

---

# L'amplificació

---

PID\_00257318

Ferran Domínguez Gros  
Jordi Solé Casals

---

Temps mínim de dedicació recomanat: 5 hores

---



**Ferran Domínguez Gros**

Enginyer tècnic de Telecomunicacions (Universitat Politècnica Catalunya). Col·laborador de la UOC des del 2003 en els estudis d'Enginyeria Informàtica, ETTT, grau de Telecomunicació, postgrau i màster de Seguretat Informàtica. Treballa des de fa temps en diferents empreses privades del sector de les telecomunicacions, informàtic i sanitari en diferents projectes de tecnologies de la informació i la comunicació (TIC).

**Jordi Solé Casals**

Doctor enginyer de Telecomunicacions (Universitat Politècnica Catalunya). Llicenciat en Humanitats (Universitat Oberta de Catalunya). Col·laborador de la UOC des del 2001 en els estudis d'Enginyeria Informàtica, ETTT, grau de Telecomunicació. Actualment, és professor titular al Departament de Tecnologies Digitals i de la Informació de la Universitat de Vic. El seu àmbit de recerca se centra en el processament de senyals biomèdics.

Tercera edició: febrer 2019  
© Ferran Domínguez Gros, Jordi Solé Casals  
Tots els drets reservats  
© d'aquesta edició, FUOC, 2019  
Av. Tibidabo, 39-43, 08035 Barcelona  
Disseny: Manel Andreu  
Realització editorial: Oberta UOC Publishing, SL

*Cap part d'aquesta publicació, incloent-hi el disseny general i la coberta, no pot ser copiada, reproduïda, emmagatzemada o transmesa de cap manera ni per cap mitjà, tant si és elèctric com químic, mecànic, òptic, de gravació, de fotocòpia o per altres mètodes, sense l'autorització prèvia per escrit dels titulars dels drets.*

# Índex

<b>Introducció</b> .....	5
<b>Objectius</b> .....	6
<b>1. Conceptes generals: <i>amplificació, soroll i filtratge</i></b> .....	7
1.1. Soroll en l'amplificació .....	11
1.2. Filtratge del senyal .....	13
<b>2. L'amplificador operacional</b> .....	16
2.1. Algunes aplicacions analògiques dels AO ideals .....	17
2.2. Algunes aplicacions digitals dels AO ideals .....	21
2.3. Paràmetres reals de l'amplificador operacional .....	24
2.4. Característiques estàtiques dels amplificadors operacionals reals .....	29
2.4.1. Guany diferencial o guany en llaç obert .....	29
2.4.2. Impedància d'entrada finita .....	30
2.4.3. Impedància de sortida .....	32
2.4.4. Tensió d'òfset d'entrada i de sortida .....	34
2.4.5. Corrents de polarització .....	35
2.4.6. Relació de rebuig del mode comú (CMRR) .....	36
2.4.7. Relació de rebuig de l'alimentació (PSRR) .....	37
2.4.8. Resum de les característiques estàtiques dels AO reals ..	38
2.5. Característiques dinàmiques dels amplificadors operacionals reals .....	38
2.5.1. L'amplada de banda .....	39
2.5.2. <i>Slew-rate</i> .....	43
2.6. Comportament dels amplificadors amb relació al soroll .....	45
2.6.1. Soroll generat pel mateix amplificador .....	45
2.6.2. Soroll generat per les mateixes resistències dels circuits d'amplificació .....	47
<b>3. Circuits amplificadors utilitzats en instrumentació</b> .....	50
3.1. Amplificador diferencial .....	50
3.2. Amplificador d'aïllament .....	52
3.3. Amplificador de transimpedància i transconductància .....	53
3.4. Amplificador trossejador ( <i>chopper</i> ) .....	55
3.5. Amplificador logarítmic .....	55
<b>4. Criteris de selecció d'AO i disseny de circuits amb AO</b> .....	58
<b>Resum</b> .....	59

---

<b>Exercicis d'autoavaluació.....</b>	<b>61</b>
<b>Solucionari.....</b>	<b>62</b>
<b>Glossari.....</b>	<b>63</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>64</b>

## Introducció

L'amplificació de senyals és una etapa molt utilitzada en qualsevol sistema electrònic, ja que molt sovint ens cal adaptar els nivells de senyal que s'han de tractar. Per això, en aquest mòdul es presentaran els conceptes d'*amplificació*, de *soroll* i de *filtratge*.

Primer veurem conceptes generals d'aquests tres aspectes, íntimament relacionats. Hem de tenir en compte que en qualsevol mesura d'un senyal hi tindrem sempre present altres senyals que no són interessants (soroll), i per evitar la degradació del senyal d'interès ens caldrà tractar adequadament aquesta mesura. Això passa per conèixer l'origen d'aquest soroll per tal de minimitzar-ne l'efecte, però també per un filtratge correcte del senyal a fi d'eliminar, en la mesura que sigui possible, l'efecte d'aquest soroll.

Un dels dispositius més versàtils i més utilitzats en qualsevol etapa d'amplificació és l'amplificador operacional (AO). Rep el nom d'*amplificador* per la tasca que en principi desenvolupa (amplificar), i el nom d'*operacional* per la seva versatilitat a l'hora de dissenyar circuits electrònics que permetin fer operacions analítiques entre senyals analògics (sumar, restar, logaritme, etc.). En definitiva, es tracta d'un dispositiu fonamental en molts dels dissenys i que cal conèixer a fons. Per tant, dedicarem la resta del mòdul a estudiar aquest dispositiu, tant des d'un punt de vista ideal, per a l'anàlisi de circuits que continguin amplificadors operacionals, com centrant-nos en la seva estructura interna, les seves característiques més importants i el seu comportament en freqüència. Seguidament, veurem quins són els amplificadors més utilitzats en el camp de la instrumentació i quines funcions desenvolupen, per acabar amb un recull de criteris de selecció d'amplificadors operacionals en funció de diferents aspectes.

## Objectius

Els objectius que ha d'assolir l'estudiant amb aquest mòdul didàctic són els següents:

1. Entendre els conceptes d'*amplificació*, *soroll* i *filtratge*.
2. Entendre què és un *amplificador operacional ideal*.
3. Saber analitzar circuits amb amplificadors ideals i determinar-ne la funció de transferència.
4. Conèixer diferents tipus de circuits amplificadors utilitzats en el camp de la instrumentació electrònica.
5. Conèixer criteris tècnics per seleccionar i dissenyar circuits amb amplificadors operacionals.

## 1. Conceptes generals: *amplificació, soroll i filtratge*

Per començar, cal tenir en compte que qualsevol sistema electrònic és sensible a les interferències externes.

Aquestes interferències introdueixen un soroll, és a dir, uns senyals no volguts que se superposen al senyal que ens interessa i que tendeixen a amagar-ne parcialment la informació útil.

Per aquest motiu, l'amplificació dels senyals elèctrics és molt important en els sistemes d'instrumentació, ja que té per missió agafar el senyal de l'entrada d'un sistema i situar-lo a la sortida amb un **nivell de potència més gran**. Aquesta amplificació acaba resultant molt útil per aconseguir un guany ràpid de potència sobre un senyal i aconseguir que es vegi menys afectat pel soroll i altres interferències.

D'aquesta manera, gràcies a l'etapa d'amplificació, el sistema es torna menys sensible a qualsevol interferència externa que pugui patir.

L'amplificació dels senyals elèctrics pot ser de quatre tipus diferents en funció del senyal, corrent o tensió elèctrica que tinguem a l'entrada i a la sortida del sistema. Així, parlarem d'aquests quatre tipus d'amplificacions:

- Amplificació amb entrada en tensió i sortida en corrent.
- Amplificació amb entrada en corrent i sortida en tensió.
- Amplificació amb entrada i sortida en corrent.
- Amplificació amb entrada i sortida en tensió.

El **guany de potència** d'amplificació,  $A_p$ , es defineix com la potència del senyal de sortida,  $P_o$ , dividida entre la potència del senyal d'entrada,  $P_i$ .

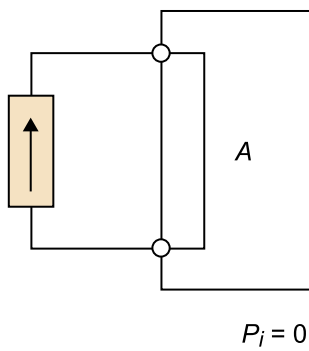
$$A_p = \frac{P_o}{P_i} \quad (1)$$

De l'equació anterior veiem que si d'un sistema determinat en volem obtenir un guany elevat cal que aquest absorbeixi una potència baixa.

Des del punt de vista dels sistemes ideals, per tant no reals, obtindríem un guany elevat d'amplificació quan:

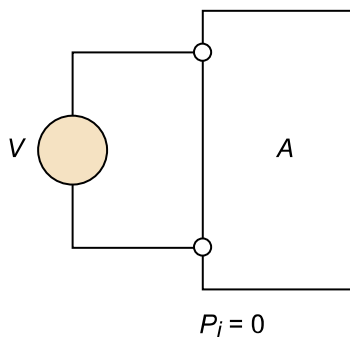
a) El senyal d'entrada és una font de corrent i està en curtcircuit (figura 1).

Figura 1. Font de corrent en curtcircuit a l'entrada



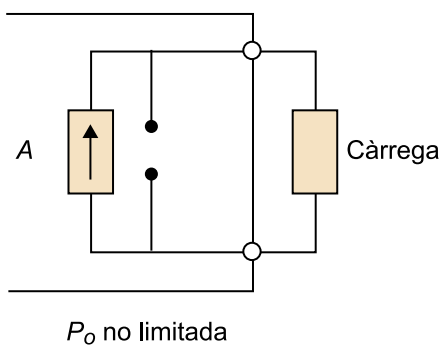
b) El senyal d'entrada és una font de tensió i està en circuit obert a l'entrada (figura 2).

Figura 2. Font de tensió en circuit obert a l'entrada



c) El senyal de sortida és una font de corrent i la seva impedància és infinita (figura 3).

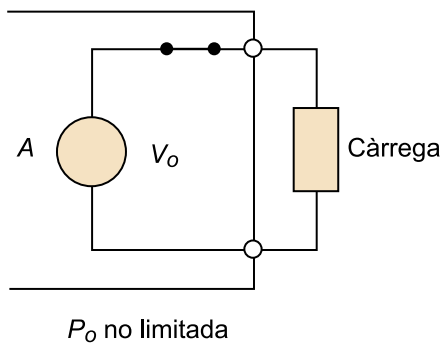
Figura 3. Font de corrent d'impedància infinita a la sortida



d) El senyal de sortida és una font de tensió i la seva impedància és nul·la (figura 4).



Figura 4. Font de tensió d'impedància nul·la a la sortida



En els dos darrers casos s'aconsegueix que la càrrega sobre la qual es desenvolupa la potència no afecti la variable de sortida.

L'amplificador ideal no necessita consumir potència a l'entrada i tota la que genera la pot lliurar a la càrrega. Tal com s'ha comentat, aquestes són, òbviament, situacions ideals en què no es perd potència en cap punt del sistema.

Com és fàcil d'imaginar, una impedància infinita o nul·la no obeeix a una situació real i la seva existència a l'entrada d'un amplificador resulta imprescindible. Si no hi ha cap energia a l'entrada de l'amplificador no resultarà possible fer-ne l'amplificació.

De la mateixa manera, a la sortida de l'amplificador també tindrem una impedància de sortida en la font del senyal.

Com estem començant a veure, els amplificadors presenten una sèrie de característiques no ideals que podem identificar com les següents:

- Guany de potència no ideal.
- Generació interna de soroll.
- Errors estàtics produïts per desviacions.
- Distorsió harmònica i distorsió de fase provocada per una amplada de banda limitada.

En funció de l'aplicació que donem a l'amplificador caldrà considerar o no aquestes no-idealitats i, en el cas més senzill, podrem considerar l'amplificador com a ideal, i en resumirem les característiques principals de la manera següent:

- L'existència d'un guany de potència,  $A_p$ .
- L'existència d'un guany de tensió,  $A_v$ , un guany de corrent,  $A_i$ , un guany de transresistència,  $R$ , i un guany de transconductància,  $G$  (en funció de la naturalesa dels senyals d'entrada i sortida).

- L'existència d'unes impedàncies d'entrada i de sortida.

Si no tenim un cas tan senzill com l'anterior i considerem certes desviacions en el funcionament ideal, caldrà considerar:

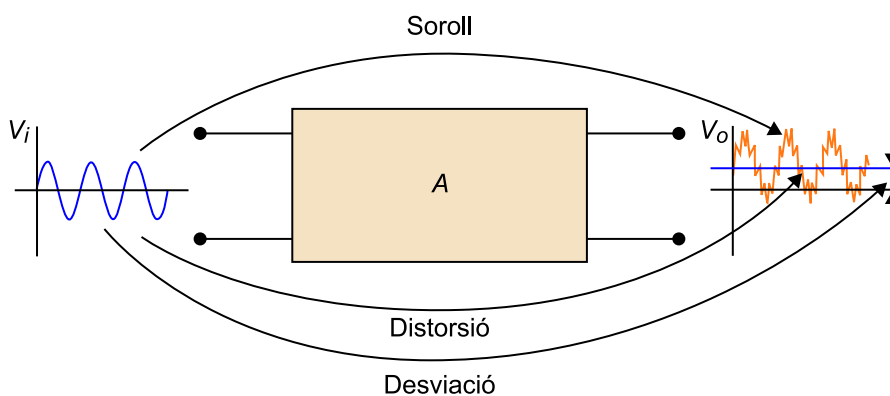
- La presència d'efectes de desviació (òfset) en el valor de la sortida, introduint per tant l'inevitable error a aquest valor de sortida.
- La presència d'un guany no lineal.
- Canvis en el guany causats per la presència d'impedàncies d'entrada i sortida, efectes de càrrega, etc.

Si es fa un estudi més complex, caldrà considerar altres efectes no volguts com, per exemple, el soroll generat internament en l'amplificador, i que s'afegeix al que ja té el mateix senyal a l'entrada, cosa que n'empitjora la relació senyal-soroll ( $S/N^1$ ).

<sup>(1)</sup>De l'anglès *signal to noise*.

Resumint, podem observar els efectes anteriors en l'esquema de la figura 5, en què tenim un senyal ( $V_i$ ) que vol ser amplificat ( $A$ ) i al qual s'afegeixen els efectes no volguts (soroll, distorsió i desviació), la qual cosa dóna lloc al senyal de sortida ( $V_o$ ):

Figura 5. Esquema dels efectes no volguts causats pel procés d'amplificació, sobre el senyal d'entrada  $V_i$



D'entrada, i veient l'esquema de la figura anterior, no podem dir que tinguem gaires motius per a ser optimistes en pensar en un amplificador en particular, i en els sistemes electrònics en general, en veure'n els darrers efectes i, si a més, en molts casos, tenim senyals dèbils a l'entrada, relacions  $S/N$  baixes, freqüències altes, etc.

No obstant això, tots aquests efectes han de ser quantificats i, en la gran majoria dels casos, els efectes negatius es poden ignorar, per la qual cosa l'amplificador acaba acomplint els seus objectius.

Per tant, l'amplificació pot resultar molt útil per a proporcionar un guany ràpid de potència a un senyal i aconseguir d'aquesta manera que es vegi menys afectat pels efectes no volguts o pel soroll.

### 1.1. Soroll en l'amplificació

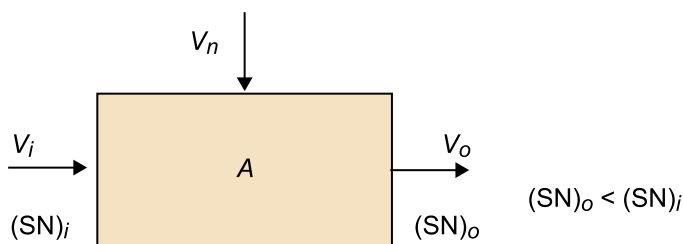
Com hem avançat anteriorment, els senyals incorporen nivells de soroll, és a dir, senyals no volguts que se superposen al senyal que ens interessa i que tendeixen a ocultar la informació que cal tractar. A més, al llarg del tractament de les dades i de la informació útil del nostre senyal, es continua afegint més soroll i aquest soroll també s'acaba amplificant. A part del soroll intern de l'amplificador, tampoc no podem ignorar el generat per les interferències electromagnètiques afegides per circuits externs.

D'aquesta manera, es va disminuint la relació senyal/soroll o S/N. Podem veure, doncs, que la relació S/N és un dels paràmetres més importants en qualsevol sistema d'instrumentació electrònica.

Els diferents elements electrònics que constitueixen un amplificador (resistències, transistors, díodes, etc.) afegeixen, intrínscament, soroll a qualsevol senyal que el travessi i en disminueixen, també, la relació S/N. Aquest soroll propi de l'amplificador es coneix com a **soroll intern**,  $v_n$ .

El model d'inclusió de soroll intern en un amplificador es pot veure en la figura 6.

Figura 6. Model d'inclusió de soroll intern en un amplificador



El total del soroll intern,  $v_n$ , generat en un amplificador es pot identificar amb el paràmetre **figura de soroll** ( $NF^2$ ) definit com el quocient entre la relació S/N a l'entrada i la relació S/N a la sortida, expressat de manera logarítmica i en decibels:

<sup>(2)</sup>De l'anglès *noise figure*.

$$NF = 10 \log \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \quad (2)$$

Aquest valor sempre serà més gran que zero i tindrà un valor baix per a amplificadors poc sorollosos i un valor alt per a amplificadors més sorollosos.

