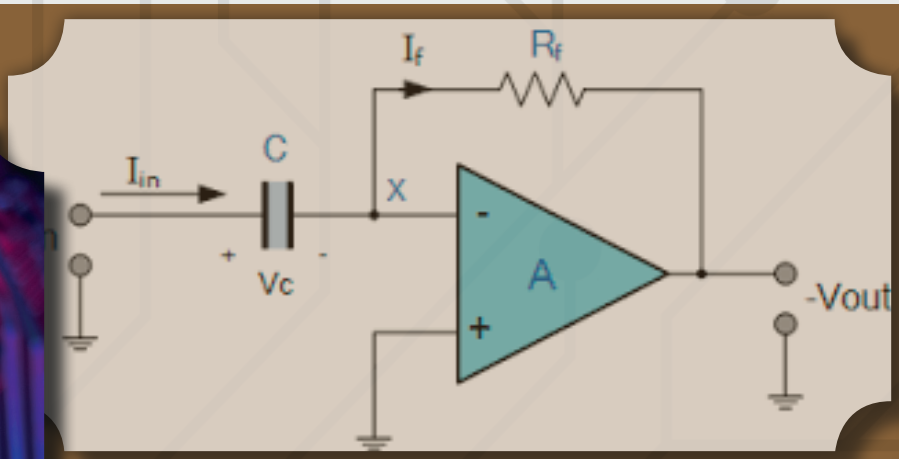
J. J. GONZÁLEZ DE LA ROSA

ANÁLISIS Y DISEÑO ELECTRÓNICO BASADOS EN EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Fundamentos, problemas y simulaciones







DIAZ DE SANTOS

JUAN JOSÉ GONZÁLEZ DE LA ROSA

ANÁLISIS Y DISEÑO ELECTRÓNICO BASADOS EN EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Fundamentos, problemas y simulaciones



Madrid • Buenos Aires • México • Bogotá

© Juan José González de la Rosa, 2021

Reservados todos los derechos.

«No está permitida la reproducción total o parcial de este libro, ni su tratamiento informático, ni la transmisión de ninguna forma o por cualquier
medio, ya sea electrónico, mecánico por fotocopia, por registro u otros métodos, sin el permiso previo y por escrito de los titulares del Copyright.»

Ediciones Díaz de Santos

Internet: http//www.editdiazdesantos.com
E-mail: ediciones@editdiazdesantos.com

ISBN: 978-84-9052-318-6 edición papel
e-ISBN: 978-84-9052-359-9 edición electrónica

Fotocomposición y diseño de cubiertas: P55 Servicios Culturales

Printed in Spain / Impreso en España

A mis Hijos María y Alberto.
A Tina y a Iselbar, in memoriam.
… fuentes constantes de inspiración y de motivación.

¡Ad Astra per Áspera!

ÍNDICE

PREFACIO ..... **XIII**

1. El Amplificador Operacional (AO) de propósito general: Características y Configuraciones **1**

1.1. Introducción 1
1.2. Análisis de un circuito diferencial genérico 1
1.3. El amplificador diferencial 3
1.4. El amplificador operacional de propósito general 9
1.5. El amplificador operacional ideal y la realimentación negativa 12
1.6. Configuraciones básicas. Primeros análisis en CC y CA 15

2. Desviaciones de la idealidad de los amplificadores operacionales **33**

2.1. Introducción 33
2.2. Límites operativos o valores límite 33
2.3. Características 44
2.4. Encapsulados 52

3. Comparadores electrónicos **53**

3.1. Introducción 53
3.2. Efectos del ruido sobre los circuitos comparadores 54
3.3. Realimentación positiva 55
3.4. Detector de cruce por cero con histéresis 55
3.5. Detectores de nivel de tensión con histéresis 58
3.6. Control independiente del punto central y del ancho de histéresis 62
3.7. Limitaciones del AO de propósito general como comparador 63
3.8. El comparador integrado LM311y otros comparadores comerciales 66
3.9. Aplicaciones de los comparadores 71

4. Amplificadores diferenciales para instrumentación **79**

4.1. Introducción 79
4.2. El amplificador diferencial básico 79

4.3. Mejoras introducidas al amplificador diferencial básico 83
4.4. El amplificador de instrumentación 86
4.5. Otros amplificadores diferenciales 86

5. Filtros analógicos activos: configuraciones generales y síntesis 89

5.1. Introducción. Objetivos del capítulo 89
5.2. Filtros activos ideales 89
5.3. Filtros activos de primer orden 91
5.4. Filtros activos de segundo orden 96

6. Amplificadores Operacionales con Diodos 127

6.1. Introducción 127
6.2. Limitador paralelo básico 127
6.3. Limitador serie básico 129
6.4. Mejoras al recortador básico 129
6.5. Circuito de zona muerta de precisión 132
6.6. Rectificador de media onda de precisión 134
6.7. Rectificadores de onda completa de precisión: circuitos de valor absoluto 134
6.8. Amplificadores logarítmicos y anti-logarítmicos o exponenciales 139
6.9. Comparador de ventana 143

7. Generadores de Señales 147

7.1. Introducción 147
7.2. Circuitos astables o multivibradores libres 147
7.3. Temporizador con disparo único retardado 158
7.4. Circuito monoestable basado en amplificador operacional 161
7.5. El temporizador integrado 555 164
7.6. Generador de ondas cuadradas y triangulares 169
7.7. Generador de señal en forma de “diente de sierra” 171

8. Realimentación electrónica: características y topologías de diseño 175

8.1. Introducción y objetivos del capítulo 175
8.2. Clasificación de los amplificadores electrónicos realimentados 175
8.3. Realimentación negativa 178
8.4. Ventajas e inconvenientes de la realimentación negativa 180
8.5. Topologías básicas de los amplificadores realimentados 183
8.6. Realimentación de tensión en serie 184
8.7. Realimentación de tensión en paralelo 189

9. Respuesta en frecuencia y estabilidad de la electrónica realimentada 195

9.1. Introducción y objetivos del capítulo 195
9.2. Características de un circuito realimentado con amplificadores operacionales 195
9.3. El Principio de Inversión 199
9.4. Concepto de estabilidad y revisión de técnicas para su estudio 205
9.5. Lugar de las raíces de un circuito electrónico 216
9.6. Compensación electrónica. Técnicas 230

10. Osciladores Sinusoidales con Amplificadores Operacionales y Transistores 237

10.1. Introducción y objetivos 237
10.2. Principios operativos. Criterio de *Barkhausen* 238
10.3. Osciladores RC o basados en redes desplazadoras de fase 241
10.4. Osciladores LC 252
10.5. Osciladores eléctricos con cristales de cuarzo 257

ANEXO I. Transformada de *Laplace* y respuesta en frecuencia de un circuito 263

ANEXO II. Reglas para el trazado del lugar de las raíces 275

ANEXO III. Trazado de diagramas de *Bode* básicos con MATLAB 279

BIBLIOGRAFÍA 281

PREFACIO

El objeto de la presente obra es, como su título indica, el análisis y el diseño de los circuitos y sistemas electrónicos basados en el Amplificador Operacional (AO). Está concebida fundamentalmente para estudiantes universitarios de los Grados de Ingeniería en Electrónica y Automática, y materias afines, entre las que cabe citar la Ingeniería Industrial, las Tecnologías Industriales, las Ciencias Físicas y las Comunicaciones, y su continuidad en los másteres; sin olvidar a la Formación Profesional, muy presente por el carácter práctico de la obra. Aborda el análisis de numerosas aplicaciones de circuitos electrónicos en los diferentes ámbitos de la Tecnología y la Industria. El libro también aborda el tratamiento de circuitos digitales, cuya base de operación se basa en la Electrónica Analógica.

Desde el primer capítulo se sientan las bases de análisis de los circuitos lineales y no lineales basados en el AO, mostrando al lector técnicas de análisis que, desde su concepción, son eminentemente pragmáticas. Es por ello, que los capítulos primero y segundo se consideran fundamentales en la estrategia de diseño de esta obra. Las técnicas de resolución en ellos adquiridas, junto con el anexo, se aplican en el resto de los temas, por lo que se recomienda para la presente obra una lectura continuada.

