



Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Funciones Electrónicas

Jordi Zaragoza Bertomeu

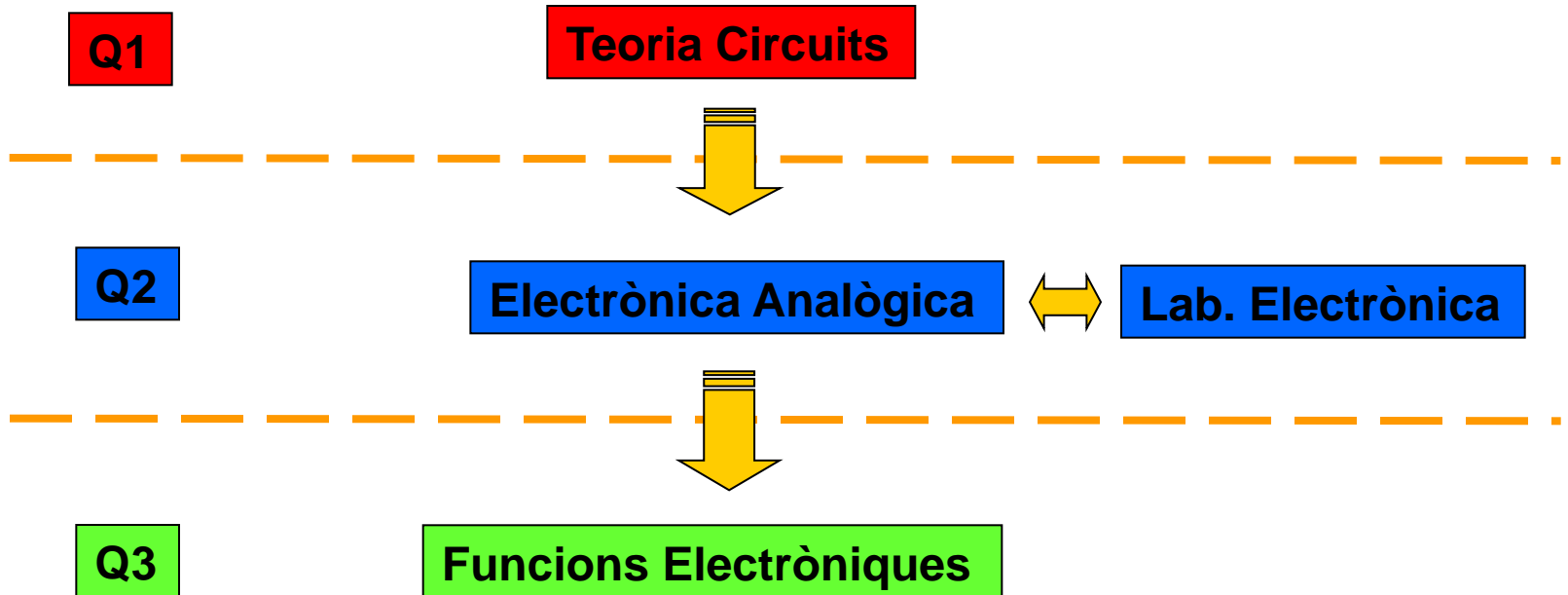
Funcions Electròniques

□ Descripció de Funcions Electròniques

- ✚ **Coordinador:** Jordi Zaragoza Bertomeu
- ✚ **Assignatura optativa de 4,5 crèdits de teoria + aplicació i 1,5 crèdits de pràctiques**
- ✚ **Situada al quadrimetre Q3 pertanyent al bloc d'especialitat d'Equips Electrònics**
- ✚ **Objectius:** En aquesta assignatura l'alumne ha d'adquirir els coneixements d'electrònica analògica necessaris per a poder realitzar els seus propis dissenys. Les aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals, reguladors de tensió i conversors de magnitud, seran els continguts principals d'aquesta assignatura per tal de realitzar circuits analògics complexos.

Funcions Electròniques

□ Assignatures vinculades



Funciones Electrónicas

□ Programa de teoría

Introducción (1h)	1
1. Filtros pasivos y activos (2h)	13
2. Amplificador operacional real (6h)	37
3. Circuitos no lineales del amplificador operacional (9h)	60
4. Generadores de señal (9h)	80
5. Reguladores de tensión (9h)	96
6. Convertidores de magnitud (5h)	95
7. Amplificadores operacionales especiales (4h)	96

Funcions Electròniques

□ Continguts de teoria

1. FILTRES ACTIUS I PASSIUS

- 1.1 Breu repàs als filtres passius
- 1.2 Breu repàs als filtres actius

2. AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

- 2.1 Influència dels paràmetres de l'amplificador operacional
- 2.2 Resposta en freqüència de l'amplificador operacional
- 2.3 Tipus d'amplificadors operacionals
- 2.4 Resolució d'exercicis

Funcions Electròniques

□ Continguts de teoria

3. APLICACIONES I CIRCUITS NO LINEALES DE L'AMPLIFICADOR

OPERACIONAL

- 3.1 Comparadors de voltatge
- 3.2 Trigger de Schmitt
- 3.3 Multivibradors
- 3.4 Rectificadors i retalladors actius
- 3.5 Resolució d'exercicis d'aplicació

4. GENERADORS DE SENYAL

- 4.1 Oscil·ladors sinusoïdals
- 4.2 Generadors de forma d'ona
- 4.3 Oscil·ladors controlats per tensió
- 4.4 Resolució d'exercicis d'aplicació

Funcions Electròniques

□ Continguts de teoria

5. REGULADORS DE TENSIÓ

- 5.1 Reguladors de tensió integrats
- 5.2 Especificacions de rendiment
- 5.3 Fonts de tensió de referència
- 5.4 Disseny de fonts de tensió lineals
- 5.5 Resolució d'exercicis d'aplicació

6. CONVERTIDORS DE MAGNITUD

- 6.1 Procés de mostreig i reconstrucció de senyals
- 6.2 Multiplexors analògics
- 6.3 Convertidors A/D
- 6.4 Convertidors D/A
- 6.5 Circuits integrats i resolució d'exercicis d'aplicació

Funcions Electròniques

□ Continguts de teoria

7. AMPLIFICADORS OPERACIONALS ESPECIALS

7.1 Amplificadors d'instrumentació

7.2 Amplificadors d'aïllament

7.3 Amplificadors de transductància

7.4 Circuits integrats i resolució d'exercicis d'aplicació

Funcions Electròniques

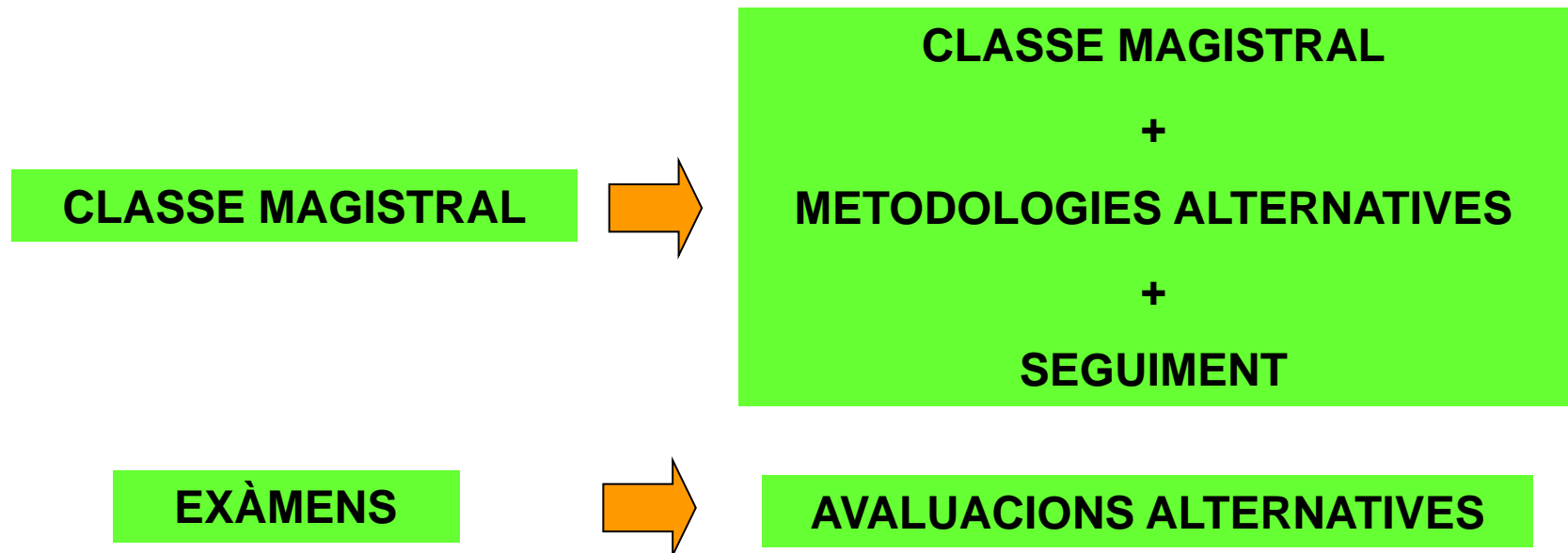
□ Programa de pràctiques

1. Disseny, simulació i muntatge d'un filtre Butterworth (2h)
2. Introducció al Protel DXP (4h)
3. Circuits monoestables i astables (2h)
4. Estabilitzadors de tensió (2h)
5. Projecte de funcions analògiques (4h)

Funcions Electròniques

□ Sistema d'Avaluació i mètode

➤ Els 4,5 crèdits de teoria i aplicació seran impartits en aules amb l'ús de transparències o diapositives



Funcions Electròniques

□ Sistema d'Avaluació i mètode

- **Els 1,5 crèdits de les classes pràctiques estan distribuïdes en sessions de dues hores de manera quinzenal.**
 - **Realització d'un treball guiat on l'alumne ha de treballar en equip i respondre les tasques assignades**
- **Resolució de problemes (aprenentatge basat en problemes "APB")**

Funcions Electròniques

□ Material i bibliografia

➤ Material

- ✓ Jordi Zaragoza, **Tutorial Protel DXP**
- ✓ Jordi Zaragoza, **Pràctiques de Funcions Electròniques**
- ✓ Jordi Zaragoza, **Problemes de Funcions Electròniques**

➤ Bibliografia

- ✓ Rafael Pindado, "**Electrónica Analógica Integrada**", Ed. Marcombo , 1997.
- ✓ James M. Fiore, "**Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales**", Ed.Thomson, 2002
- ✓ A.P. MALVINO, "**Principios de Electrónica**", Ed. McGraw-Hill , Sèptima edició 2006.
- ✓ Miguel A. Pérez Garcia, Juan C. Álvarez Antón, "**Instrumentación Electrónica**", Ed.Thomson, 2004.
- ✓ Sergio Franco, "**Desing with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**", Ed. McGraw-Hill, 1988.



Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 1

RECORDATORI DE FILTRES PASSIUS I ACTIUS

- **Introducció**
- **Beu repàs als filtres passius**
- **Beu repàs als filtres actius**

Bibliografia:

- Rafael Pindado, "**Electrónica analógica Integrada**", Ed. Marcombo. Capítols: 1 i 2.
- James M. Fiore, "**Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales**", Ed. Thomson. Capítol: 11.
- Alvert Paul Malvino, "**Principios de Electrónica**", Ed. McGraw-Hill. Capítol: 21.
- Pérez García, Álvarez Antón, Campo Rodríguez, Ferrero Martín, Grillo Ortega, "**Instrumentación Electrónica**", Ed. Thomson. Capítol: 4.

- **Pautes pel disseny d'un filtre PL (Butterworth):**
 - **Requisits i filtre a implementar**
 - **Tipus d'aproximació**
 - **Representació de la plantilla**
 - **Determinar l'ordre del filtre**
 - **Determinar el circuit**
 - **Canvi d'escala en (ω_o)**
 - **Canvi en la impedància**
 - **Adaptació dels valors m i q**

□ Enunciat del problema

Dissenyar un filtre (PL) de butterworth amb una $\omega_o = 20$ rad/s i una atenuació mínima de 60 dB per a $\omega = 50$ rad/s

- A. Determinar el circuit.
- B. Calcular els valors dels components.

□ Pautes pel disseny d'un filtre (Butterworth):

➤ Requisits i filtre a implementar

➤ Tipus d'aproximació

➤ Representació de la plantilla

➤ Determinar l'ordre del filtre

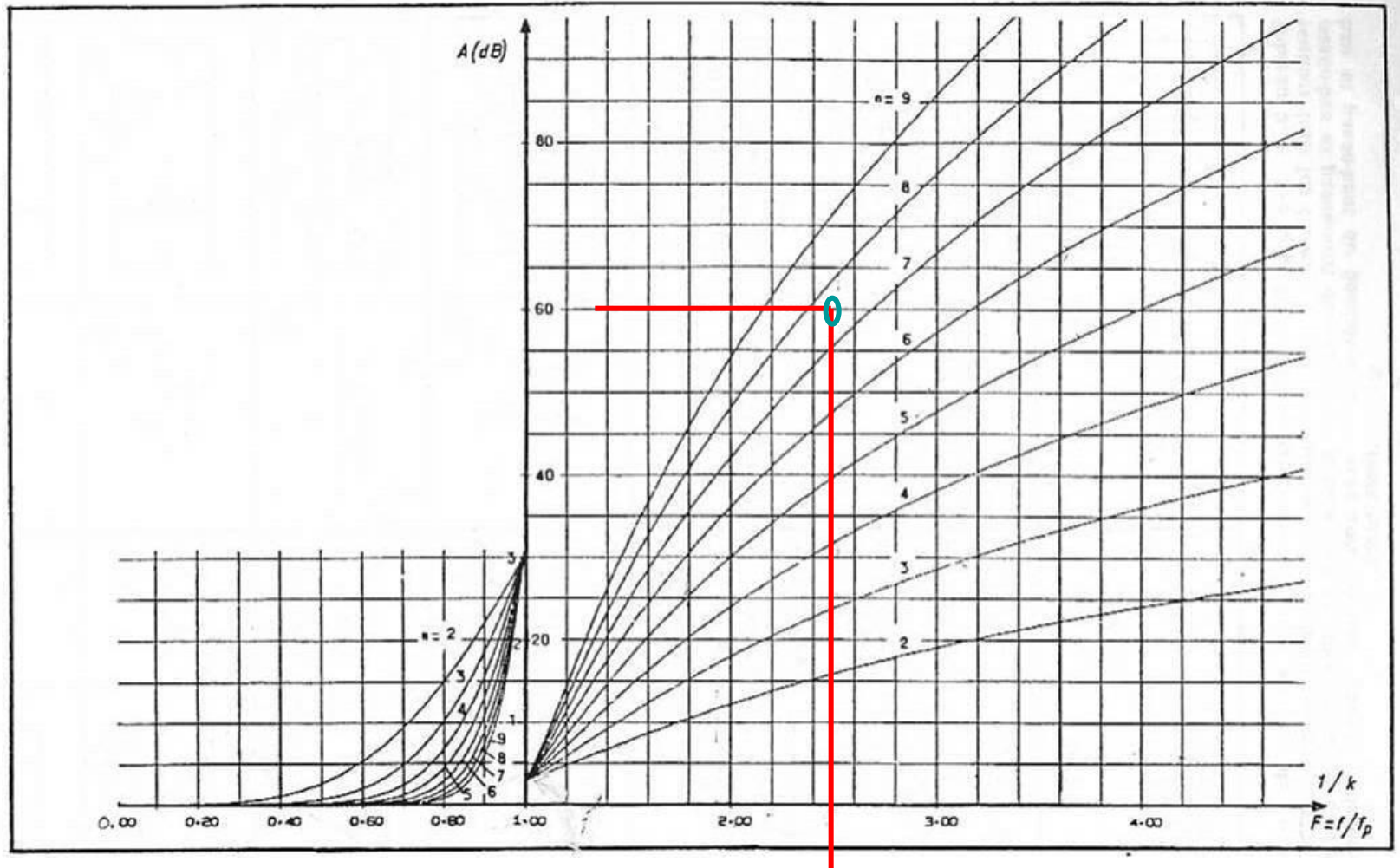
➤ Determinar el circuit

➤ Canvi d'escala en (ω_o)

➤ Canvi en la impedància

➤ Adaptació dels valors m i q

- Corbes per determinar l'ordre del filtre en funció de la freqüència



□ Representació de la plantilla:

➤ Requisits i filtre a implementar

➤ Tipus d'aproximació

➤ Representació de la plantilla

➤ Determinar l'ordre del filtre

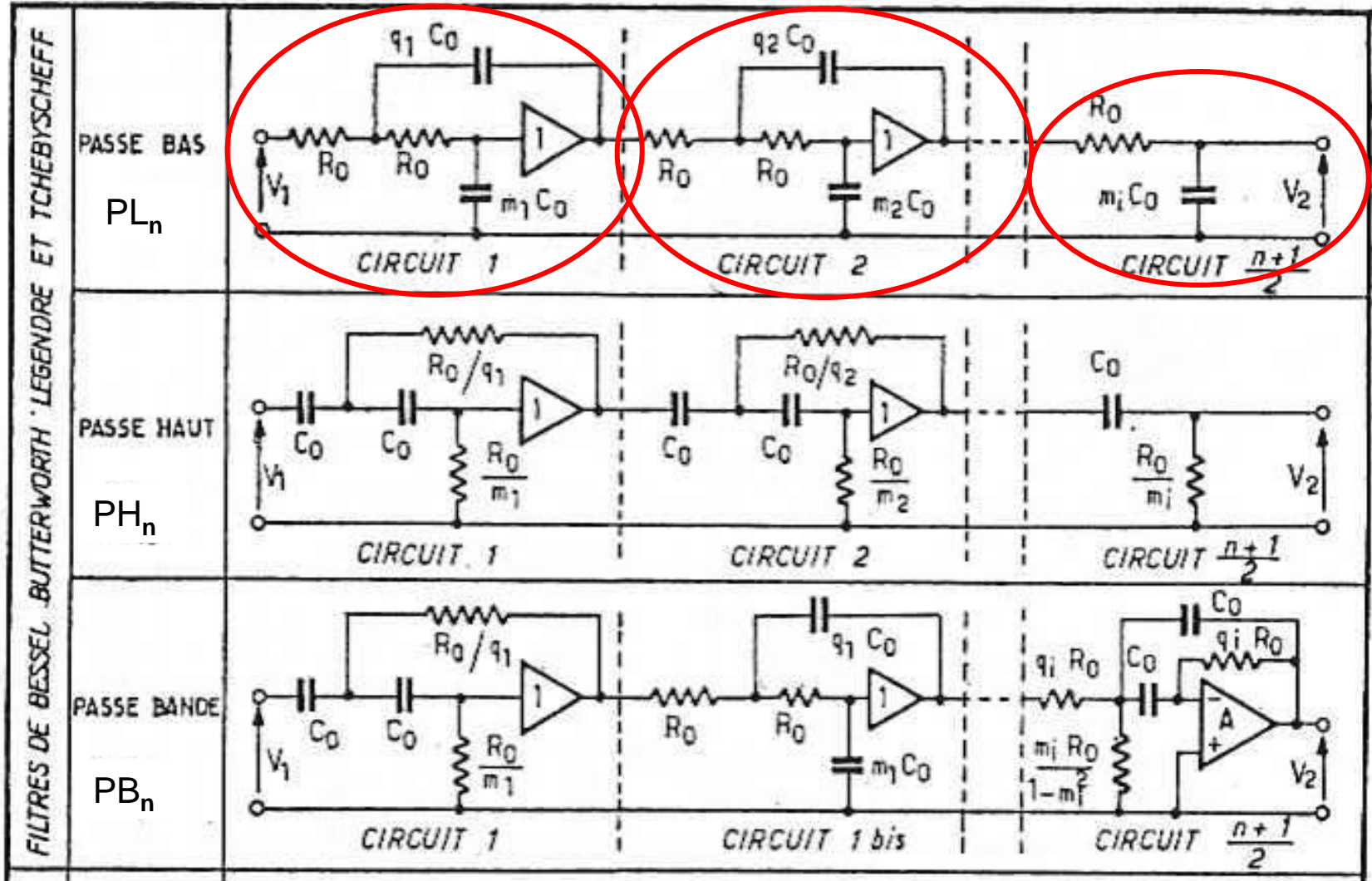
➤ Determinar el circuit

➤ Canvi d'escala en ($\omega\omega_0$)

➤ Canvi en la impedància

➤ Adaptació dels valors m i q

Configuració dels filtres elementals en cascada



□ Representació de la plantilla:

➤ Requisits i filtre a implementar

➤ Tipus d'aproximació

➤ Representació de la plantilla

➤ Determinar l'ordre del filtre

➤ Determinar el circuit

➤ Canvi d'escala en (ω_o)

➤ Canvi en la impedància

➤ Adaptació dels valors m i q

- Canvi d'escala en ω

De pulsació ω	a pulsació ω'
R	$R' = R$
L	$L' = (\omega/\omega')L$
C	$C' = (\omega/\omega')C$

□ Pautes pel disseny d'un filtre (Butterworth):

➤ Requisits i filtre a implementar

➤ Tipus d'aproximació

➤ Representació de la plantilla

➤ Determinar l'ordre del filtre

➤ Determinar el circuit

➤ Canvi d'escala en (ω_o)

➤ Canvi en la impedància

➤ Adaptació dels valors m i q

- Canvi d'escala en impedància

De impedància Z	a impedància kZ
R	$R' = kR$
L	$L' = kL$
C	$C' = C/k$

□ Pautes pel disseny d'un filtre (Butterworth):

➤ Requisits i filtre a implementar

➤ Tipus d'aproximació

➤ Representació de la plantilla

➤ Determinar l'ordre del filtre

➤ Determinar el circuit

➤ Canvi d'escala en (ω_o)

➤ Canvi en la impedància

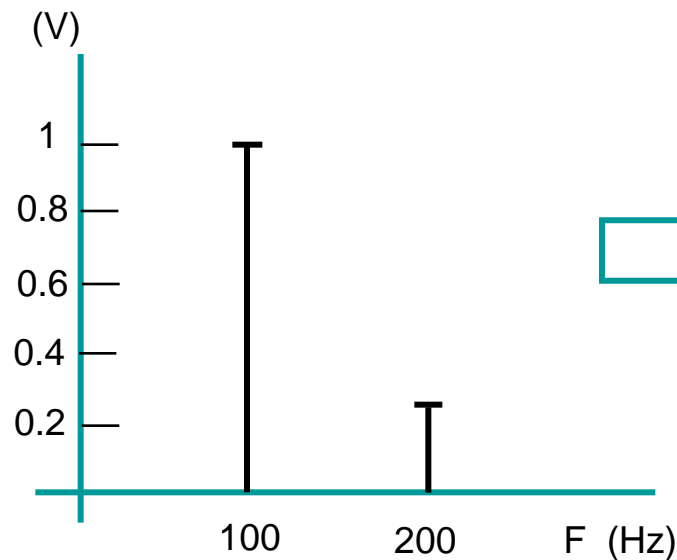
➤ Adaptació dels valors m i q

□ Taula de coeficients m i q

N	CIRCUIT	m	q	V_m	F_m	FUNCION DE TRANSMISSION
2	1	0.7071	1.4142	-	-	$(P^2 + 1.4142P + 1)$
3	1 2	0.5000 1.0000	1.9999	1.15	0.707	$(P^2 + 1.0000P + 1)$ $(P + 1)$
4	1 2	0.9238 0.3826	1.0823 2.6131	- 1.41	- 0.840	$(P^2 + 1.8477P + 1)$ $(P^2 + 0.7653P + 1)$
5	1 2 3	0.8090 0.3090 1.0000	1.2360 3.2360	- 1.70	- 0.899	$(P^2 + 1.6180P + 1)$ $(P^2 + 0.6180P + 1)$ $(P + 1)$
6	1 2 3	0.9659 0.7071 0.2588	1.0352 1.4142 3.8636	- - 1.99	- - 0.930	$(P^2 + 1.9318P + 1)$ $(P^2 + 1.4142P + 1)$ $(P^2 + 0.5176P + 1)$
7	1 2 3 4	0.9009 0.6234 0.2225 1.0000	1.1099 1.6038 4.4939	- 1.02 2.30	- 0.471 0.949	$(P^2 + 1.8019P + 1)$ $(P^2 + 1.2469P + 1)$ $(P^2 + 0.4450P + 1)$ $(P + 1)$
8	1 2 3 4	0.9807 0.8314 0.5555 0.1950	1.0195 1.2026 1.7999 5.1258	- - 1.08 2.61	- - 0.618 0.961	$(P^2 + 1.9615P + 1)$ $(P^2 + 1.6629P + 1)$ $(P^2 + 1.1111P + 1)$ $(P^2 + 0.3901P + 1)$
9	1 2 3 4 5	0.9396 0.7660 0.5000 0.1736 1.0000	1.0641 1.3054 1.9999 5.7587	- - 1.15 2.92	- - 0.707 0.969	$(P^2 + 1.8793P + 1)$ $(P^2 + 1.5320P + 1)$ $(P^2 + 1.0000P + 1)$ $(P^2 + 0.3472P + 1)$ $(P + 1)$