El valor NF resulta especialment important quan hem d'amplificar un senyal dèbil, i particularment crític en les primeres etapes d'amplificació. En les darreres etapes d'amplificació, quan els nivells de potència del senyal són més elevats, el valor NF acaba sent insignificant.

### **Exemple**

Vegem un exemple pràctic del que estem comentant. Imaginem que tenim un dispositiu electrònic, per exemple, un sensor, que ens proporciona un senyal comprès entre 0 i 1 V.

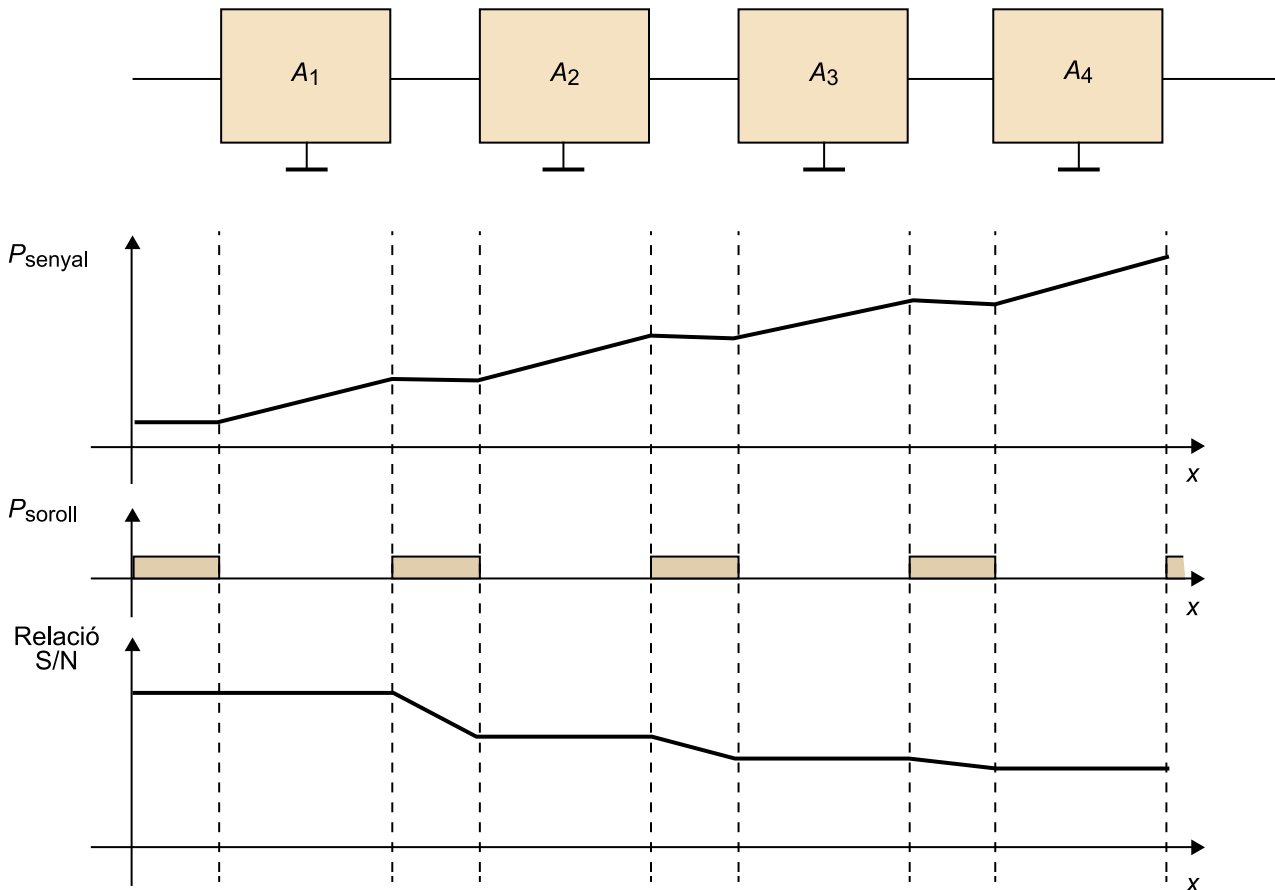
Si volem evitar que el soroll que se'ns pot afegir en qualsevol punt del circuit afecti el nivell del senyal, aconseguirem que tingui menys importància si amplifiquem aquest senyal a 10 V.

Així, si el soroll que se'ns afegeix equival a 0,5 V, amb el senyal d'1 V, la relació S/N resultaria d'uns 6 dB.

En canvi, si el senyal és de 10 V la relació S/N serà d'uns 26 dB.

Si el soroll es va introduint amb la mateixa potència en totes les parts del circuit, veurem que el seu efecte tindrà menys impacte en el senyal a mesura que aquest va avançant en les diferents etapes d'amplificació del circuit, atès que la potència del senyal serà cada vegada més gran (vegeu aquest efecte exemplificat en la figura 7).

Figura 7. Efecte del soroll en una cadena d'amplificació de diferents etapes



Podem veure que els amplificadors (ideals) no tenen cap incidència directa sobre la relació S/N, atès que tant a l'entrada com a la sortida d'aquests podem veure que la relació S/N es manté, quedant inalterada perquè s'amplifica la senyal i el soroll a parts iguals. No obstant, com que la potència del senyal anirà augmentant a mesura que passem per etapes d'amplificació, i la incidència del soroll en noves etapes es mantindrà constant, veiem que l'empitjorament de la relació S/N esdevé cada vegada més irrellevant.

Com a conclusió, podem dir que és particularment important amplificar el nivell d'un senyal, atès que els possibles sorolls que s'introduiran en el circuit resultaran comparativament inferiors. D'aquesta manera, aconseguim disminuir la incertesa del senyal i, per tant, augmentar-ne l'exactitud, és a dir, la integritat i la fiabilitat de la informació que conté.

Veient l'impacte que té la relació S/N, podem entendre la importància del paper que tenen els amplificadors en la instrumentació electrònica.

## 1.2. Filtratge del senyal

A causa de les no-idealitats dels amplificadors i, tenint en compte que poden afectar d'una manera diferent en funció d'una freqüència determinada, aquests poden experimentar variacions en l'espectre del seu senyal d'entrada.

De vegades, ens interessarà disposar de tots els components de freqüència del senyal d'entrada sense que es produeixin atenuacions en cap d'elles, o dit d'una altra manera, que tots els components freqüencials es vegin amplificats de la mateixa manera.

D'altres, com podria ser dins de l'àmbit de la medicina i per al cas concret dels electrocardiògrafs que mesuren els senyals bioelèctrics, ens interessaran les freqüències baixes. D'aquesta manera, filtrarem les freqüències altes.

Així, doncs, estem introduint un concepte nou: el *filtratge del senyal*.

El **filtratge del senyal** ens serà útil per a seleccionar les freqüències concretes que ens interessin per als nostres propòsits i per a eliminar-ne o atenuar-ne la resta.

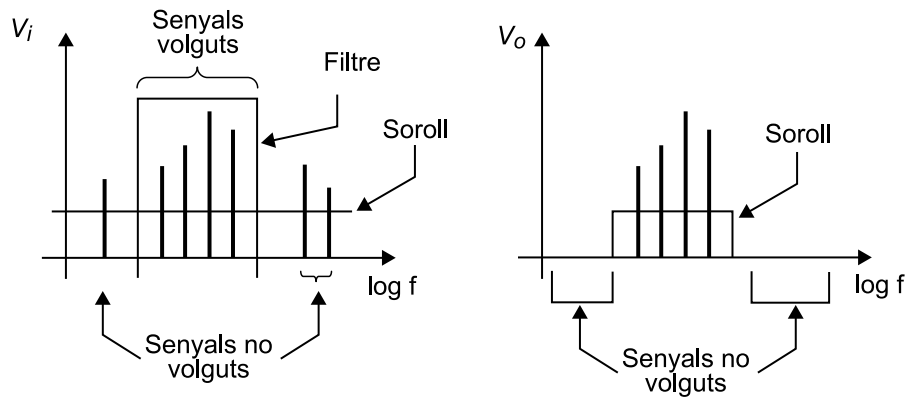
Arribats a aquest punt, cal fer un parell de consideracions:

- 1) Partim de la base que qualsevol senyal conté un espectre de freqüències amb dades que ens poden interessar i amb dades que no. Des del punt de vista de la instrumentació electrònica, el senyal que conté la informació que ens interessa tractar serà el **senyal en sentit estricte**. La resta es pot considerar soroll.
- 2) El soroll pot tenir un espectre de freqüències molt ampli, amb la qual cosa l'impacte sobre el nostre senyal serà més gran com més gran sigui l'amplada de banda del sistema electrònic.

Pretenem, doncs, quedar-nos només amb el senyal que conté la informació que realment volem tractar i obviar els senyals que contenen una informació que no ens resulta rellevant. Caldrà, d'aquesta manera, limitar l'amplada de banda dels components que no volem tractar i atenuar tots els senyals que ens resultin superflus i que només contribuiran a disminuir la relació S/N.

En la figura 8 veiem la representació gràfica de la millora de la relació S/N amb el filtratge dels senyals no volguts i la reducció de la seva amplada de banda:

Figura 8. Efecte del filtratge d'un senyal



$$(SN)_o > (SN)_i$$

## 2. L'amplificador operacional

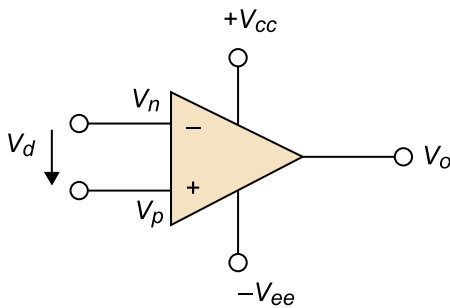
Hi ha una gran quantitat de dispositius electrònics capaços d'amplificar un senyal de corrent o de tensió sobre una càrrega davant de la que pot proporcionar el senyal original no amplificat.

En l'àmbit de la instrumentació electrònica, l'element amplificador per excel·lència és l'**amplificador operacional (AO)**.

L'amplificador operacional<sup>3</sup> es representa convencionalment tal com mostra la figura 9, amb dues entrades, una inversora  $V_n (-)$  i l'altra no inversora  $V_p (+)$ , dos terminals d'alimentació  $+V_{cc}$  i  $-V_{ee}$ , una tensió de sortida  $V_o$  i la tensió diferencial  $V_d$  definida com a  $V_d = V_p - V_n$ :

<sup>(3)</sup>A partir d'ara abreuarem *amplificador operacional* amb la paraula *operacional* o amb la sigla *AO*.

Figura 9. Representació convencional d'un amplificador operacional



Tinguem en compte que per tal de simplificar el circuit, sovint els terminals d'alimentació no s'etiqueten amb el nom de la variable o simplement no es dibuixen.

La funció de l'operacional és la d'amplificar la tensió diferencial,  $V_d$  (la diferència entre la tensió a l'entrada no inversora i la tensió a l'entrada inversora), amb un guany de tensió,  $A_d$ :

$$V_o = A_d V_d \quad (3)$$

Un operacional és un circuit integrat format per diverses etapes amplificadores, formades, al seu torn, per diversos transistors, connectades entre elles, que representa com a amplificador de tensió les **característiques ideals** següents:

- Guany de tensió  $A_d$  infinit, la qual cosa vol dir que si la seva sortida és finita, la tensió diferencial de l'entrada serà nul·la:  $V_d = V_p - V_n = 0$ .



- Resistència d'entrada infinita, cosa que obliga que el corrent d'entrada per qualsevol de les seves dues entrades ( $i_p$  per la positiva i  $i_n$  per la negativa) sigui sempre nul:  $i_p = i_n = 0$ .
- Resistència de sortida nul·la, cosa que implica una capacitat infinita de proporcionar corrent sobre qualsevol càrrega.

Cal fer una consideració sobre els valors extrems anteriors, atès que la tensió de sortida  $V_o$  no podrà sobrepassar mai les tensions d'alimentació. Si l'operacional està alimentat per un valor positiu de tensió  $+V_{cc}$  i un de negatiu  $-V_{ee}$ , es complirà que el valor de  $V_o$  serà comprès entre aquests dos valors, és a dir:

$$-V_{ee} \leq V_o \leq +V_{cc} \quad (4)$$

En un gran nombre d'aplicacions, l'operacional es pot considerar ideal sense introduir gaires errors en el càlcul i, en qualsevol cas, es tractarà d'una primera aproximació en un procés de disseny.

Aquesta consideració d'idealitat de l'operacional ens permet fer-ne un estudi simplificat i obtenir-ne unes aplicacions molt interessants en els circuits de tractament de senyal.

Es parla d'**aplicacions analògiques** quan la tensió de sortida  $V_o$  pot agafar qualsevol valor comprès entre les limitacions de l'expressió (4). En canvi, parlem d'**aplicacions digitals** quan la sortida de l'amplificador només pot agafar dos valors sense possibilitat d'un valor intermedi.

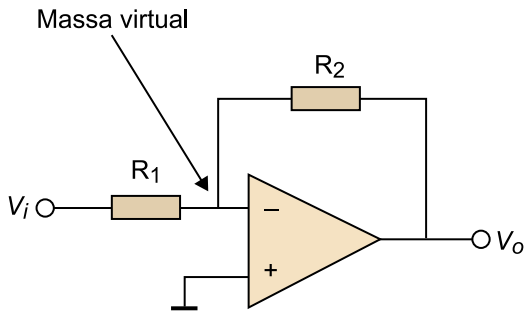
A continuació, es mostra un resum d'algunes de les aplicacions analògiques i digitals de l'amplificador operacional ideal en els circuits més habituals de tractament del senyal.

## 2.1. Algunes aplicacions analògiques dels AO ideals

Les aplicacions analògiques de l'amplificador operacional ideal són les següents:

a) **Amplificador inversor**. El terme *inversor* es deu al signe negatiu de la seva expressió matemàtica, que expressa un desfasament de  $180^\circ$  entre l'entrada i la sortida (figura 10).

Figura 10. Esquema de l'amplificador inversor



El guany en tensió de l'amplificador inversor s'obté analitzant el circuit i aplicant les característiques de l'AO ideal. Si els corrents a través de les línies d'entrada són nuls, es compleix l'expressió (5):

$$\frac{V_i - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_2} \quad (5)$$

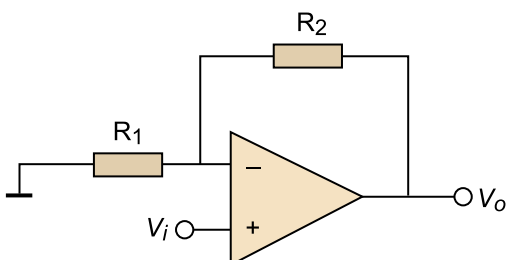
Tenim que en l'AO ideal  $V_n = V_p$ , és a dir, que la pota inversora  $V_n (-)$  és igual a la no inversora  $V_p (+)$ . Com en aquest cas  $V_p = 0$ , tindrem que  $V_n = 0$ . En tenir una tensió  $V_n = 0$ , aplicarem al nus indicat en la figura 10 el concepte anomenat **massa virtual** o **curtcircuit virtual**. D'aquestes consideracions, obtenim el guany de l'AO inversor:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6)$$

Veiem que tenim un guany negatiu per a qualsevol valor de resistències.

**b) Amplificador no inversor.** En aquest cas, el guany de l'AO no inversor s'obté de manera similar al cas anterior a partir de la figura 11 i de les equacions (7) a (9):

Figura 11. Esquema de l'amplificador no inversor



$$V_n = \frac{V_o R_1}{R_2 + R_1}, \text{ en què } V_n = V_p = V_i \quad (7)$$

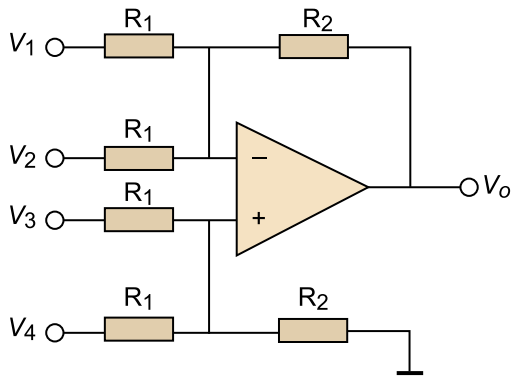
De la qual cosa resulten el guany i la tensió de sortida presentats, respectivament, en les expressions (8) i (9):

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_i \quad (9)$$

c) **Amplificador genèric.** És un amplificador sumador/restador amb guany que permet fer aquestes operacions algebraiques amb diferents senyals analògics (figura 12).

Figura 12. Esquema d'un amplificador genèric



L'equació matemàtica de la tensió de sortida és:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_3 + V_4 - V_2 - V_1) \quad (10)$$

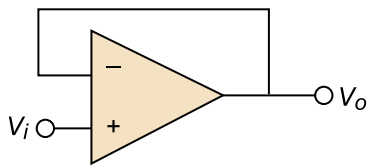
Fixem-nos que podem acabar fent un sumador o un restador jugant amb les tensions de l'entrada. Per exemple, tindrem a la sortida la resta analítica  $V_4 - V_2$  si les entrades  $V_1$  i  $V_3$  estan connectades a terra.

d) **Seguidor d'emissor o seguidor de tensió.** En aquest cas, tenim que  $V_o = V_i$ , per la qual cosa el guany serà  $A = 1$  (vegeu la figura 13). L'AO no implica una càrrega per a la font de senyal i admet qualsevol càrrega a la seva sortida.