A pesar de las numerosas obras de Electrónica Analógica y Digital existentes (entre las que figuran varias del autor), la presente está concebida desde un punto de vista que se ha querido denominar de "rigor práctico", en el sentido de proporcionar con detalle al lector toda la explicación del funcionamiento del circuito en cuestión en base a las operaciones matemáticas, pero también añadiendo la información práctica, que se deriva de la larga experiencia docente e investigadora, con la idea subyacente de que el estudiante adquiera una formación técnica profunda e interdisciplinar. Como prueba de ello, se incluyen numerosas gráficas (y consejos de programación) que resultan de realizar simulaciones con PSPICE y con MATLAB. Por ello, la obra se considera un libro "moderno" de problemas, en el que éstos se encuentran imbricados en el desarrollo o cuerpo de cada capítulo, aludiendo a cuestiones prácticas, conforme surge la necesidad.

En cuanto a la numeración de expresiones matemáticas, y debido a la cantidad, se numeran sólo las expresiones necesarias, que conducen al correcto seguimiento de las demostraciones o resolución de los ejercicios planteados en cada contexto.

Por último, deseo expresar mi sentimiento de gratitud a todas aquellos seres que me han proporcionado inspiración, esencial para escribir esta obra. Asimismo, agradezco al Gobierno de España la financiación de los proyectos de investigación que hemos recibido a lo largo de nuestra carrera investigadora en nuestro equipo investigador. Los proyectos de innovación docente acometidos han realzado también este libro; gracias a

la Unidad de Innovación Docente de la Universidad de Cádiz por su decisiva apuesta. Finalmente, agradezco a la Junta de Andalucía el apoyo a la actividad investigadora de nuestro Grupo de Investigación PAIDI-TIC-168, en "Instrumentación Computacional y Electrónica Industrial (ICEI)", alma y centro de mi actividad profesional, cuya productividad anual da fe de su progreso y consolidación cada vez mayores en el panorama científico internacional.

Juan José González de la Rosa

1

El Amplificador Operacional de propósito general: Características y Configuraciones

1.1. Introducción

En este capítulo se estudia en primer lugar el amplificador diferencial, primera etapa y más relevante desde una perspectiva funcional de un amplificador operacional (AO, abreviado con frecuencia a partir de aquí), con el objetivo de comprender el funcionamiento del circuito integrado del que forma parte. Con el fin de familiarizar al lector con las configuraciones diferenciales se comienza realizando un análisis del circuito diferencial genérico. Posteriormente se analizan sus primeras aplicaciones del AO, que abordan aplicaciones y problemáticas específicas de circuitos propiamente dichos.

1.2. Análisis de un circuito diferencial genérico

Sea el circuito diferencial lineal de la Fig. 1.1. En él, las entradas individuales están referidas a tierra y posee en general alimentación de tensión bipolar, que se omite a menudo por sencillez.

Las salidas se obtienen como combinaciones lineales de las dos tensiones de entrada según el sistema de Ecs. (1):

$$\begin{aligned} v_{o1} &= A_{11} \cdot v_{i1} + A_{12} \cdot v_{i2} \\ v_{o2} &= A_{21} \cdot v_{i1} + A_{22} \cdot v_{i2} \end{aligned}, \qquad (1)$$

donde *Aij* son magnitudes complejas que definen la estructura interna y el funcionamiento del circuito[1] en régimen sinusoidal permanente, en el cual se comporta como sistema lineal, es decir, las salidas se obtienen como combinaciones lineales de las entradas.

[1] Matriz de coeficientes *Aij* del circuito.

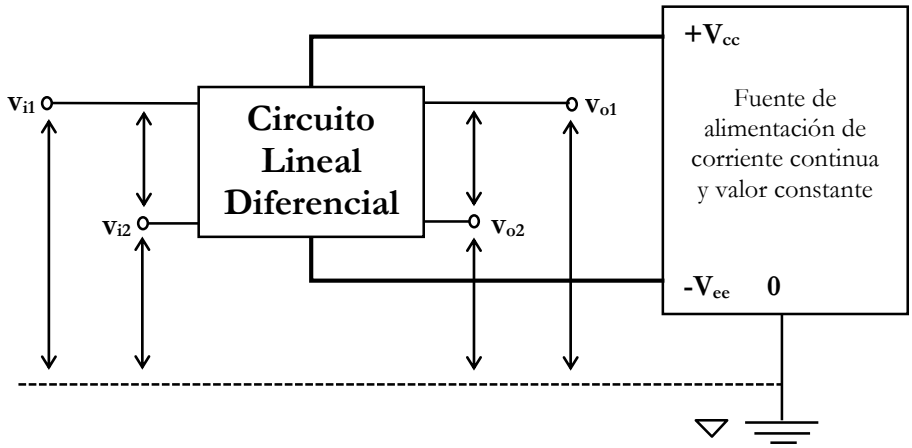


Figura 1.1. Circuito lineal diferencial genérico, con dos entradas y dos salidas. Se considera la fuente de alimentación de CC (DC) y el punto de referencia o tierra de la instalación.

Se definen a continuación las siguientes magnitudes. La tensión diferencial de entrada[2], como la diferencia de las dos entradas:

$$v_{iD} \equiv v_{i1} - v_{i2}\,.$$

Y la tensión de entrada en modo común, como la media aritmética de las dos entradas:

$$v_{iCM} \equiv \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}\,.$$

A partir de estas definiciones, dividiéndolas por "2", sumándolas y restándolas, se obtienen las entradas individuales al circuito:

$$\left.\begin{aligned} \frac{v_{iD}}{2} &= \frac{v_{i1}}{2} - \frac{v_{i2}}{2} \\ v_{iCM} &= \frac{v_{i1}}{2} + \frac{v_{i2}}{2} \end{aligned}\right\} \rightarrow v_{i1} = v_{iCM} + \frac{v_{iD}}{2} \qquad v_{i2} = v_{iCM} - \frac{v_{iD}}{2}\,. \qquad (2)$$

Llevando la Ec. (2) a la Ec. (1) y renombrando los coeficientes de las relaciones lineales, se obtienen las salidas de tensión individuales, v_{o1} y v_{o2}, en función de las ganancias diferenciales y de modo común del circuito, respectivamente, y asociadas a cada una de las entradas:

[2] Los subíndices de las magnitudes eléctricas vienen expresados en mayúsculas para enfatizar que corresponden a un circuito y a no un componente. En este último caso se emplearán minúsculas. Adicionalmente, se emplean subíndices en mayúsculas para indicar que el funcionamiento operativo se da en corriente alterna (AC ó CA) y en corriente continua (DC ó CC).

$$v_{o1} = A_{11}\left(v_{iCM} + \frac{v_{iD}}{2}\right) + A_{12}\left(v_{iCM} - \frac{v_{iD}}{2}\right)$$
$$v_{o2} = A_{21}\left(v_{iCM} + \frac{v_{iD}}{2}\right) + A_{22}\left(v_{iCM} - \frac{v_{iD}}{2}\right)$$
$$\ldots \quad \ldots \quad \ldots \quad \ldots$$
$$v_{o1} = A_{D1} \cdot v_{iD} + A_{CM\,1} \cdot v_{iCM}$$
$$v_{o2} = A_{D2} \cdot v_{iD} + A_{CM\,2} \cdot v_{iCM}$$

Antes de extraer consecuencias operacionales, se define la tensión diferencial de salida, parámetro que también se considera aunque no tan asiduamente:

$$v_{oD} \equiv v_{o1} - v_{o2} = A_D \cdot v_{iD} + A_{CM} \cdot v_{iCM} \,. \qquad (3)$$

En un buen amplificador diferencial se debe verificar la condición de que cualquier salida sólo debe depender de la diferencia entre las entradas. Es por ello que la ganancia diferencial debe superar con suficiencia a la ganancia de modo común. En otras palabras, la salida sólo debe depender del término diferencial, y éste debe ser elevado.

Para cuantificar en qué medida se verifica la condición diferencial se define el factor de rechazo al modo común, en decibelios (dB)[3]:

$$^{4}CMRR \equiv 20 \cdot \log\left|\frac{A_D}{A_{CM}}\right| .$$

Por ejemplo, un valor de CMRR = 60 dB (que es muy conservador), significa que la relación entre la ganancia diferencial y de modo común es:

$$CMRR \equiv 20 \cdot \log\left|\frac{A_D}{A_{CM}}\right| = 60 \;\; dB \;\; \rightarrow \;\; \left|\frac{A_D}{A_{CM}}\right| = 1000 \,.$$

Por otra parte, esta magnitud depende de la frecuencia de operación y presenta una respuesta paso-baja. Se dice pues que el CMRR se degrada con la frecuencia. En Electrónica, los comportamientos de los circuitos dependen de la frecuencia; si a un circuito se le excita con una frecuencia comprendida dentro de su ancho de banda, su comportamiento es óptimo; i.e., responde a ecuaciones predeterminadas, verificándose las expectativas de diseño. Fuera del ancho de banda el fabricante no garantiza que el comportamiento real coincida con el explicitado en los modelos lineales.

