{IN} - (V_{IN} - V_{REF}))}{R_{SET}} = \frac{V_{REF}}{R_{SET}}$$

Con el sumidero de corriente seguimos los mismos pasos para hallar la ecuación.

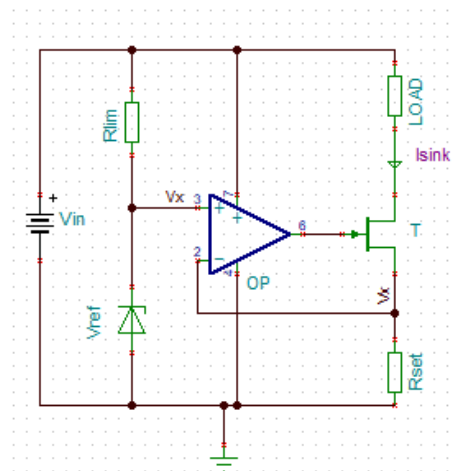


Figura 102: Referencia de intensidad, topología 2

$$I_{SINK} = \frac{V_X}{R_{SET}} = \frac{V_{REF}}{R_{SET}}$$

10. BIBLIOGRAFÍA

www.ti.com/lit/eb/slyc147a/slyc147a.pdf?ts=1650450685709

www.ti.com/lit/wp/slpy003a/slpy003a.pdf?ts=1650453227746

www.ti.com/lit/an/snaa320a/snaa320a.pdf?ts=1650450650781&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FREF70

https://www.ti.com/lit/ug/slau513c/slau513c.pdf?ts=1663086611026&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an82f.pdf>

https://www.ti.com/lit/ds/sbos410j/sbos410j.pdf?ts=1663081856447&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/system-applications-guide/Section5.pdf>

<https://core.ac.uk/download/pdf/46111717.pdf>

https://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion_5_it/iec_6.pdf