Tot i que d'entrada podríem pensar que utilitzar un AO per a acabar tenint  $V_o = V_i$  sembla una cosa absurda, aquesta configuració s'utilitza molt, ja que ens permet aïllar la font de la càrrega, de manera que tindrem sempre la mateixa tensió de sortida independentment de la càrrega que connectem a la sortida del circuit. En instrumentació electrònica s'utilitza, per exemple, per a poder llegir la tensió d'un sensor amb una intensitat molt petita per tal que no afecti el resultat de la mesura.

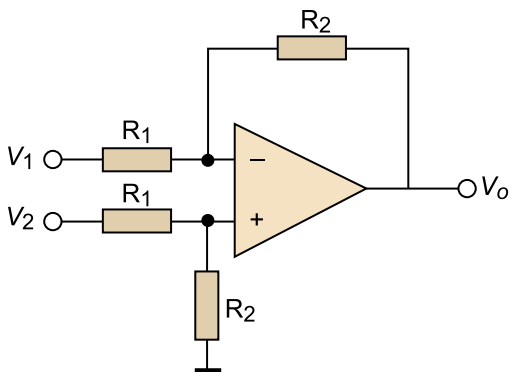
Es pot veure com un cas particular de l'amplificador no inversor en el qual  $R_2 = 0$  i  $R_1 = \infty$ , per la qual cosa el guany (equació (8)) es redueix a  $A = 1$ .

Figura 13. Esquema d'un seguidor d'emissor o seguidor de tensió



e) **Amplificador diferencial.** Es tracta d'un cas particular de l'amplificador genèric, molt versàtil i utilitzat (figura 14), ja que, com veurem en detall més endavant, és la base d'un amplificador d'instrumentació.

Figura 14. Esquema d'un amplificador diferencial

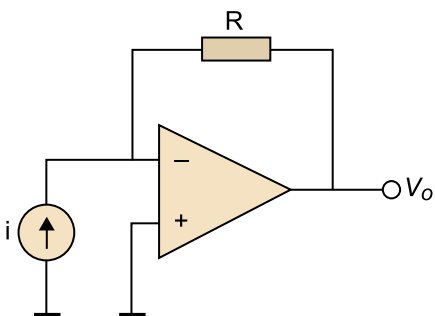


L'equació matemàtica de la tensió de sortida és:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad (11)$$

f) **Convertidor corrent-tensió.** És un circuit bàsic per a obtenir una sortida de tensió corresponent a una entrada en corrent (figura 15).

Figura 15. Esquema d'un convertidor corrent-tensió



L'equació matemàtica de la tensió de sortida és:

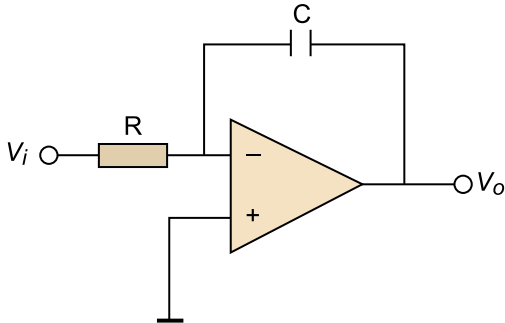
$$V_o = -Ri \quad (12)$$

#### Vegeu també

L'amplificador diferencial s'estudia més en detall en el subapartat 3.1 d'aquest mòdul didàctic.

**g) Integrador.** Aquest és un circuit que ens serveix per a calcular la integral d'un senyal de tensió d'entrada (figura 16). Com es pot veure, s'obté substituint en la configuració inversora la resistència de realimentació per un condensador.

Figura 16. Esquema d'un integrador

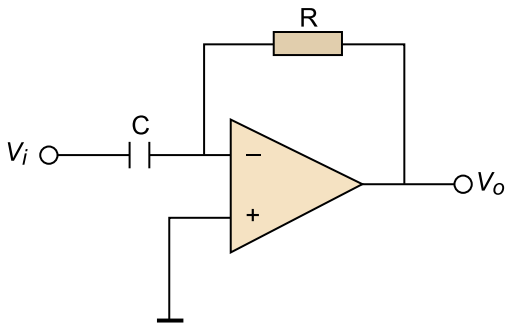


L'equació matemàtica de la tensió de sortida és:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt \quad (13)$$

**h) Derivador.** Aquest és un circuit que ens serveix per a calcular la derivada d'un senyal de tensió d'entrada. La figura 17 correspon a la d'un amplificador derivador:

Figura 17. Esquema d'un derivador



L'equació matemàtica de la tensió de sortida és la següent:

$$V_o = -RC \frac{dV_i(t)}{dt} \quad (14)$$

## 2.2. Algunes aplicacions digitals dels AO ideals

En aquest cas, en el qual també es considera l'AO ideal, la sortida de l'operacional pot agafar només dos valors.

a) **Comparador bàsic.** Circuit comparador bàsic amb una tensió de referència (figura 18). El circuit compara la tensió d'entrada,  $V_i$ , amb la tensió de referència,  $V_{ref}$ . Si  $V_i$  és més gran que  $V_{ref}$ , la tensió a la sortida de l'AO serà  $+V_{cc}$ . Si és al revés, llavors la tensió a la sortida de l'AO serà  $-V_{ee}$  (vegeu la figura 19).

Figura 18. Esquema d'un comparador bàsic

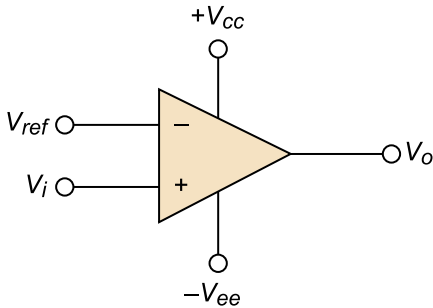
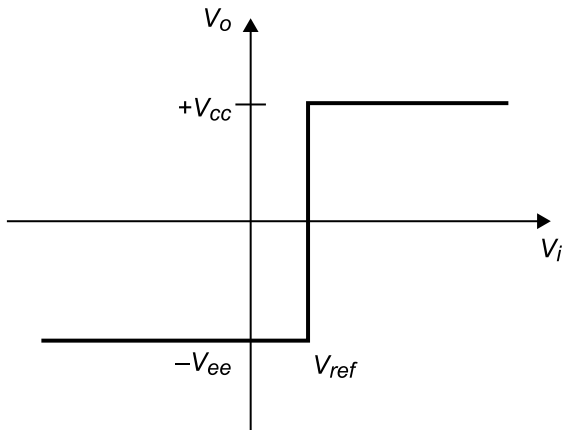


Figura 19. Relació entrada-sortida en un comparador bàsic



b) **Comparador amb histèresi.** A diferència del comparador operacional anterior sense realimentació, el comparador amb histèresi o *Schmitt trigger* (figura 20) s'encarrega de produir un pols de disparament quan el voltatge a l'entrada es troba dins d'un marge específic (figura funció 21), determinat per la seva finestra d'histèresi (l'anomenada *tensió d'histèresi*, H).

Figura 20. Esquema d'un comparador *Schmitt trigger* implementat amb un comparador no inversor

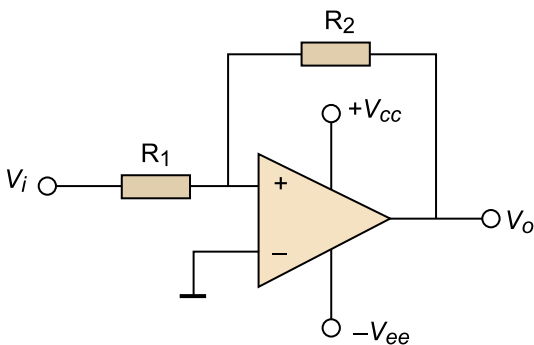
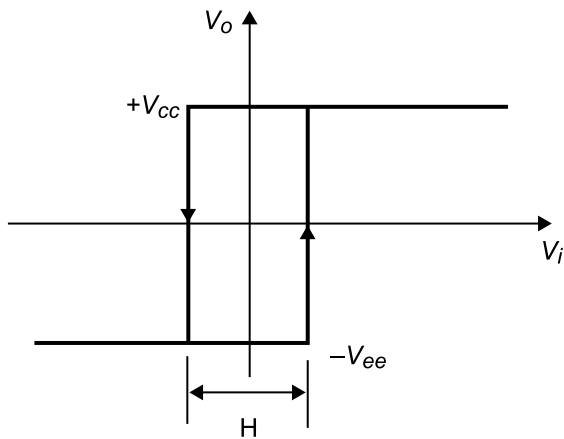


Figura 21. Relació entrada-sortida en un comparador Schmitt trigger



En què  $H$  té el valor:

$$H = \frac{R_1}{R_2} (V_{cc} + V_{ee}) \quad (15)$$

c) **Comparador amb histèresi II.** Es tracta d'un cas similar a l'anterior, però aquesta vegada la tensió d'histèresi es produeix entorn de la tensió de referència,  $V_{ref}$ .

Figura 22. Comparador amb histèresi II

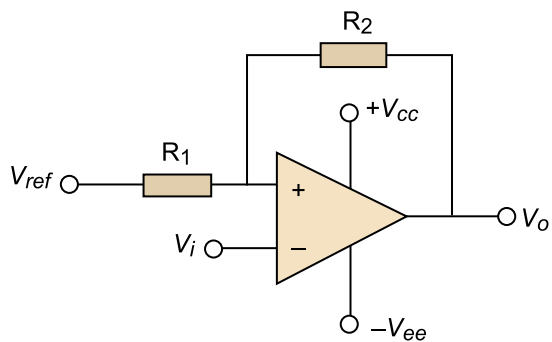
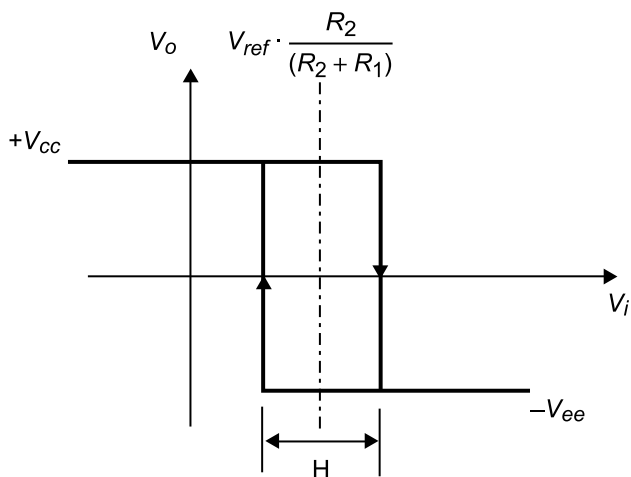


Figura 23. Relació entrada-sortida en un comparador amb histèresi II



En què  $H$  té el valor presentat en l'equació (15).

Fins aquí hem vist algunes aplicacions analògiques i digitals dels amplificadors operacionals considerats ideals. Òbviament, hi ha un amplíssim ventall d'aplicacions més amb circuits com ara multiplicadors, oscil·ladors, detectors, limitadors, retalladors i divisors de senyal, amplificadors no lineals (logarítmics i no logarítmics) i un llarg etcètera. Enumerar-les totes i deduir-ne l'expressió matemàtica amb les equacions del seu guany o tensió de sortida resultaria tediós i fora de l'àmbit d'aquests materials didàctics. Aquesta informació es troba accessible en qualsevol llibre d'electrònica general.

D'altra banda, i com ens podem imaginar, totes les equacions anteriors no són exactes perquè en considerar que l'amplificador operacional no és ideal sinó real, apareixen una sèrie d'efectes secundaris que constitueixen un error permanent a la sortida de cada circuit.

Per tant, ens trobem amb la necessitat de quantificar la diferència en el comportament d'un operacional ideal respecte al real. Aquesta quantificació ens farà valorar si els errors introduïts per la no-idealitat de l'operacional poden ser obviats o, si al contrari, ens fan pensar en un altre dispositiu electrònic que presenti menys errors.

### 2.3. Paràmetres reals de l'amplificador operacional

En aquest subapartat analitzarem cadascun dels paràmetres que defineixen el comportament real de l'amplificador operacional, de tal manera que en podrem quantificar la influència en qualsevol aplicació.

Per fer aquesta anàlisi considerarem un dels operacionals d'ús general més utilitzat, el clàssic AO 741. El 1965, la companyia Fairchild Semiconductor va introduir al mercat l'amplificador uA709, el primer amplificador operacional monolític que es va utilitzar de manera massiva. Tot i l'èxit que va tenir aquest model, en aquella època els amplificadors operacionals tenien força inconvenients. Per això, l'empresa va decidir fabricar un amplificador operacional millorat, l'uA741. El fet que tingués un preu econòmic i que fos senzill d'utilitzar va popularitzar enormement aquest AO, de manera que moltes altres empreses van dissenyar posteriorment amplificadors equivalents, com ara Motorola (MC1741) o National Semiconductor (LM741). Tots aquests amplificadors operacionals són equivalents a l'uA741, ja que tenen les mateixes especificacions en els fulls de característiques (*datasheets*).

Aquest dispositiu de tecnologia bipolar (figures 24 i 25) ens servirà per a repassar els paràmetres reals que en regeixen el funcionament de qualsevol altre.

#### Web recomanat

Podeu trobar el full de característiques d'un dels fabricants de l'AO a:  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>



Figura 24. Símbol de l'AO 741

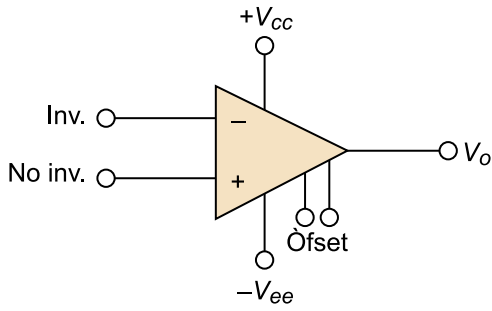


Figura 25. Pins de connexió de l'AO 741

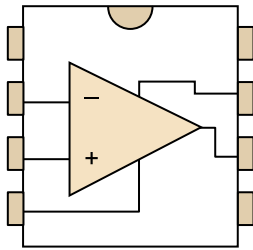
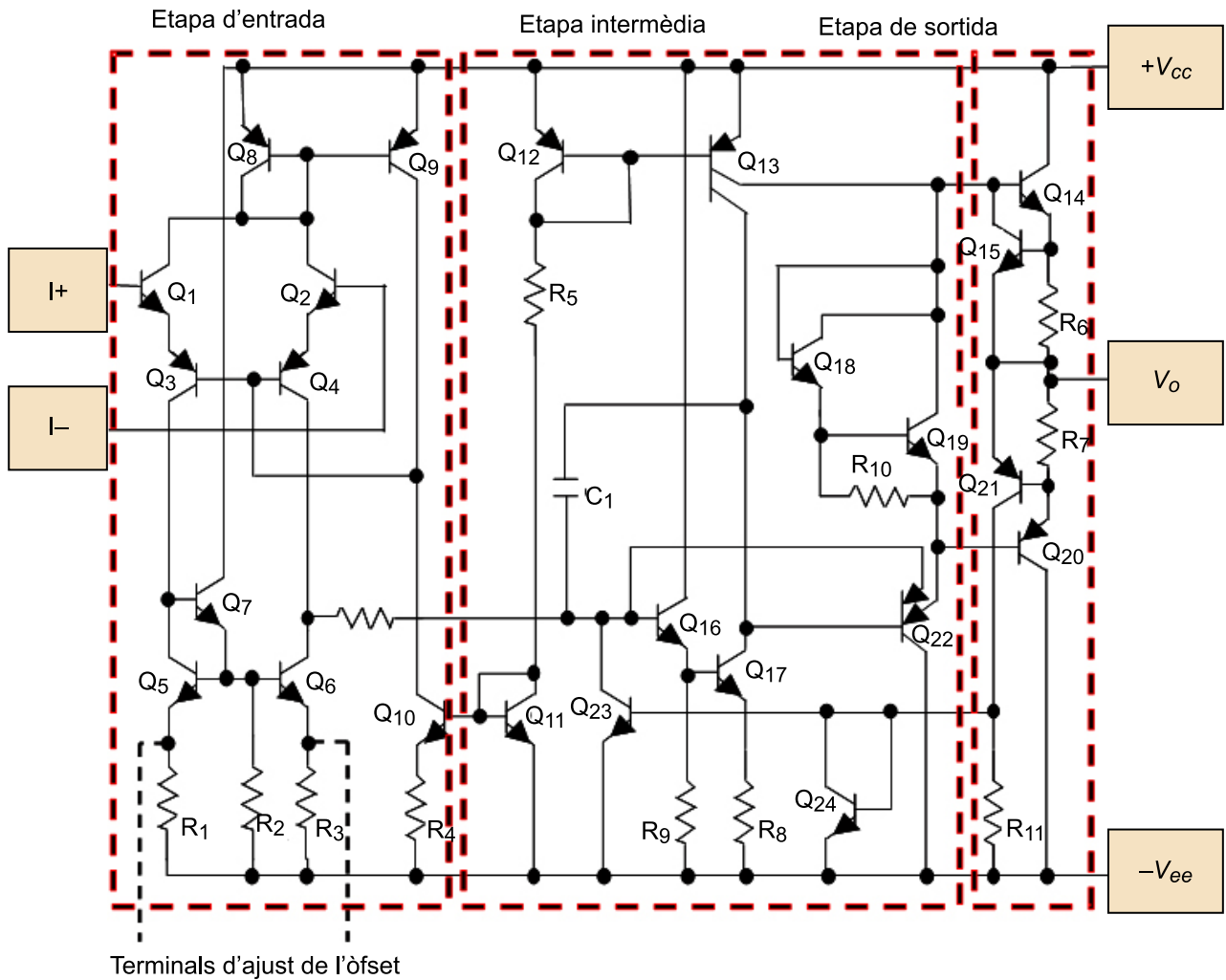