1.3. El amplificador diferencial

Este circuito constituye la etapa de entrada de numerosos circuitos electrónicos integrados, analógicos y digitales; formando parte de amplificadores operacionales de propósito general, comparadores y circuitos integrados digitales de la familia ECL.

---

[3] El decibelio se define como 20 por el logaritmo decimal del módulo o valor absoluto del cociente de tensiones.

[4] **CMRR**: **C**ommon **M**ode **R**ejection **R**atio.

1.3.1 Circuito diferencial básico

El amplificador diferencial básico se muestra en la Fig. 1.2 y consta de una pareja de transistores (versión bipolar) acoplados por el emisor. La simetría que presenta la topología del circuito conlleva una simetría funcional, le dota de un comportamiento peculiar. Por ello se encuentra integrado y no realizado con componentes discretos.

1.3.1.1 Análisis del amplificador diferencial básico en CC

Se analiza el circuito de la Fig. 1.2, considerando perfecta a la fuente de corriente (resistencia eléctrica infinita en el modelo *Norton*), y simetría total en componentes y transistores. Considerando los transistores polarizados en la región activa, sus corrientes de colector vienen dadas por:

$$I_C = \alpha_F \cdot I_E = \alpha_F \cdot I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \cong \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} .$$

Ahora se plantea la relación entre las corrientes de colector:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}} = e^{\frac{V_{BE1}-V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_{iD}}{V_T}} , \qquad (4)$$

donde la diferencia de tensiones: V_{BE1}-V_{BE2}=V_{i1}-V_E-(V_{i2}-V_E).

A continuación se plantea la suma de las corrientes de colector de Q_1 y de Q_2, que es constante e igual a la corriente de la fuente, I_{EE}:

$$I_{C1} + I_{C2} = \alpha_F \cdot I_{E1} + \alpha_F \cdot I_{E2} = \alpha_F \cdot I_{EE} . \qquad (5)$$

Combinando las expresiones (4) y (5) se obtienen las corrientes de colector del par diferencial bipolar con fuente de corriente, en función de la tensión diferencial de entrada que, como veremos, se encarga de desplazar la conductividad de este par de transistores con una alta sensibilidad al cambio de tensión. Resultan:

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{-\frac{V_{iD}}{V_T}}} \qquad I_{C2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{\frac{V_{iD}}{V_T}}} .$$

Con el fin de mostrar el desplazamiento de la conducción del par diferencial integrado, se utilizan ecuaciones en las que las corrientes de colector están normalizadas a la corriente de referencia proporcionada por la fuente de corriente integrada, I_{EE}; las tensiones diferenciales se normalizadas a la tensión térmica V_T; también se tiene en cuenta que α_F generalmente es próximo a la unidad:

$$\frac{I_{C1}}{I_{EE}} \cong \frac{1}{1 + e^{-\frac{V_{iD}}{V_T}}} \qquad \frac{I_{C2}}{I_{EE}} \cong \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{iD}}{V_T}}} . \qquad (6)$$

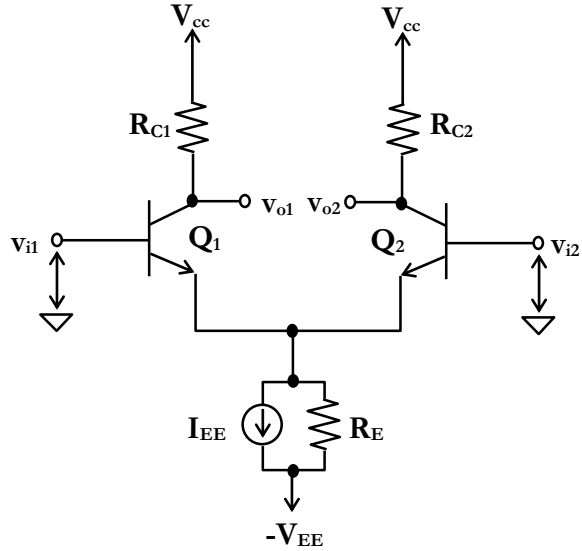


Figura 1.2. Amplificador diferencial básico, basado en transistores bipolares. La fuente de corriente se representa por su modelo equivalente de *Norton*.

Considerando el valor de la tensión térmica a temperatura ambiente, $V_T = 25$ mV (también 26 mV en otra literatura), se obtienen las gráficas de la Fig. 1.3. En ellas se aprecian los desplazamientos de conducción de la pareja de transistores, y la estrecha franja de región lineal, que demuestra que esta región operativa es muy poco probable. En efecto, el mismo ruido superpuesto desplazaría la conducción.

La Fig. 1.3 muestra el comportamiento del par diferencial cuando opera en lazo abierto (circuito sin realimentación, como se muestra en la Fig. 1). En general, la situación de saturación se describe para las tensiones de salida, en lugar de establecerse para corrientes. Se demuestra, que las dos salidas vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$V_{o1} = V_{cc} - \frac{\alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c}{1 + e^{-\frac{V_{iD}}{V_T}}} \qquad V_{o2} = V_{cc} - \frac{\alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c}{1 + e^{\frac{V_{iD}}{V_T}}} . \qquad (7)$$

El comportamiento, observado en la Fig. 1.3, indica que el AO en lazo abierto podría ser un circuito prácticamente sin utilidad. En efecto, se usará realimentación negativa en circuitos lineales, para obtener salidas controladas (e.g., amplificadores), o realimentación positiva en circuitos no lineales (e.g., comparadores), para acelerar la puesta en saturación.

La expresión para la tensión de salida diferencial es, por definición:

$$V_{oD} \equiv V_{o1} - V_{o2} = \left(V_{cc} - \frac{\alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c}{1 + e^{-\frac{V_{iD}}{V_T}}} \right) - \left(V_{cc} - \frac{\alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c}{1 + e^{\frac{V_{iD}}{V_T}}} \right) =$$

$$= -\alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c \cdot \left(\frac{1}{1 + e^{-\frac{V_{iD}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{iD}}{V_T}}} \right) = \alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c \cdot \tanh\left(-\frac{V_{iD}}{2 \cdot V_T} \right) \qquad (8)$$

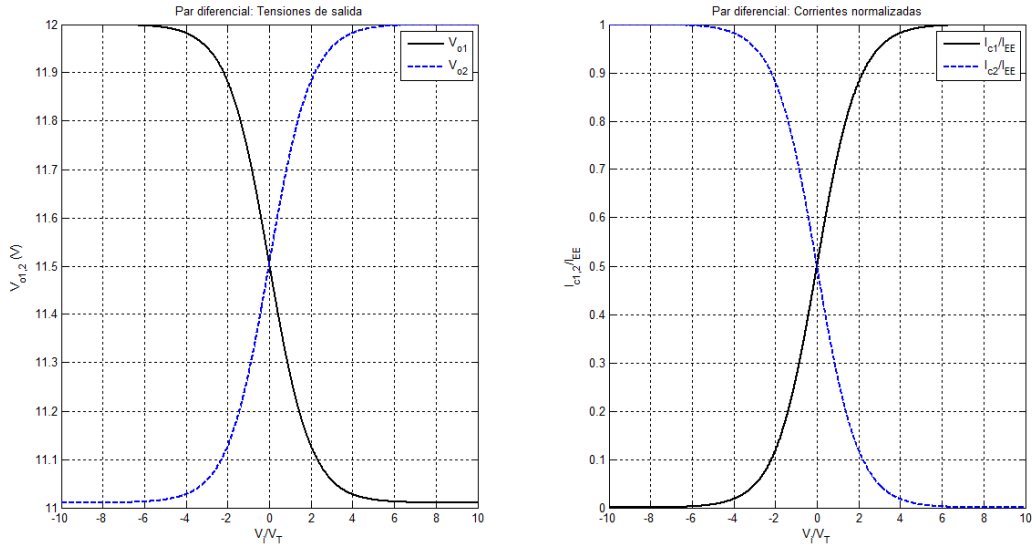


Figura 1.3. Desplazamiento de la conductividad del par diferencial de la Fig. 1. Obsérvese la estrecha franja de comportamiento lineal en torno al origen. El comportamiento diferencial se produce para tensiones diferenciales muy pequeñas en valor absoluto. El comportamiento diferencial finaliza aproximadamente en el doble de la tensión térmica.