□ Enunciat del problema

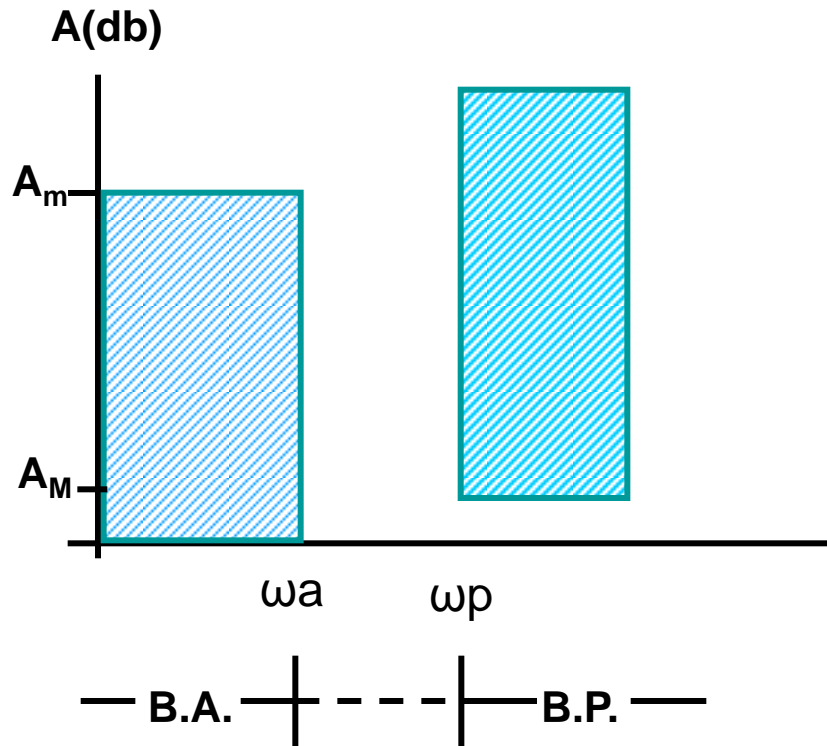
Es desitja separar la component de 100(Hz) d'un senyal el qual el seu espectre de freqüència es mostra a continuació. Dissenyar un filtre, per tal que en la seva sortida el segon harmònic no tingui una amplitud superior al 5% de la component fonamental



Es desitja aconseguir el valor mínim de l'ordre del filtre

- **Pautes pel disseny d'un filtre PH (Butterworth):**
 - Requisits i filtre a implementar
 - Tipus d'aproximació
 - Representació de la plantilla **és diferent !!!**
 - Determinar l'ordre del filtre **és diferent !!!**
 - Determinar el circuit **és diferent !!!**
 - Canvi d'escala en $(\omega_o) = PL$
 - Canvi en la impedància = PL
 - Adaptació dels valors m i q **és diferent !!!**

- Representació de la plantilla i determinar l'ordre d'un filtre en un PH

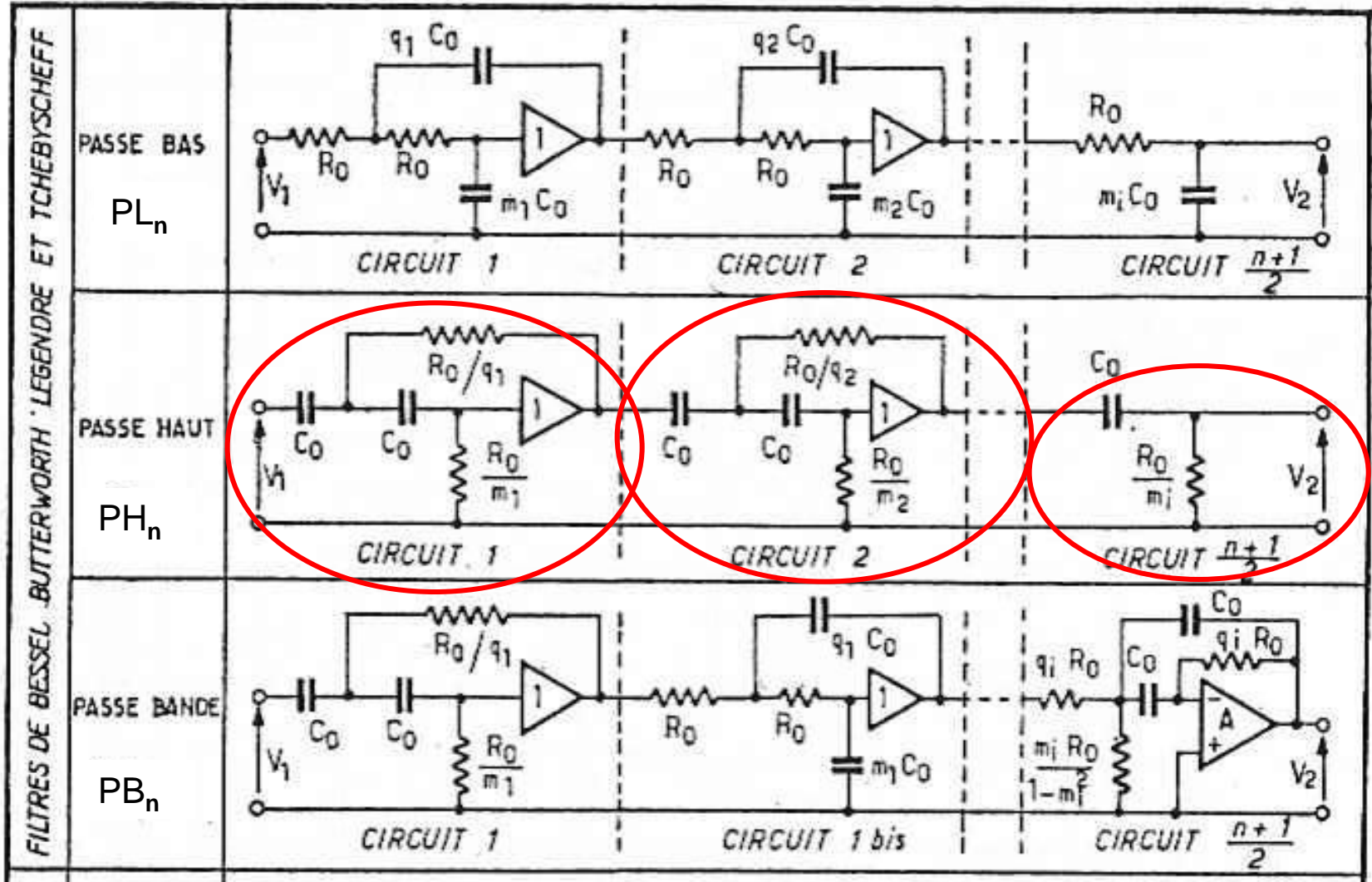


Factor de selectivitat

$$\frac{1}{k} = \frac{\omega_p}{\omega_a}$$

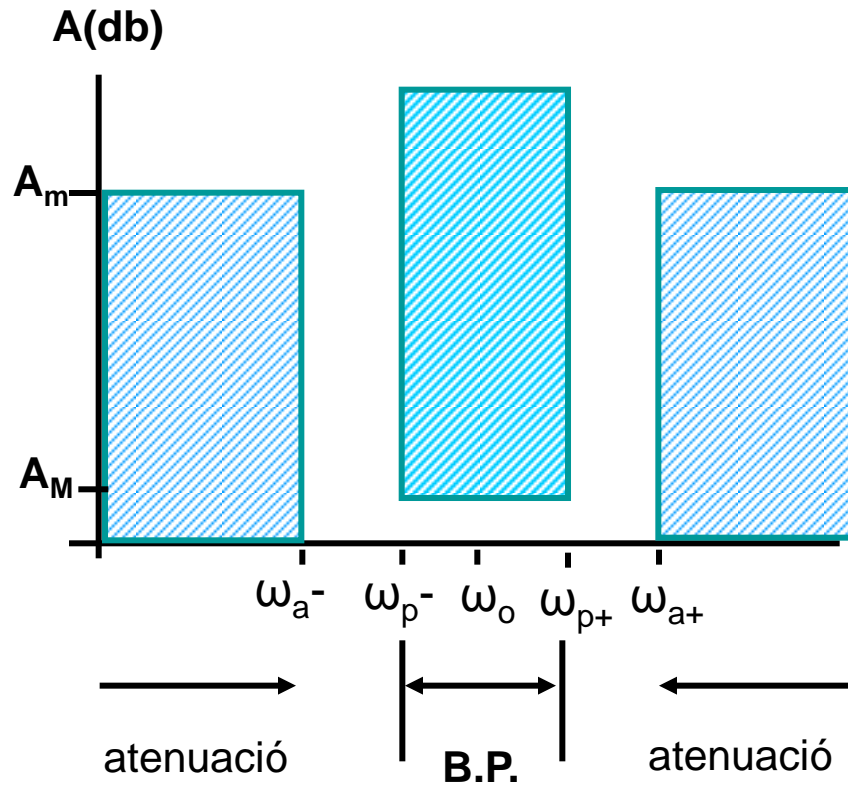


□ Configuració dels filtres elementals en cascada



- **Pautes pel disseny d'un filtre PB (Butterworth):**
 - Requisits i filtre a implementar
 - Tipus d'aproximació
 - Representació de la plantilla **és diferent !!!**
 - **Ajust de simetria**
 - Determinar l'ordre del filtre **és diferent !!!**
 - Determinar el circuit **és diferent !!!**
 - Canvi d'escala en $(\omega_o) = PL$
 - Canvi en la impedància = **PL**
 - Adaptació dels valors m i q **és diferent !!!**

□ Representació de la plantilla i ajust de simetria



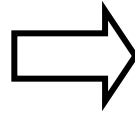
S'ha de complir:

$$\omega_o^2 = \omega_{a(-)} \cdot \omega_{a(+)}$$

$$\omega_o^2 = \omega_{p(-)} \cdot \omega_{p(+)}$$

- Determinar l'ordre del filtre

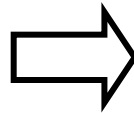
Factor



$$\frac{1}{k} = \frac{\omega_{a(+)} - \omega_{a(-)}}{\omega_{p(+)} - \omega_{p(-)}}$$

- Determinar el circuit

Ample de banda relatiu

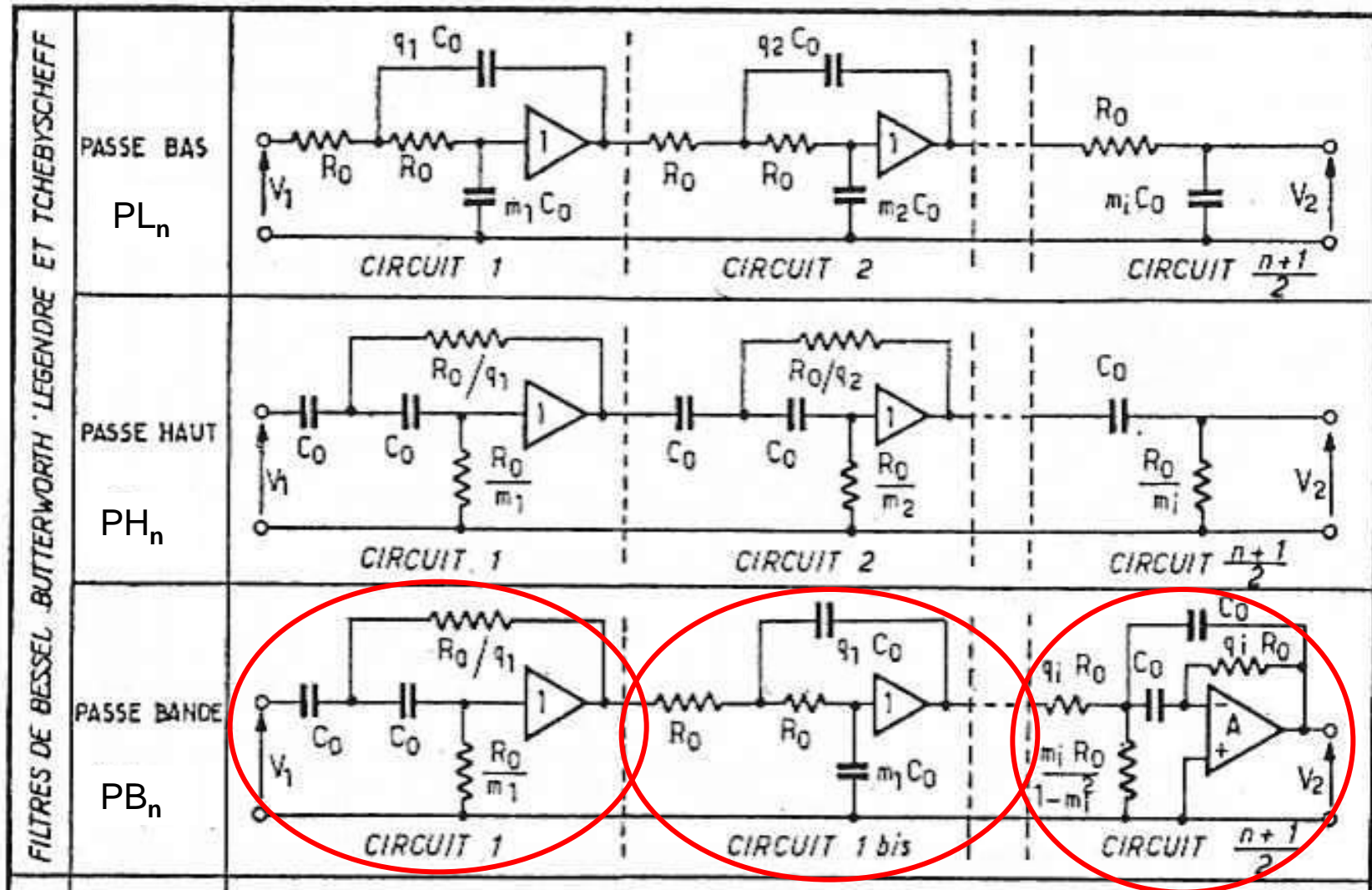


$$B(\%) = \frac{\omega_{p(+)} - \omega_{p(-)}}{\omega_0} 100$$

- Pautes pel disseny d'un filtre PB (Butterworth):



Configuració dels filtres elementals en cascada



Tema 1

RECORDATORI DE FILTRES PASSIUS I ACTIUS

Gràcies per la seva atenció



Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 2

AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

- Influència dels paràmetres de l'amplificador operacional
- Resposta en freqüència de l'amplificador operacional
- Tipus d'amplificadors operacionals

Bibliografia:

- Rafael Pindado, "**Electrónica analógica Integrada**", Ed. Marcombo. Capítol: 4
- James M. Fiore, "**Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales**", Ed. Thomson. Capítols: 1 i 5.
- Pérez García, Álvarez Antón, Campo Rodríguez, Ferrero Martín, Grillo Ortega, "**Instrumentación Electrónica**", Ed. Thomson. Capítol: 2.
- Alvert Paul Malvino, "**Principios de Electrónica**", Ed. McGraw-Hill. Capítol: 22.

□ Objectius:

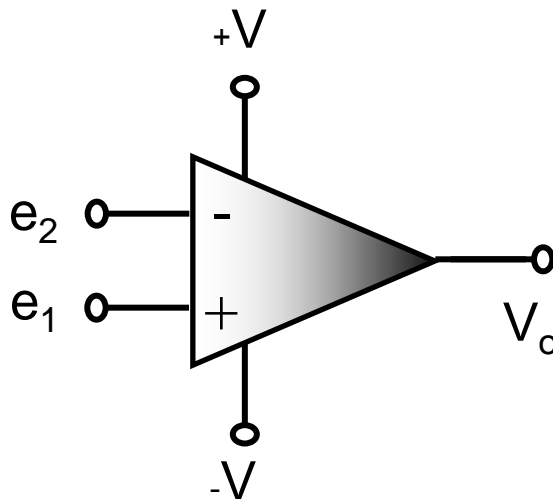
L'objectiu d'aquest tema és presentar alguns dels components no ideals de l'amplificador. En ell es fa referència a diversos paràmetres que allunyen el seu comportament real de l'ideal, i que per tant, hauran de considerar-se ja que imposaran límits i condicionats en els disseny de circuits.

Entre d'altres efectes, d'un amplificador operacional ideal s'espera:

- ✚ sortida nul·la per tensió diferencial d'entrada nul·la
- ✚ derives de temperatura i temps nul·les
- ✚ amplificació del mode comú nul·la
- ✚ guany infinit
- ✚ banda de pas infinita
- ✚ velocitat de creixement de la sortida ilimitada

- Tensió de derivació (o d'offset) d'entrada (V_{io}) (input offset voltage)

Def.- Es la tensió contínua que ha d'aplicar-se entre les entrades perquè la tensió de la sortida de l'amplificador operacional sigui nul·la (sense cap resistència entre cada terminal d'entrada i massa).



OPAM IDEAL:

$$V_o = A_d(e_1 - e_2)$$

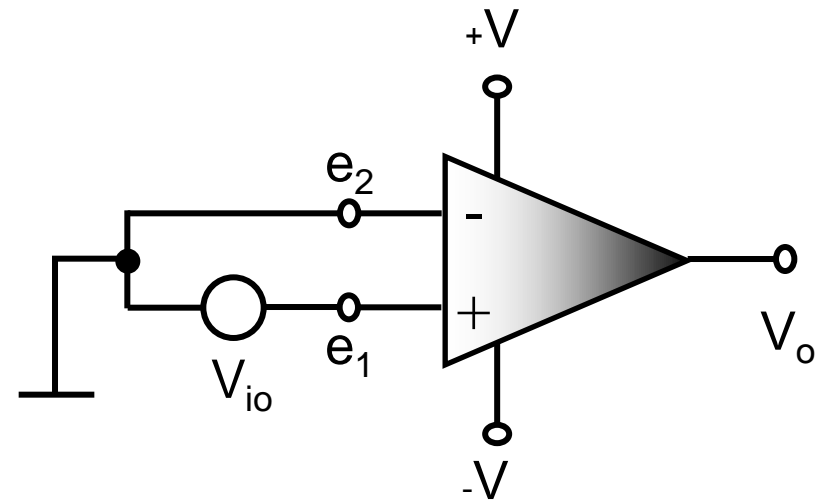
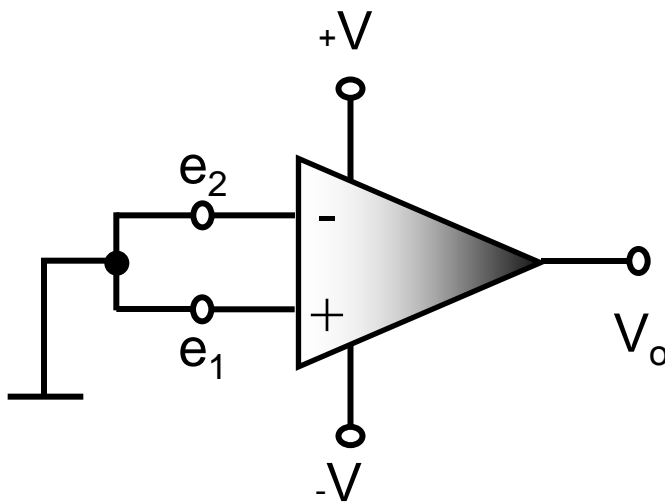
Si $e_1 = e_2$



$$V_o = 0$$

- Tensió de derivació (o d'offset) d'entrada (V_{io}) (input offset voltage)

OPAM IDEAL:

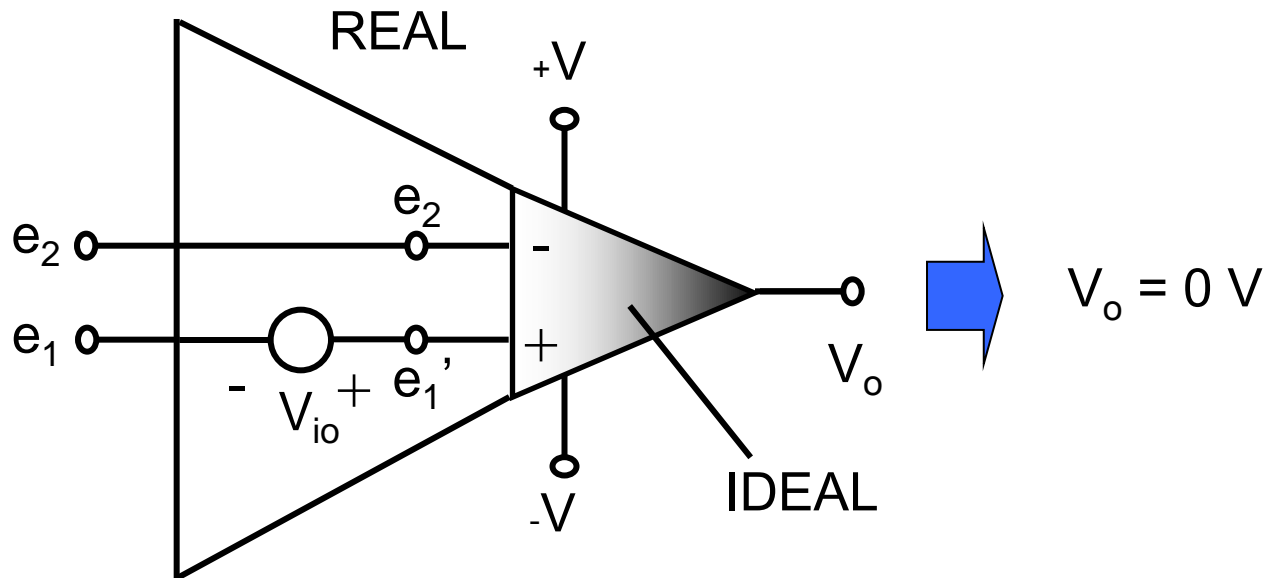


$$V_o \neq 0 V$$

$$V_o = 0 V$$

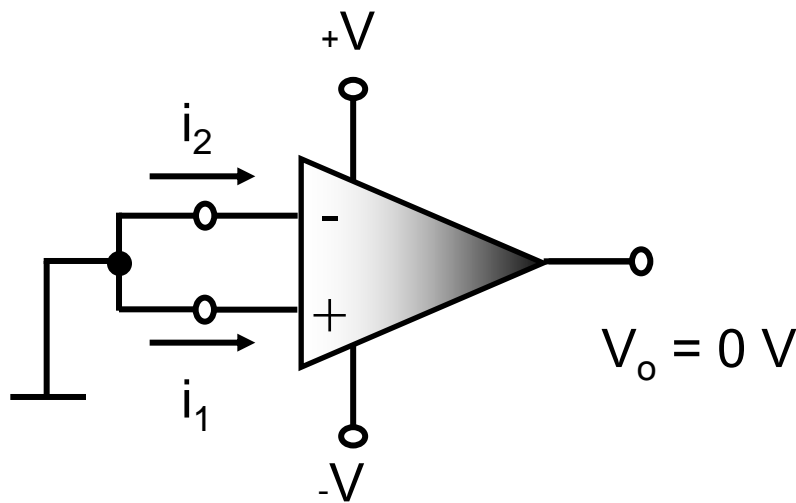
- Tensió de derivació (o d'offset) d'entrada (V_{io}) (input offset voltage)

Model real que contempla la tensió d'offset d'entrada



- Intensitat de derivació (o d'offset) d'entrada (i_{io}) (input offset current)

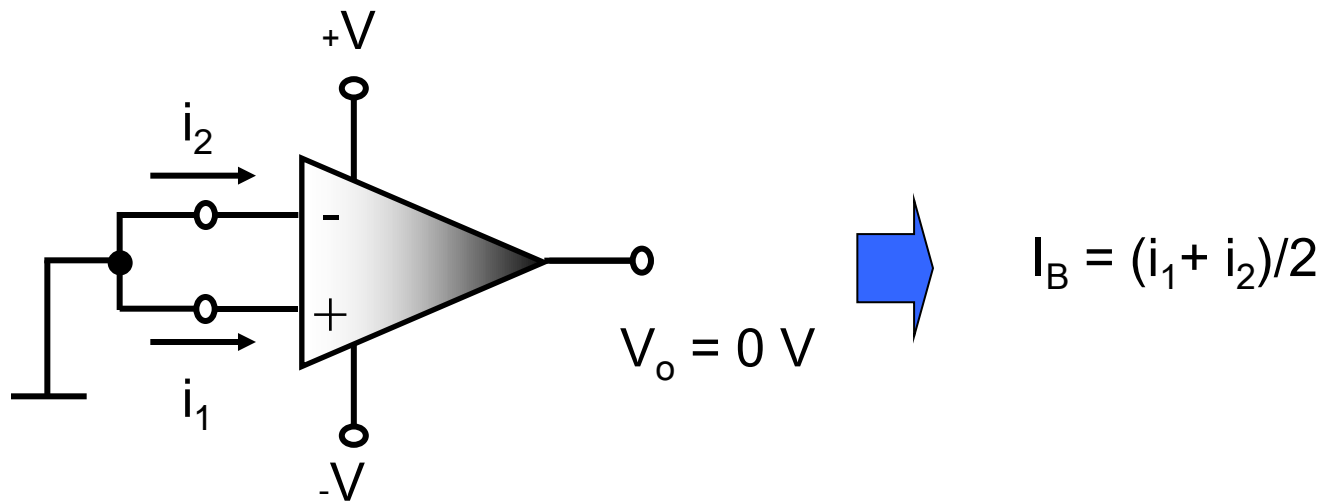
Def.- Diferència entre els dos corrents d'entrada de l'operacional quan la seva sortida és nul·la.