Figura 26. Estructura interna de l'AO 741

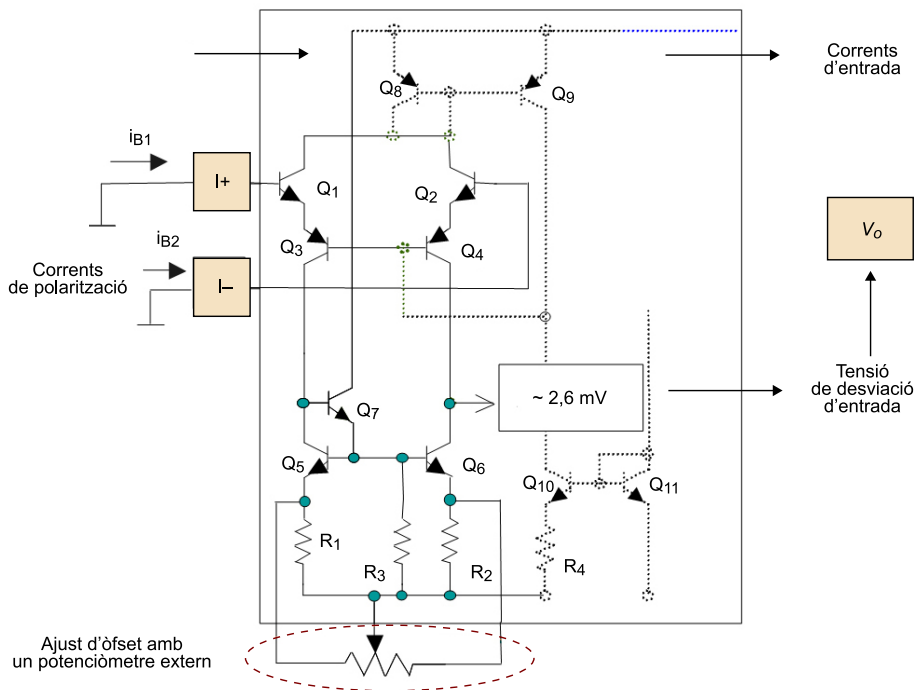


No entrarem en l'estudi detallat de l'AO 741, tot i que la seva anàlisi superficial ens ajudarà a introduir les no-idealitats d'aquest dispositiu concret (i la resta d'operacionals, en general), objectiu real de l'exemple.

En l'esquema de la figura 26 veiem que l'AO 741 és constituït per tres etapes. A continuació, enumerarem les principals funcions de cadascuna:

- 1) L'**etapa d'entrada**, amb una entrada diferencial bipolar clàssica. Aquesta etapa és la responsable de bona part del guany del circuit i proporciona una amplificació de soroll baixa.
- 2) L'**etapa intermèdia**, responsable de l'adaptació dels nivells de tensió i la compensació en freqüència.
- 3) L'**etapa de sortida**, responsable de protegir el sistema contra possibles curtcircuits i de proporcionar la potència necessària a petites càrregues.

Figura 27. Etapa d'entrada de l'AO 741



Observant l'etapa d'entrada de l'AO 741 (figura 27) notem que deixa de ser certa l'afirmació que hem fet anteriorment per a l'operacional ideal. Els transistors  $Q_1$  i  $Q_2$  que formen l'entrada diferencial bipolar necessiten corrent en les bases per a funcionar, per la qual cosa **no és correcta** la suposició ideal de corrents nuls a les entrades.

Aquests corrents són els anomenats **corrents de polarització**  $i_{B1}$  i  $i_{B2}$ . Tot i que ambdós corrents tenen un valor semblant, no són estrictament iguals ni és evident saber quin dels dos serà més gran. El paràmetre anomenat **corrent de desviació** recull la diferència entre aquests dos corrents.

D'aquesta manera, l'existència d'asimetries en les dues branques de l'etapa diferencial provoca també una tensió de sortida, i recordem que, amb les dues entrades a massa, la tensió de sortida hauria de ser nul·la. Aquesta tensió de sortida és modelable mitjançant l'aparició d'una tensió diferencial a l'entrada coneguda com a **tensió de desviació d'entrada**.

Aquests efectes s'aniran transmetent successivament a les altres etapes, la qual cosa provocarà l'aparició d'una tensió de sortida diferent de zero, coneguda com a **tensió de desviació de sortida**.

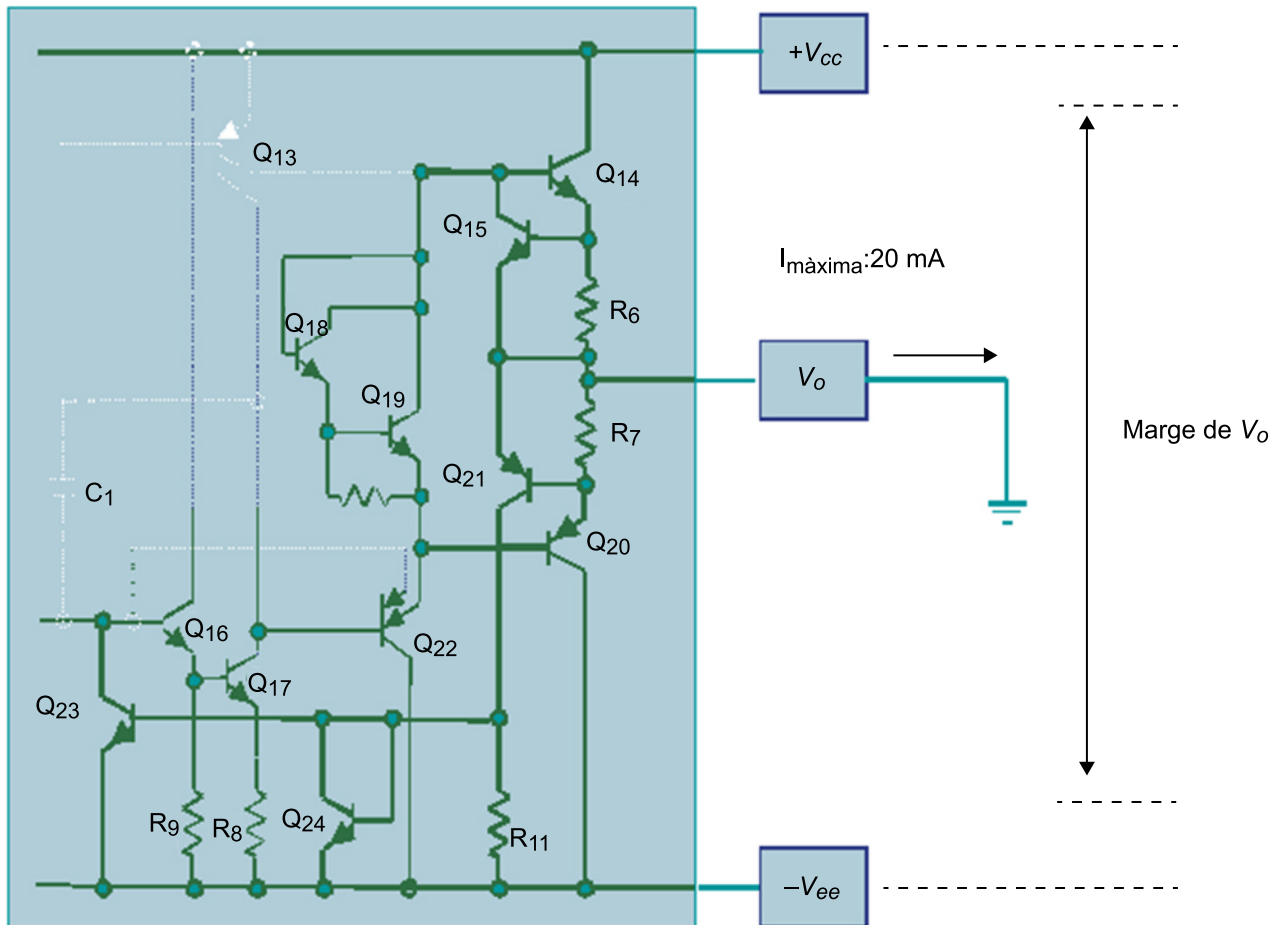
D'altra banda, tot i que l'etapa diferencial tindrà un guany molt elevat i que les altres dues etapes contribuiran mínimament al guany total del conjunt, aquest no serà, ni molt menys, infinit, tal com hem suposat quan hem definit les característiques de l'AO ideal.

El potenciòmetre extern d'ajust d'òfset, que podem observar en la figura 27 de l'etapa d'entrada, ens pot ajudar a corregir les diferències que hem trobat anteriorment en les branques del diferencial, de tal manera que puguem arribar a fer nul·la la tensió de sortida de l'operacional quan les dues entrades estiguin connectades a massa.

Per acabar amb aquesta primera etapa de l'AO 741, podem dir que les entrades tenen una impedància alta entre elles i entre cadascuna d'elles i massa. Aquest fet, però, no ens fa concloure que tinguem una impedància infinita tal com hem afirmat per a l'AO ideal.

Referint-nos a l'etapa de sortida de l'AO 741, observem la figura 28:

Figura 28. Detall de l'etapa de sortida de l'AO 741



D'entrada també veiem que no és certa la suposició d'una impedància de sortida nul·la com hem afirmat per a l'AO ideal. Podem veure la presència de les dues resistències en sèrie,  $R_6$  i  $R_7$ , sumades a la impedància dels transistors.

Paral·lelament, els transistors  $Q_{14}$  i  $Q_{20}$  tindran també una caiguda de tensió que podrà ser petita, però mai nul·la, amb la qual cosa la tensió de sortida no arribarà mai als valors extrems de la tensió d'alimentació  $+V_{cc}$  i  $-V_{ee}$ .

Tot i que s'ha fet una visió qualitativa i sense entrar en detalls d'equacions en els transistors, ens hem començat a introduir en el comportament real dels amplificadors operacionals, molt diferent de les suposicions fetes per als amplificadors que considerem ideals.

Seguint el fil del que hem estudiat en el mòdul "Descripció d'un sistema d'instrumentació", la caracterització real d'un sistema en instrumentació electrònica es fa analitzant-ne el **comportament estàtic** (paràmetres amb corrent continu) i el **comportament dinàmic** (paràmetres amb corrent altern).

En els subpartats següents farem aquesta anàlisi per a l'operacional i hi afegirem, també, el comportament amb relació al **soroll**.

## 2.4. Característiques estàtiques dels amplificadors operacionals reals

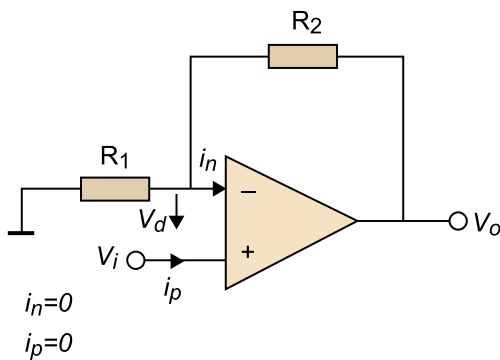
Veient l'exemple de l'AO 741 ens hem anat introduint en el comportament real de l'operacional. Ara en veurem alguns exemples més que ens ajudaran a analitzar-ne el comportament estàtic (corrent continu).

### 2.4.1. Guany diferencial o guany en llaç obert

La primera diferència significativa respecte de l'AO ideal és que el guany diferencial no resulta ser infinit, tot i que pot ser molt elevat. Normalment, se situa entre els 90 i 110 dB.

En primer lloc, considerem el cas d'un amplificador realimentat amb una configuració no inversora com el de la figura 29. A més, considerarem l'operacional ideal excepte pel que fa al seu guany diferencial ( $A_d$ ) finit.

Figura 29. Esquema de l'amplificador no inversor



D'una banda, tenim que la tensió diferencial és  $V_d = V_p - V_n$  amb els valors indicats en les expressions (16) i (17).

$$V_n = \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_o \quad (16)$$

$$V_d = V_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \quad (17)$$

De l'altra, es compleix que  $V_o = A_d V_d$  amb un guany en llaç obert<sup>4</sup>,  $A_d$ , **fini**t. Llavors, operant arribem a l'expressió (18):

<sup>(4)</sup>En anglès, *open loop gain*.

$$V_o = \frac{A_d}{1 + A_d \frac{R_1}{R_1 + R_2}} V_i \quad (18)$$

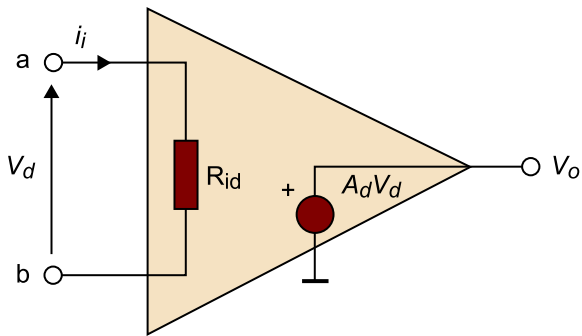
Per tant, si considerem  $A_d \rightarrow \infty$ , tindrem que l'expressió (18) serà la mateixa que hem obtingut per al cas de l'AO ideal de la figura 11 (equació (9)).

### 2.4.2. Impedància d'entrada finita

Els valors de la impedància d'entrada d'un operacional real no són infinits, com hem suposat per a l'AO ideal, però sí elevats, de l'ordre de  $10^6 \text{ M}\Omega$ , o superior, per al cas d'operacionals amb entrada FET, i d'alguns centenars de  $\text{k}\Omega$  per als operacionals amb entrada bipolar.

En una primera aproximació, identifiquem la resistència d'entrada d'un operacional amb el valor  $R_{id}$ , segons veiem en la figura 30:

Figura 30. Model no ideal de l'AO



En un model bàsic d'operacional com l'amplificador inversor de la figura 31 també veiem el circuit equivalent per al càlcul de l'efecte de la resistència d'entrada,  $R_{id}$  (figura 32):

Figura 31. Esquema de l'amplificador inversor

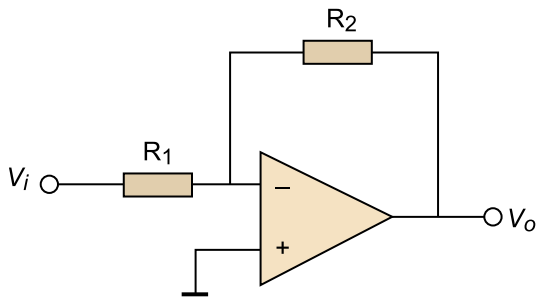
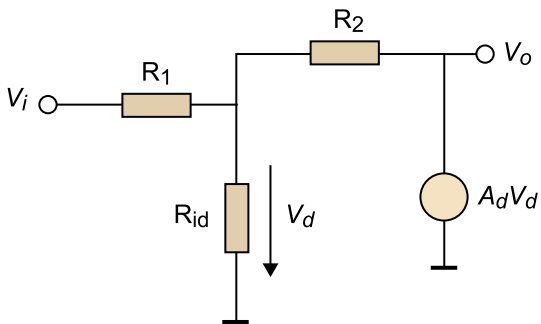


Figura 32. Model no ideal per a l'amplificador inversor



La inclusió de la resistència d'entrada,  $R_{id}$ , dóna lloc a la circulació d'un corrent que genera la tensió diferencial corresponent,  $V_d$ , que recordem que té com a expressió:

$$V_d = V_o / A_d \quad (19)$$

Si el guany diferencial fos infinit, ens trobaríem que l'efecte de la tensió diferencial seria nul, ja que no circularia corrent per les entrades de l'operacional en ser nul també l'efecte de la resistència d'entrada,  $R_{id}$ . Com que en aquesta anàlisi hem de considerar aquesta impedància d'entrada, tindrem que l'expressió de la tensió diferencial serà:

$$V_d = -V_i \frac{R_2 // R_{id}}{R_1 + R_2 // R_{id}} - V_o \frac{R_1 // R_{id}}{R_2 + R_1 // R_{id}} \quad (20)$$

En què  $R_1 // R_{id}$  indica la impedància equivalent que s'obté en connectar  $R_1$  en paral·lel amb  $R_{id}$  (aquesta explicació és extrapolable per a la resta de casos).

Substituint aquesta expressió en (19), tenim que la tensió de sortida serà:

$$V_o = -V_i \frac{A_d}{\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) + 1 + \frac{R_1}{R_{id}}} \quad (21)$$

Fent una segona aproximació, també cal tenir en compte les resistències que apareixen entre les entrades i la massa de referència, segons s'indica en les figures 33 i 34.