Las líneas de MATLAB[5] que permiten obtener las gráficas de la Fig. 1.3 son las siguientes:

```
%Inicialización
clear; close all; clc

%Parámetros transistores
alfa_f=0.99; IEE=10^(-3); Rc=1000; VT=25*10^(-3); Vcc=12;

ViD VT=(-0.25:0.00001:0.25)/VT; %Tensión diferencial normalizada

%Modelado de las tensiones y corrientes
numerador=alfa_f*IEE*Rc;
denominador_1=1+exp(-ViD_VT);
denominador 2=1+exp(ViD VT);

%Tensiones de salida
Vo1=Vcc-numerador./denominador_1;
Vo2=Vcc-numerador./denominador_2;

%Corrientes de salida
Ic1 IEE=1./denominador 1;
Ic2_IEE=1./denominador_2;

figure(1)
subplot(121)
plot(ViD VT,Vo1,'-k',ViD VT,Vo2,'--b','linewidth',2); grid on;
xlabel('V i/V T'); ylabel('V {o1,2} (V)');
title('Par diferencial: Tensiones de salida')
legend('V_{o1}','V_{o2}')

subplot(122)
plot(ViD VT,Ic1 IEE,'-k',ViD VT,Ic2 IEE,'--b','linewidth',2); grid on;
xlabel('V i/V T');
ylabel('I_{c1,2}/I_{EE}');
title('Par diferencial: Corrientes normalizadas')
legend('I_{c1}/I_{EE}','I_{c2}/I_{EE}')
```

[5] Pueden ejecutarse desde la ventana de comandos ("command window") o desde un "script" o fichero independiente (extensión .m).

La expresión (8) establece la relación no lineal entre la entrada diferencial, v_{iD}, y la salida diferencial del circuito, v_{oD}. Al realizar la aproximación lineal de primer orden, resulta una tensión diferencial de salida, v_{oD}, proporcional a la tensión diferencial de entrada, v_{iD}:

$$V_{oD} \equiv V_{o1} - V_{o2} \approx -\frac{\alpha_F \cdot I_{EE} \cdot R_c}{2 \cdot V_T} \cdot V_{iD} \,. \qquad (9)$$

Generalmente se admite como válida la aproximación (9) lineal en un margen de anchura el doble de la tensión térmica en torno al origen: $2V_T = 52$ mV. Para diferencias mayores entre las dos entradas del amplificador diferencial, el comportamiento ya no se considera lineal. Por último comentar, a título experimental, que se demuestra que la región lineal puede incrementarse intercalando dos resistencias idénticas en serie con los emisores de los transistores.

1.3.1.2. Análisis del amplificador diferencial básico en CA

Sea el circuito simétrico de pequeña señal de la Fig. 1.4, que proviene de aplicar las consideraciones de CA al circuito de la Fig. 1.2. Se contemplan las siguientes situaciones. En el caso de una entrada diferencial pura, las entradas son:

$$v_{i1} = \frac{v_{iD}}{2} \qquad v_{i2} = -\frac{v_{iD}}{2} \,.$$

Esto permite separar el circuito en dos mitades simétricas, ya que por la resistencia R_E no circula corriente (las corrientes son iguales y opuestas). Resulta el circuito modelado para pequeña señal expuesto en la Fig. 1.5.

La ganancia del circuito de la Fig. 1.5 resulta ser un cociente de magnitudes diferenciales, según la siguiente expresión ya conocida en el ámbito de los circuitos con transistores:

$$A_D \equiv \frac{v_{oD}}{v_{iD}} = \frac{v_{oD}/2}{v_{iD}/2} = \frac{-\beta \cdot R_c}{r_{bb'} + r_{b'e}} = \frac{-\beta \cdot R_c}{0 + r_{b'e}} = -g_m \cdot R_c \,.$$

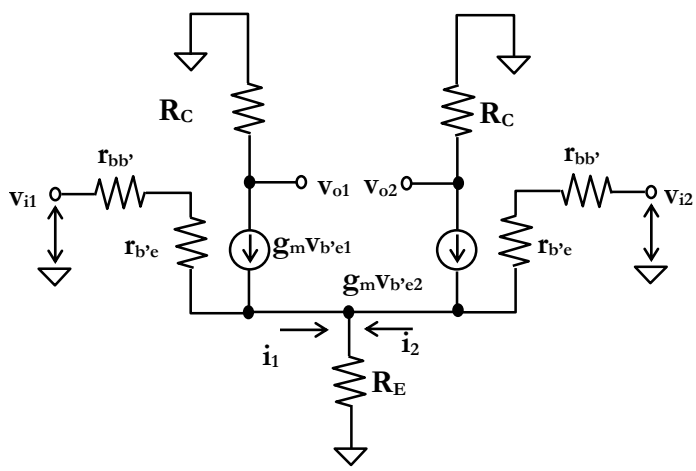


Figura 1.4. Modelo de pequeña señal del amplificador diferencial bipolar básico de la Fig. 1.2.

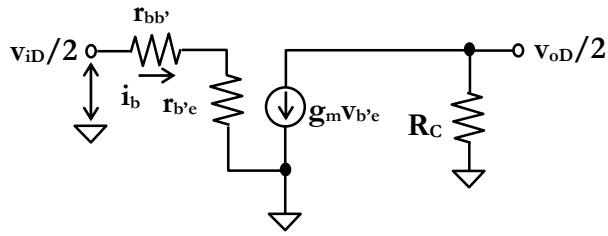


Figura 1.5. Mitad simétrica del circuito modelo de pequeña señal del amplificador diferencial bipolar básico de la Fig. 1.4 en modo diferencial puro.

Esta expresión nos indica que la ganancia diferencial depende de la transconductancia del transistor (g_m); ésta a su vez depende de la corriente de colector en reposo (I_c) y, a su vez, ésta depende de la corriente de la fuente (I_{EE}). Por lo tanto, es la corriente de la fuente de polarización inferior del par diferencial (I_{EE}), la que determina la ganancia diferencial del circuito. La situación descrita ilustra un caso de control de ganancia de pequeña señal (A_D) mediante una magnitud de (I_c):

$$A_D = -g_m \cdot R_c = \frac{I_C}{V_T} \cdot R_c \,.$$

Se obtienen a continuación otros parámetros. La resistencia de entrada diferencial es:

$$R_{iD} \equiv \frac{v_{iD}}{i_b} = 2 \cdot r_{b'e} = 2 \cdot r_\pi = 2 \cdot \frac{\beta_0}{\underbrace{g_m}_{r_\pi}} = 2 \cdot \beta_0 \cdot \frac{V_T}{I_C} \,.$$

Esto supone que, para conseguir una resistencia de entrada diferencial elevada, se requieren corrientes de polarización (I_c) más bien pequeñas, lo cual perjudica a la ganancia diferencial y, en consecuencia, al factor de rechazo al modo común.

Para la situación de una entrada en modo común ideal o pura, es decir, con las dos entradas idénticas, se tiene una entrada diferencial nula:

$$v_{i1} = v_{i2} = v_{CM} \quad \rightarrow \quad v_{iD} = 0 \,.$$

Por simetría, las corrientes (colector y emisor) son iguales, y resulta como consecuencia el circuito representado en la Fig. 6, que se emplea para obtener la expresión de la ganancia en modo común, A_{CM}, del circuito, que resulta ser:

$$A_{CM} \equiv \frac{v_{oCM}}{v_{CM}} = \frac{-g_m \cdot R_c}{1 + \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right) \cdot 2 \cdot g_m \cdot R_E} \,.$$

Esta expresión demuestra que un aumento de la resistencia de emisor (R_E) conlleva una disminución de la ganancia en modo común (A_{CM}). Este hecho supone que conviene emplear fuentes de corriente casi ideales, es decir, con resistencias de salida (R_E) altas.

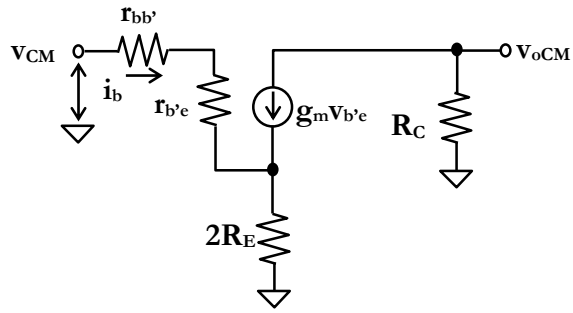


Figura 1.6. Mitad simétrica del circuito del modelo de pequeña señal del amplificador diferencial bipolar básico de la Fig. 1.4 en modo común puro.