$$i_{io} = i_1 - i_2$$

□ Intensitat de polarització d'entrada (I_B) (input bias current)

Def.- És la mitja aritmètica d'elles intensitats absorbides en les entrades de l'operacional quan la seva sortida és nul·la.



$$I_{io} = i_1 - i_2 \quad (1)$$

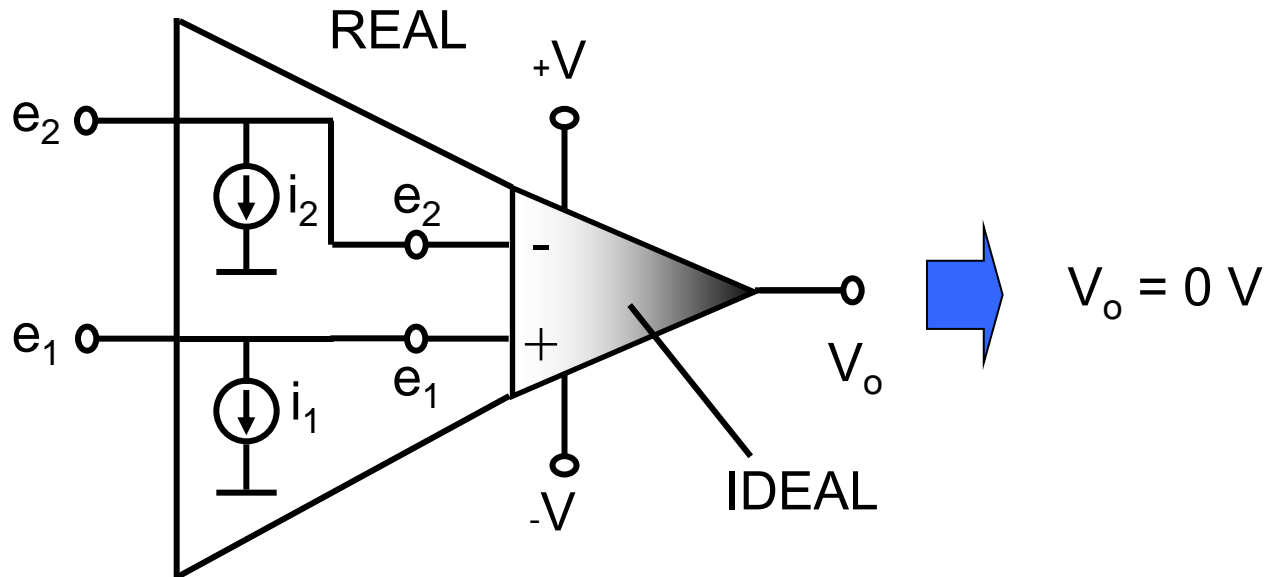
$$I_B = (i_1 + i_2)/2 \quad (2)$$

Sumant i restant ambdues equacions s'obté:

(1)+(2)	$2i_1 = 2I_B + I_{io}$	\Rightarrow	$i_1 = I_B + I_{io}/2$
(2)-(1)	$2i_2 = 2I_B - I_{io}$	\Rightarrow	$i_2 = I_B - I_{io}/2$

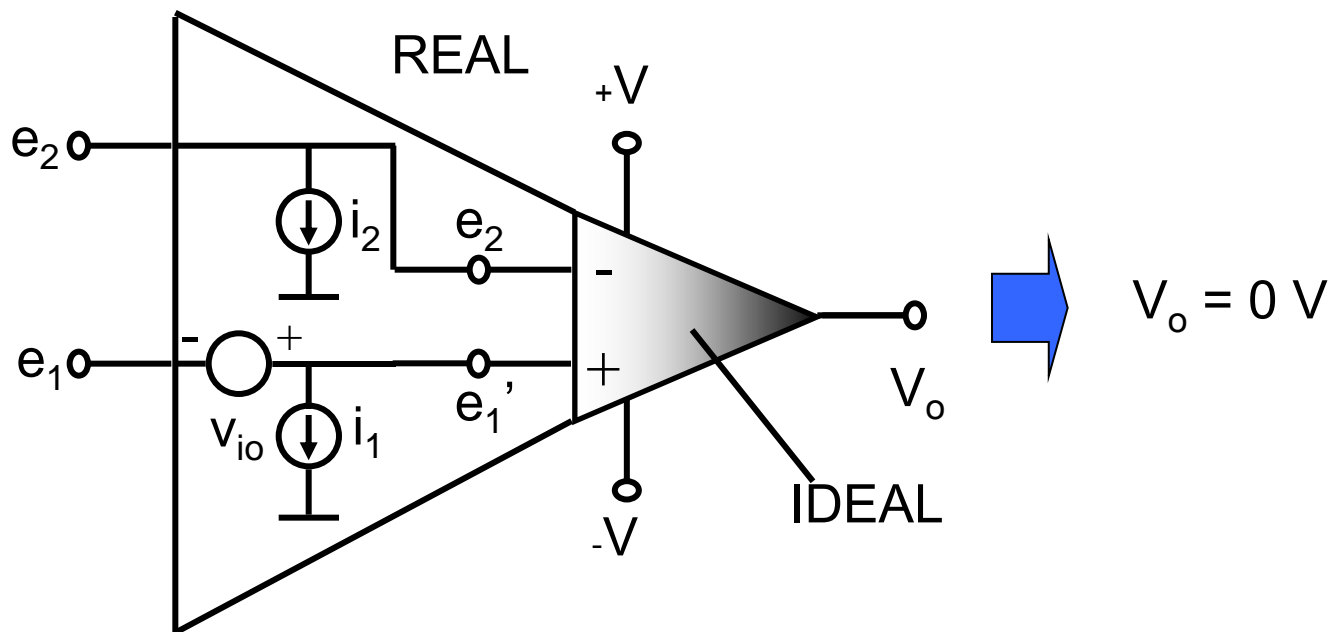
- Intensitat de polarització d'entrada (I_B) (input bias current)

Model real que contempla els corrents d'entrada de l'operacional



□ Compensació dels desplaçaments en continua

El model que s'utilitzarà per a considerar els efectes que produeixen els desplaçaments en continua sobre la sortida d'un amplificador operacional realimentat, és el següent:



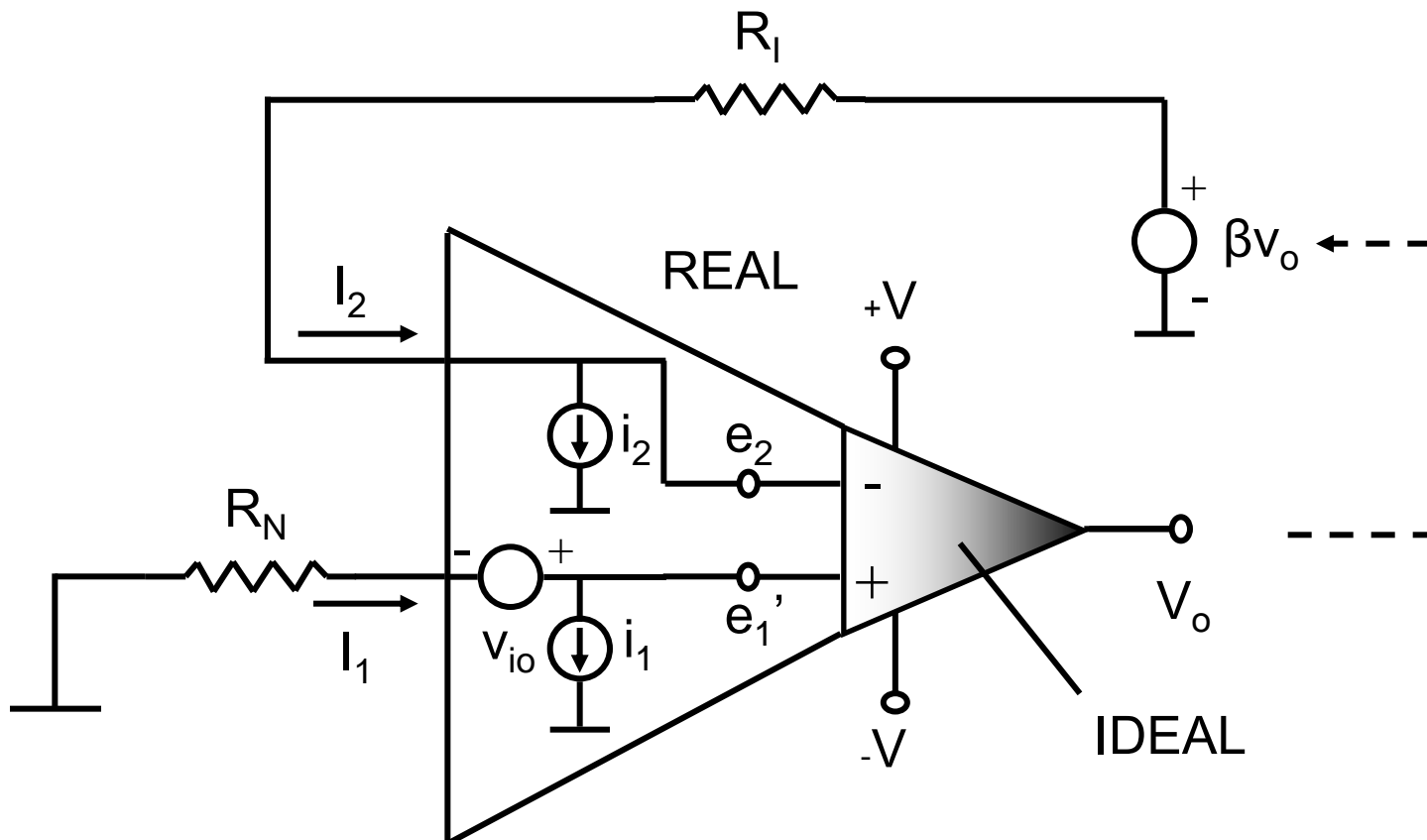
□ Compensació dels desplaçaments en continua

Amb caràcter general, l'efecte de realimentació en continua s'indicà amb β , de forma que la fracció de la tensió de sortida de realimentació negativa cap a l'entrada serà:

$$\beta = \frac{\text{Tensió realimentació a l'entrada}}{\text{Tensió de sortida}} = \frac{e_2}{V_o}$$

Si s'indica per R_I la resistència total que “veu” l'entrada inversora de l'amplificador operacional cap a fora, i per R_N la resistència total que “veu” l'entrada no inversora cap a fora, tindrem:

□ Compensació dels desplaçaments en continua



□ **Compensació dels desplaçaments en continua**

✓ **Exercici_1:**

Calcular l'expressió matemàtica de la tensió V_o en l'A.O. real en funció dels corrents de l'efecte de realimentació en continua, intensitat de derivació (I_{i_o}) i de polarització (I_B).

✓ **Exercici_2:**

Observant l'expressió matemàtica de la tensió V_o en l'A.O. real en l'exercici anterior, quina seria la conclusió per poder compensar els desplaçaments en continua:

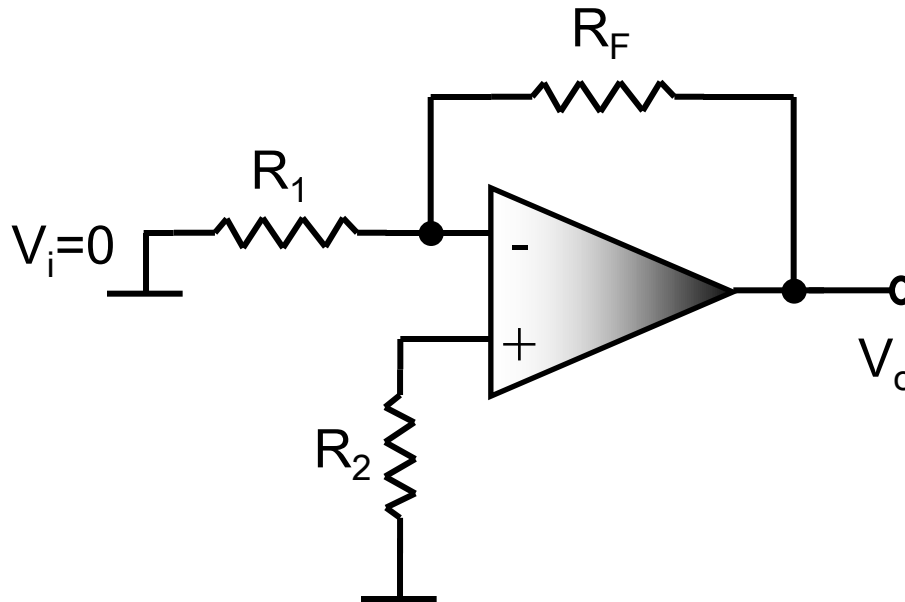
✓ **Exercici_3:**

Observant l'expressió matemàtica de la tensió V_o en l'A.O. real en l'exercici_1, es pot raonar la conclusió:

- Compensació dels desplaçaments en continua

✓ **Exercici_4:**

Aplicar el resultat anterior al cas d'un amplificador inversor com el de la figura:



□ **Compensació dels desplaçaments en continua**

La compensació de la resta d'efectes de desplaçament, es pot realitzar mitjançant terminals específics de compensació d'offset que pot tenir l'amplificador operacional, o bé utilitzar circuits externs com els de les figures:

Informació disponible en els següents *Data Sheets*:



□ **Compensació dels desplaçaments en continua**

Cal indicar que aquests errors de desplaçament de la tensió de sortida no serien preocupants si es mantinguessin constants, el problema és precisament que no és així ja que V_{io} , i_1 i i_2 depenen de paràmetres tals com la temperatura, l'envelliment del component i la tensió d'alimentació.

- Es pot expressar de forma incremental l'influència sobre la sortida d'aquestes variacions de la següent forma:

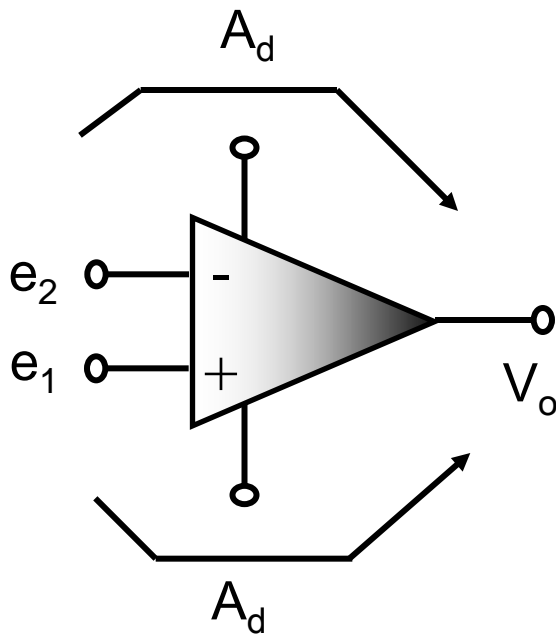
$$\Delta V_o = \frac{1}{\beta} \left[\Delta V_{io} + \Delta I_B (R_I - R_N) - \frac{\Delta I_{io}}{2} (R_I + R_N) \right]$$

- Considerant compensat l'efecte del corrent de polarització, l'expressió quedarà simplificada a:

$$\Delta V_o = \frac{1}{\beta} [\Delta V_{io} - \Delta I_{io} R_I]$$

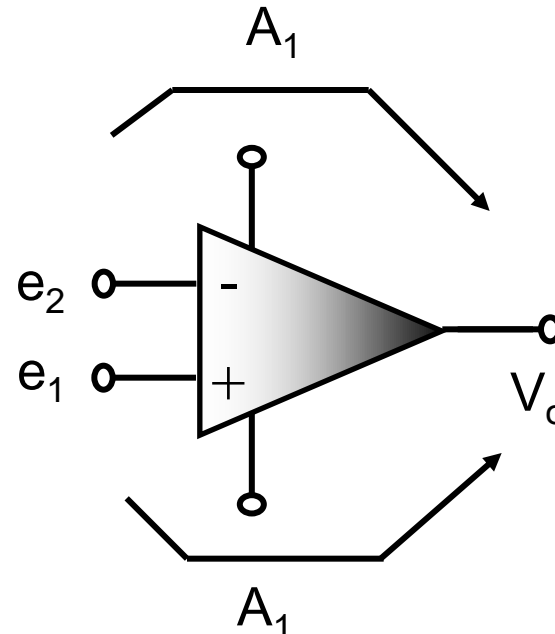
□ Factor de rebuig del mode comú

IDEAL:



$$V_o = A_d(e_1 - e_2) = A_d e_1 - A_d e_2$$

REAL:



$$V_o = A_1 e_1 - A_2 e_2$$

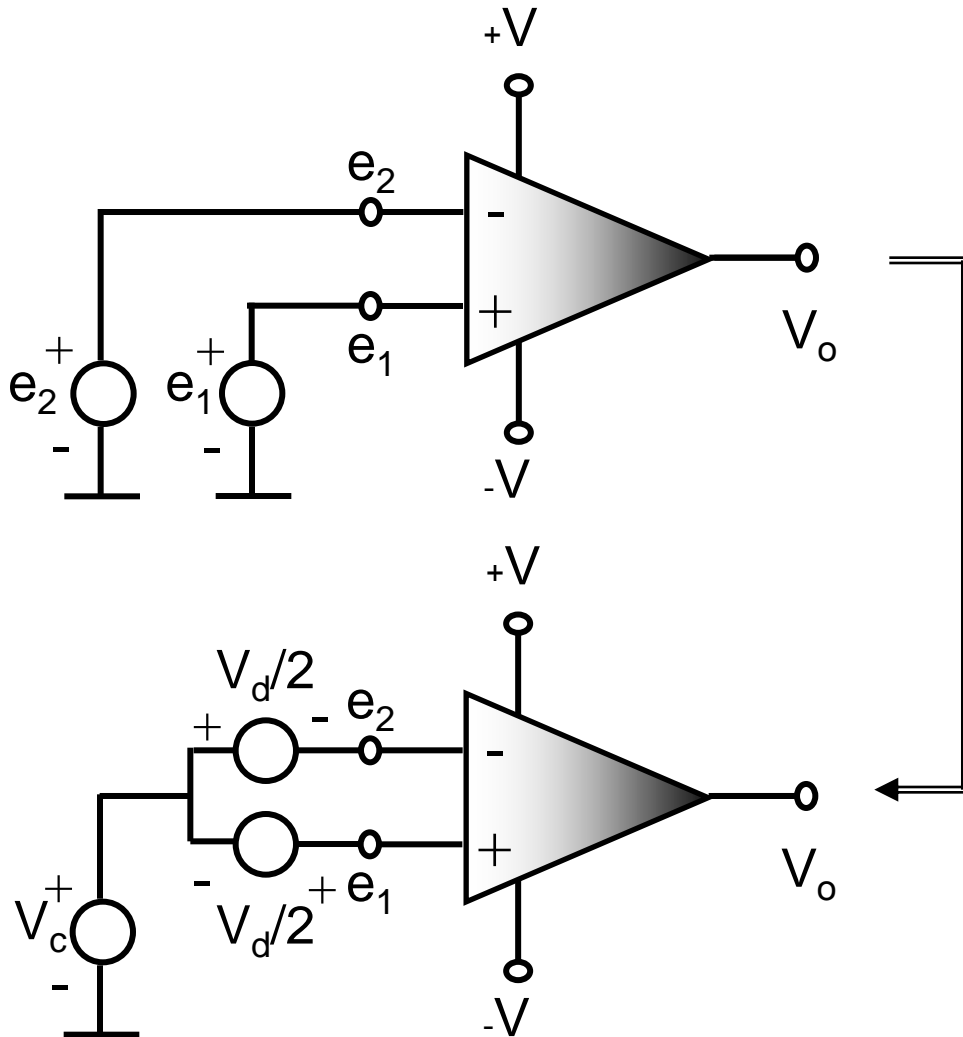
□ Factor de rebuig del mode comú

$$e_1 - e_2 = V_d \quad (1) \quad V_d: \text{Tensió diferencial}$$
$$(e_1 + e_2)/2 = V_c \quad (2) \quad V_c: \text{Tensió en mode comú}$$

Sumant i restant ambdues equacions s'obté:

(1)+(2)	$2e_1 = 2V_c + V_d$	\Rightarrow	$e_1 = V_c + V_d/2$
(2)-(1)	$2e_2 = 2V_c - V_d$	\Rightarrow	$e_2 = V_c - V_d/2$

□ Factor de rebuig del mode comú



Guany en mode comú:

$$A_c = A_1 - A_2$$

Guany en mode diferencial:

$$A_d = (A_1 + A_2)/2$$

Es defineix com factor de rebuig del mode comú a la següent relació:

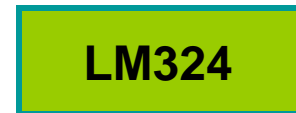
$$CMRR = 20 \log_{10}(A_d/A_c)$$

□ Factor de rebuig del mode comú

$$V_o = A_1 e_1 - A_2 e_2 = A_1 (V_c + V_d/2) - A_2 (V_c - V_d/2) = [A_1 - A_2] V_c + [(A_1 + A_2)/2] V_d$$

Com que interessa un guany en mode diferencial alt ($A_d \uparrow \uparrow$) i un guany en mode mode comú baix ($A_c \downarrow \downarrow$), en el cas ideal infinita i nul·la respectivament, el valor CMRR haurà de ser el més alt possible (típicament 100dB).

Informació disponible en els següents *Data Sheets*:



□ SLEW-RATE (SR)

L'SLEW-RATE és la màxima velocitat de variació de la tensió de la sortida que permet un amplificador operacional.

El motiu d'aquesta limitació és l'existència de capacitats internes del circuit integrat.

Els valors habituals van des de 0,5 V/ μ S a 13 V/ μ S, existint amplificadors operacionals majors.

Centrant l'estudi al cas particular de pretendre reproduir a la sortida de l'amplificador operacional una tensió senusoïdal:

$$f_{m\grave{a}x} = \frac{SR}{2\pi V_{om\grave{a}x}}$$

LM714

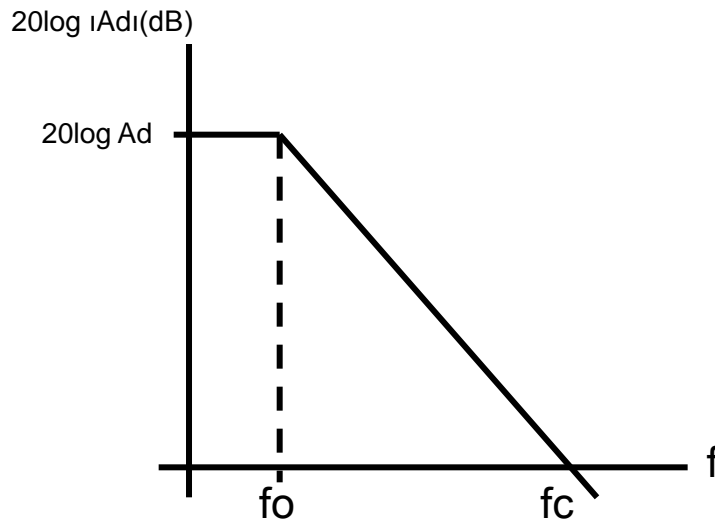
TI081

LM324



□ Pèrdua de guany diferencial amb la freqüència

Fent treballar l'amplificador operacional en continua o a baixes freqüències, és generalment suficient considerar el guany en anell obert de valor constant A_d . Ara bé, per a freqüències més elevades es fa necessari tenir en compte el caràcter sensible a la freqüència del guany en anell obert. La representació asimptòtica de la resposta en freqüència de l'amplificador operacional sol ser de la forma indicada en el pla de Bode de la figura (cas d'amplificador compensat).

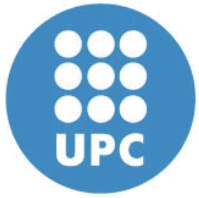


$$A_d = V_o/V_d$$

□ Pèrdua de guany diferencial amb la freqüència

Aquesta pèrdua de guany diferencial fa que el comportament real de l'amplificador operacional es vagi allunyant cada vegada més del comportament ideal ($A_d \rightarrow \infty$) a mesura que augmenta la freqüència.

Això suposarà, entre altres efectes, una pèrdua de precisió en el guany obtingut en anell tancat a la freqüències altes. Així doncs, representarà una limitació en freqüència.



Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 3

CIRCUITS NO LINEALS DE L'AMPLIFICADOR OPERACIONAL

- Introducció
- Comparador de voltatge
- Trigger Schmitt
-

Bibliografia:

- **Diseño con amplificadores operacionales y circuitos analógicos.**
Sergio Franco. Ed. McGraw-Hill. Capítol: 9
- **Electrónica analógica Integrada.** Rafael Pindado. Capítol: 3
- **Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales.**
James
M. Fiore. Capítols: 7.
- **Principios de Electrónica.** Alvert Paul Malvino. Ed. McGraw-Hill.
Capítols: 21 i 22

□ Definició:

Un amplificador operacional amb realimentació positiva, o inclús sense cap realimentació, ocasiona que el dispositiu treballa en saturació. Aquest comportament biestable és altament no lineal i constitueix la base dels circuits no lineals:

- ✚ Comparadors de voltatge
- ✚ Trigger Schmitt

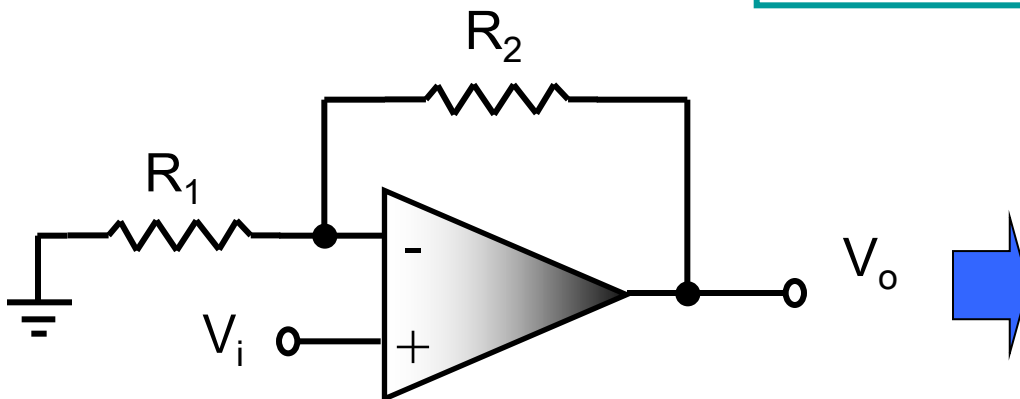
El comportament no lineal també s'aconsegueix amb circuits realimentats amb components no lineals (diodes i interruptors analògics).

- ✚ Rectificadors de precisió
- ✚ Detectors de pic
- ✚ Amplificadors de mostreig i retenció

Realimentació negativa = **Circuit lineal**

$$V_o = Ad(V(+)-V(-))$$

$$V_d = V(+)-V(-)$$



$$V_o = Ad\left(V_i - V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$$

Evolució de V_o en la sortida del Amp. Operacional:

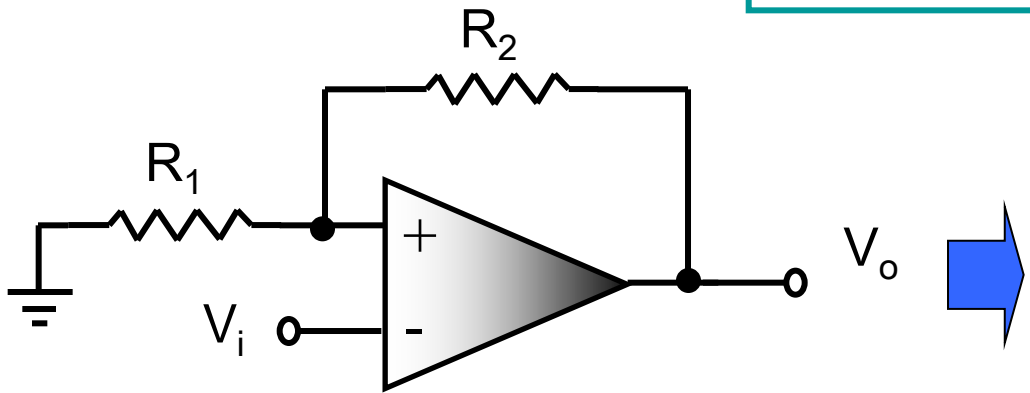
Si $V_o \uparrow$ llavors $V_d \downarrow$ llavors $V_o \downarrow$

S'autocompensa

Realimentació positiva = **Circuit no lineal**

$$V_o = Ad(V(+)-V(-))$$

$$V_d = V(+)-V(-)$$



$$V_o = Ad\left(V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} - V_i\right)$$

Evolució de V_o en la sortida del Amp. Operacional:

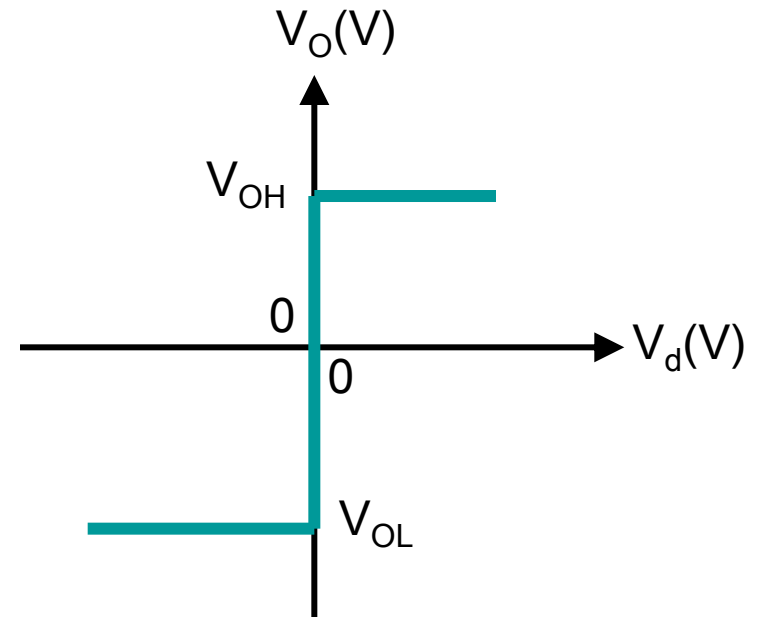
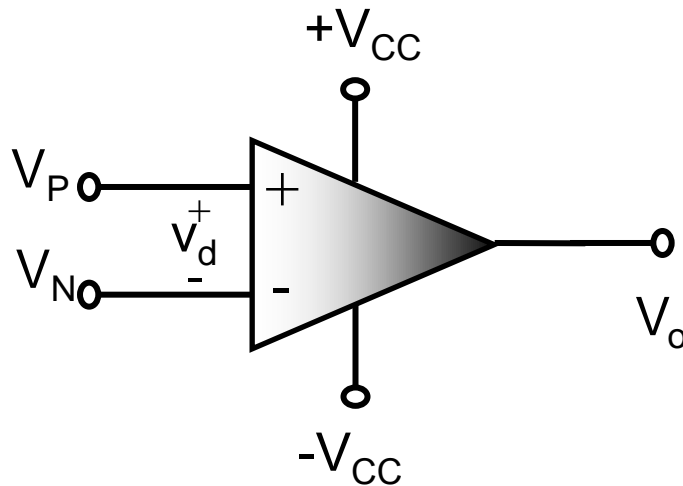
Si $V_o \uparrow$ llavors $V_d \uparrow$ llavors $V_o \uparrow$



Es satura

□ Comparador de voltatge:

La funció d'un comparador de voltatge consisteix en comparar el voltatge $v_p = v(+)$ en la seva entrada positiva amb la $v_N = v(-)$ la seva entrada negativa i obtenint en la sortida un voltatge baix V_{OL} un voltatge alt V_{OH} .

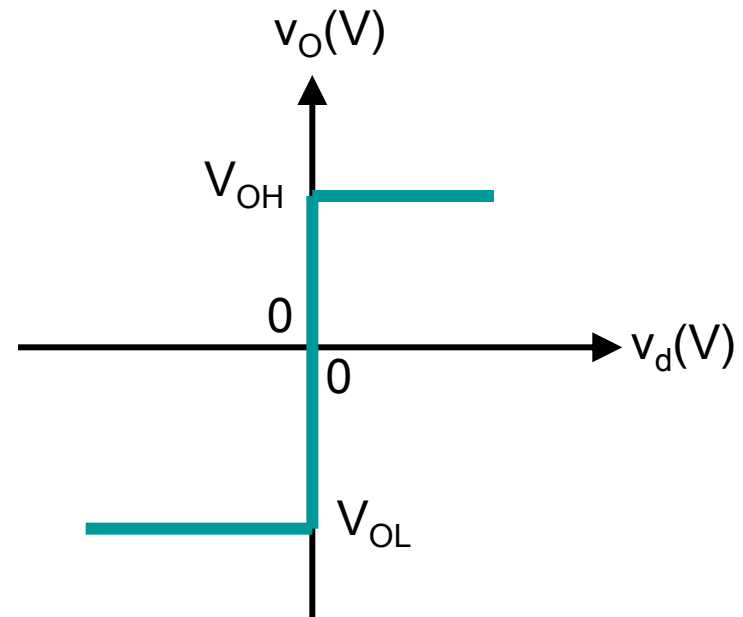


□ Comparador de voltatge:

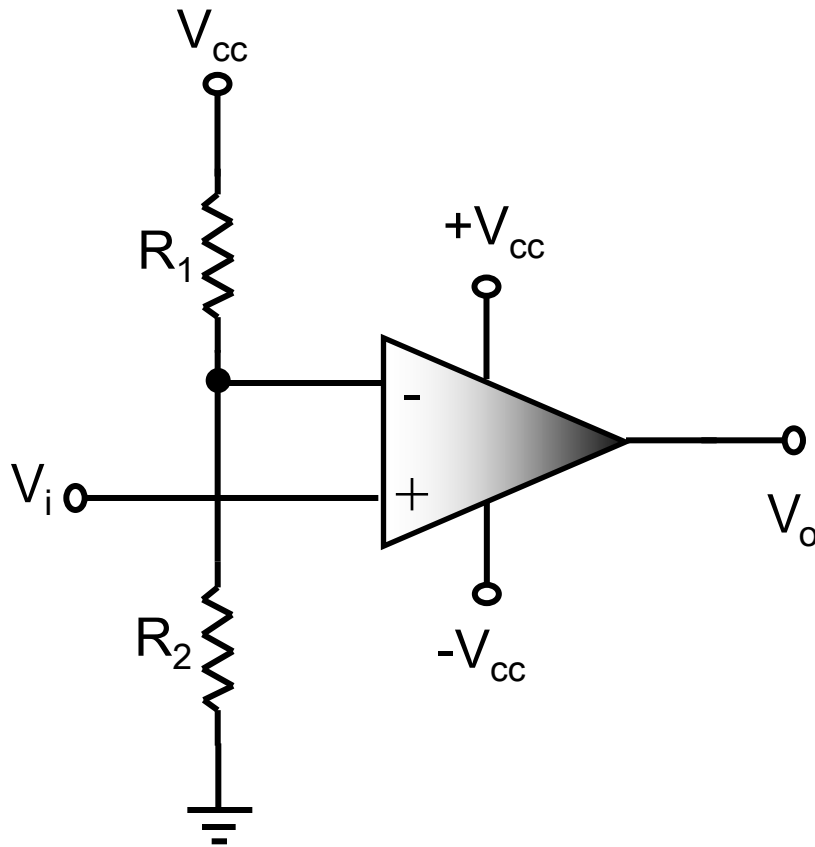
V_P i V_N son variables analògiques i V_O es una variable binària que sols pot assumir un dels dos valors V_{OH} i V_{OL}

$$V_O = V_{OH} \approx +V_{CC} \quad \text{para } V_P > V_N$$

$$V_O = V_{OL} \approx -V_{CC} \quad \text{para } V_P < V_N$$



- **Aplicacions dels comparadors:**
 - **Detector de nivell bàsic amb indicador òptic**
 - **Control encès i apagat:**
 - **Temperatura**
 - **Pressió**
 - **Posició**
 - **Nivell de fluids**
 - **Intensitat de llum**

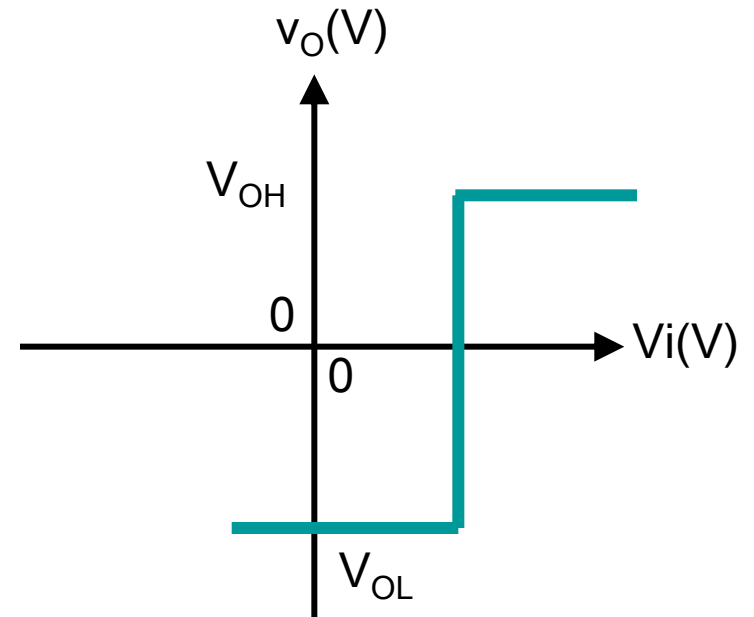
Detector de nivell

$$V_{(-)} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
$$V_{(+)} = V_i$$

Detector de nivell

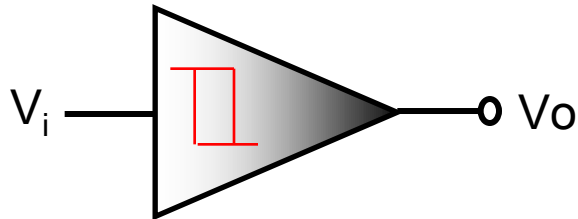
$$V_i > V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_i < V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

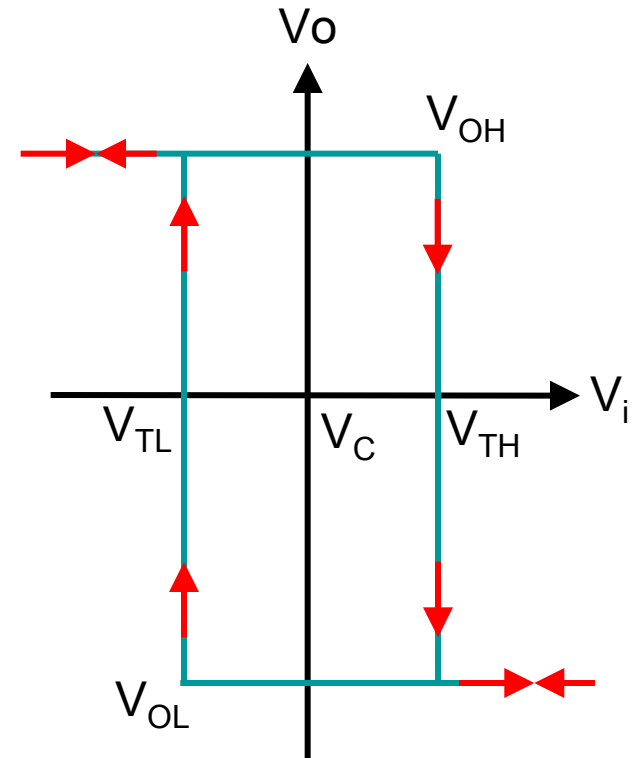


□ Disparador trigger Schmitt (inversor):

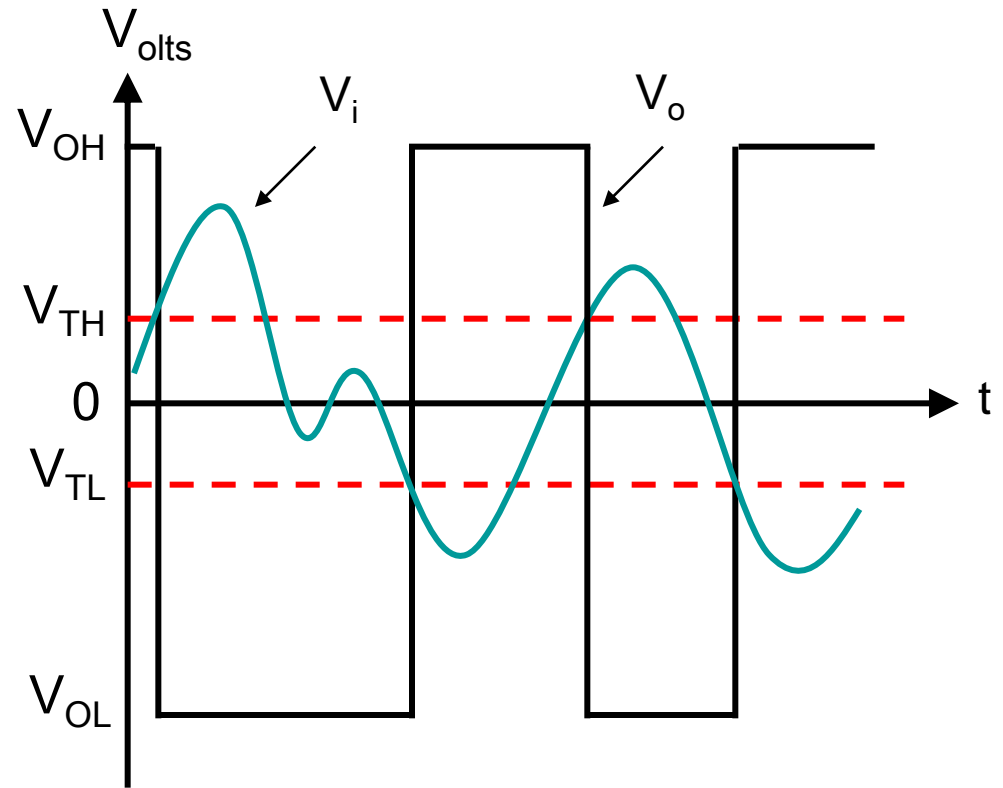
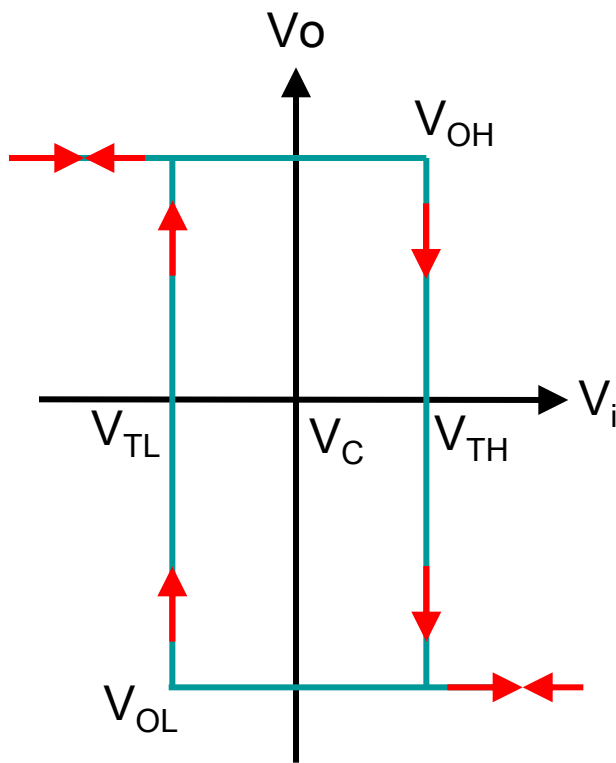
El disparador Schmitt inversor es pot veure com un detector de límits, està controlat per la sortida. Com que la sortida té dos estats possibles, aquests límits també tenen dos valors possibles.



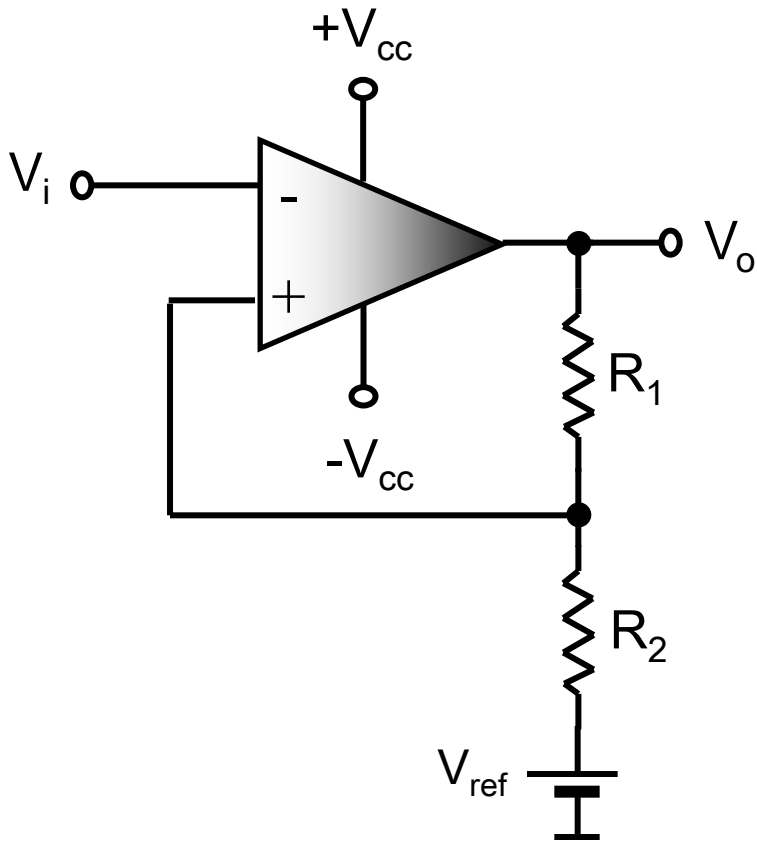
V_{TH} = temps alt
 V_{TL} = temps baix
 V_H = amplitud dels límits = $V_{TH} - V_{TL}$
 V_C = tensió centre



□ Disparador trigger Schmitt (inversor):



- Disparador trigger Schmitt (inversor):



$$V_{(-)} = V_i$$
$$V_{(+)} = \frac{V_o R_2 + V_{ref} R_1}{R_1 + R_2}$$

□ **Disparador trigger Schmitt (inversor):**

$$\frac{V_o R_2 + V_{ref} R_1}{R_1 + R_2} > V_i \quad V_o = +V_{cc}$$



$$\frac{V_{cc} R_2 + V_{ref} R_1}{R_1 + R_2} > V_i$$

$$\frac{V_o R_2 + V_{ref} R_1}{R_1 + R_2} < V_i \quad V_o = -V_{cc}$$



$$\frac{-V_{cc} R_2 + V_{ref} R_1}{R_1 + R_2} < V_i$$

$$Si \quad R_1 = R_2$$

$$V_o = +V_{cc} \quad para \quad \frac{V_{cc} + V_{ref}}{2} > V_i$$

$$V_o = -V_{cc} \quad para \quad \frac{V_{ref} - V_{cc}}{2} < V_i$$



□ **Exemple:**

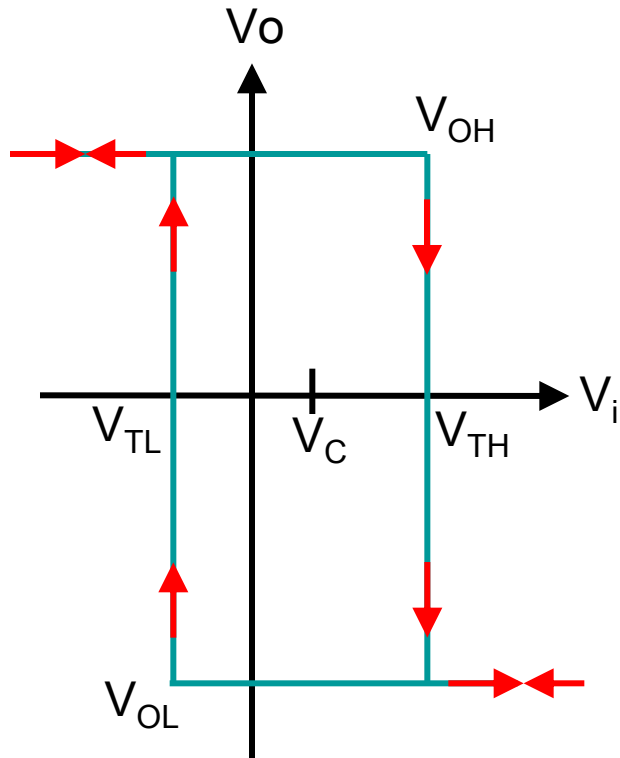
$V_{ref} = 5V$

$V_o = V_{cc}$ per

$10 > V_i$

$V_o = -V_{cc}$ per

$-5 < V_i$



$$V_{TH} = \frac{V_{cc} R_2 + V_{ref} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{TL} = \frac{V_{ref} R_1 - V_{cc} R_2}{R_1 + R_2}$$

Si $R_1 \neq R_2$

$$V_c = \text{Punt central} = \frac{V_{TH} + V_{TL}}{2} = \quad = \quad V$$

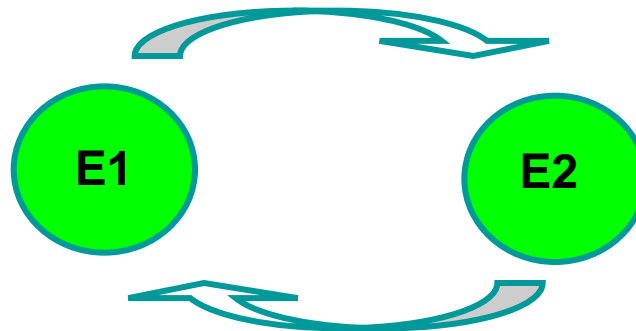
$$V_H = V_{TH} - V_{TL} = \quad = \quad V$$

□ Conclusions

1. Si $V_{ref} = 0$ simètric respecte l'origen
2. Si V_{ref} es (-) el punt centre es desplaça a l'esquerra
3. Si V_{ref} es (+) el punt centre es desplaça a la dreta

El comparador trigger és un circuit Biestable.