Figura 33. Model no ideal més aproximat de l'efecte de la impedància d'entrada finita en un AO

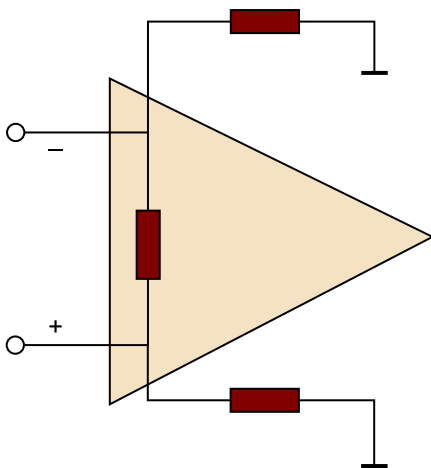
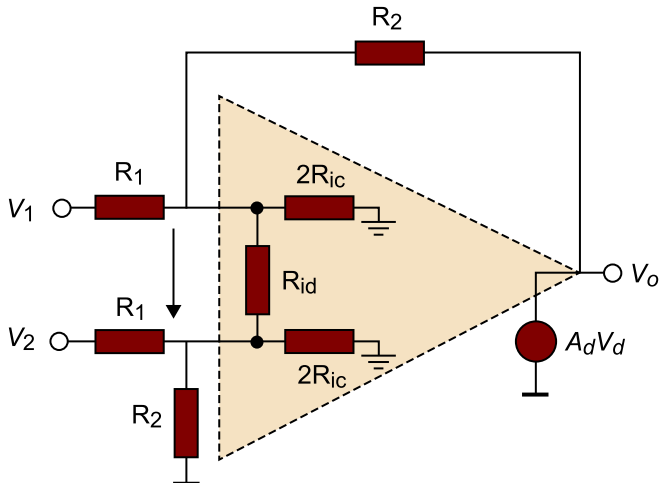


Figura 34. Detall del model de la figura 33



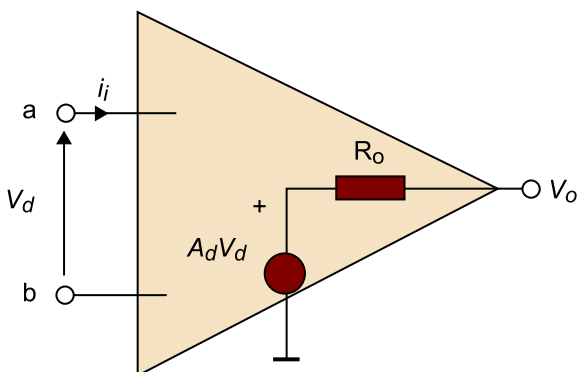
En la gran majoria dels casos, aquestes resistències  $R_{ic}$  es poden considerar iguals, per la qual cosa el seu efecte es pot afegir al de la resistència d'entrada diferencial que hem vist anteriorment com el seu paral·lel, cosa que dóna com a resultat una resistència d'entrada més baixa:  $R_i = R_{id} // 4R_{ic}$ . Fixem-nos que els fabricants acostumen a donar el valor final d'aquesta resistència d'entrada,  $R_i$ , per la qual cosa no s'acostuma a conèixer el valor de  $R_{id}$  ni de  $R_{ic}$ .

### 2.4.3. Impedància de sortida

Per als amplificadors de propòsit general, la resistència de sortida oscil·la entre els valors de 20 i 100  $\Omega$ . Veiem, doncs, que es tracta d'una resistència de valor baix. Els amplificadors operacionals de potència tenen encara valors més baixos.

En la figura 35 es mostra un operacional amb la seva resistència de sortida ( $R_o$ ) inclosa:

Figura 35. Esquema no ideal d'un AO



Es pot observar la resistència de sortida  $R_o$  no nul·la.

Des del punt de vista de l'error que introdueix en la tensió de sortida, la importància de la resistència de sortida no és gaire significativa.



No obstant això, quan es tracta de desenvolupar una potència important sobre la càrrega, com és el cas dels amplificadors d'àudio, sí que cal tenir-la en compte. En aquest cas, es tractarà de seleccionar AO de potència capaços de produir algunes desenes de watts sobre càrregues de 4 o 8  $\Omega$ .

Agafant d'exemple un amplificador inversor carregat amb una resistència  $R_L$  com el de la figura 36, utilitzarem el circuit equivalent de la figura 37 per a calcular l'efecte de  $R_o$  finit sobre la sortida:

Figura 36. Esquema de l'amplificador inversor amb càrrega  $R_L$  a la sortida

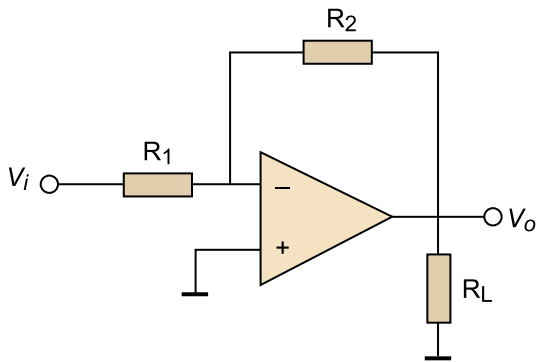
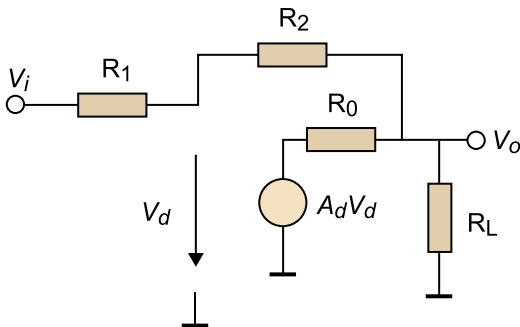


Figura 37. Model no ideal de l'esquema de la figura 36



Obtindrem l'expressió (22) de la tensió de sortida:

$$V_o = \frac{-A_d \frac{R_2}{R_1+R_2} + \frac{R_o}{R_1+R_2}}{1 + A_d \frac{R_1}{R_1+R_2} + \frac{R_o}{R_1+R_2} + \frac{R_o}{R_L}} V_i \quad (22)$$

Podem observar que la tensió de sortida de l'equació (22) és la mateixa que la d'un AO inversor ideal quan  $R_o$  és zero i quan el guany en llaç obert és infinit. També podem veure que l'efecte de  $R_o$  finit disminueix a mesura que  $R_L$  és més gran.

### 2.4.4. Tensió d'òfset d'entrada i de sortida

La **tensió d'òfset d'entrada** també es coneix com a *input offset voltage*. Cal anar molt amb compte amb aquest paràmetre, atès que és dels més importants a l'hora d'introduir errors en la tensió de sortida.

Tal com veiem en l'exemple de l'AO 741, la tensió d'òfset d'entrada es deu a l'aparició d'una tensió diferencial en les dues branques de l'operacional.

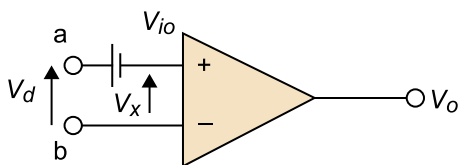
En funció de la tecnologia de fabricació de l'amplificador que escollim, els valors habituals d'aquesta tensió d'òfset d'entrada poden ser molt variables.

Així, els amplificadors d'entrada bipolar presenten uns valors entre 0,1 i 2 mV, mentre que els d'entrada FET tenen uns valors més alts, entre 1 i 20 mV.

Aquests valors ja ens donen una pista de la influència que tindran en l'error que poden introduir per a valors de tensió d'entrada concrets. Si els valors de la tensió d'entrada són alts, l'error introduït per la tensió d'òfset d'entrada tindrà poca importància. Però si pensem en amplificadors per a la instrumentació, en què les tensions d'entrada són baixes, caldrà anar molt amb compte si no volem que la major part del valor del senyal de la tensió de sortida l'aporti la tensió d'òfset.

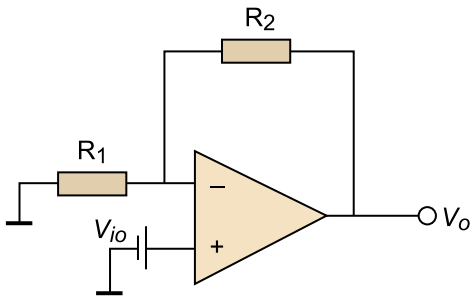
En la figura 38 veiem la representació de la tensió d'òfset d'entrada com una font addicional, que en aquest cas s'ha dibuixat a l'entrada positiva de l'operacional i que es pot ubicar en qualsevol de les dues entrades, segons resulti més convenient.

Figura 38. Model de l'AO amb la inclusió de la tensió d'òfset d'entrada



Per calcular-la, podem agafar d'exemple un amplificador operacional inversor o no inversor amb les dues entrades connectades a massa i en què només representem la font de tensió corresponent a la **tensió d'òfset d'entrada** (figura 39).

Figura 39. Amplificador no inversor amb la inclusió de la tensió d'òfset d'entrada



El valor absolut de la tensió de sortida causat per la tensió d'òfset d'entrada té l'equació de l'amplificador no inversor i s'anomena **tensió d'òfset de sortida** (*output offset voltage*). El signe depèn del signe de la tensió d'òfset d'entrada:

$$|V_o| = |V_{io}| \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (23)$$

#### 2.4.5. Corrents de polarització

Hem estat veient anteriorment que els corrents de polarització són els que circulen per les dues entrades de l'amplificador operacional i que serveixen per al funcionament de l'etapa diferencial d'entrada.

També hem vist que no són corrents d'igual valor i que no resulta evident quin dels dos serà més gran, atès que les dues branques no són exactament iguals (S/N).

De la mateixa manera, ens hem referit també al paràmetre anomenat **corrent d'òfset**, que recull la diferència entre aquests dos corrents.

Els fabricants d'operacionals en els fulls d'especificacions ens en faciliten el valor mitjà<sup>5</sup> i la diferència<sup>6</sup> sense indicar quin és el més gran i quin és el més petit.

Així, els fabricants ens parlen del *valor del corrent de polarització* (*input bias current*),  $I_B$ , expressat per l'equació següent:

$$I_B = \frac{|i_{B1} + i_{B2}|}{2} \quad (24)$$

i del corrent d'òfset (*input offset current*),  $I_{io}$ :

$$I_{io} = |i_{B1} - i_{B2}| \quad (25)$$

#### Vegeu també

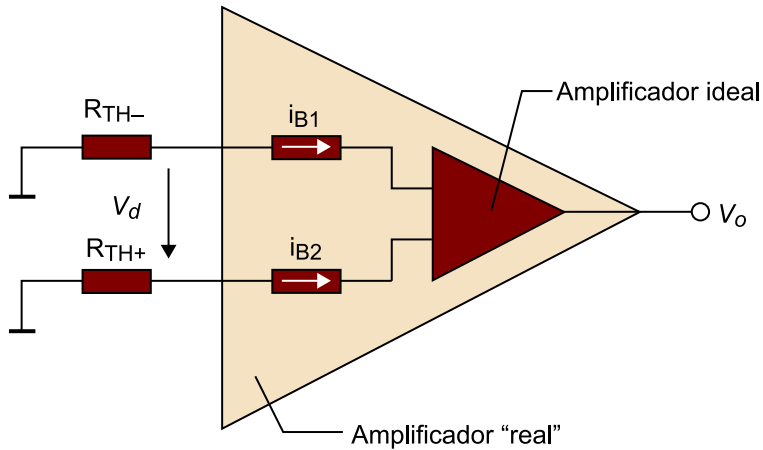
Recordeu que els corrents de polarització s'han estudiat en el subapartat 2.3 d'aquest mòdul, quan hem analitzat l'etapa d'entrada de l'AO 741.

<sup>(5)</sup>En anglès, *input bias current*.

<sup>(6)</sup>En anglès, *input offset current*.

La figura 40 representa els corrents de polarització  $i_{B1}$  i  $i_{B2}$  i les resistències respectives que es veuen des de cadascuna de les entrades de l'operacional,  $R_{TH-}$  i  $R_{TH+}$ .

Figura 40. Model de l'AO real, considerant els corrents de polarització i les resistències de les entrades de l'operacional,  $R_{TH-}$  i  $R_{TH+}$ .



L'efecte del corrent d'òfset, desgraciadament, no es pot eliminar i, com sempre, el podem intentar pal·liar afegint una resistència addicional situada adequadament, de tal manera que no es modifiqui la funció del circuit.

Aquest efecte dels corrents de polarització es tradueix en una tensió diferencial que pot ser considerada igual que l'efecte de la tensió d'òfset d'entrada. Aquests dos efectes s'acaben sumant i es tradueixen en un error amb l'aparició de la **tensió d'òfset de sortida**.

Encara que el seu cost sigui més elevat, la millor opció acostuma a ser la d'escollir un operacional amb unes bones característiques i que introdueixi un error assumible, abans que intentar ajustar aquest error.

#### 2.4.6. Relació de rebuig del mode comú (CMRR)

La relació de rebuig del mode comú<sup>7</sup>, coneguda normalment per les sigles en anglès *CMRR*, es defineix com el quocient entre el **guany diferencial** i el **guany en mode comú** i, com podem veure en l'expressió 26, s'expressa en decibels:

$$CMRR = 20 \log \frac{A_d}{A_c} (dB) \quad (26)$$

Mirem, primer de tot, d'on surt el terme de *guany en mode comú*. Hem vist que els amplificadors operacionals tenen un guany diferencial molt elevat, però no infinit. A més d'aquest guany diferencial, incorporen un segon terme de guany que s'encarrega de multiplicar la tensió en mode comú.

<sup>(7)</sup>En anglès, *common mode rejection ratio*.

La tensió en mode comú,  $V_c$ , es defineix com la mitjana aritmètica de la tensió a les entrades de l'AO, és a dir:

$$V_c = \frac{V_n + V_p}{2} \quad (27)$$

Correspondria a aquella tensió que trobem tant a la pota inversora com a la no inversora, és a dir  $V_n = V_c$  i  $V_p = V_c$ .

Ens trobem que l'AO també amplifica aquest valor en un factor anomenat **guany en mode comú**,  $A_c$ , que cal sumar al guany diferencial en el càlcul de la tensió de sortida,  $V_o$ , i que també contribueix a l'error total de l'amplificador:

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c \quad (28)$$

Aquest guany en mode comú acostuma a ser molt baix en els operacionals reals i acostuma a ser definit amb el terme *CMRR*. Per tant, el CMRR ens indica com de bo és el nostre sistema en rebutjar el senyal comú present en les entrades inversora i no inversora de l'AO.

#### 2.4.7. Relació de rebuig de l'alimentació (PSRR)

L'efecte de la tensió d'alimentació en l'operacional afecta tot el circuit, principalment en l'etapa intermèdia i en la de sortida. Tot i que no resulta molt gran, cal tenir-lo en compte.

La manera de considerar-lo és tenir en compte l'error que introdueix en la tensió de sortida ( $\Delta V_o$ ), i es defineix com la **relació de rebuig de l'alimentació**<sup>8</sup>, o coneguda normalment per les sigles en anglès *PSRR*. També s'expressa en dB:

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta V_{alim}}{\Delta V_o} \quad (29)$$

En què  $V_{alim} = V_{cc} - V_{ee}$ .

Aquest efecte representa només l'impacte que té el canvi en l'alimentació en condicions estàtiques, és a dir, amb variacions lentes de la tensió d'alimentació. Per a variacions ràpides de la tensió d'alimentació, l'efecte no queda reflectit en aquest paràmetre, sinó que té més a veure amb el subpartat de soroll que veurem després de les característiques dinàmiques de l'AO.

Així, aquest paràmetre i error tindrà molta més importància en sistemes portàtils d'instrumentació alimentats amb piles o bateries, en els quals la tensió d'alimentació va variant amb el nivell de la càrrega de la bateria o pila al llarg de la seva vida útil.

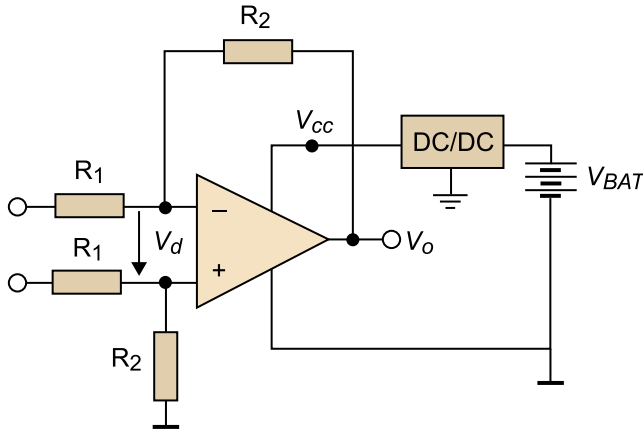
<sup>(8)</sup>En anglès, *power supply rejection ratio*.

#### Vegeu també

El soroll s'estudia en el subpartat 2.6 d'aquest mòdul.

La manera de corregir aquest problema és utilitzar un regulador de tensió que amplii el marge d'ús, i mantingui el nivell de tensió constant en  $V_{CC}$  (com, per exemple, es mostra en la figura 41).

Figura 41. Exemple de l'ús d'un regulador de tensió per a minimitzar l'efecte de la variació de l'alimentació en l'AO



#### 2.4.8. Resum de les característiques estàtiques dels AO reals

A continuació enumerem, a manera de resum, les característiques estàtiques que hem vist en aquest subapartat:

- Guany diferencial o en llaç obert finit (*open loop gain*).
- Existència d'una impedància d'entrada finita.
- Existència d'una impedància de sortida.
- Existència d'una tensió d'òfset d'entrada.
- Existència d'una tensió d'òfset de sortida.
- Existència de corrents de polarització (*input bias currents*).
- Relació de rebuig del mode comú (CMRR).
- Relació de rebuig de l'alimentació (PSRR).