Por otra parte, si la transconductancia, g_m, debe ser elevada, como $g_m=I_c/V_T$, se exige que la corriente de polarización sea lo más alta posible, lo cual normalmente no es deseable.

De forma complementaria, se define la resistencia de entrada en modo común:

$$R_{iCM} \equiv \frac{v_{CM}}{i_b} \cong r_{b'e} \cdot \left[1 + \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right) \cdot 2 \cdot g_m \cdot R_E \right].$$

Con todo, el factor de rechazo al modo común del circuito resulta:

$$CMRR\big|_{dB} \equiv \left| \frac{A_D}{A_{CM}} \right|_{dB} = \left| 1 + \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right) \cdot 2 \cdot g_m \cdot R_E \right|_{dB} \approx \left| 2 \cdot g_m \cdot R_E \right|_{dB}.$$

Como ejemplo numérico, para una corriente de colector y resistencia de fuente típicas de I_c = 1 mA, R_E = 13 kΩ, resultan un CMRR=60 dB a temperatura ambiente.

1.4. El amplificador operacional de propósito general

El amplificador operacional (AO) es un circuito electrónico integrado que se comporta como amplificador diferencial de gran ganancia en lazo abierto. Su arquitectura se fundamenta en bloques de la Electrónica Integrada, de los que hemos estudiado con detalle el amplificador diferencial, y se clasifican en diversos grupos atendiendo a los criterios que estudiaremos a continuación.

1.4.1. Clasificación de los amplificadores operacionales

En los siguientes esquemas aparecen los símbolos y criterios de clasificación más frecuentes de los amplificadores operacionales. Nos ayudarán a conocer sus configuraciones y parámetros característicos de cada una de ellas. Son los siguientes:

- Número de entradas y de salidas: Quedan clasificados en la Fig. 1.7, donde hemos supuesto que las magnitudes son tensiones y ganancias de tensión, pero pueden ser corrientes y ganancias de corriente también.

- Tipo de señal de entrada y tipo de señal de salida. Quedan clasificados en los esquemas de la Fig. 1.8 y son los que se relacionan a continuación:

OVA: Amplificador operacional de tensión.
OTA: Amplificador operacional de transconductancia.
OFA: Amplificador operacional de transimpedancia.
OCA: Amplificador operacional de corriente.

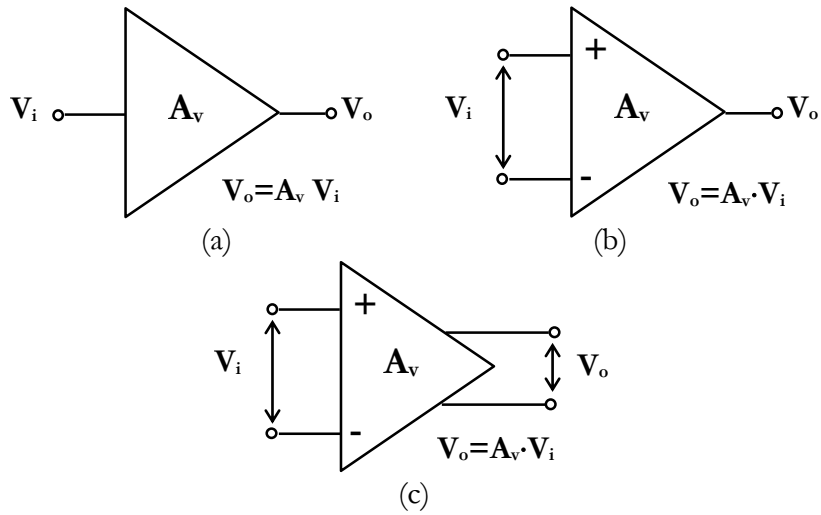


Figura 1.7. a) AO con una entrada y una salida (entrada simple-salida simple). b) Entrada diferencial-salida simple. c) Entrada diferencial-salida diferencial.

Existen otras clasificaciones atendiendo a su finalidad (de instrumentación, comercial, militar, etc.) y al tipo de transistor empleado en su fabricación (BJT, JFET, NMOS, CMOS, BI-CMOS, etc.).

El AO de uso más extendido es el OVA (tratados fundamentalmente en esta obra) de entrada diferencial y salida única, si bien en los últimos años está aumentando la utilización de los OTA y la salida diferencial, buscando unas corrientes de polarización cada vez más pequeñas.

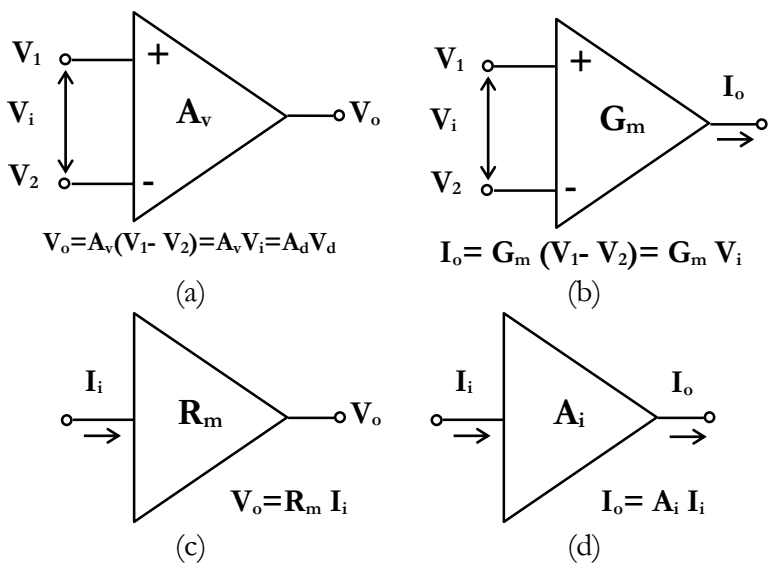


Figura 1.8. Clasificación de los amplificadores operacionales según los tipos de entrada y de salida: a) OVA. b) OTA. c) OFA. d) OCA.

1.4.2. Arquitectura interna del circuito integrado

Las arquitecturas o diagramas de bloques típicos de un OVA (AO a partir de ahora) de una y dos etapas se muestra en la Fig. 1.9. La primera etapa es diferencial, y su misión consiste en proporcionar una primera ganancia y convertir la entrada diferencial a única. La segunda etapa es la de ganancia, que tiene por fin proporcionar una ganancia adicional. La tercera etapa fija la tensión de continua de la salida a unos niveles apropiados para su utilización. La cuarta etapa proporciona baja impedancia de salida; la alta impedancia de entrada del AO proporciona junto con esta característica el aislamiento o efecto de carga despreciable de este circuito integrado.

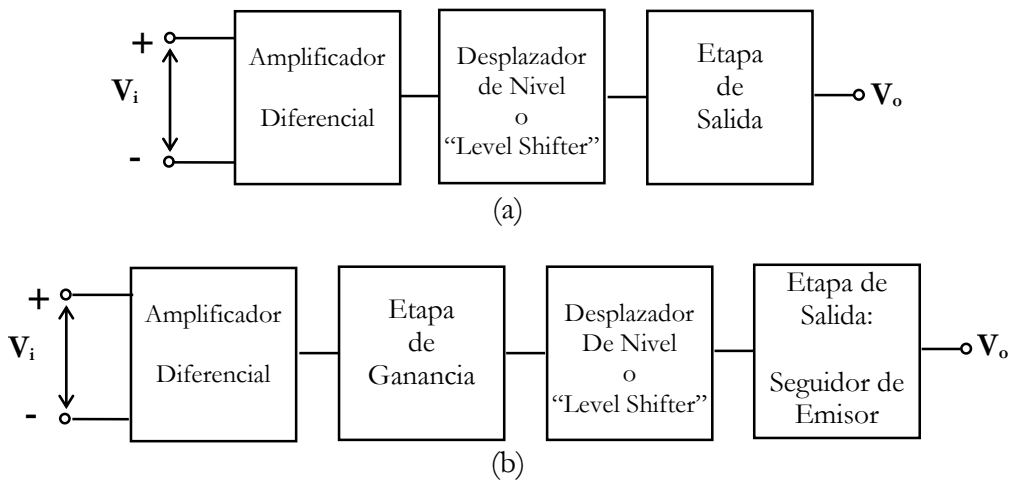


Figura 1.9. Arquitecturas de OVAs: a) De 1 etapa. b) De 2 etapas.