Aquest té dos estats estables $V_o = V_{cc}$ i $V_o = -V_{cc}$



□ Exercici

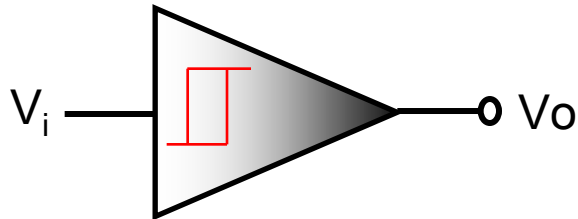
Ens hem comprat uns peixos tropicals, en la tenda de mascotes ens han recomanat que la temperatura ideal per a l'espècie que tenim és de $22^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$. Hem comprat un sensor de temperatura que ens dóna $50\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ i una resistència calefactora de 150 W a 48 VDC .

- a) Dissenyar un circuit que sigui capaç de controlar la temperatura de la peixera.
- b) Donar els valors dels components.
- c) Dissenyar un circuit que engegui un led d'alarma quan la temperatura superi els 25°C

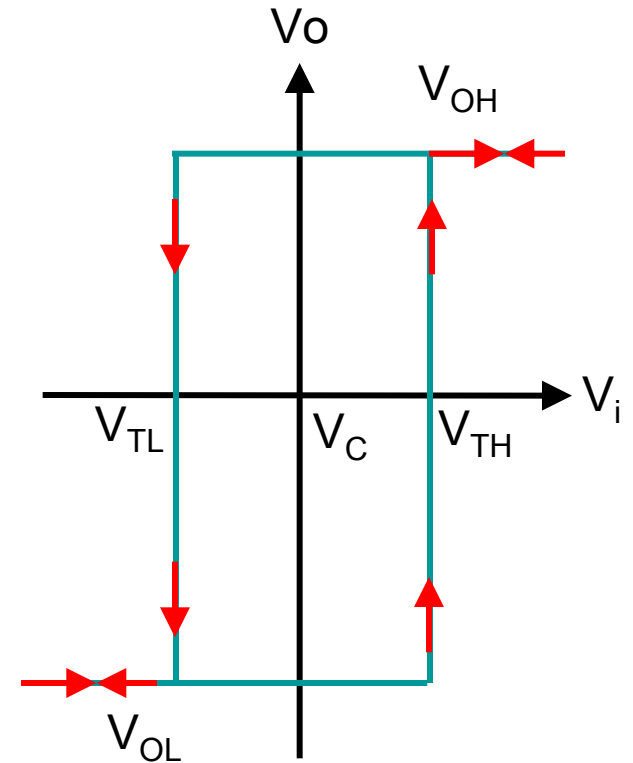
NOTA: suposar que la saturació dels operacionals és de ± 15

□ Disparador trigger Schmitt (no inversor):

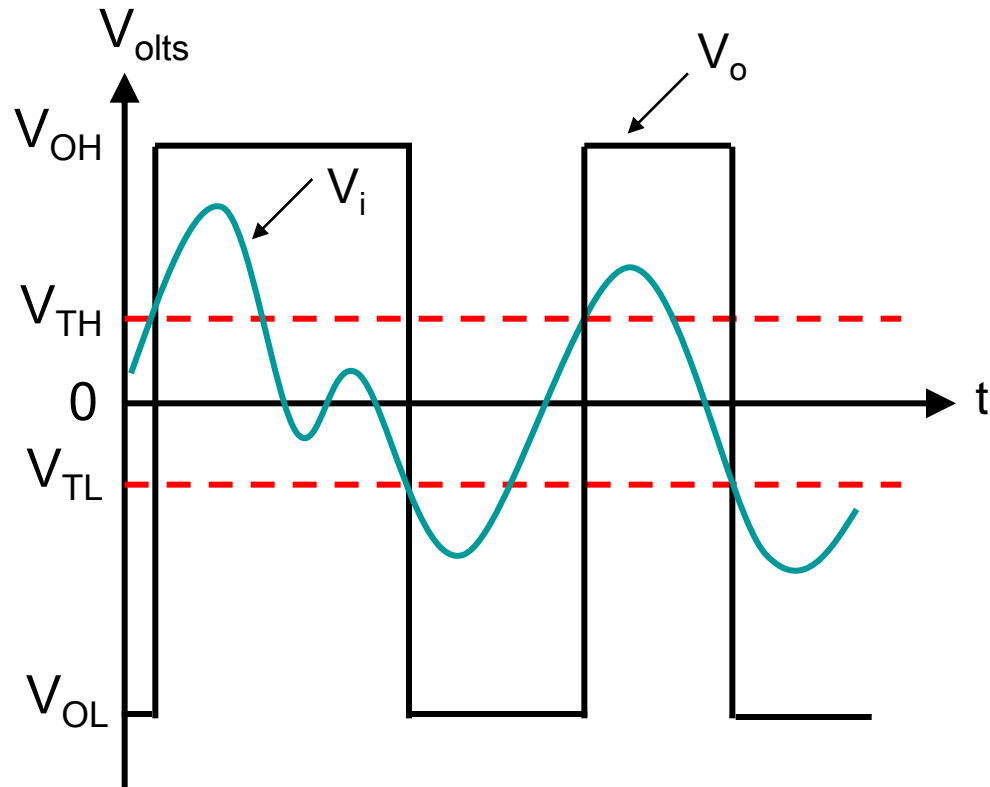
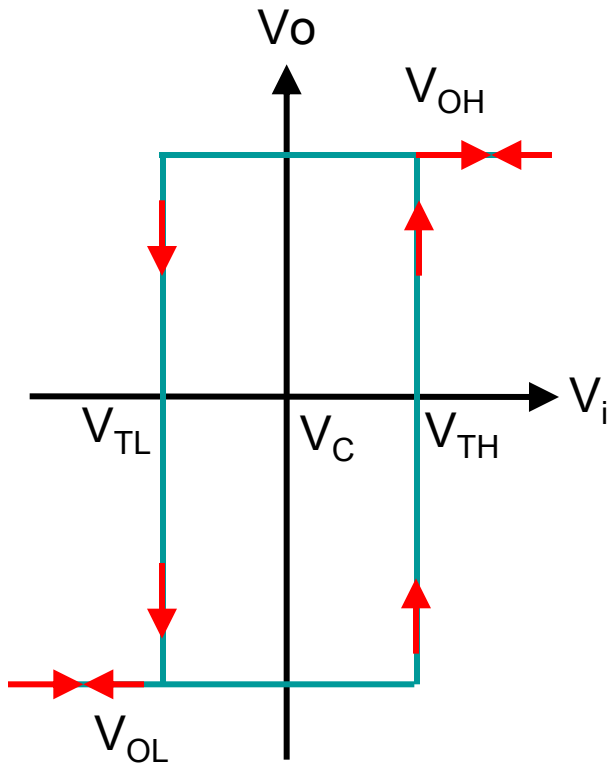
El disparador Schmitt no inversor pot veure com un detector de límits , està controlat per la sortida. Com que la sortida té dos estats possibles, aquests límits també tenen dos valors possibles.



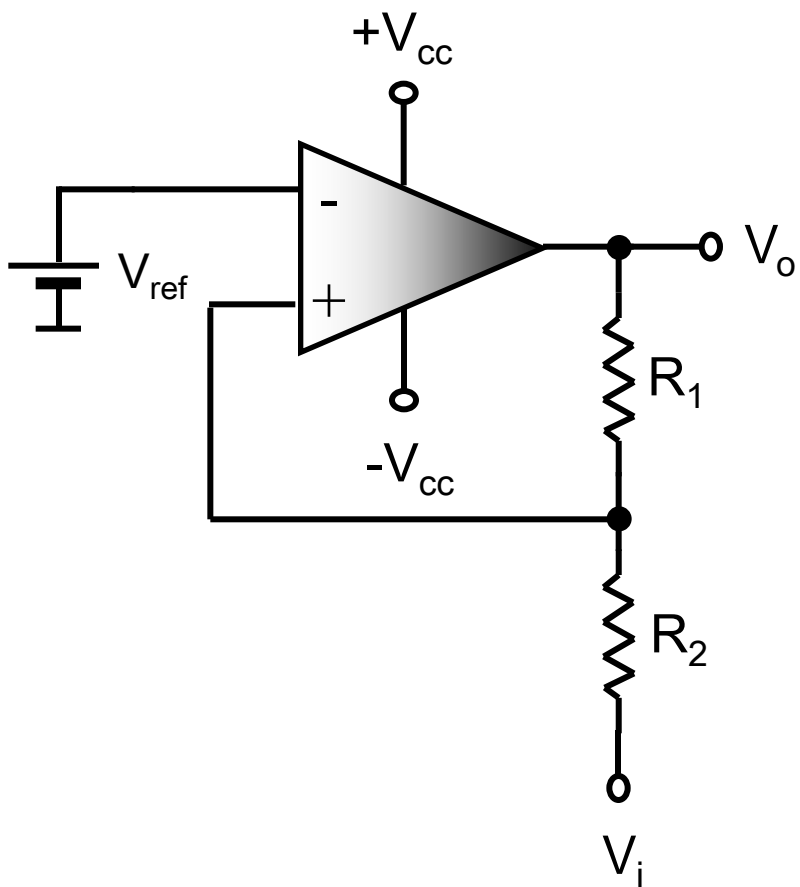
V_{TH} = temps en estat alt
 V_{TL} = temps en estat baix
 V_H = amplitud entre límits = $V_{TH} - V_{TL}$
 V_C = tensió centre



- Disparador trigger Schmitt (no inversor):



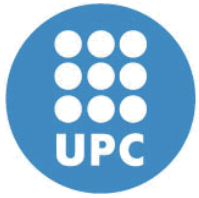
□ **Disparador trigger Schmitt (no inversor):**



$$V_{(-)} = V_{ref}$$

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

Exercici: buscar les expressions matemàtiques de la V_{TH} i V_C d'aquest circuit.



Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 4

Generadors de senyal

- ❑ Oscil·ladors sinusoidals
- ❑ Generadors de forma d'ona
- ❑ Oscil·ladors controlats per tensió
- ❑ Resolució d'exercicis d'aplicació

Bibliografia:

[B4] James M. Fiore, "**Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales**", Ed. Thomson. Capítol: 9.

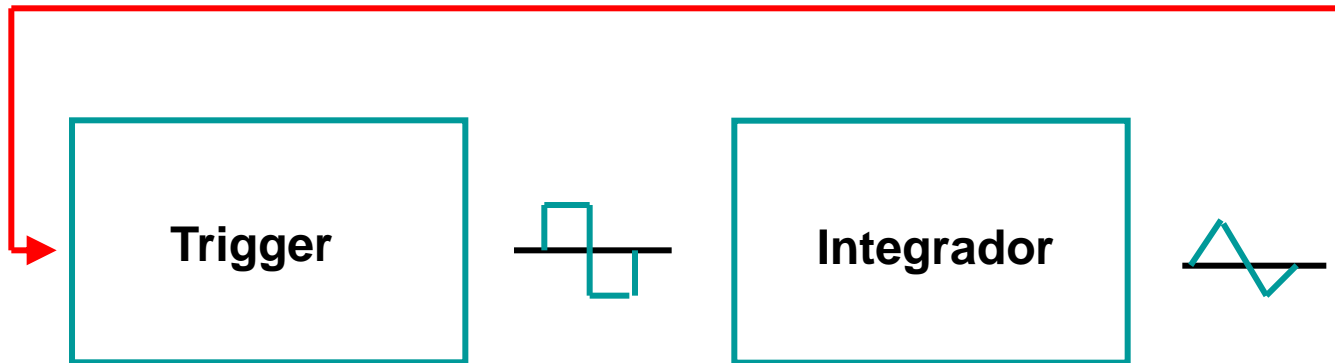
[B4] Rafael Pindado, "**Electrónica analógica Integrada**", Ed. Marcombo. Capítol: 3

[C4] Alvert Paul Malvino, "**Principios de Electrónica**", Ed. McGraw-Hill. Capítol: 23

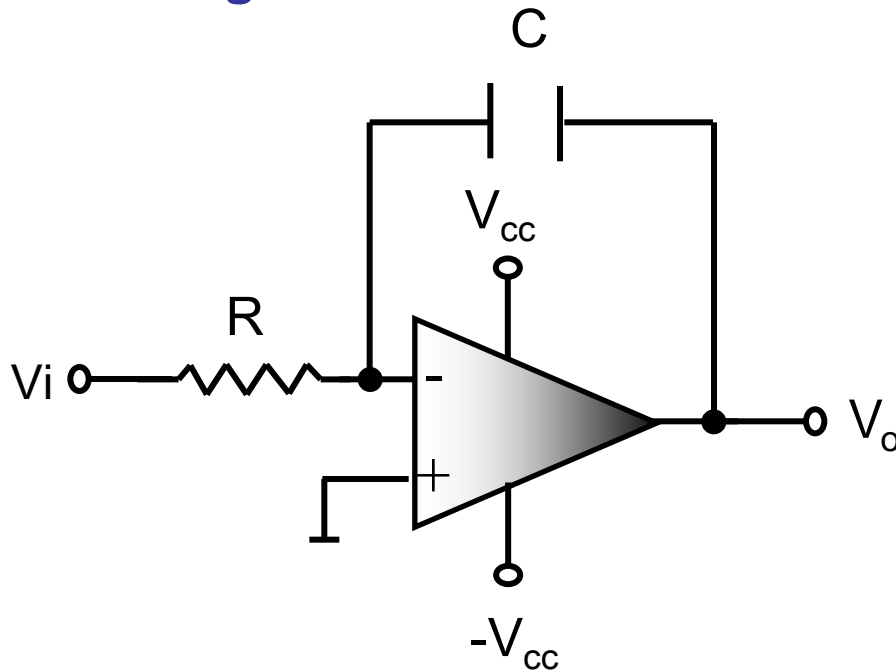
[C4] Norbet R. Malik, "**Circuitos Electrónicos**", Prentice Hall. Capítol: 14

□ Generador d'ona triangular

Les ones triangulars es generen mitjançant la càrrega i descàrrega d'un condensador amb una corrent constant.



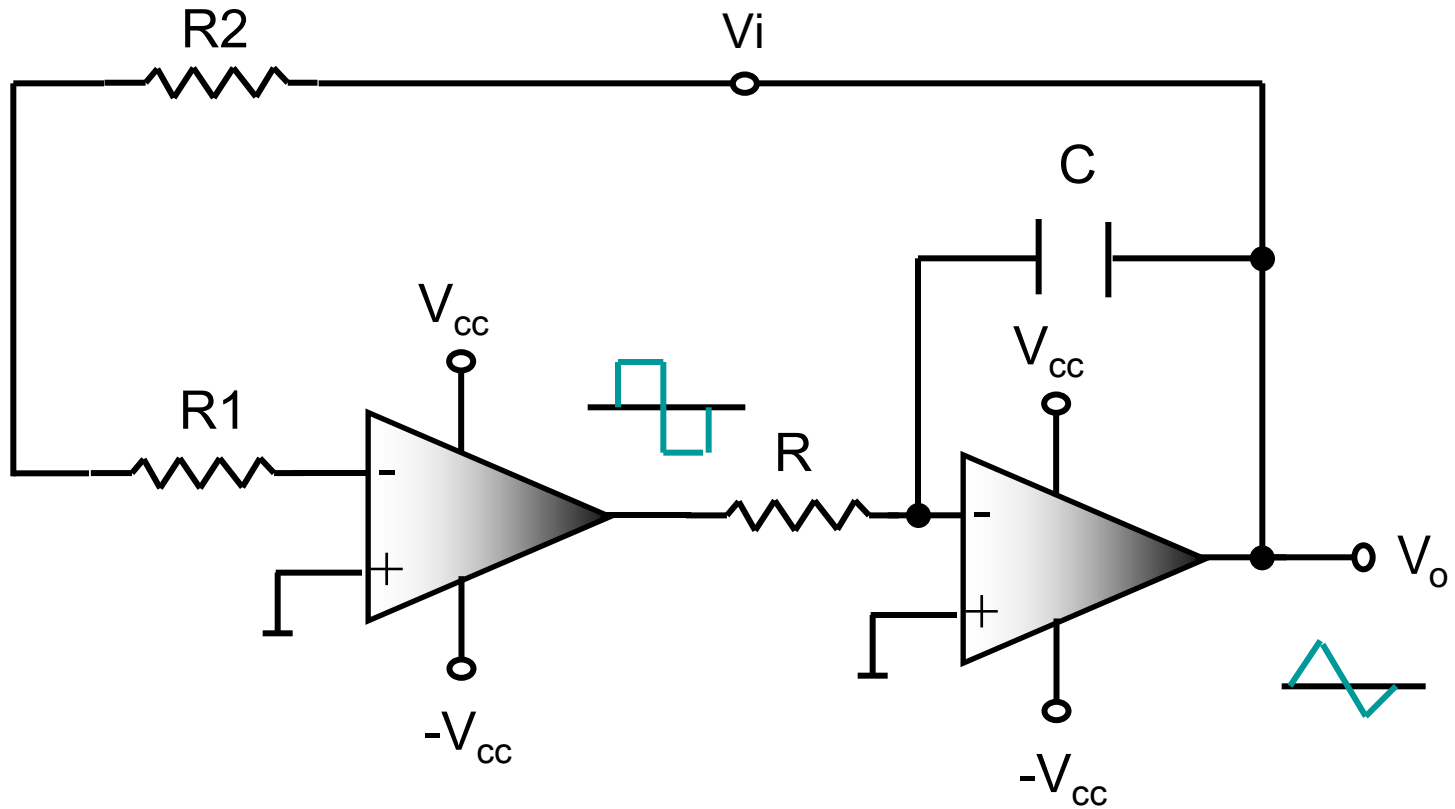
□ Integrador



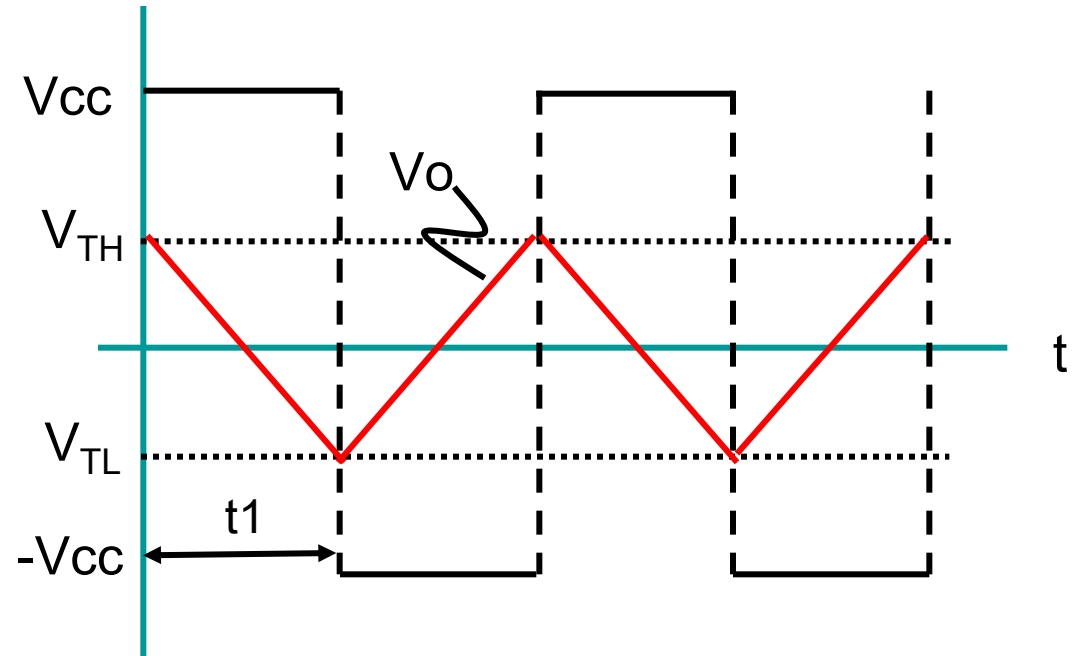
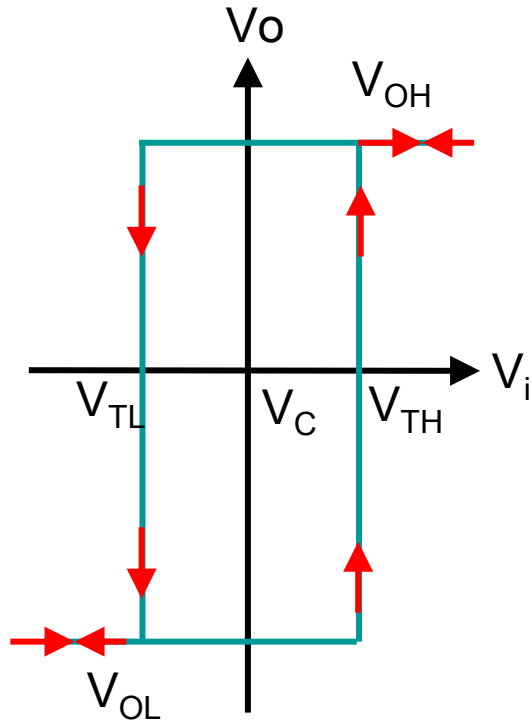
$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$$

$\text{Si } V_i = V_{cc}$ $V_o = -\frac{V_{cc}}{RC} t$	$\text{Si } V_i = -V_{cc}$ $V_o = \frac{V_{cc}}{RC} t$
--	--

□ Generador d'ona triangular



□ Generador d'ona triangular



□ Generador de senyals amb el LM555

El circuit integrat 555 és un dispositiu altament estable utilitzat per a la generació de senyals de polsos.

La presentació DIP de 8 pins es la més comú. També està disponible l'encapsulat de muntatge superficial, amb la referència LM555CM.



Dip 8 pins

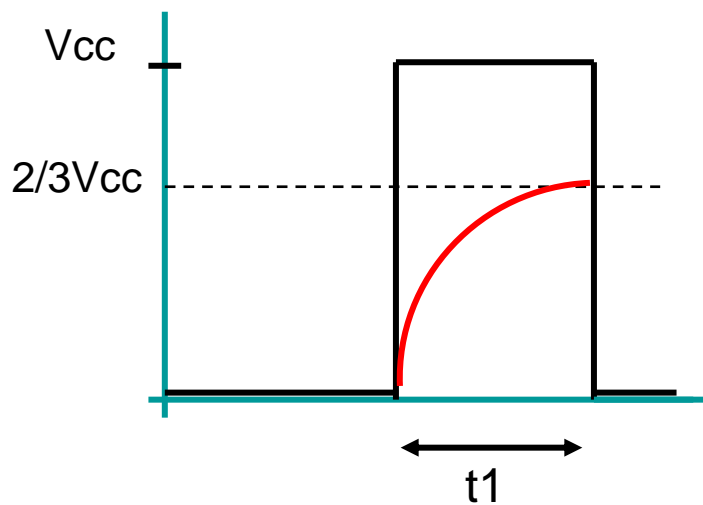


SMD

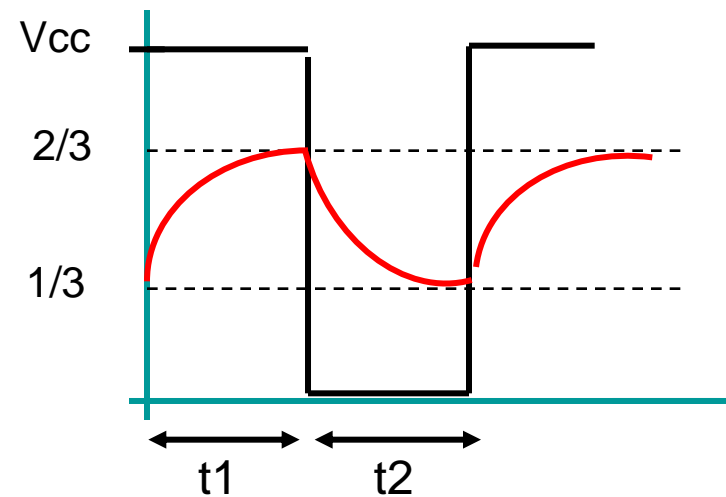
En aquesta secció de la lliçó estudiarem els dos modes bàsics de funcionament: el astable o rellotge i el monoestable o temporitzador.

□ Funcionament del LM555

Aplicació monoestable (temporitzador)



Aplicació astable (oscil.lador)



□ Generador de senyals amb el LM555

Pin 1.- Massa (GND).

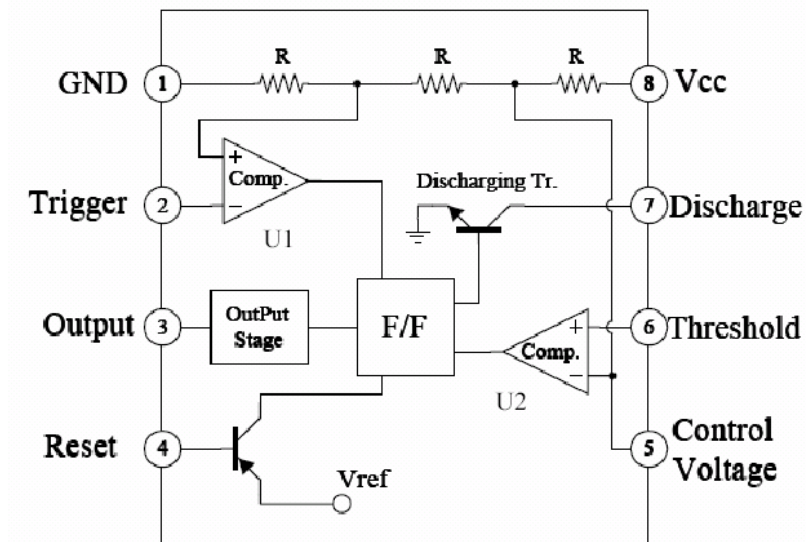
Pin 2.- Entrada d'activació (Trigger).