#### 2.5. Característiques dinàmiques dels amplificadors operacionals reals

Les característiques dinàmiques ens parlen de com un dispositiu respon a canvis en la seva entrada. Per als senyals dinàmics, el sistema ha de ser capaç de respondre amb prou rapidesa per seguir els senyals d'entrada. En aquest subapartat mostrarem el comportament de l'amplificador operacional real tenint en compte aquests canvis a l'entrada.

Veiem les característiques dinàmiques dels AO reals des del punt de vista de dos paràmetres:

- L'amplada de banda.
- *Slew-rate*.

### 2.5.1. L'amplada de banda

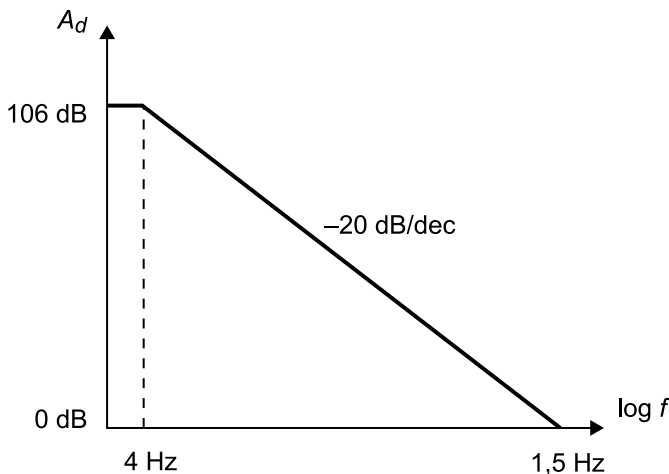
El marge de freqüències a partir de les quals es pot treballar amb circuits amplificadors en condicions de petit senyal és el que defineix l'amplada de banda d'un circuit. Per tant, és el paràmetre que ens indica la tensió màxima que podem aconseguir a la sortida d'aquests circuits quan treballem amb petit senyal.

Els amplificadors operacionals no presenten el mateix guany  $A_d$  a qualsevol freqüència. De fet, i en general, presenten un guany d'uns 100 dB que es manté a freqüències baixes, però que comença a disminuir a mesura que augmenta la freqüència.

L'amplada de banda recull el ventall de freqüències en el qual el guany es manté pràcticament al mateix valor.

Si tornem a posar com a exemple l'operacional 741, veurem que el seu guany és de 106 dB quan la freqüència és inferior a 4 Hz. Si aquesta augmenta fins a 1,5 MHz, el guany cau fins als 0 dB amb un pendent de  $-20$  dB/dec (figura 42).

Figura 42. Evolució del guany de l'AO 741 en funció de la freqüència del senyal d'entrada



Quan parlem d'un AO en llaç obert veiem que la seva amplada de banda és de  $B_o \approx 4$  Hz. No obstant això, en l'àmbit de la instrumentació electrònica, en què busquem una estabilitat més gran, ens interessa tractar amb circuits amplificadors operacionals que treballin en llaç tancat i realimentats negativament. D'aquesta manera l'amplada de banda creix amb el factor de realimentació del circuit.

Un circuit amb AO en llaç obert amb guany  $A_d$  i realimentat per un factor  $\beta$  tindrà un guany en llaç tancat  $A$  determinat per l'expressió:

$$A = \frac{A_d}{1 + A_d \beta} \quad (30)$$

#### Model de petit senyal

Model que permet l'estudi de les petites variacions de tensió i corrent en un circuit, entorn del punt de polarització.

#### Dècada (dec)

Una dècada és un factor de relació de 10 entre dos nombres (un ordre de magnitud) mesurats en una escala logarítmica.

#### Factor de realimentació $\beta$

Guany de la xarxa de realimentació. Valor pel qual multipliquem la tensió de sortida en realimentar-la a l'entrada.

La resposta en freqüència de l'amplificador operacional 741 de la figura 42 és la pròpia dels amplificadors compensats internament en freqüència, caracteritzats perquè el pendent de caiguda del guany diferencial en llaç obert és de  $-20$  dB/dec fins a arribar als 0 dB.

**Compensació en freqüència**

Tècnica utilitzada per a evitar oscil·lacions no volgudes de la sortida en circuits realimentats.

El concepte d'*amplificadors compensats en freqüència* fa referència al comportament que tindran aquests dispositius un cop realimentats, de tal manera que es garanteix que no se sobrepassaran els marges de guany i fase amb realimentacions purament resistives.

Aquest comportament enllaça amb l'enunciat del **criteri de Nyquist**, que analitza fins a quin punt podem realimentar un circuit sense que aparegui el fenomen de la realimentació positiva, moment en el qual es produeix una **oscil·lació**. Aquesta realimentació positiva es produeix quan, a causa del canvi progressiu de fase de la tensió de sortida respecte a la d'entrada, acaba originant que ambdues se sumin a l'entrada en lloc de restar-se. Aquest fenomen treu el dispositiu del seu comportament estable; per tant, no ens interessa que es produeixi una oscil·lació no volguda.

Prevenir les oscil·lacions requereix que es faci un bon càlcul del circuit i això implica que cal evitar que el producte  $A_d \beta$  valgui  $-1$  per a alguna freqüència concreta.

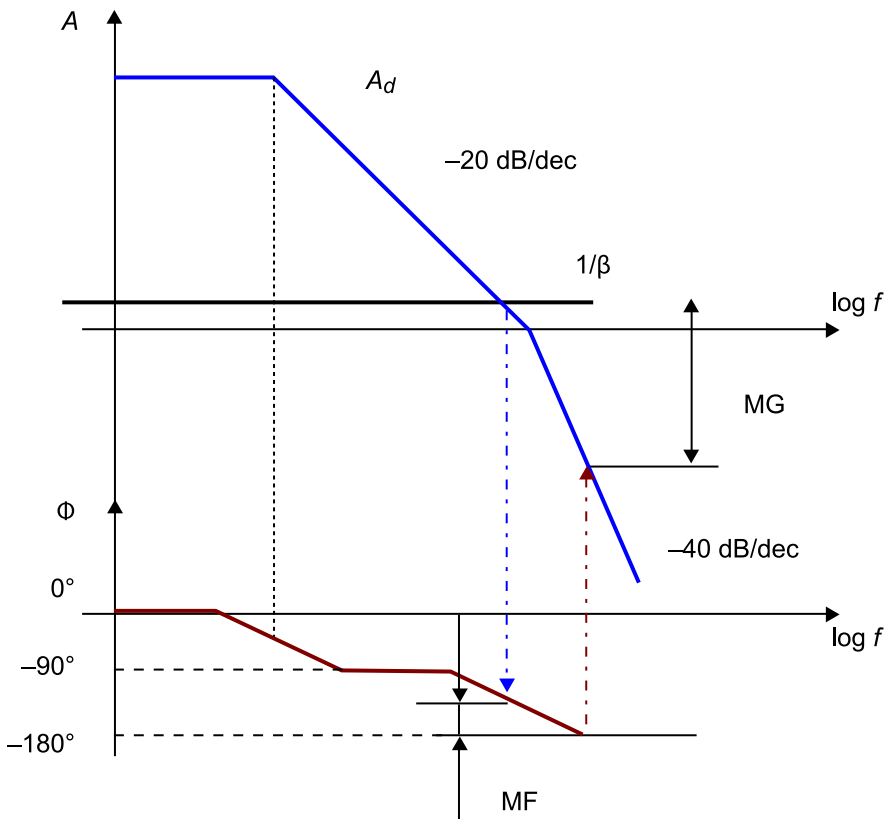
Igualment, amb el marge de fase (MF), podem determinar com de lluny ens trobem del fet que el sistema comenci a oscil·lar. El marge de fase es defineix com la diferència de fase fins a arribar a  $-180^\circ$  en la corba  $A_d \beta$ .

El marge de guany (MG) determina fins quant podríem augmentar el guany en el punt en què la fase és  $-180^\circ$  sense que arribem al fet que el producte  $A_d \beta$  valgui  $-1$ .

En la gràfica de la figura 43 veiem els valors dels marges de fase i de guany per a un operacional realimentat en un circuit resistiu pur.



Figura 43. Representació gràfica dels marges de fase i de guany per a un AO realimentat amb un circuit resistiu pur



Veiem en la figura 43 que es tracta de treballar amb un marge de fase mínim que ens proporcioni una certa garantia de **no-oscil·lació**, atès que les toleràncies i derives dels components del circuit ens poden portar a un punt crític.

Partint de l'expressió (30) i considerant que  $(1 + A_d \beta) \approx A_d \beta$  (sempre que  $A_d \gg 1/\beta$ ), tindrem que el guany del circuit és  $A \approx 1/\beta$ .

Per tant, quan tindrem un circuit estable o inestable?

D'una banda, tindrem un circuit estable quan el marge de fase es trobi entorn de  $45^\circ$ , cosa que implica que les corbes  $A_d$  i  $1/\beta$  es tallin amb un pendent relatiu igual o inferior a  $20 \text{ dB/dec}$  (figura 44).

De l'altra, tindrem un circuit inestable i amb perill d'oscil·lació quan el pendent relatiu entre les corbes  $A_d$  i  $1/\beta$  sigui de  $40 \text{ dB/dec}$  (figura 45).

Figura 44. Creuament de les corbes  $A_d$  (línies contínues) i  $1/\beta$  (línies discontinües) amb un pendent de  $-20\text{dB/dec}$ , per tant tindrem un circuit estable

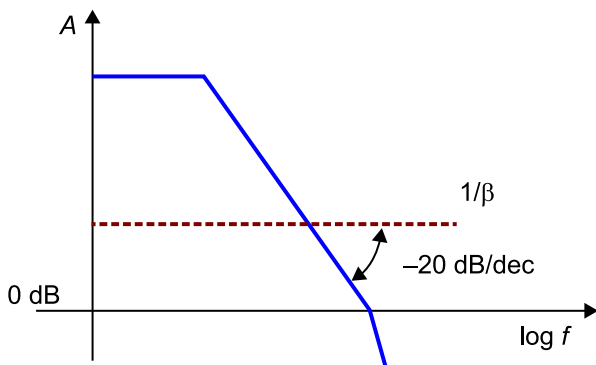
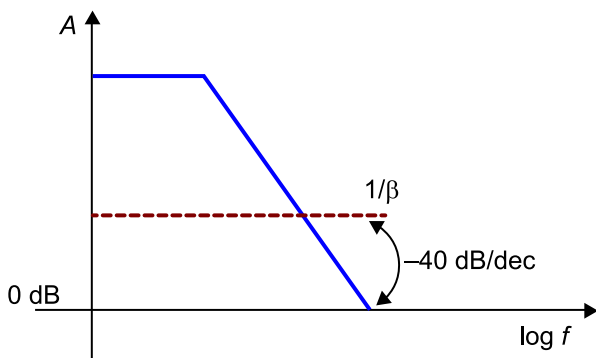


Figura 45. Creuament de les corbes  $A_d$  (línies contínues) i  $1/\beta$  (línies discontinües) amb un pendent de  $-40\text{dB/dec}$ , per tant tindrem un circuit inestable



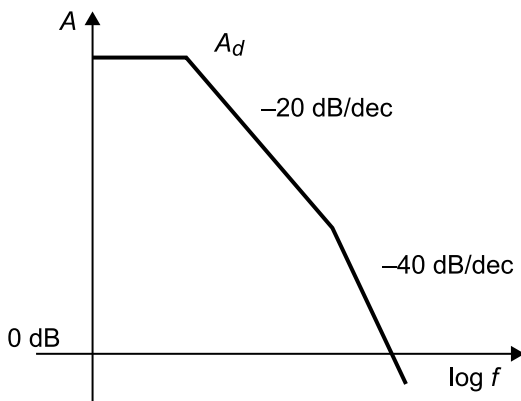
Observant la gràfica de la figura 44 veiem que els AO compensats internament en freqüència no oscil·laran mai quan són realimentats amb un circuit resistiu pur.

Els AO compensats internament en freqüència acostumen a tenir unes amplitudes de banda reduïdes. **Com a norma general, utilitzarem els AO compensats quan ens interressi tenir guanys baixos.**

Al contrari, quan ens interressi tenir un **producte guany per amplada de banda elevat**<sup>9</sup> (GBW) utilitzarem AO no compensats en freqüència, els quals no inclouen cap compensació en les etapes intermèdies i presenten una característica de guany en llaç obert com la de la figura 46:

<sup>(9)</sup>En anglès, *gain-bandwidth*.

Figura 46. Característica de guany en llaç obert d'un AO sense compensació en freqüència



Com que ara tenim una part de la corba amb caiguda de  $-40$  dB/dec, la zona útil per a evitar realimentació positiva en aquests AO serà només la zona en la qual el pendent de  $A_d$  cau a  $-20$  dB/dec.

### 2.5.2. Slew-rate

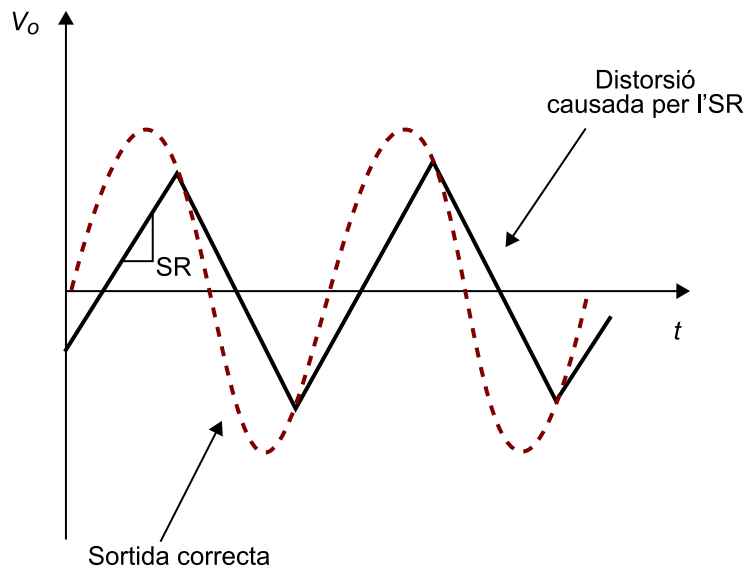
En el subapartat anterior, quan hem parlat de l'amplada de banda, ens hem referit al marge de freqüències amb les quals podíem treballar en un circuit en condicions de petit senyal en comparació de la màxima tensió que es podia obtenir a la sortida.

Quan treballem amb tensions de sortida més grans ens podem trobar que el valor d'aquesta tensió varia molt de pressa. Aquesta limitació és definida pel paràmetre *slew-rate* (SR).

El paràmetre *slew-rate* representa, doncs, el màxim pendent que la tensió de sortida pot tenir en el temps, i es mesura en V/ $\mu$ s. Vegem-ne l'expressió matemàtica en l'equació (31):

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \quad (31)$$

En la figura 47 veiem l'efecte de l'*slew-rate* a la sortida d'un amplificador operacional real.

Figura 47. Efecte de l'*slew-rate* en un AO real

En la gràfica podem veure que quan intentem variar la tensió de sortida amb un valor més gran que el valor limitat pel nostre *slew-rate* es produeix una distorsió o una retallada del senyal de sortida i es perden les característiques lineals de l'AO.

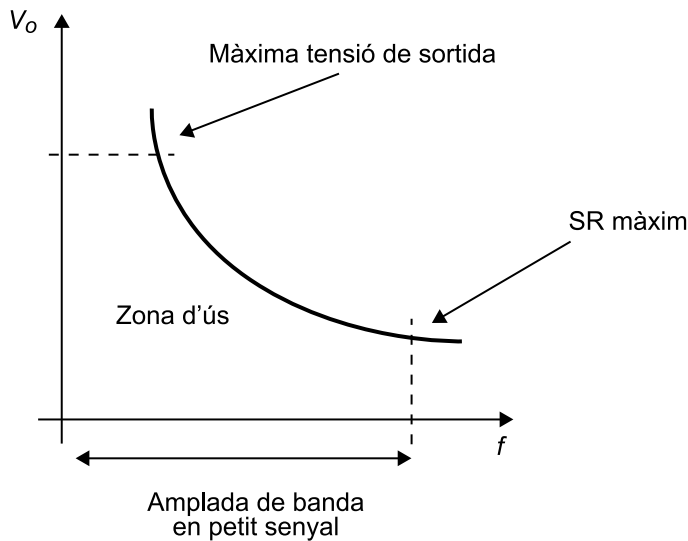
El valor de l'*slew-rate* és limitat pels mateixos factors que limiten l'amplada de banda, i per tant l'un i l'altre tenen una relació directa.

La freqüència màxima que podem aplicar a un circuit amplificador també dependrà de la tensió de sortida, i es redueix a mesura que la tensió de sortida és més alta.

Aquesta limitació de freqüència imposa una amplada de banda addicional a l'amplificador operacional que es denomina **amplada de banda de potència**.

Aquest paràmetre acaba de definir els límits d'ús d'un amplificador operacional, establerts pel quadrant entre la tensió de sortida,  $V_o$ , en funció de la freqüència que podem veure en la figura 48:

Figura 48. Límits d'ús d'un amplificador operacional



El paràmetre *slew-rate* és una característica intrínseca de l'AO. Per tant, si volem fer un bon disseny del nostre circuit estem obligats, necessàriament, a escollir adequadament l'amplificador operacional en funció de les nostres necessitats particulars.