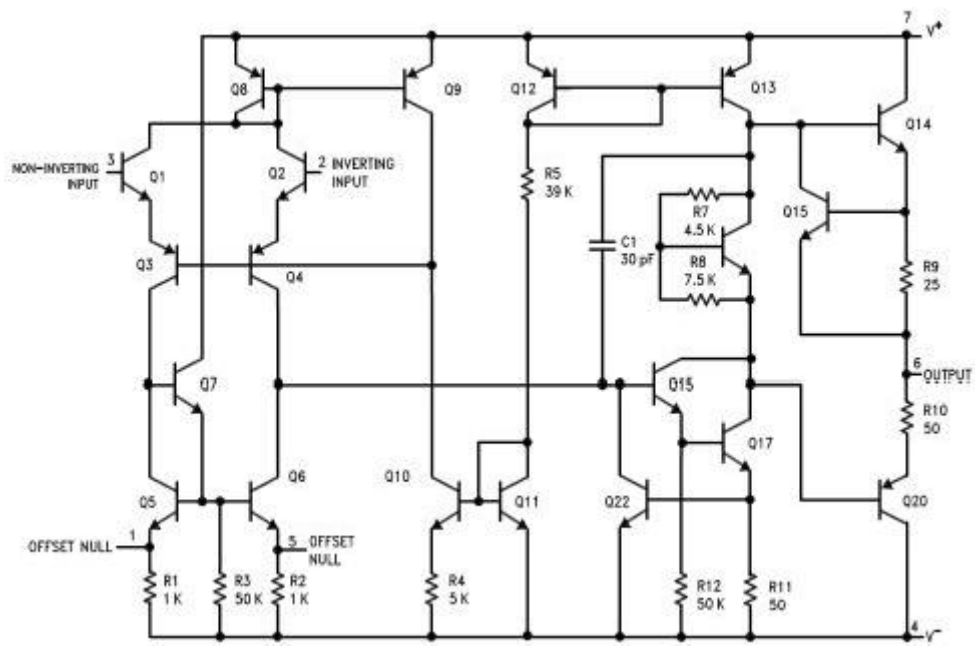


Figura 1.10. Diagrama esquemático de un AO de propósito general extraído del modelo LM741. Consta de las siguientes etapas integradas: amplificador diferencial, etapa de ganancia de CC-CC, desplazadora de nivel y etapa de salida.

La Fig. 1.10 muestra el diagrama esquemático de un AO integrado de propósito general. En ella se aprecian diferentes configuraciones integradas típicas, que no corresponden a

los objetivos de este libro, pero que sí permiten intuir las funciones electrónicas que incorpora el circuito integrado. En la práctica, y con el fin de trabajar con los circuitos electrónicos basados en el AO se emplean modelos equivalentes basados en cuadripolos, que consisten en modelos matemáticos de cuatro terminales que constan de dos entradas y dos salidas.

A partir de este punto, se continúa hacia un modelo de terminales para el AO, que permita explicar la operación delos circuitos que lo incorporan.

1.5. El amplificador operacional ideal y la realimentación negativa

Se plantea en este apartado el primer circuito con el fin de estudiar las primeras configuraciones.

1.5.1. Características del AO ideal y planteamiento del modelo equivalente

En primer lugar se tratan las características del AO ideal y de su conexión con el modelo real. Un AO es ideal si verifica las siguientes características:

a) Presenta un factor de rechazo al modo común muy elevado. Matemáticamente tiende a infinito: CMRR $\rightarrow \infty$.
b) Resistencia de entrada infinita. Así, no circula corriente por ningún terminal de entrada. En la práctica existe pero es unos seis órdenes de magnitud menor que la que circula por los componentes del circuito (e.g., para el modelo 741 la corriente de polarización de entrada es de unos 80 nA).
c) Resistencia de salida nula. La salida del AO sería una fuente de tensión ideal.
d) Ganancia de tensión (ganancia diferencial) en circuito abierto infinita: $A_v \rightarrow \infty$. Esta condición supone que la salida diverge, $V_o = A_v \cdot V_{id} \rightarrow \infty$, a menos que la entrada sea nula, $V_{id} \rightarrow 0$, en lazo cerrado. A esta circunstancia se le denomina cortocircuito virtual, y conlleva que los terminales inversor y no inversor del circuito integrado están "virtualmente" al mismo potencial. Cuanto mayor es la ganancia diferencial mejor es el cortocircuito virtual. El cortocircuito virtual es por tanto necesario para obtener una salida controlada en lazo cerrado. Se verá que esto se consigue con la realimentación negativa.
e) El ancho de banda es infinito. En la práctica estos componentes presentan una respuesta en frecuencia del tipo paso-baja.

Presentado de esta forma ideal, y teniendo en cuenta las dos alimentaciones que limitan el rango de tensiones de salida, la gráfica característica estática ideal de AO, en lazo abierto, queda representada en la Fig. 1.11.

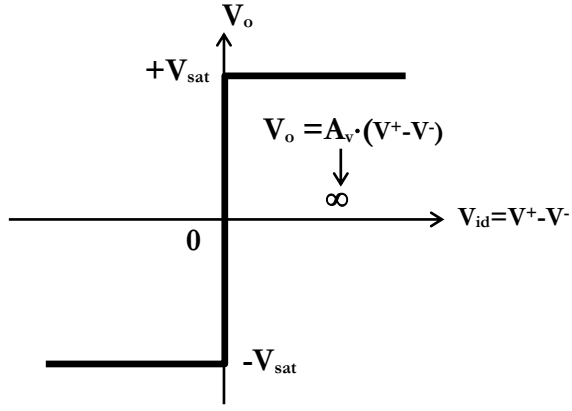


Figura 1.11. Característica de transferencia estática (relación entrada-salida) de un AO ideal en lazo abierto (sin realimentación).

Como indica la Fig. 1.11, cuando la tensión diferencial se desplaza un infinitésimo del origen, el componente en lazo abierto se satura (la salida no puede superar la alimentación menos cierta cantidad disipada); la tensión de salida evoluciona de forma instantánea hacia uno de los dos "carriles-raíles" del circuito: $\pm V_{sat} = V_{OM}$.

Desde un enfoque analítico la función característica, o de transferencia, en lazo abierto queda como sigue:

$$V_o = A_v \cdot \left(V^+ - V^-\right) = A_v \cdot V_d = \begin{cases} \infty \quad +V_{sat}, \quad si \quad V^+ > V^-, \quad V_d > 0 \\ -\infty \quad -V_{sat}, \quad si \quad V^+ < V^-, \quad V_d < 0 \\ ind. \quad si \quad V_d = 0 \end{cases}$$

$$A_v \to \infty$$

Como se observa, la salida es indeterminada (*ind.*) para una tensión diferencial nula. Tal y como se ha definido el componente, en lazo abierto, su funcionamiento es inútil, pues si aplicamos una diferencia de entradas por pequeña que sea, éste se satura. De ahí que para tener una salida controlada se deba insertar el componente en un circuito externo y aplicar realimentación. Esto nos llevará al concepto de realimentación negativa y su relación con la tierra virtual.

1.5.2. Modelo del AO ideal

El circuito equivalente se representa en la Fig. 1.12. En ella se consideran los casos de resistencias de entrada y de salida, ideales (a) y no ideales (b), respectivamente. Los modelos de la Fig. 1.12 se utilizan con el fin de analizar los circuitos electrónicos basados en el AO. Comenzamos con los circuitos que tienen por objeto la obtención de una salida controlada, es decir, que incorporan realimentación negativa.