Pin 3.- Sortida (Output).

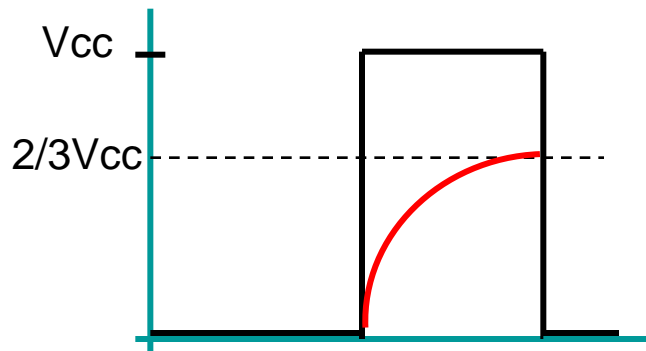
Pin 4.- Reset

Pin 5.- Tensió de Control (Control Voltage).



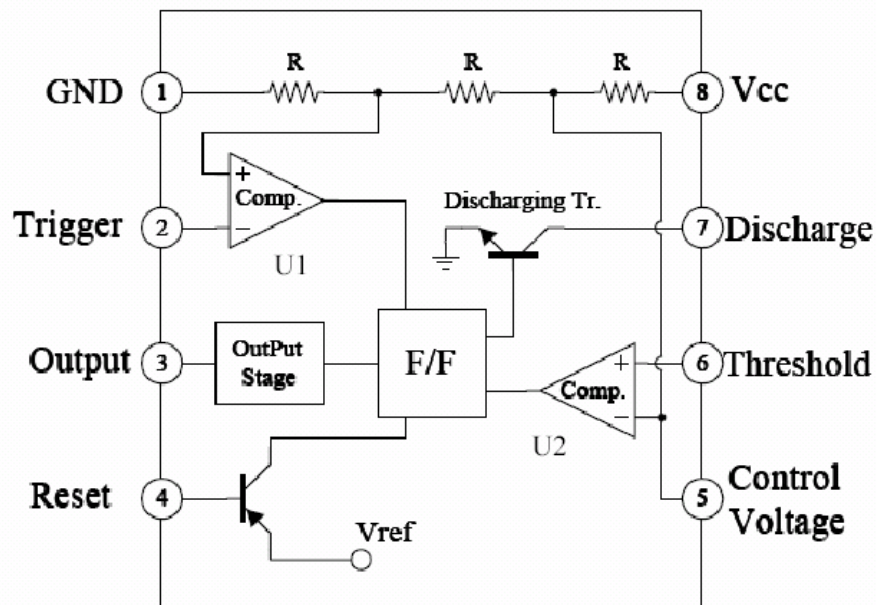
□ Generador de senyals amb el LM555

Pin 6.- Límit (Threshold).

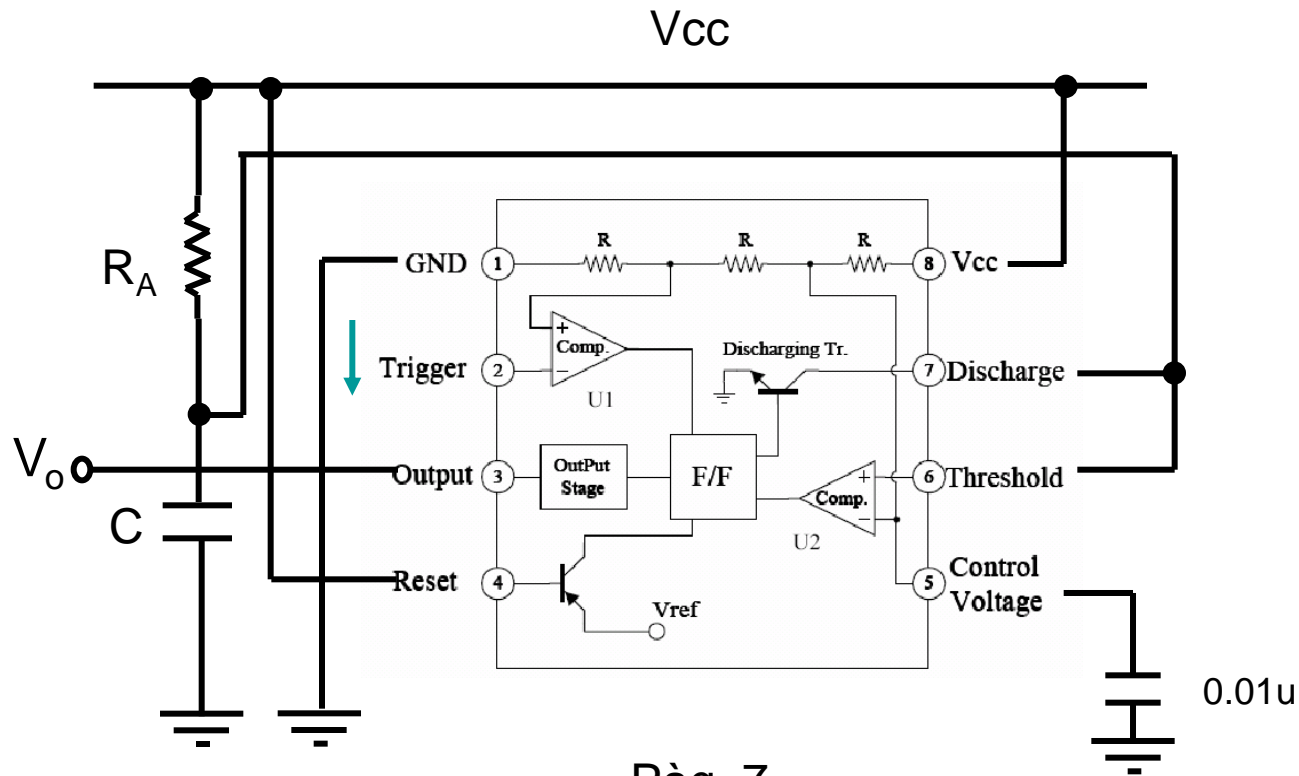


Pin 7.- Descàrrega (Discharge).

Pin 8.- Alimentació (V+ o Vcc).



□ Aplicació com a monoestable (temporitzador)

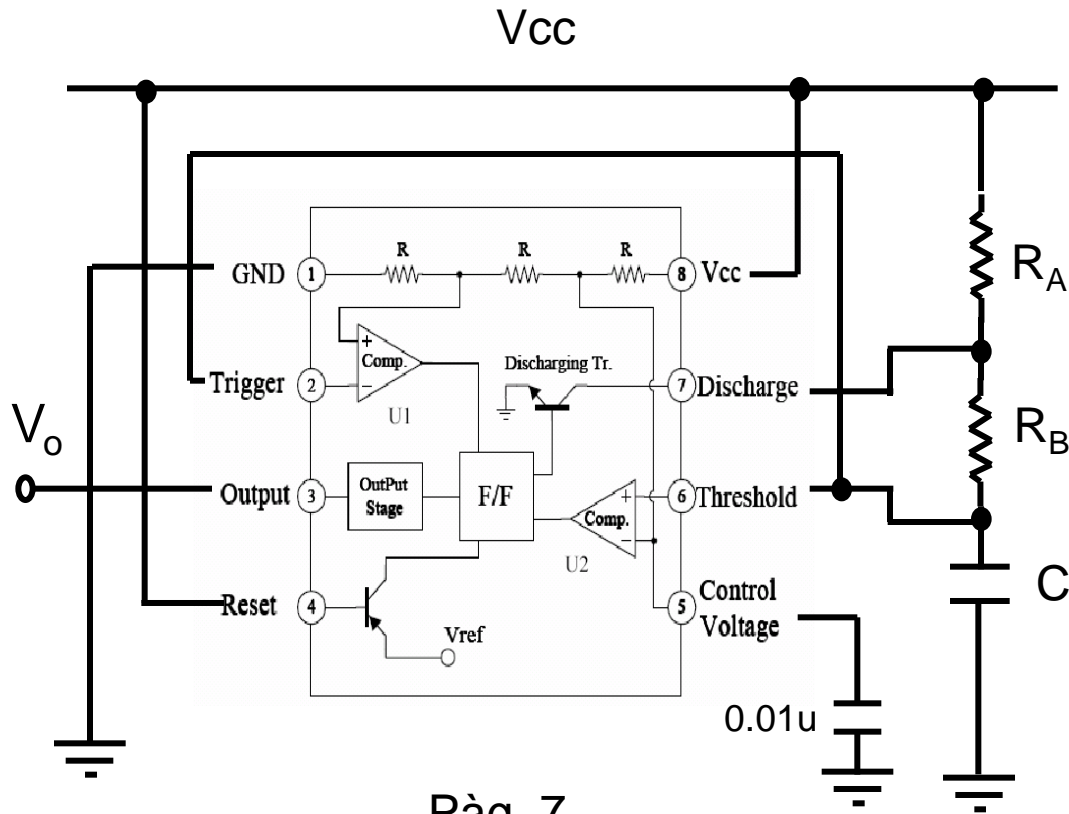


$$t = 1.1R_A C$$

Pàg. 7



□ Aplicació com a astable oscil·lador



$$t1 = 0.693(R_A + R_B)C$$

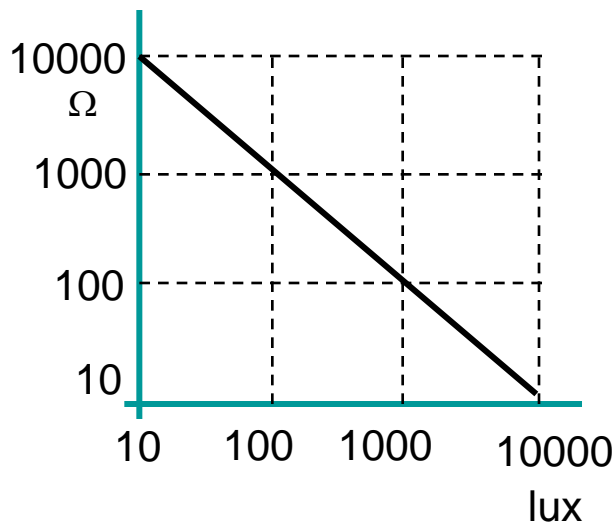
$$t2 = 0.693(R_B)C$$

Pàg. 7

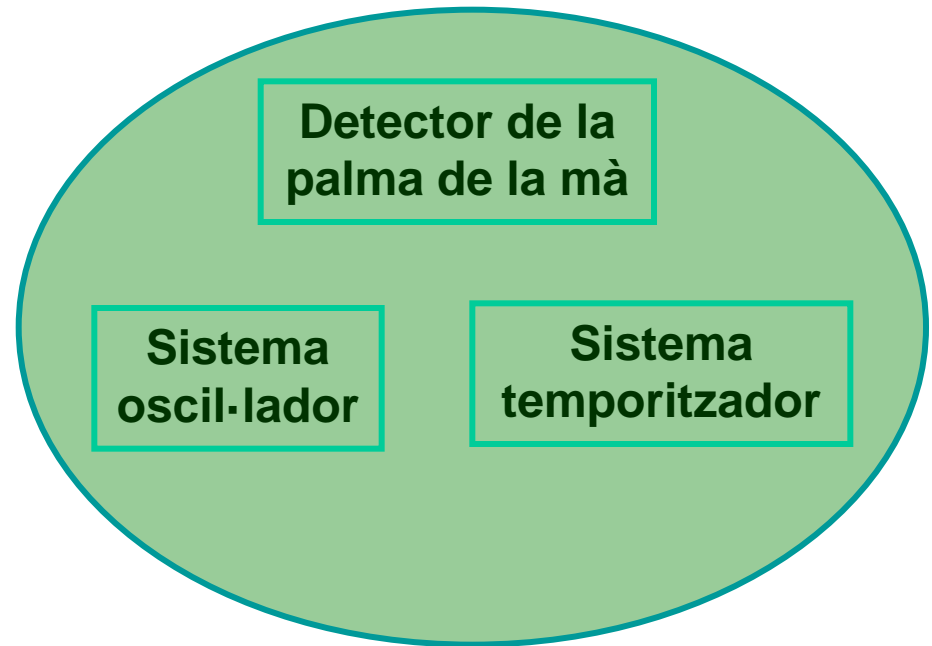


□ Exercici d'aplicació

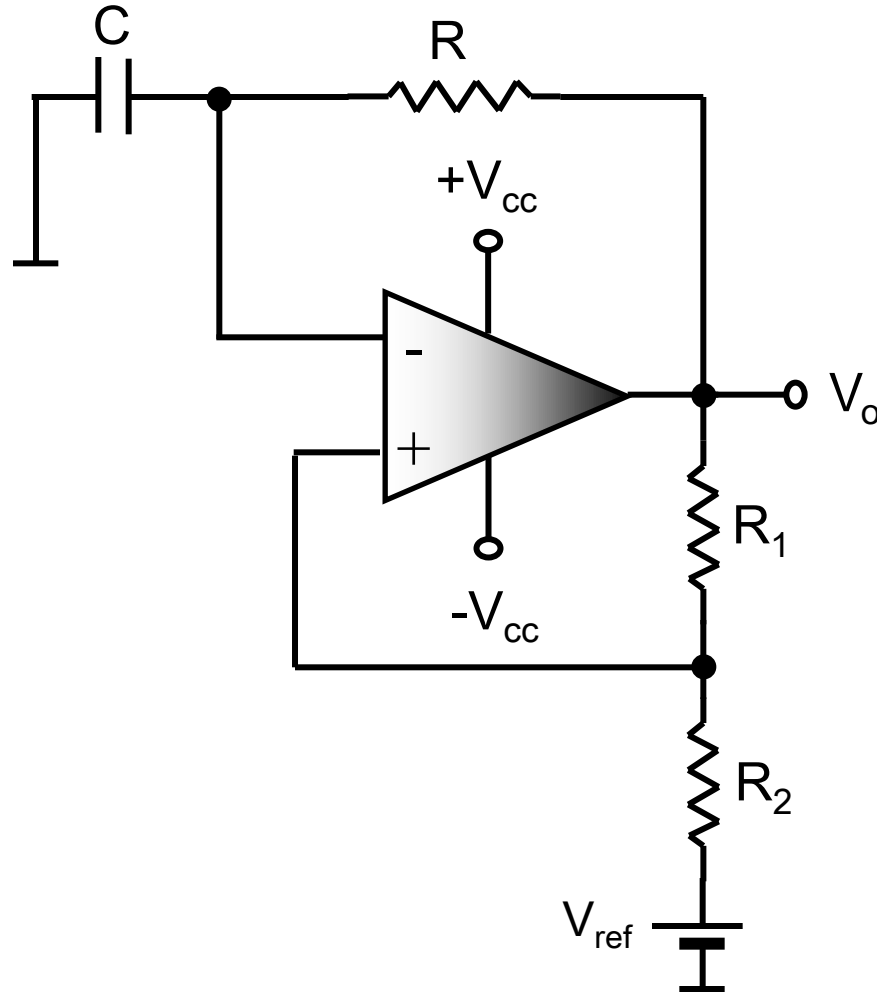
Es disposa d'una resistència LDR, aquesta varia el seu valor òhmic a raó de la gràfica mostrada a continuació. Es pretén dissenyar un sistema que en sobrepassar el palmell de la mà per sobre d'aquesta resistència, sigui encès i apagat un led amb un període de 0,5 segons i que aquesta oscil·lació es pari després de 10 segons.



Nota: considera 1000 lux en el disseny ● pràc. ●



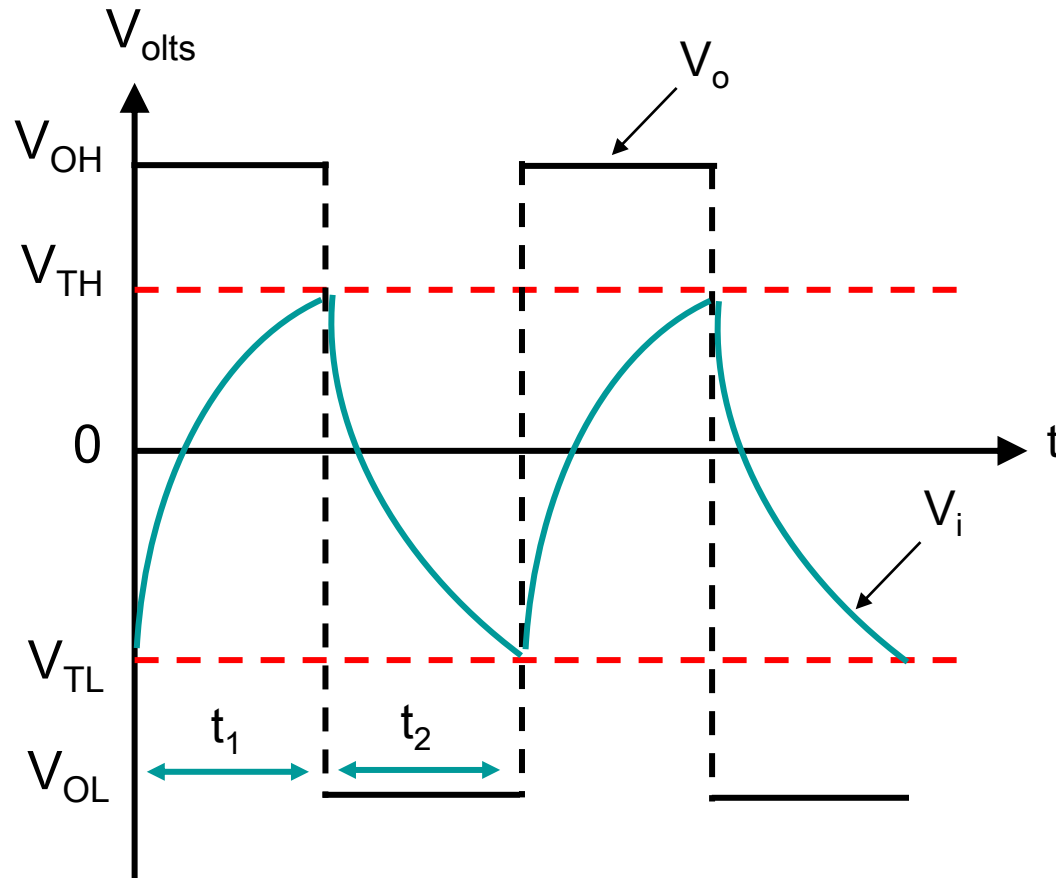
□ Oscil·lador (circuit astable)



Exercici: buscar les expressions matemàtiques del temps de càrrega i descàrrega d'aquest circuit.

Modificar el circuit per tal que el temps de càrrega i descàrrega siguin diferents.

□ Oscil·lador (circuit astable)





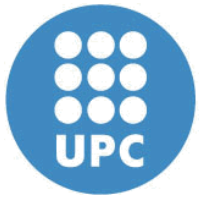
Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 5

REGULADORS DE TENSIÓ

- Disponibilitat de la documentació en reprografia



Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 6

CONVERSORS A/D (Analògic a Digital)

|

MULTIPLEXORS ANALÒGICS

Bibliografia:

- M.A. Pérez García, J.C. Álvarez Antón, J.C. Campo Rodríguez, F.J. Ferrero Martín, G. Grillo Ortega, "**Instrumentación Electrónica**", Ed. Thomson, Edició 2004, Capítol 23.
- James M. Fiore, "**Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales**", Ed. Paraninfo, Edició 2002, Capítol 12.
- Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, "**Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales**", Ed. Prentice Hall, Capítol 14.
- Elias Muñoz, "**Circuitos Electrónicos Digitales 4**", ETS Ingenieros de Telecomunicación Ciudad Universitaria, Madrid.

Índex:

- INTRODUCCIÓ
- CARACTERÍSTIQUES DE LA CONVERSIÓ A/D
 - Característiques estàtiques
 - Característiques dinàmiques
 - Errors en els convertidors A/D
- TIPUS DE CONVERTIDORS
 - Convertidors directes
 - Convertidors indirectes
- MULTIPLEXORS ANALÒGICS
 - Símbol i estructura
 - Tipus i configuracions amb múltiples conversors

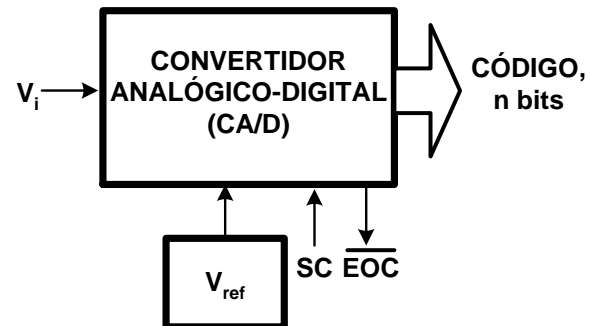
□ Definicions

➤ La **conversió analògica digital** és un procediment en el què un senyal analògic de tensió (o de corrent unipolar o bipolar) és transformat en un codi N, obtingut a partir del quocient entre la magnitud del senyal analògic d'entrada i la d'una tensió o corrent de referència.

➤ El codi N corresponent a un senyal d'entrada V_i , pot obtenir-se:

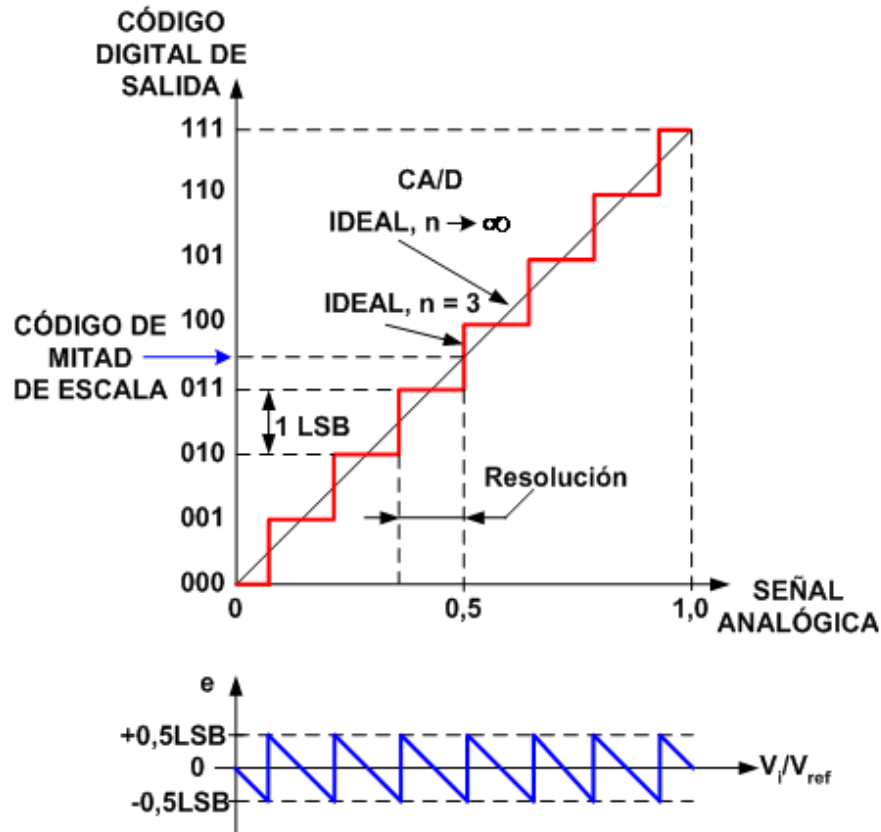
$$N = \frac{V_i}{V_{ref}} = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{b_i}{2^i}$$

on $b_i \in [0, 1]$



➤ En els sistemes reals, és a dir, els **convertidors analògic-digital (CA/D)**, es limita el número de bits a n, per tant, es realitza la quantificació del senyal analògic en 2^n nivells.

□ Característiques Estàtiques



Característica de transferència i d'error de quantificació (e)

➤ Línia contínua: funció de transferència d'un conversor d'**infinit bits**.

➤ Línia escalonada: funció de transferència d'un conversor ideal uniforme. Ofereix una sortida en un codi unipolar binari de **3 bits** (8 valors) i una entrada normalitzada respecte el valor màxim.