És important, doncs, revisar bé les característiques de l'AO utilitzat respecte al paràmetre *slew-rate*. Es mesura típicament en  $V/\mu s$ .

## 2.6. Comportament dels amplificadors amb relació al soroll

En aquest subapartat veurem el comportament de l'amplificador amb relació al soroll i en funció del seu origen, des de dos punts de vista diferents:

- Comportament de l'amplificador des del punt de vista del soroll generat per ell mateix.
- Comportament de l'amplificador des del punt de vista del soroll generat per les mateixes resistències utilitzades pels circuits d'amplificació.

### 2.6.1. Soroll generat pel mateix amplificador

Aquest tipus de soroll és el que s'anomena **soroll intern**. Com hem estat veient anteriorment, l'amplificador no és un dispositiu que puguem considerar ideal i, per tant, aquesta no-idealitat ens introdueix sorolls.

Hem vist que el soroll és un senyal no volgut que se superposa al senyal que realment ens interessa. A més, aquest senyal no volgut tendeix a amagar parcialment la informació del senyal que volem amplificar.

També hem vist que la importància d'aquest soroll es mesura amb la relació senyal/soroll (S/N).

Una de les característiques dels sistemes d'instrumentació, envers altres sistemes electrònics, és que treballen amb uns senyals d'amplitud dèbil, com a mínim a les entrades, per la qual cosa la importància d'aquest soroll pren una dimensió més gran.

No podem parlar d'un valor determinat del senyal de soroll, atès que acostumen a contenir un gran nombre de freqüències. De fet, si mesurem la tensió de sortida d'un operacional amb totes les seves entrades a massa i ajustem totes les tensions d'òfset correctament, intentant minimitzar-ne al màxim els efectes, es desenvolupa un nivell de tensió que conté un ampli nombre de freqüències. Aquest efecte s'anomena **nivell de soroll basal**.

Així, si volem definir un valor de tensió o de corrent haurem de parlar en termes de densitat espectral, definint una banda de freqüències determinada i utilitzant unitats de  $A/\sqrt{Hz}$  o  $V/\sqrt{Hz}$ .

El soroll que es pot generar en un circuit electrònic pot tenir diferents fonts. Parlem de sis tipus de soroll:

1) **Soroll tèrmic** o soroll blanc. S'anomena *soroll blanc*, ja que conté totes les freqüències. La llum, que conté totes les longituds d'ona (totes les freqüències), és blanca. Aquest soroll es produeix en qualsevol element resistiu i és degut a l'agitació tèrmica de les partícules, i creix amb la temperatura.

2) **Soroll de granalla**. Produït pel moviment aleatori dels electrons en travessar una barrera de potencial. Creix amb el corrent de circulació i presenta una distribució espectral plana, i per tant també és un soroll blanc.

3) **Soroll pappellejant**. És un soroll que apareix en tots els dispositius actius i en les resistències de carbó. Té una amplada de banda limitada i només conté freqüències baixes.

4) **Soroll de transició**. Causat pels desfasaments que apareixen a les tensions i els corrents a l'interior dels dispositius causats pel temps que els portadors de càrrega triguen a travessar-los. S'incrementa amb l'augment de la freqüència.

5) **Burst noise**. Aquest soroll és l'originat per les impureses de les juncions pn a freqüències baixes, inferiors a 100 Hz.

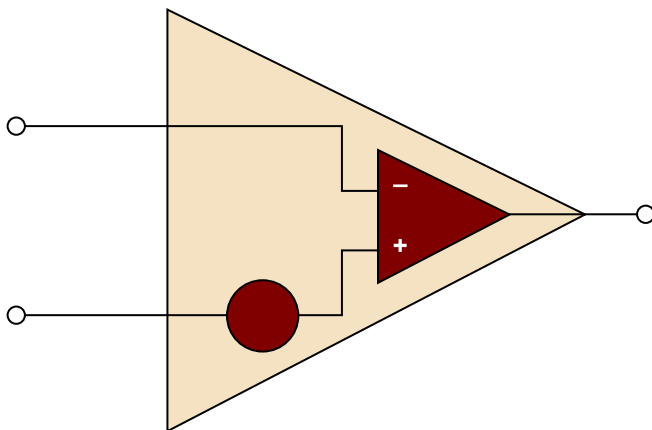
6) **Soroll d'allau o ionització.** És el soroll produït en les juntures inversament polaritzades a prop de la zona d'allau, en què el camp elèctric pot arribar a valors de l'ordre de  $10^5$  V/cm. Aquests polsos de corrent es produeixen de manera aleatòria i poden produir un soroll de magnitud considerable.

Si sumem tots els tipus de sorolls interns que hem enumerat anteriorment, obtenim una expressió matemàtica que mostra el seu efecte additiu modelat en una font de tensió amb valor eficaç,  $V_t$ . Fixem-nos que  $V_{in}$  representa el valor instantani del soroll per a cada freqüència:

$$V_t^2 = \sum_{i=0}^n V_{in}^2 \quad (32)$$

En la figura 49 es mostra la representació del model elemental de soroll intern en un amplificador operacional:

Figura 49. Model no ideal de l'AO amb la font de tensió del soroll intern generat pel mateix dispositiu



Els fabricants d'operacionals acostumen a facilitar, en els fulls de característiques, els valors més significatius d'aquests diferents efectes.

### 2.6.2. Soroll generat per les mateixes resistències dels circuits d'amplificació

A banda del que s'ha presentat en el subapartat anterior, és evident que si volem fer un bon estudi de l'efecte que té el soroll en un sistema amplificador caldrà avaluar-ne el comportament des del punt de vista del soroll generat per les mateixes resistències utilitzades per cada circuit d'amplificació.

Si prenem com a exemple un amplificador diferencial com el de la figura 50 i tenint en compte el circuit equivalent de la figura 51, que preveu totes les fonts de soroll, les de soroll intern de l'operacional i les pròpies de les resistències, es podrà analitzar el soroll.

Figura 50. Exemple de circuit amb AO per a estudiar l'efecte de les diferents fonts de soroll

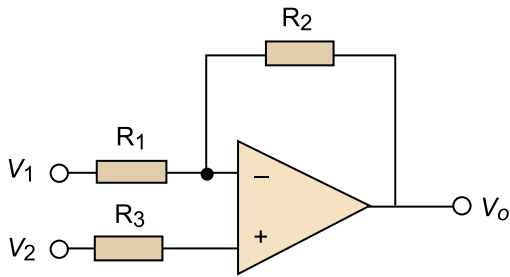
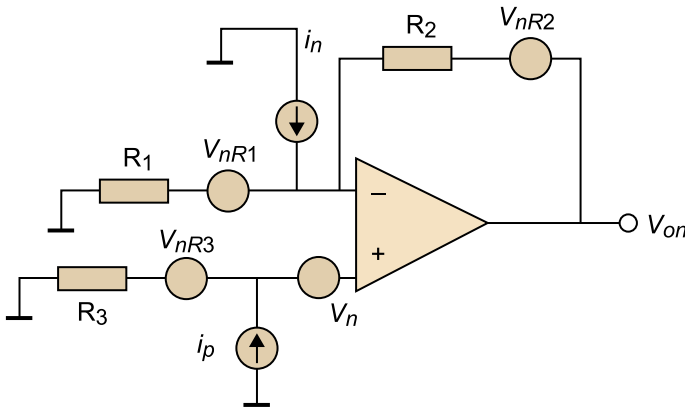


Figura 51. Fonts de soroll en l'exemple de la figura 50



L'anàlisi, suposant un comportament lineal del circuit i l'addició de tots els sorolls interns de l'operacional (expressió (32)) i els de les resistències, ens donarà com a resultat l'expressió de la **tensió de soroll**,  $V_{on}$ , següent:

$$V_{on} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \sqrt{4kTR_1 + C^2 + 4i_w^2 R_3^2 (f_s - f_i) + [C^2 f_{ncv} + 4R_3^2 i_w^2 f_{nci}] \ln \frac{f_s}{f_i}} \quad (33)$$

En què  $k$  és la constant de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K).

$T$  és la temperatura en graus Kelvin.

$f_s$  i  $f_i$  són les freqüències de tall superior i inferior del circuit.

$C$  és la densitat constant del soroll blanc.

$i_w$  és el corrent eficaç del soroll blanc.

$f_{ncv}$  i  $f_{nci}$  són les freqüències a les quals s'igualen les densitats espectrals del soroll blanc i el soroll parpellejant per a les fonts de tensió i corrent, respectivament.

La conclusió més significativa que podem extreure de l'equació (33) sobre el soroll total del circuit,  $V_{on}$ , és que el soroll del circuit és directament proporcional al valor de  $R_2$ , i en canvi l'efecte de la resistència  $R_1$  és molt menys important.



Així, caldrà tenir una cura especial del soroll per als circuits amplificadors en què el valor de la resistència  $R_2$  sigui elevat. Estem parlant, doncs, de circuits amb:

- Un guany elevat.
- Circuits convertidors I/V en què el guany només és determinat per  $R_2$ .

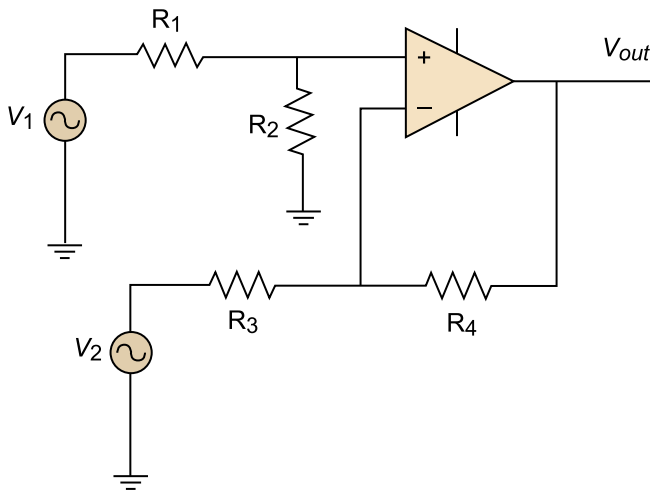
### 3. Circuits amplificadors utilitzats en instrumentació

Un cop hem vist com són l'AO ideal, l'AO real i els diferents paràmetres que ens permeten modelar-ne correctament el comportament, passem tot seguit a veure configuracions de circuits amplificadors típicament utilitzades en el camp de la instrumentació electrònica.

#### 3.1. Amplificador diferencial

Es tracta d'una de les configuracions més utilitzada en el camp de la instrumentació, que podríem veure com una combinació de les configuracions de l'amplificador inversor i de l'amplificador no inversor. Malgrat que està basat en aquests altres dos circuits, l'amplificador diferencial té característiques úniques. Aquest circuit, mostrat en la figura 52, té dos senyals d'entrada aplicats tant a l'entrada inversora com a la no inversora, i utilitza l'amplificació diferencial natural de l'amplificador operacional.

Figura 52. Amplificador diferencial



Analitzant el circuit per superposició, tindriem:

1)  $V_{out|V_1}$  que és la sortida del circuit quan  $V_2=0$ .

$$V_p = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_1 \quad (34)$$

$$V_n = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{out|V_1} \quad (35)$$

Aplicant el concepte de *curtcircuit virtual*, tindrem  $V_p = V_n$ , és a dir:

$$\frac{R_2}{R_2 + R_1} V_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{outV_1} \quad (36)$$

I per tant:

$$V_{outV_1} = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_2 + R_1)} V_1 \quad (37)$$

2)  $V_{outV_2}$ , que és la sortida del circuit quan  $V_1 = 0$ .

$$V_{outV_2} = \frac{-R_4}{R_3} V_2 \quad (38)$$

Per tant, per linealitat obtindrem la sortida global de l'amplificador diferencial com la suma de les dues sortides anteriors:

$$V_{out} = V_{outV_1} + V_{outV_2} = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_2 + R_1)} V_1 + \frac{-R_4}{R_3} V_2 \quad (39)$$

Si el que ens interessa és tenir una sortida proporcional a la diferència de tensions d'entrada,  $V_d = V_1 - V_2$ , llavors hauríem de tenir la relació entre resistències següent:  $R_3 R_2 = R_4 R_1$ , de manera que la sortida ens quedarà com:

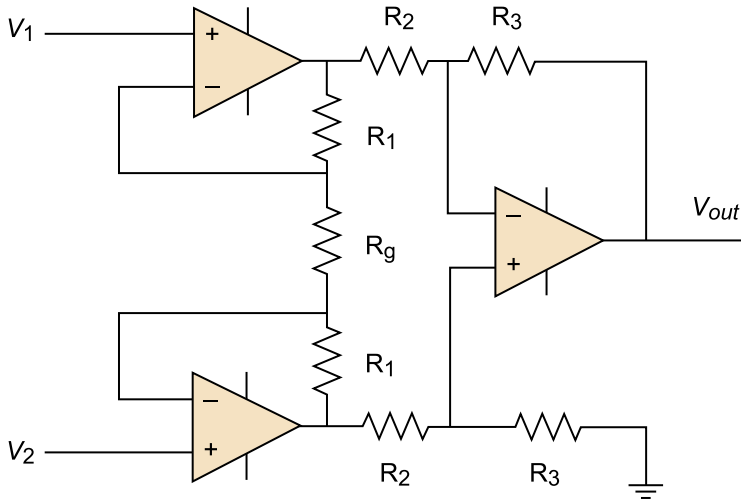
$$V_{out} = K(V_1 - V_2), \quad \text{en què } K = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (40)$$

Un cas particular d'amplificadors diferencials són els anomenats *amplificadors d'instrumentació*, que presenten, entre d'altres, les característiques següents:

- Alta impedància en mode comú.
- Alta impedància en mode diferencial.
- $A_d$  exacte i estable, i normalment regulable.
- CMRR molt elevat.

Aquest tipus d'amplificadors s'implementen mitjançant tres o més AO d'acord amb una estructura diferencial (figura 53). En definitiva, podem dir que són uns amplificadors diferencials molt bons.

Figura 53. Amplificador d'instrumentació amb tres AO



### 3.2. Amplificador d'aïllament

Es tracta d'amplificadors en els quals es pretén aconseguir un aïllament elèctric entre l'entrada i la sortida del circuit. Es caracteritzen perquè tenen una alta resistència d'entrada i uns corrents de fugues molt petits. En la figura 54 es mostra el símbol utilitzat per a representar-los.

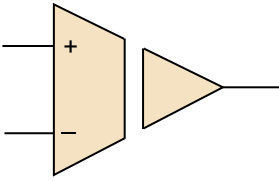
Aquest aïllament pot ser de diferents tipus: capacitiu, magnètic o òptic. Per tant, la tecnologia de fabricació variarà d'un cas a l'altre. Per exemple, en el cas d'un aïllament òptic el senyal analògic es converteix en un senyal temporal (conjunt de polsos) per mitjà d'un convertidor tensió/freqüència (V/F), es transmet per mitjà de l'acoblament òptic i es torna a convertir en analògic mitjançant un convertidor freqüència/tensió (F/V).

Independentment del tipus, però, tots els dissenys acaben portant algun AO en l'integrat.

S'utilitzen en diferents situacions en les quals els amplificadors d'instrumentació no serien útils:

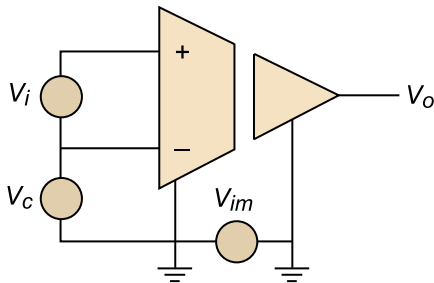
- Quan tenim altes tensions d'entrada en mode comú, ja que en aquests casos necessitem un CMRR també molt elevat, que no podríem tenir amb un amplificador d'instrumentació.
- Quan volem tenir una separació elèctrica efectiva entre la part esquerra i dreta del dispositiu. Aquest seria el cas dels equips usats en aparells biomèdics, en els quals, d'una banda, podem tenir tensions elevades i, de l'altra, elèctrodes que es connecten als pacients.

Figura 54. Símbol bàsic de l'amplificador d'aïllament



El paràmetre més important que ens permet caracteritzar aquest tipus d'amplificadors és el que es coneix amb el nom d'*isolation mode rejection ratio* (IMRR), que és la relació de rebuig del mode comú, de manera semblant al CMRR. És a dir, l'IMRR és la capacitat que té l'amplificador de suprimir la tensió  $V_{im}$  que apareix entre l'entrada i la sortida del circuit (figura 55).

Figura 55. Tensió en mode comú ( $V_c$ ) i en mode d'aïllament ( $V_{im}$ ) en un amplificador d'aïllament



D'aquesta manera, la tensió de sortida de l'amplificador d'aïllament serà determinada per l'expressió següent:

$$V_o = \left( V_i + \frac{V_c}{CMRR} \right) \cdot Gain + \frac{V_{im}}{IMRR} \quad (41)$$

En què  $V_c$  és la tensió en mode comú.

Les tecnologies utilitzades en aquests amplificadors per aconseguir aquest aïllament són dues: mitjançant l'ús de transformadors, o bé mitjançant l'ús de sistemes òptics. En el primer cas, aconseguim un IMRR més elevat, però en el segon tenim una amplada de banda útil més gran i, a més, tenen un preu més baix. Per tant, la decisió d'escollir el tipus d'amplificador d'aïllament serà marcat pel problema que cal resoldre.