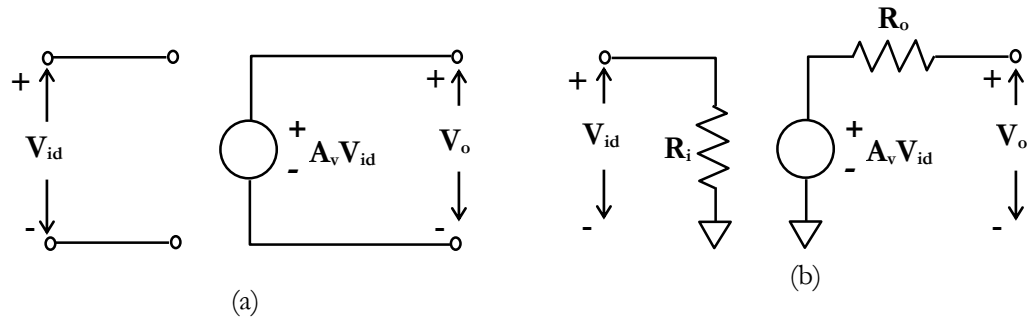


Figura 1.12. Modelos equivalentes para el AO de tensión: a) Con resistencia de entrada infinita y de salida nula. b) Con resistencias de entrada y de salida finitas, y eligiendo un punto de referencia.

1.5.3. Concepto de realimentación negativa

El concepto de realimentación negativa se introduce por ejemplo con una configuración inversora, como la de la Fig. 1.13, que usa un AO ideal. La realimentación consiste en introducir una muestra de la salida en el circuito de entrada; en nuestro caso se realiza mediante el terminal inversor.

Veamos el mecanismo de estabilización de la salida. La dinámica de la realimentación negativa tiene por objeto estabilizar la salida de forma que en el estado estacionario, la salida tome un valor controlado, es decir, responda a unas expectativas de diseño. En el régimen transitorio la tensión diferencial no es nula. Vamos a suponer que $V^- > V^+$, entonces $V_o \rightarrow -\infty$. Pero al aplicar esta tensión muy negativa al terminal inversor, hacemos que esta tensión decrezca hasta que no se dé la desigualdad $V^- > V^+$. Análogamente (si viene de descompensarse) si $V^+ > V^-$, entonces $V_o \rightarrow +\infty$ y ello conduce a que V^- crezca. Por tanto, la situación de equilibrio consiste en la igualdad de tensiones: $V^- = V^+$. El equilibrio tiende a tensión diferencial nula.

A la circunstancia así descrita se le denomina cortocircuito virtual (conocido también como el *Principio de tierra virtual*). Recordemos que está presente siempre que la ganancia en circuito abierto del AO sea muy elevada. Hemos demostrado que la realimentación negativa fuerza el cortocircuito virtual.

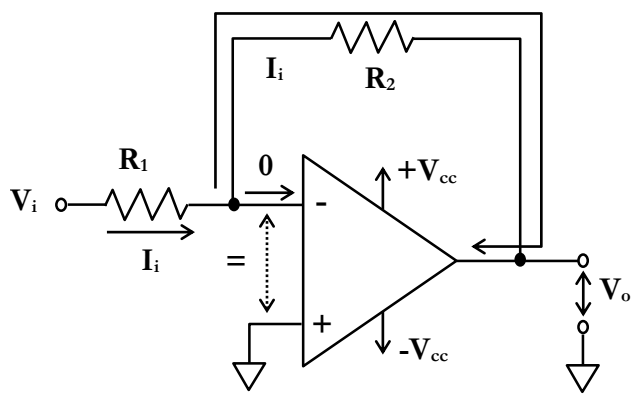


Figura 1.13. AO en configuración inversora[6]: entrada por el terminal inversor del AO.

[6] A menudo la resistencia R_2 se nota como R_F con el fin de enfatizar que es una resistencia de realimentación (**F**eedback).

Obsérvese que la realimentación negativa es un mecanismo que tiende a compensar aumentos en la entrada que puedan provocar saturaciones en el componente. Por el contrario, la realimentación positiva (a través del terminal no inversor del circuito integrado) tiende a acelerar el proceso de entrada en saturación, como veremos en el capítulo de circuitos comparadores basados en el amplificador operacional.

1.6. Configuraciones básicas. Primeros análisis en CC y CA

En este apartado se analizan los primeros circuitos electrónicos basados en el AO, considerando el componente ideal a todos los efectos.

1.6.1. Configuración inversora o amplificador de tensión inversor

El circuito de la Fig. 1.13 se analiza con facilidad planteando las condiciones de idealidad:

- Ganancia en lazo abierto infinita: cortocircuito virtual.
- Resistencia de entrada infinita: no existe corriente hacia el interior del operacional, por ninguno de sus nudos de entrada.

Empezamos en CC, régimen en el que se distinguen las magnitudes en mayúsculas. Aplicando las condiciones anteriores, y la segunda ley de *Kirchhoff* al nudo inversor, queda pues la expresión:

$$\frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{0 - V_o}{R_2} \quad \rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Esta expresión demuestra que es una configuración inversora, por lo que la salida y la entrada desfasan en 180º.

Obsérvese que la ganancia no es función de los parámetros del AO y sólo depende del cociente de resistencias. Esta es una de las principales ventajas que presenta la realimentación negativa; que la salida del circuito es independiente del componente activo; dicho de otra forma, es insensible ante las sustituciones del componente.

La Fig. 1.14 muestra la característica estática del circuito para los valores concretos R_1 = 10 kΩ y R_2 = {20 kΩ, 50 kΩ, 100 kΩ}. En ella se observa que cuanto mayor es el valor absoluto de la ganancia, menor es la zona de funcionamiento lineal. En efecto, al aumentar el valor de la resistencia de realimentación la corriente de realimentación disminuye y se pierden posibilidades de estabilizar la salida.

La resistencia de entrada del circuito (respecto de esa entrada) se evalúa realizando el cociente entre la tensión de entrada y la corriente que fluye por ese terminal:

$$R_i \equiv \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i - 0}{I_i} = R_1.$$

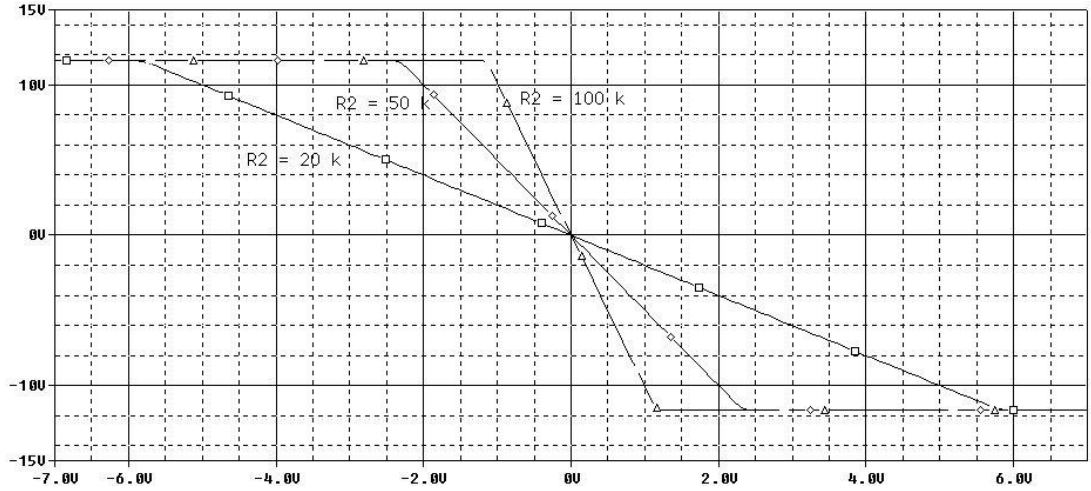


Figura 1.14. Conjunto de características estáticas de la configuración inversora, para distintos valores de resistencias. Obsérvese que para $R_2 \rightarrow \infty$, la configuración se comporta en lazo abierto.

En CA (AC, señales variables en el tiempo) el análisis es análogo y quedan por interpretar la gráficas en el dominio del tiempo en régimen permanente. Para ello, vamos a considerar el ejemplo concreto con valores de resistencias: R_1 =10 kΩ y R_2 =20 kΩ; esto es, una ganancia teórica de - 2. Introduciendo una señal de entrada sinusoidal, de valor medio 1 y 2 V_{pp} y 1 kHz de frecuencia; el diagrama de señales en régimen permanente viene representado en la Fig. 1.15. En ella se aprecia la amplificación y la inversión. Dada por el cambio de signo.

Si la entrada no posee acoplado ningún valor de CC, se observa la compensación interna de offset del AO, ya que existe simetría en torno al punto central. La situación se refleja en la Fig. 1.16.