□ Característiques estàtiques

➤ Els paràmetres estàtics fonamentals que caracteritzen a un conversor A/D són:

- Resolució
- Marge d'entrada
- Guany
- Exactitud (absoluta i relativa)

➤ **RESOLUCIÓ**: variació necessària a la tensió d'entrada per a provocar el canvi entre codis adjacents en el codi de sortida. Per a un conversor uniforme:

$$\text{Resolució} = \frac{FS}{N-1}$$

N = número total de codis de sortida

FS = fons d'escala

□ Característiques estàtiques

- **MARGE D'ENTRADA:** és el conjunt de valors d'entrada pels quals el convertidor ofereix els seus codis de sortida. Exemples: 0÷10V (unipolar) o ±5V (bipolar).
- **GUANY:** és el pendent de la recta que uneix els punts mitjos del primer i últim esglaó de la característica de transferència estàtica del convertidor (convertidor ideal → guany = 1).
- **EXACTITUD ABSOLUTA:** diferència entre el codi que s'obté a la sortida per a una determinada tensió d'entrada i el codi esperat. S'expressa en nombre d'LSBs (*Least Significant Bit*) o en % del valor d'escala de l'entrada, incloent tots els errors estàtics del convertidor.
 - **Exemple:** En un convertidor de 16 bits l'exactitud absoluta és de ±4 LSB equivalent a $\pm(4/2^{16}) * 100 = \pm 0.006104\%$.
- **EXACTITUD RELATIVA:** diferència entre el codi que s'obté a la sortida per a una determinada tensió d'entrada i el codi esperat després d'excloure els errors de zero i de guany.

□ Característiques dinàmiques

- Temps de conversió
- Freqüència de conversió
- Ample de banda de plena potència

➤ **TEMPS DE CONVERSIÓ (T_c):** és el temps que necessita el convertidor per a realitzar una conversió.

➤ **FREQÜÈNCIA DE CONVERSIÓ:** és la màxima freqüència a la que el convertidor pot oferir dades estables a la sortida. En general, es menor o igual al invers del temps de conversió ($1/T_c$). Ve donat en Hz o en mostres/s.

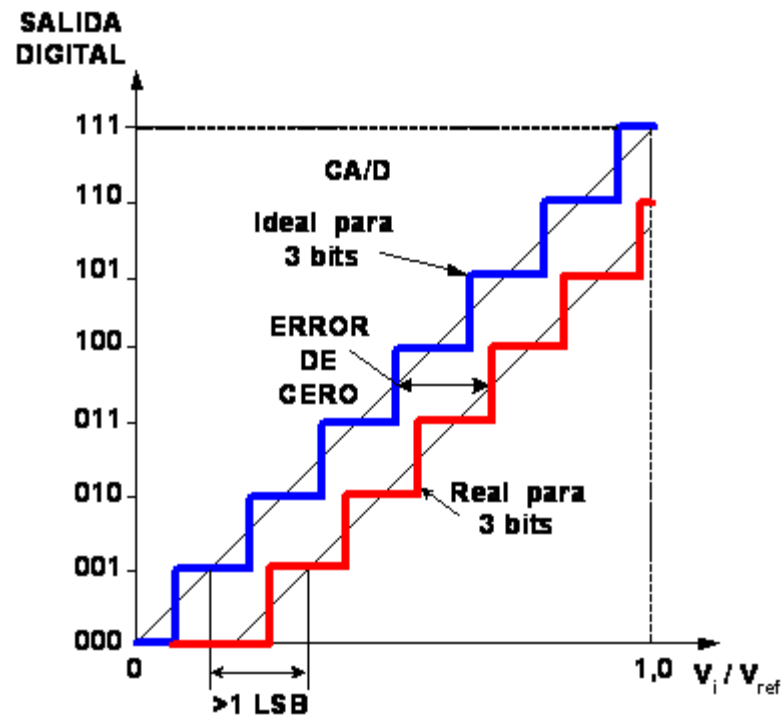
➤ **AMPLE DE BANDA:** es correspon per aquella freqüència del senyal d'entrada per la que l'amplitud del senyal a la sortida es redueix 3 dB. L'entrada té amplitud constant i igual al fons d'escala.

□ Errors en els conversors A/D

- En els CA/D es presenten un conjunt d'errors estàtics i dinàmics que depenen dels components dels circuits, de les seves derives temporals i tèrmiques, i de l'estabilitat del circuit de rellotge.
- D'entre els **errors estàtics** podem destacar:
 - Error en zero
 - Error de guany
 - Error de no monotoneïtat
 - Errors de linealitat integral i diferencial
- D'entre els **errors dinàmics** del conversor destaquem:
 - Error d'obertura
 - Relació senyal-soroll + distorsió

□ Errors estàtics

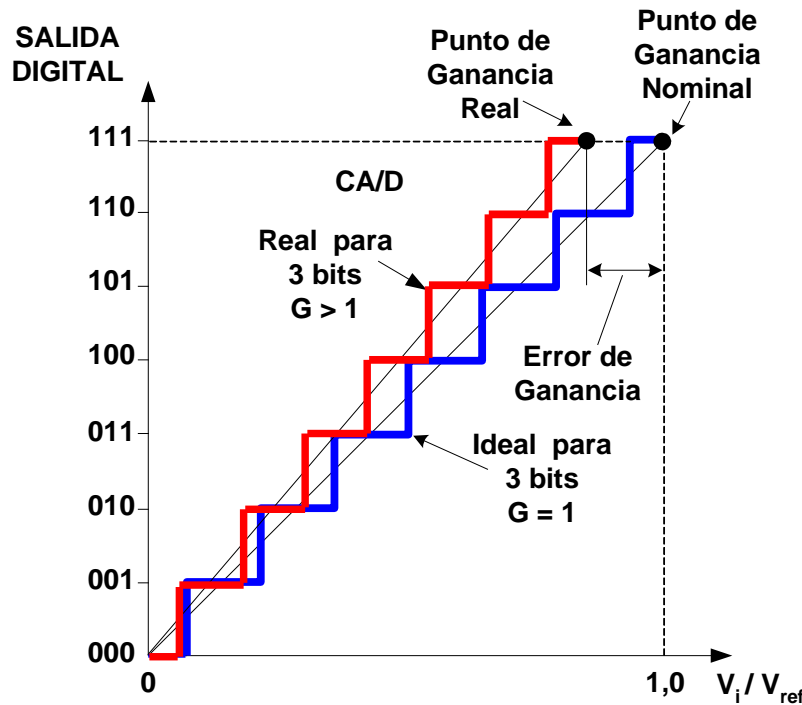
- **ERROR DE ZERO:** desplaçament horitzontal de la característica de transferència.



Error de zero en un CA/D de 3 bits

□ Errors estàtics

➤ **ERROR DE GUANY:** és la diferència entre els punts de guany nominal (convertidor ideal) i el real del convertidor després d'haver ajustat l'error de zero.



$$E_{ganancia} = \frac{V_{iGN} - V_{iGR}}{V_{iLSB}}$$

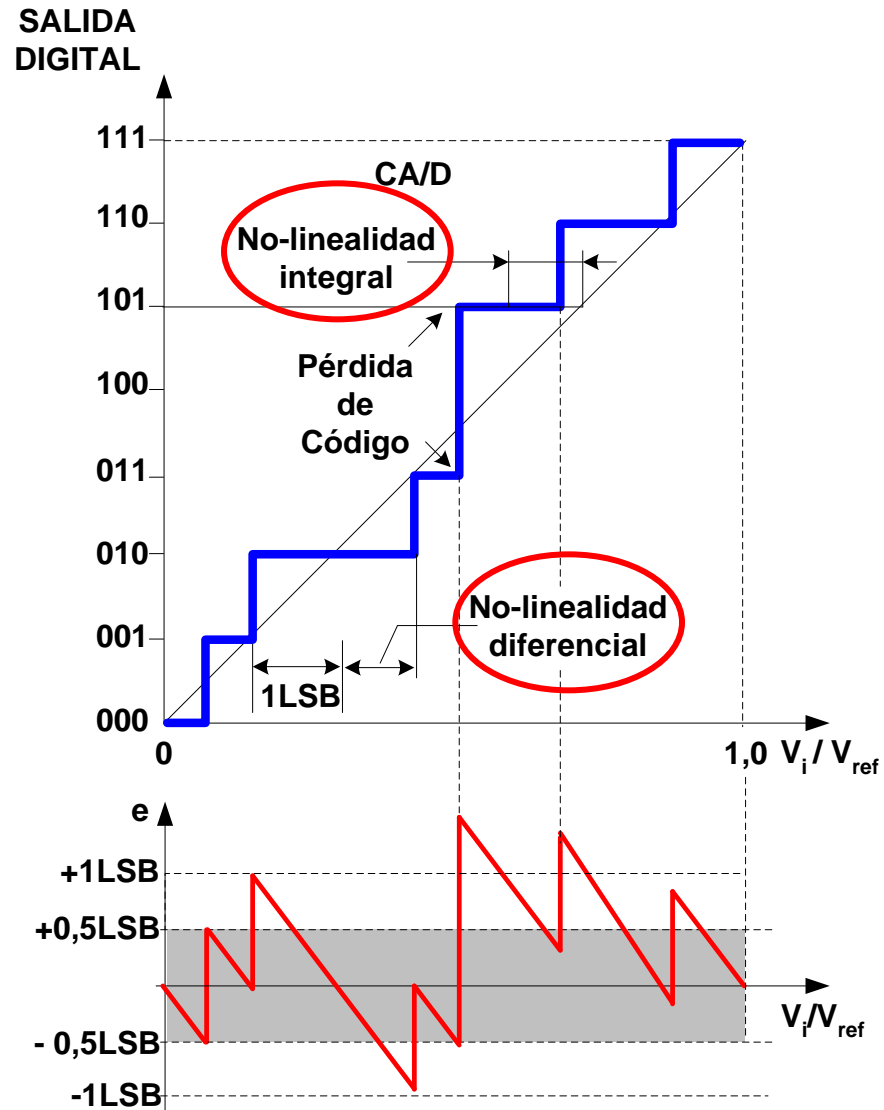
V_{iGN} , V_{iGR} són les tensions d'entrada corresponents als punts de guany nominal i real del convertidor.

Error de guany en un CA/D de 3 bits

□ Errors estàtics

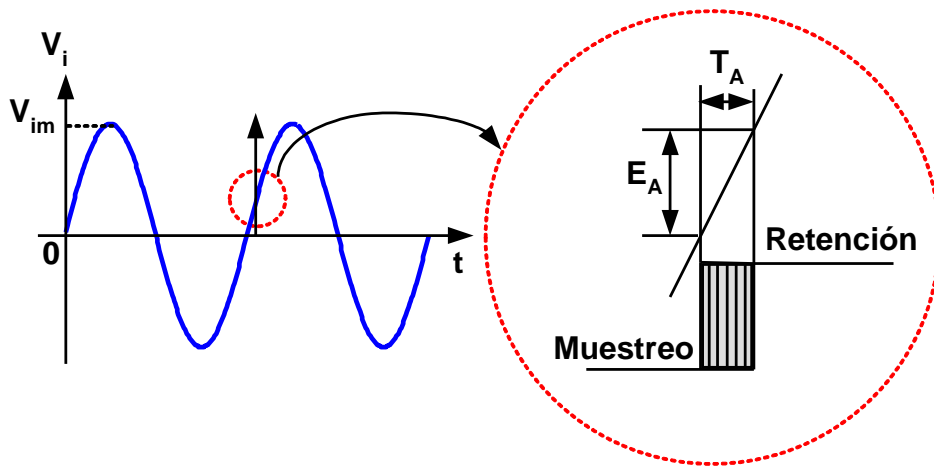
- **ERROR DE NO MONOTONEÏTAT:** quan incrementem en més de 1 LSB la tensió d'entrada, el codi de sortida no passa a ser l'adjacent superior al que tenim present.
- **ERROR DE NO LINEALITAT DIFERENCIAL:** és la diferència entre l'ample de l'esglaió de la característica estàtica real i la seva amplada ideal de 1 LSB. Quan aquest error és superior a 1 LSB direm que el convertidor presenta no monotoneïtat
- **ERROR DE NO LINEALITAT INTEGRAL:** és la màxima desviació de la característica estàtica del conversor respecte a la línia recta de linealitat.

□ Errors estàtics



□ Errors dinàmics

➤ **ERROR D'OBERTURA:** produït per la incertesa en el instant en el que el sistema de S&H que lliure el senyal al convertidor passa del mode mostreig al de retenció.



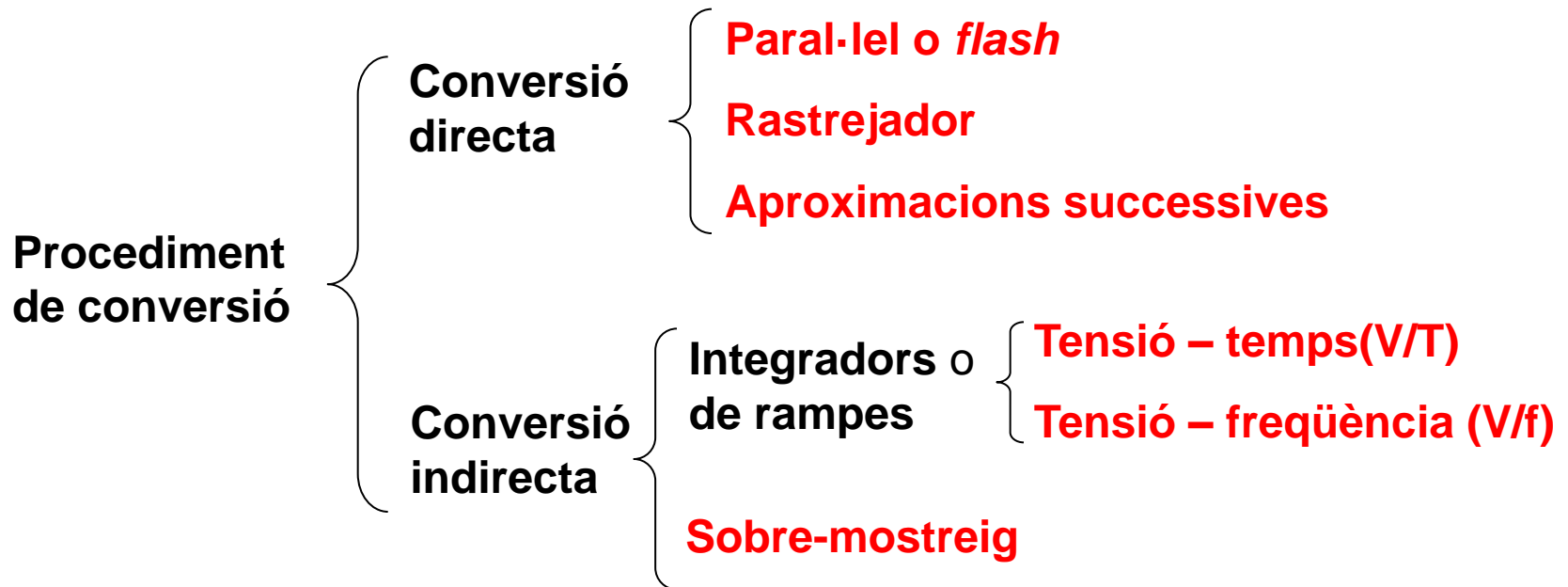
$$\left| \frac{dV_i}{dt} \right|_{\text{máx}} = 2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot V_{im}$$

$$E_A = T_A \cdot \left| \frac{dV_i}{dt} \right|_{\text{máx}} \leq \frac{1}{2} \text{LSB} = \frac{2 \cdot V_{im}}{2^{n+1}}$$

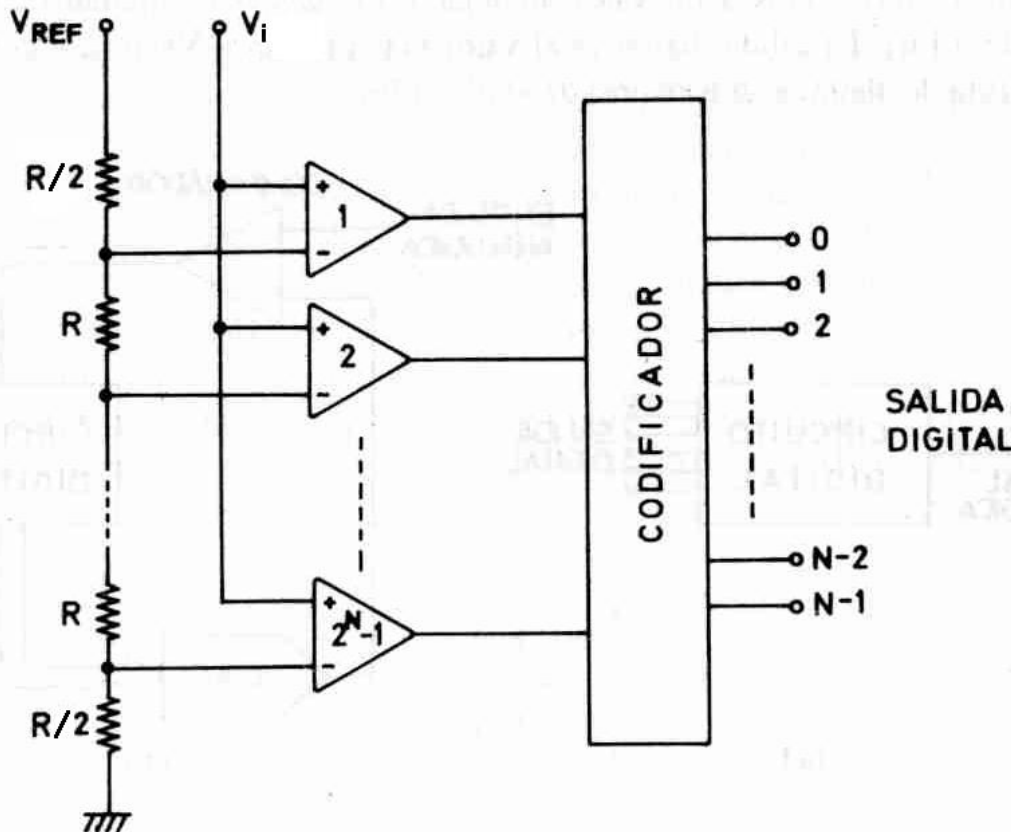
$$f_{i\text{máx}} = \frac{1}{T_A \cdot \pi \cdot 2^{n+1}}$$

➤ **RELACIÓ SENYAL-SOROLL + DISTORSIÓ:** és la relació senyal soroll del convertidor incloent el soroll provocat per la distorsió del convertidor de freqüències menors que la de Nyquist deguda a la no linealitat de la seva característica estàtica i a altres efectes.

□ Classificació

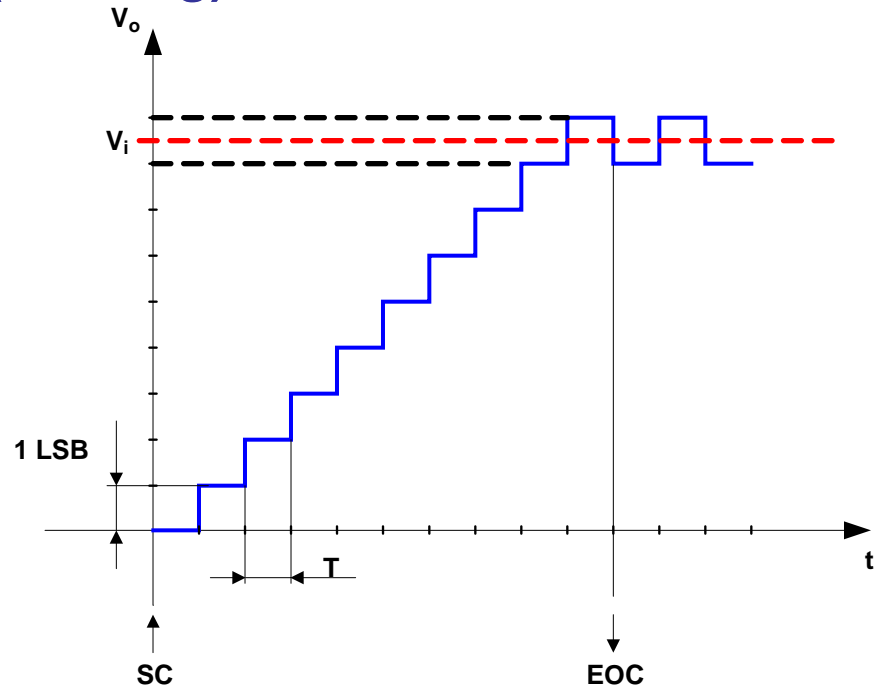
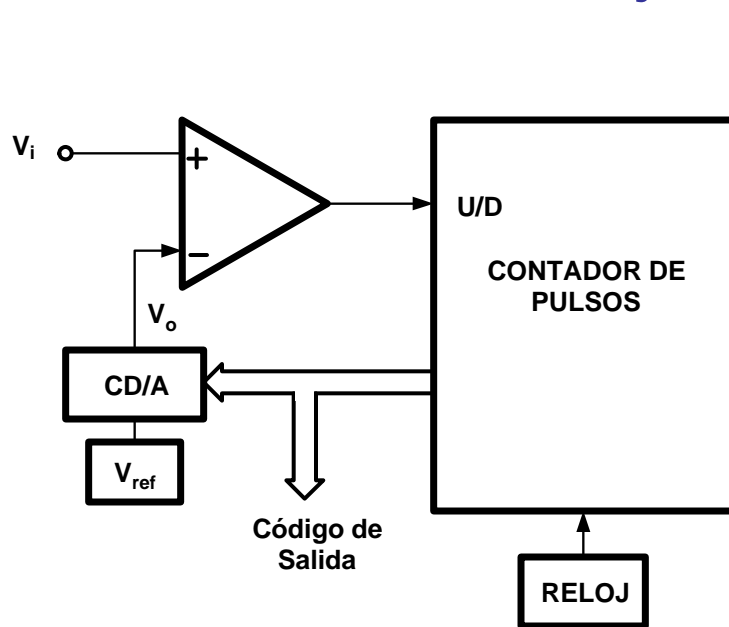


□ Tipus paral·lel o *flash*



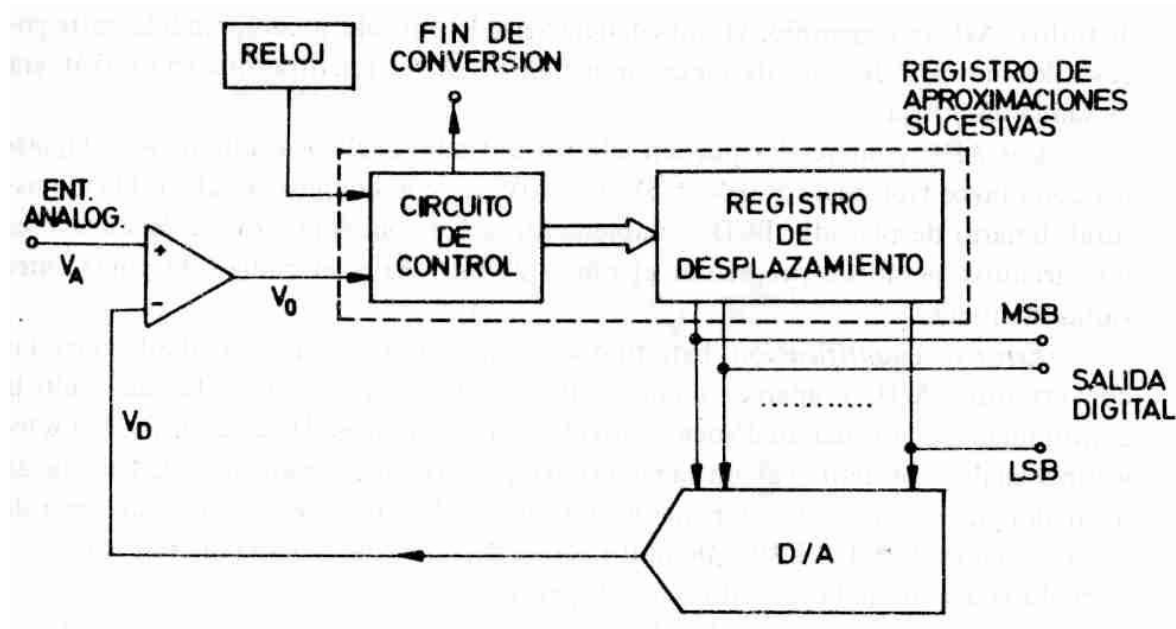
- Es compara la tensió d'entrada amb uns nivells definits a partir d'una tensió de referència ($2^n - 1$ nivells).
- El resultat de les comparacions dona una combinació que cal codificar a binari natural.
- Queden clarament definides dues etapes: quantificació i codificació.
- Resolució baixa-mitja i velocitat molt alta.

□ Convertidor rastrejador (*tracking*)



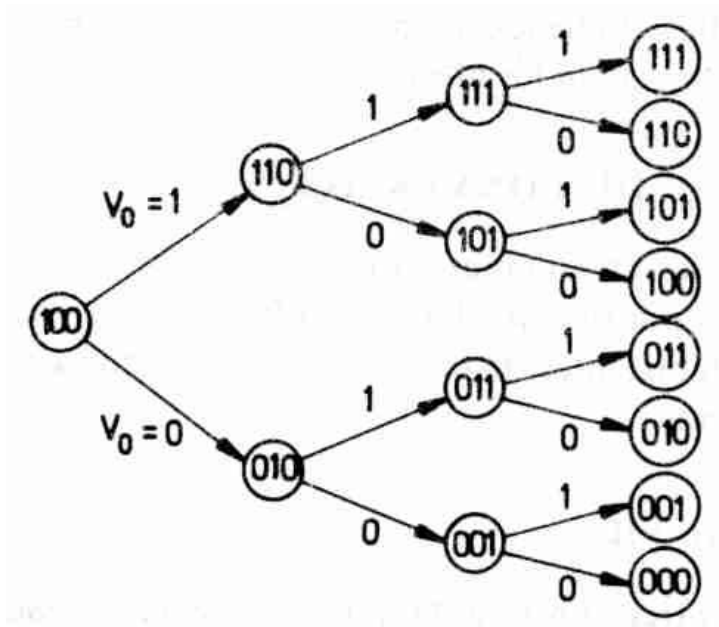
- Està contínuament comparant la sortida amb l'entrada analògica (cal un conversor D/A per poder fer la comparació). Segons el signe de l'error s'incrementa o decrementa el valor digital de sortida.
- Temps de conversió variable (ràpid per canvis petits i lent per salts importants de la tensió d'entrada).