### 3.3. Amplificador de transimpedància i transconductància

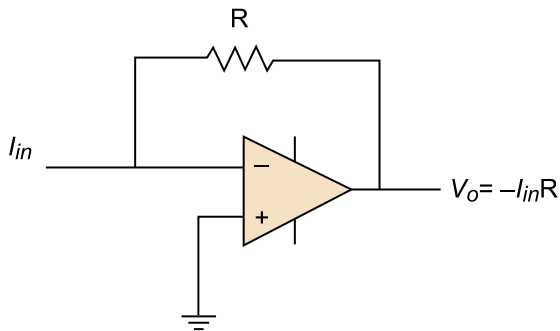
Un amplificador de transimpedància (TIA) és un amplificador que converteix el corrent d'entrada,  $I_{in}$  en voltatge,  $V_o$ , a la sortida:

$$V_o = AI_{in} \quad (42)$$

Idealment, té impedància d'entrada zero i impedància de sortida també baixa, tot i que en algunes aplicacions pot interessar adaptar-la a la impedància de línia utilitzada. Com que la sortida és una tensió i l'entrada és un corrent, el guany ( $A$ ) s'expressa en unitats d'ohm. Els amplificadors de transimpedància s'utilitzen típicament en els receptors de les comunicacions òptiques per a convertir el corrent generat per una cèl·lula fotoelèctrica en un senyal de tensió per tal de poder ser amplificat en una etapa posterior.

La manera més senzilla de dissenyar un TIA és mitjançant un AO, tal com es mostra en la figura 56.

Figura 56. Exemple d'amplificador de transimpedància mitjançant un AO

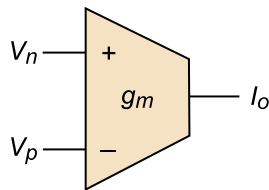


D'altra banda, un amplificador de transconductància (OTA), també conegut com a *amplificador de transadmitància*, fa la funció inversa a l'anterior, de manera que converteix tensió d'entrada en corrent a la sortida. En la figura 57 es presenta el símbol bàsic per a aquest tipus d'amplificador:

$$I_o = g_m (V_p - V_n) \quad (43)$$

En aquest cas, caldrà tenir una impedància de sortida molt elevada per a poder fer aquesta conversió i, per tant, el corrent de sortida també serà baix. Com que la sortida és un corrent i l'entrada és una tensió, el guany ( $g_m$ ) s'expressa en unitats de siemens. La seva aplicació principal la trobem en la implementació d'aplicacions de control electrònic, com ara oscil·ladors de freqüència variable i amplificadors de guany variable.

Figura 57. Símbol bàsic d'un amplificador de transconductància (OTA)



### 3.4. Amplificador trossejador (*chopper*)

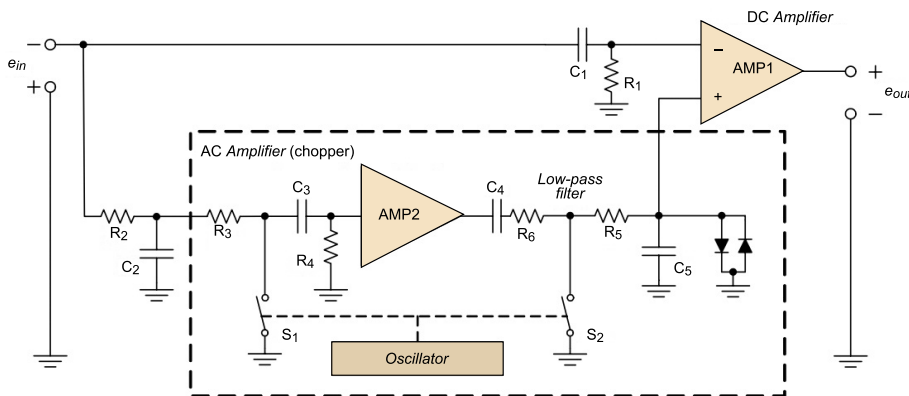
Els amplificadors trossejadors<sup>10</sup> són amplificadors de soroll molt baix, òfset molt petit (de l'ordre de 10 µV) i derives molt baixes (de l'ordre de 0,1 µV/°C). Si a totes aquestes característiques hi sumem un consum baix de potència, tenim el component ideal per a equips d'instrumentació portàtils.

<sup>(10)</sup>En anglès, *chopper*.

En general, doncs, aquests amplificadors són molt útils per a amplificar senyals de corrent continu i freqüència baixa, utilitzats principalment per a aplicacions d'instrumentació biomèdica. Sovint, l'objectiu del disseny és assolir el nivell de µV, tant per a l'òfset com per al soroll, amb una amplada de banda limitada a uns pocs centenars d'hertz, i mantenir el consum d'energia per sota de 100 µW.

En la figura 58 es presenta el diagrama de blocs bàsic d'un amplificador *chopper*; concretament, el model CS3001/2/11/12 & CS3003/4/13/14 de Cirrus Logic.

Figura 58. Diagrama de blocs bàsic d'un amplificador *chopper* (CS3001/2/11/12 i CS3003/4/13/14 de Cirrus Logic)



### 3.5. Amplificador logarítmic

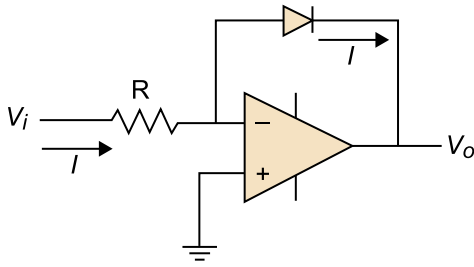
Els amplificadors logarítmics són amplificadors que tenen una relació entre la tensió de sortida i la d'entrada de tipus logarítmic, és a dir, que la tensió de sortida depèn del logaritme de la tensió d'entrada:

$$V_o \propto \log (V_i) \quad (44)$$

Per a aconseguir aquest tipus de relació s'utilitzen o bé díodes o bé transistors, ja que una junció pn presenta una relació exponencial<sup>11</sup> entre el corrent i la tensió.

<sup>(11)</sup>Recordeu que la funció inversa a la funció exponencial  $\exp(\cdot)$  és el logaritme neperià,  $\ln(\cdot)$ .

Figura 59. Amplificador logarítmic amb díode



En l'exemple de la figura 59 podem observar la configuració típica d'un amplificador logarítmic, en aquest cas amb un díode (D). Per a analitzar aquest circuit utilitzarem les mateixes eines que hem fet servir per a obtenir la relació entrada-sortida en un amplificador inversor. Si calculem el corrent  $I$  que passa per  $R$  i l'igualem al corrent  $I$  que passa pel díode D, obtindrem:

$$\frac{V_i}{R} = I_s(e^{-V_o/V_T} - 1) \quad (45)$$

En què  $I_s$  és el corrent invers de saturació del díode,  $V_T = kT/q$ , amb  $k$  la constant de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  la temperatura en graus Kelvin i  $q$  la càrrega d'un electró ( $1,602 \cdot 10^{-19}$  C).

Fixem-nos que efectivament la diferència de tensió entre l'ànode i el càtode del díode es correspon amb  $-V_o$ , ja que l'entrada inversora de l'AO està connectada a terra (curtcircuit virtual).

Si aproximem el costat dret de l'equació (45) com a:

$$I_s(e^{-V_o/V_T} - 1) \approx I_s e^{-V_o/V_T} \quad (46)$$

atès que l'exponencial serà sempre molt més gran que 1, tindrem:

$$\frac{V_i}{R} \approx I_s e^{-V_o/V_T} \quad (47)$$

Passant el terme  $I_s$  a l'altra banda de l'equació i aplicant la funció  $\ln(\cdot)$  als dos membres de l'equació, s'arriba fàcilment a l'expressió final:

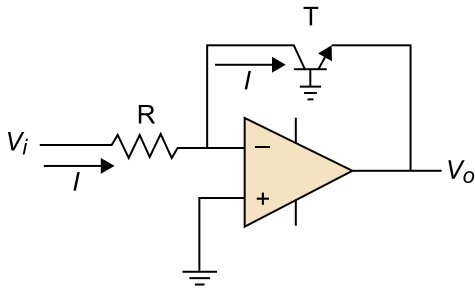
$$V_o = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{RI_s}\right) \quad (48)$$

Observem clarament que la tensió de sortida depèn del logaritme neperià (en aquest cas) de la tensió d'entrada. Com que l'estructura de base és inversora, ens apareix un canvi de fase en la sortida respecte de l'entrada.

De manera semblant, es podria analitzar el circuit de la figura 60, en el qual ara la junció pn s'aconsegueix gràcies a un transistor.



Figura 60. Amplificador logarítmic amb transistor



Aquesta configuració es coneix també amb el nom de *configuració transdíode*. L'anàlisi és essencialment igual que en el cas anterior, tenint en compte que ara el corrent del col·lector del transistor ( $I_c$ ) és essencialment igual al corrent d'emissor, i aquest darrer té una relació exponencial amb la tensió  $V_{be}$  del mateix tipus que hem vist en el díode. Per tant, i aplicant la mateixa aproximació per poder considerar aquesta relació purament exponencial, tindrem:

$$I_c \approx I_s e^{V_{be}/V_T} \quad (49)$$

Tenint en compte que  $V_{be} = -V_o$  arribarem finalment a la mateixa expressió final que teníem en el cas anterior:

$$V_o = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{RI_s}\right) \quad (50)$$

## 4. Criteris de selecció d'AO i disseny de circuits amb AO

Escollir quin AO dels disponibles al mercat farem servir per a una aplicació concreta és una decisió fonamental per a aconseguir l'èxit buscat. Com que cada aplicació tindrà unes particularitats específiques, caldrà que ens fixem bé en identificar les més importants i escollir, en funció d'això, quin AO compleix tots o la major part dels requeriments.

Per això, caldrà mirar els paràmetres dels AO, que el fabricant ens detallarà en el *datasheet* que descriu les característiques del dispositiu. Els més importants, i que normalment haurem de tenir en compte, s'enumeren a continuació:

- Tensió d'alimentació [V].
- Corrent de polarització [mA].
- Tensió d'òfset d'entrada [mV].
- Corrent d'òfset d'entrada [nA].
- Impedància d'entrada [ $M\Omega$ ].
- CMRR [dB].
- Producte guany per amplada de banda [MHz].
- *Slew-rate* [V/ $\mu$ s].

Tots aquests paràmetres depenen bàsicament de la tecnologia utilitzada en la fabricació dels AO. Entre les tecnologies més importants, cal destacar les següents:

- BiFET: amplificador operacional integrat que combina un transistor d'efecte camp (FET) i transistors bipolars.
- CMOS: amplificador operacional integrat que utilitza amplificadors de tipus MOSFET complementaris, és a dir, tant de canal P com de canal N.
- Bipolar: amplificador operacional integrat que utilitza transistors bipolars.

## **Resum**

En aquest mòdul hem pogut veure la importància de l'amplificador operacional (AO) com a dispositiu per a dissenyar amplificadors per a diferents tipus d'aplicacions. Hem vist les característiques més importants dels AO, les seves propietats i el seu funcionament tant ideal com real, i hem repassat les configuracions i estructures més importants utilitzades en el camp de la instrumentació.



## Exercicis d'autoavaluació

1. Si tenim un AO en configuració de no inversor, de guany 100 i alimentat entre +12 V i -12 V, quina és la tensió màxima d'un senyal sinusoidal que podem tenir a l'entrada sense que arribem a saturar la sortida?
2. Tenim un AO en configuració inversora, amb un guany de -1.000, i el volem fer servir per a amplificar senyals continus amb un error de guany de menys de 100 ppm. Determineu les especificacions mínimes que hem d'exigir al guany diferencial de l'AO que utilitzem.

## Solucionari

### Exercicis d'autoavaluació

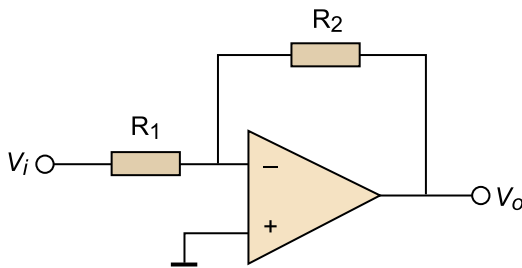
1. Si considerem que l'AO és ideal, i tenint en compte que el guany és de 100, la tensió màxima a l'entrada haurà de ser tal que en multiplicar-la pel guany no arribem a superar la tensió d'alimentació, que en aquest cas és simètrica. Per tant, tindrem:

$$V_i \leq \frac{12}{100} = 0,12 \quad (51)$$

En cas d'haver tingut una alimentació no simètrica, si volem evitar saturació haurem de considerar el pitjor cas, és a dir, prendre el valor d'alimentació més baix (en valor absolut) per fer el càlcul de la màxima tensió sinusoidal d'entrada.

2. Per tenir un guany inversor de 1.000, les resistències de l'estructura (figura 61) han de complir  $R_2/R_1 = 1.000$ . Escollim, per exemple,  $R_1 = 100$  i  $R_2 = 100$  k $\Omega$ .

Figura 61. Esquema de l'amplificador inversor



Nota: és la repetició de la figura 31

El guany real que tindrà el nostre circuit, tenint en compte que utilitzem una configuració inversora, és determinat per l'equació (21):

$$V_o = -V_i \frac{A_d}{\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) + 1 + \frac{R_1}{R_{id}}} \quad (52)$$

Si considerem  $R_{id} = \infty$  tal com observem en la figura 58, el guany real serà:

$$G_{real} = -\frac{A_d}{\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) + 1} \quad (53)$$

Com que l'error màxim permès és de 100 ppm (0,01%) i el guany ideal és de  $-1.000$ , l'error (en valor absolut) sobre el guany serà  $1.000 \cdot \frac{0,01}{100} = 0,1$  i, per tant, el guany real no podrà ser inferior a  $G_{real} = -999,9$ . Utilitzant, doncs, l'equació (53), arribem a:

$$-999,9 = -\frac{A_d}{\frac{100}{100.000}(1 + A_d) + 1} \quad (54)$$

És a dir:

$$-999,9 = -\frac{1.000 A_d}{(1 + A_d) + 1.000} \quad (55)$$

De la qual s'obté el valor buscat per al guany diferencial:

$$A_d = 1,0008999 \cdot 10^7 \quad (56)$$

## Glossari

**amplificador operacional** *m* Circuit integrat format per diverses etapes amplificadores, formades, al seu torn, per diversos transistors, connectades entre elles, que té una entrada no inversora (+), una inversora (-) i una sortida. La tensió de sortida és el producte de la tensió diferencial,  $V_d$  (la diferència entre la tensió a l'entrada no inversora i la tensió a l'entrada inversora), per un guany de tensió,  $A_d$ .  
sigla AO

**AO** *m* Vegeu **amplificador operacional**.

**compensació en freqüència** *f* Tècnica utilitzada per a evitar oscil·lacions no volgudes de la sortida en circuits realimentats.

**factor de realimentació**  $\beta$  *m* Guany de la xarxa de realimentació. Valor pel qual multipliquem la tensió de sortida en realimentar-la a l'entrada.

**figura de soroll** *f* Quocient entre la relació S/N a l'entrada i la relació S/N a la sortida de l'amplificador, expressat de manera logarítmica i en decibels.

**guany diferencial** *m* Valor del guany que presenta un AO en bucle obert per a la tensió diferencial de les seves entrades.  
sigla  $A_d$

**impedància d'entrada** *f* Quocient entre la tensió aplicada a l'entrada i el corrent absorbit per aquesta quan no hi ha cap més font de tensió o corrent en el circuit.

**impedància de sortida** *f* Quocient entre la tensió aplicada a la sortida i el corrent absorbit per aquesta quan no hi ha cap més font de tensió o corrent en el circuit.

**model de petit senyal** *m* Model que permet l'estudi de les petites variacions de tensió i corrent en un circuit, entorn del punt de polarització.

**slew-rate** *m* Màxim pendent que la tensió de sortida d'un AO pot tenir en el temps, que es mesura típicament en V/ $\mu$ s.

**soroll** *m* Senyals no volguts que se superposen al senyal que ens interessa i que tendeixen a amagar-ne parcialment la informació útil.

**soroll intern** *m* Soroll intrínsec del dispositiu (amplificador, per exemple) generat pels diferents elements electrònics que el constitueixen (resistències, transistors, díodes, etc.).

## Bibliografia

**Dunn, W. C.** (2005). *Fundamentals of industrial instrumentation and process control*. Nova York: McGraw-Hill.

**Fischer-Cripps, T.** (2002). "Signal processing". A: *Newnes interfacing companion: Computers, transducers, instrumentation and signal processing* (part 3). Oxford: Newnes, Elsevier Science.

**Luecke, J.** (2004). "Signal conditioning". A: *Analog and digital circuits for electronic control system applications: Using the TI MSP430 microcontroller* (cap. 4). Oxford: Newnes, Elsevier.

**Park, J.; Mackay, S.** (2003). "Analog and digital signals". A: *Practical data acquisition for instrumentation and control systems* (cap. 2). Oxford: Newnes, Elsevier.

**Webster, J. G.** (1999). "Signal processing". A: *Measurement, instrumentation and sensors handbook CRCnetBASE 1999* (secció XII). Boca Raton, FL.: CRC Press.