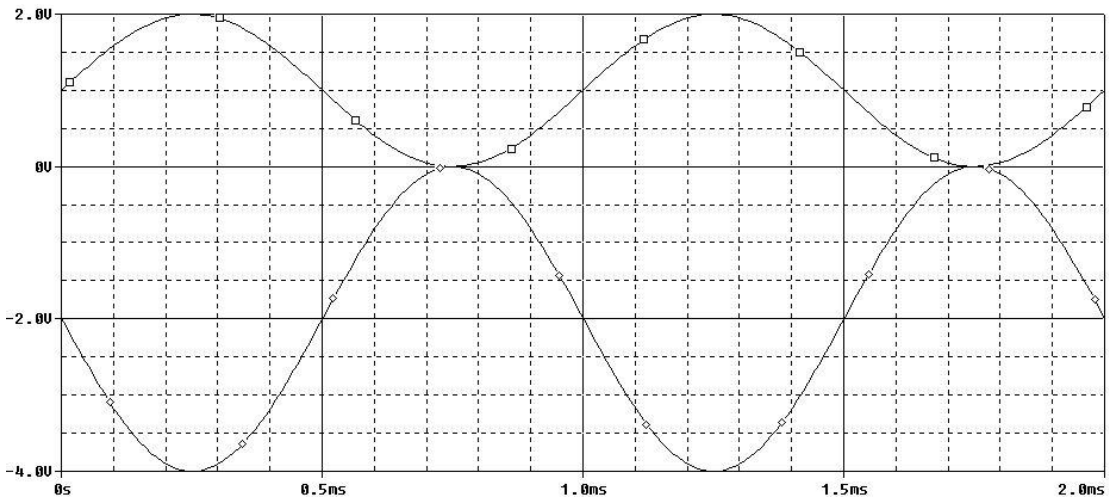


Figura 1.15. Respuesta a una señal sinusoidal de la configuración inversora. Las características de la entrada son: 2 V_{pp}, V_m=1, f=1 kHz. La entrada al circuito es la señal superior.

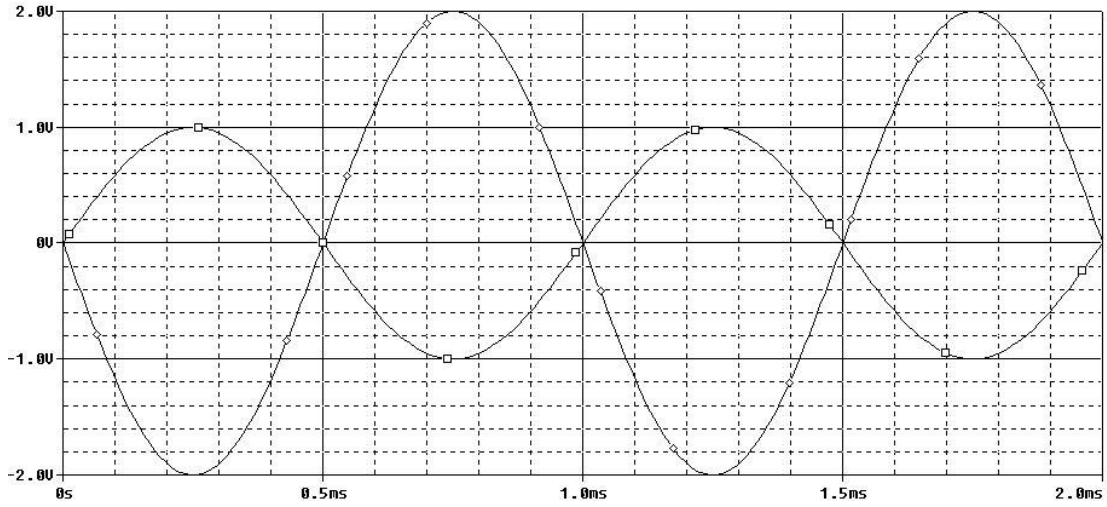


Figura 1.16. Respuesta a una señal sinusoidal sin valor medio de la configuración inversora. Las características de la entrada son: 2 V_{pp}, V_m=0, f=1 kHz.

1.6.2. El amplificador de tensión no inversor o configuración no inversora

Su esquema del circuito se muestra en la Fig. 1.17. El análisis del circuito se realiza bajo las mismas hipótesis de idealidad del componente. Consideramos cortocircuito virtual y, de la misma forma que en el caso anterior resulta:

$$\frac{0-V_i}{R_1}=\frac{V_i-V_o}{R_2} \quad \rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i}=1+\frac{R_2}{R_1}\,.$$

La ganancia es positiva, no es inversora, y de nuevo se observa que no depende de los parámetros del AO, sólo de los componentes del circuito (las resistencias en este caso).

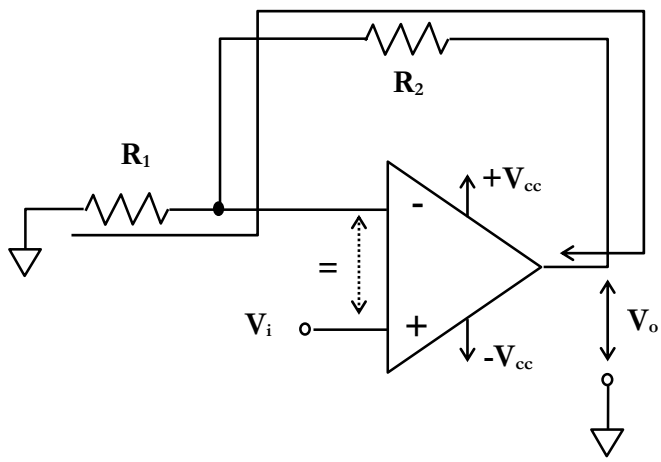


Figura 1.17. Configuración no inversora basada en un AO ideal y sin resistencia de carga (la tensión de salida se mide en vacío).

1.6.3. Sumadores ideales

1.6.3.1. Sumador/escalador inversor

Su esquema o circuito se muestra en la Fig. 1.18. Aplicando los mismos principios, se considera la suma de corrientes en la terminal inversora del AO:

$$I_1 + I_2 + I_3 + ... + I_N = I_F \quad \leftrightarrow \quad \frac{V_1 - 0}{R_1} + \frac{V_2 - 0}{R_2} + \frac{V_3 - 0}{R_3} + ... + \frac{V_N - 0}{R_N} = \frac{0 - V_o}{R_F}.$$

De aquí se sigue que la salida es la suma ponderada de las entradas (circuito sumador/escalador), cambiada de signo (inversor):

$$V_o = -R_F \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + ... + \frac{V_N}{R_N} \right) = -R_F \cdot \sum_{i=1}^{N} \frac{V_i}{R_i}.$$

Donde, la salida es la suma de cada una de las entradas ponderadas según el cociente entre la resistencia de realimentación y cada resistencia de la rama de entrada: R_F/R_i. Si todas las resistencias de rama son iguales (R), la tensión de salida resulta ser:

$$V_o = -\frac{R_F}{R} \cdot \sum_{i=1}^{N} V_i \ .$$

Con lo que se demuestra la realización de la función "suma invertida".

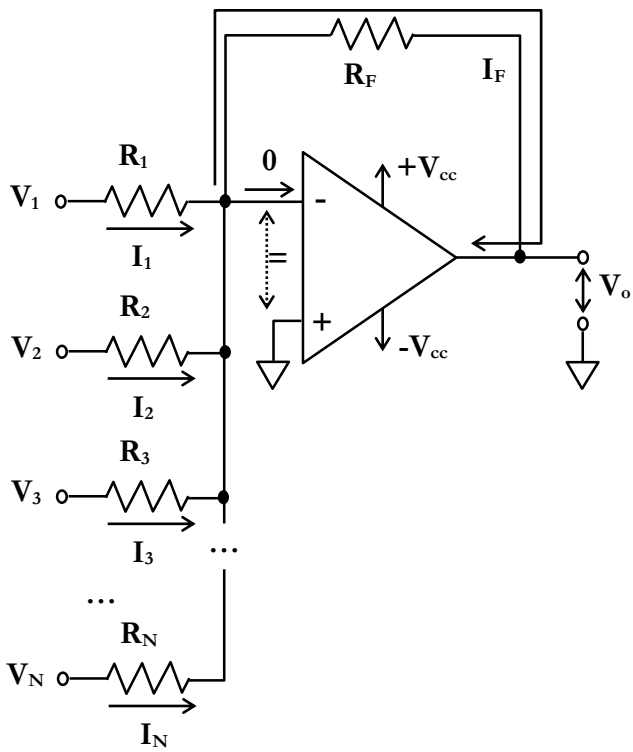


Figura 1.18. Circuito sumador inversor basado en un AO de propósito general ideal.