□ Aproximacions successives

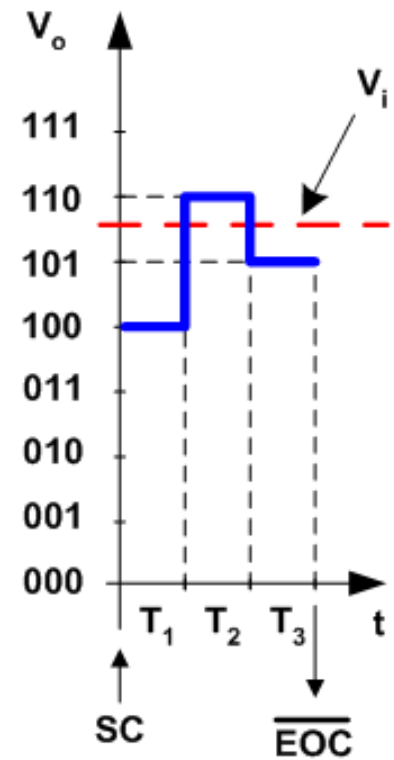


- S'ajusta bit a bit començant pel de més pes.
- El circuit de control determina si amb 1000... la sortida és major o menor que l'entrada analògica. Si és major es posa el primer bit a zero i si no a u, llavors es passa a comprovar el següent bit i així successivament fins a l'últim.

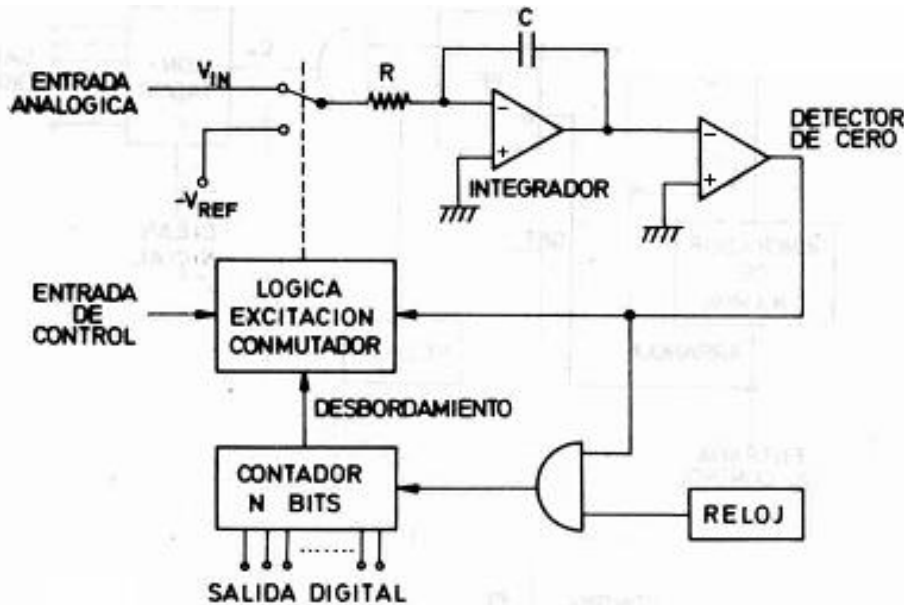
Exemple amb convertor d'aproximacions successives de tres bits:



	MSB	LSB
T_1	1	0
T_2	1	1
T_3	1	0



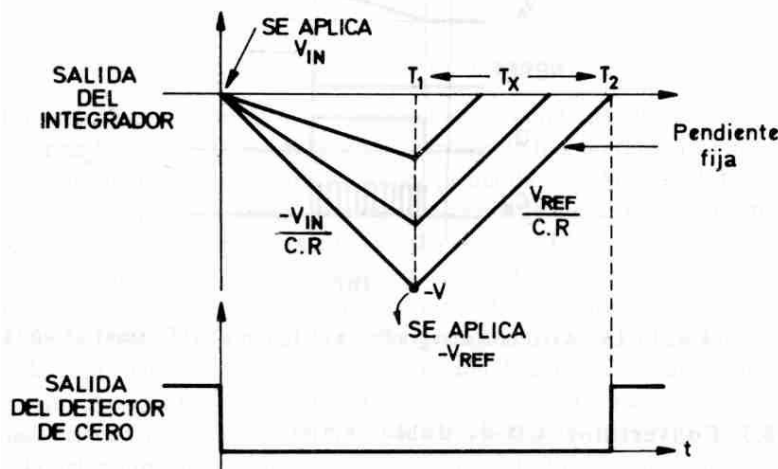
Integrador de doble rampa



- 1) S'integra el senyal d'entrada ($V_{IN} > 0$).
- 2) Quan el comptador desborda (2^N) es commuta l'entrada i s'integra un senyal de referència negatiu ($|V_{REF}| > V_{IN}$). S'inicia un altre comptatge.
- 3) Quan la sortida arriba a zero, s'atura el comptador. El valor final correspon a la conversió.

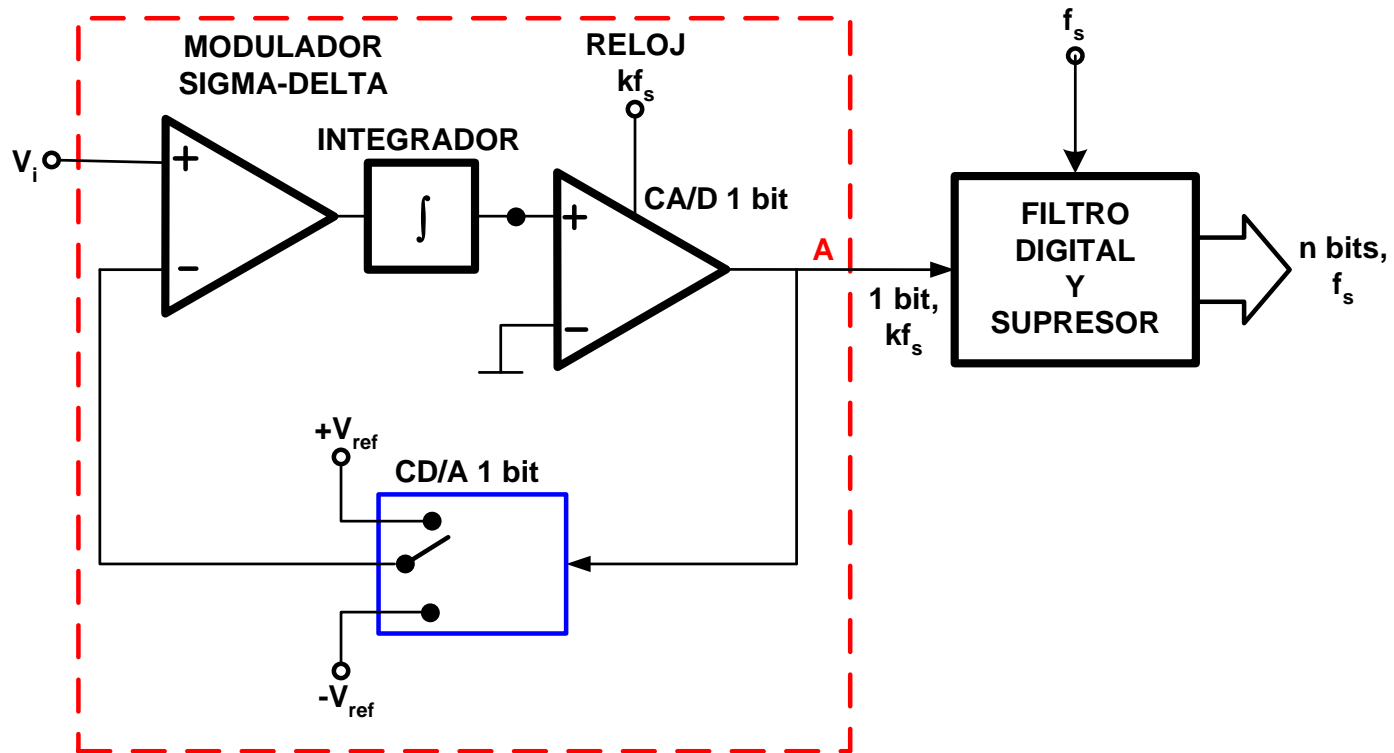
Interval T_x proporcional a V_{IN} :

$$T_x = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} 2^N T$$



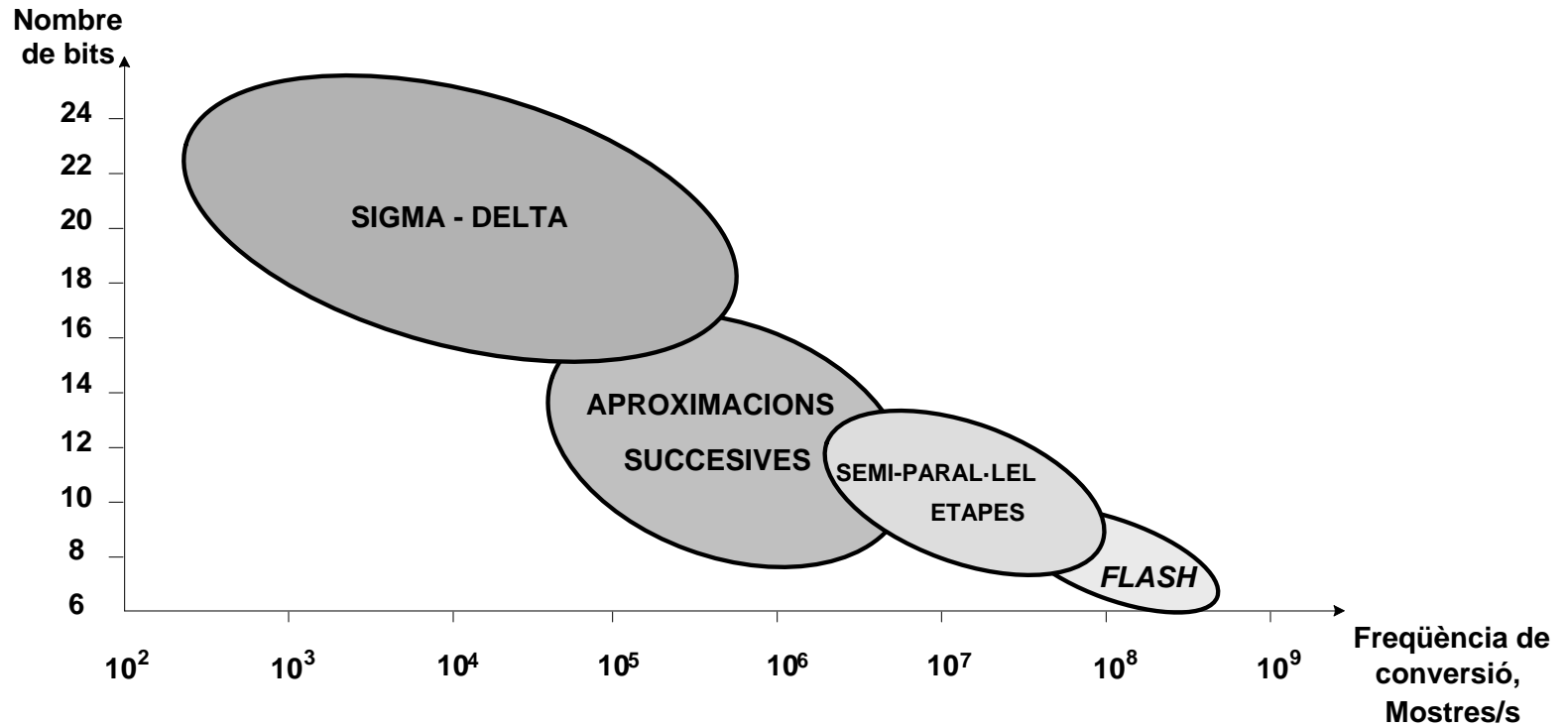
CARACTERÍSTIQUES:
Alta resolució i baixa velocitat de conversió.

□ Sobremostreig (sigma-delta)



- Els estats seqüencials que pren la sortida corresponen al valor digital convertit de l'entrada.
- Equival a un sobremostreig basat en un convertidor d'un sol bit treballant a freqüència de rellotge molt alta.

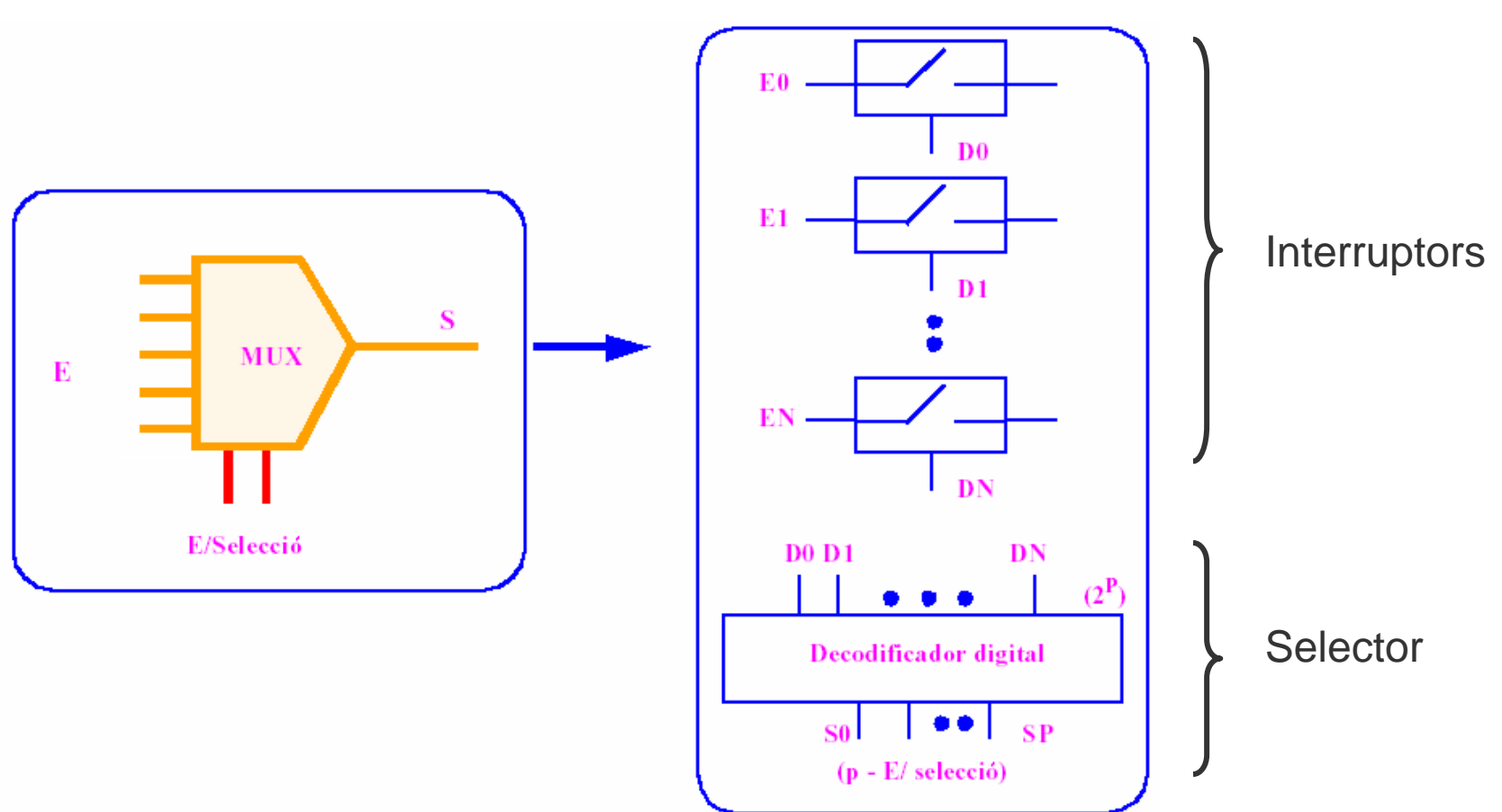
□ Comparativa tècniques de conversió A/D



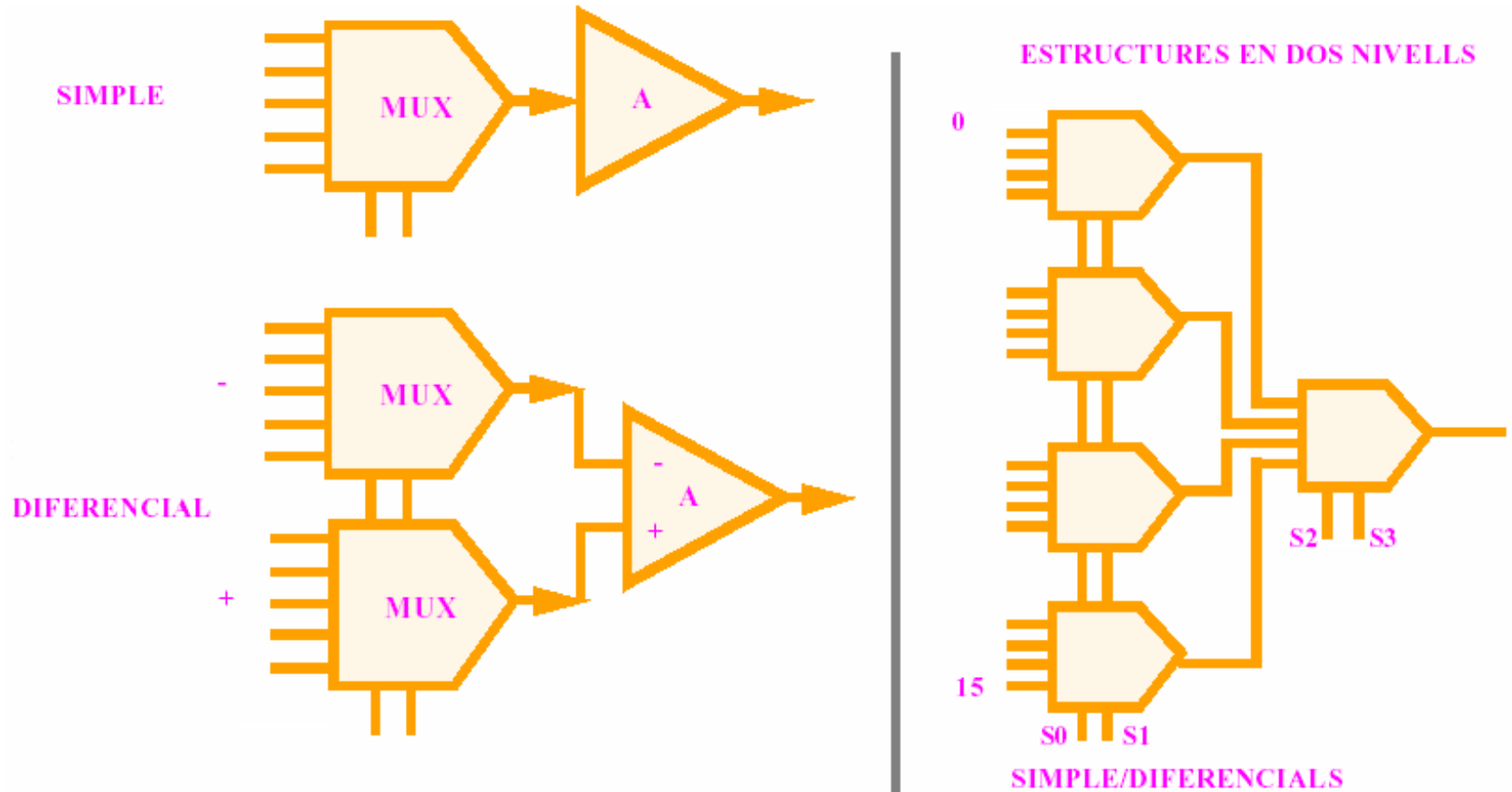
□ Multiplexors Analògics

- Els multiplexors analògics són dispositius que permeten transmetre a la sortida un senyal analògic entre múltiples entrades disponibles.
- Els multiplexors analògics permeten captar més d'un senyal analògic emprant un sol conversor A/D, i per tant reduir el cost del sistema.
- Generalment els multiplexors es poden dividir pel tipus de sortida en simples i diferencials, i pel nombre d'entrades (típicament 2, 4, 8 ó 16 entrades).
- A diferència dels multiplexors de sortida simple, els multiplexors de sortida diferencial tenen el senyal de referència (massa) també multiplexat, per això són més costosos.

□ Símbol i estructura dels multiplexors analògics



Tipus i configuracions amb múltiples conversors A/D



□ Especificacions

- **MARGE DE SENYAL ANALÒGIC:** Marge de valors que admet el multiplexor en les seves entrades.
- **RESISTÈNCIA DE CONNEXIÓ (R_{ON}):** Resistència entre l'entrada i la sortida quan l'interruptor del canal seleccionat està tancat.
- **CORRENTS DE FUITA:** corrents de fuga dels transistors MOS (de l'ordre de ± 1 a ± 20 nA depenent de la temperatura de treball).
- **TEMPS DE COMMUTACIÓ:** temps necessari perquè l'interruptor seleccionat canviï d'estat amb un error donat al valor final (generalment el 90%). Valors habituals són de 50 a 800 ns.
- **RETARD D'OBERTURA ABANS DE TANCAMENT:** es el retard que existeix en el multiplexor entre l'obertura i el tancament d'interruptors quan s'activen simultàniament. Valors típics solen ser entre 10 i 15 ns.
- **CAPACITATS D'ENTRADA I DE SORTIDA:** capacitats paràsits entre entrada-massa i entre la sortida-massa (de l'ordre de pocs pF).
- **DIAFONIA:** influència del senyal introduït en el canal activat sobre canals veïns. S'indica en atenuació en dB.

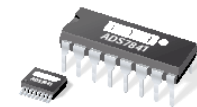
□ Exemple

FEATURES

- SINGLE SUPPLY: 2.7V to 5V
- 4-CHANNEL SINGLE-ENDED OR 2-CHANNEL DIFFERENTIAL INPUT
- UP TO 200kHz CONVERSION RATE
- ± 1 LSB MAX INL AND DNL
- NO MISSING CODES
- 72dB SINAD
- SERIAL INTERFACE
- DIP-16 OR SSOP-16 PACKAGE
- ALTERNATE SOURCE FOR MAX1247
- ADS7841ES: +125°C Version

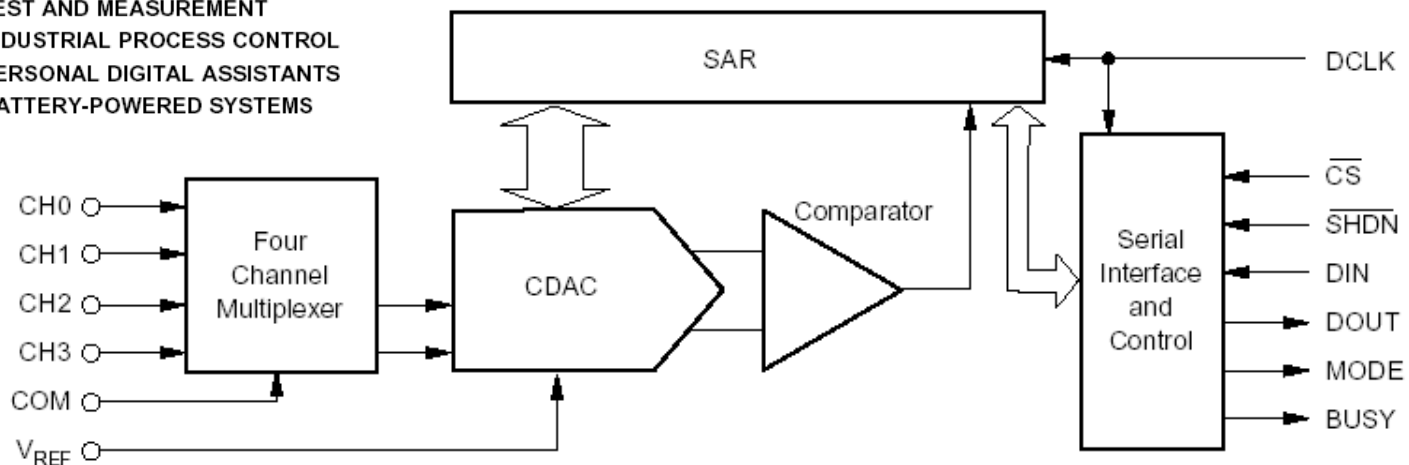


ADS7841



APPLICATIONS

- DATA ACQUISITION
- TEST AND MEASUREMENT
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- PERSONAL DIGITAL ASSISTANTS
- BATTERY-POWERED SYSTEMS





Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Electrònica



Tema 7

AMPLIFICADORS OPERACIONALS ESPECIALS

- Disponibilitat de la documentació en reprografia