



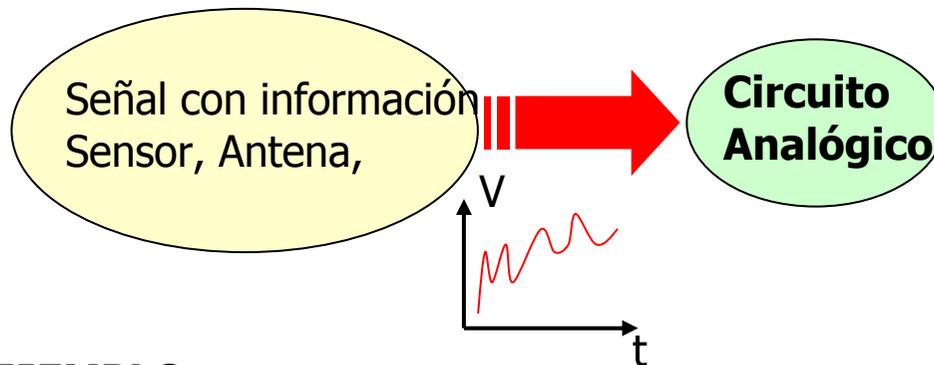
Universidad
de Oviedo

Amplificación



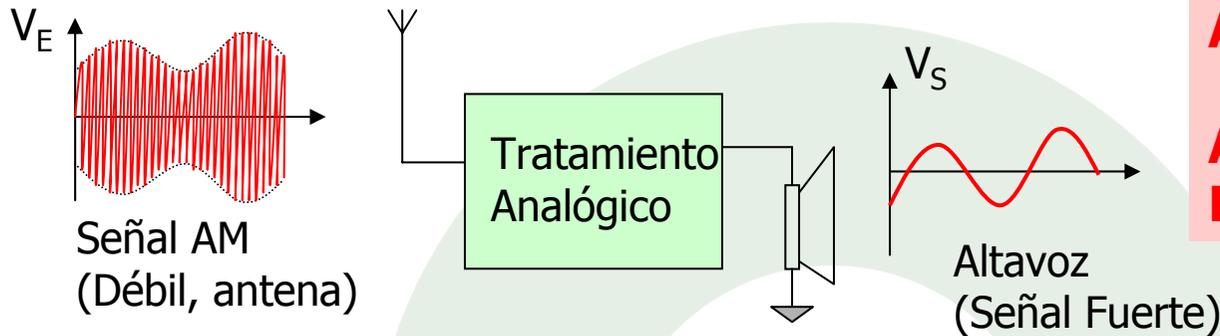


Objetivo: Manejar y extraer *información* presente en una magnitud eléctrica



- ✓ Amplificar
- ✓ Filtrar
- ✓ Aislar
- ✓ Normalizar
- ✓ Conversiones (v/v , V/i , i/v , v/f , f/v ,....)
- ✓ Captura de pico
- ✓

EJEMPLO:



**ELEMENTO CLAVE
EN ELECTRÓNICA
ANALÓGICA:**

**AMPLIFICADOR
ELECTRÓNICO**



¿Que es un amplificador?

Dispositivo capaz de elevar el nivel de potencia de una señal.

(En nuestro caso eléctrica: V o I)



**Fuente de señal
(Información)**

Objetivo ideal

$$P_E = 0$$

$$P_S = \infty$$

(Entiendase, la que se quiera)

La información en la fuente de señal puede estar presente en forma de tensión (V_E) o en forma de corriente (I_E).

A la salida (en la carga), la información se puede entregar (con mayor potencia) pero en forma de tensión (V_S) o de corriente (I_S).

Las combinaciones se recogen en la siguiente tabla:

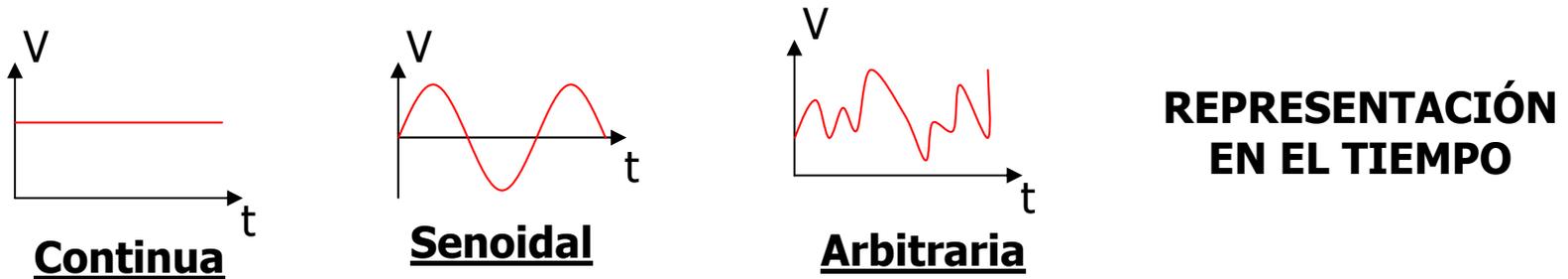


<u>Información de Entrada</u>		<u>Información de Salida</u>
Tensión (U_E)	Amplificador de tensión (V/V)	Tensión (U_S)
Tensión (U_E)	Amplificador de Trans-conductancia (V/I)	Corriente (I_S)
Corriente (I_E)	Amplificador de Trans-resistencia (I/V)	Tensión (U_S)
Corriente (I_E)	Amplificador de Corriente (I/I)	Corriente (I_S)



Universidad
de Oviedo

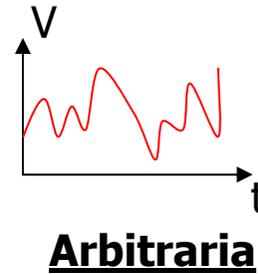
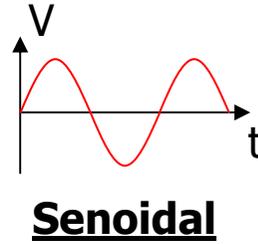
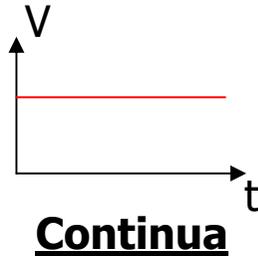
La tensión (V_E) o la corriente (I_E) de entrada a un amplificador puede tener una forma cualquiera.



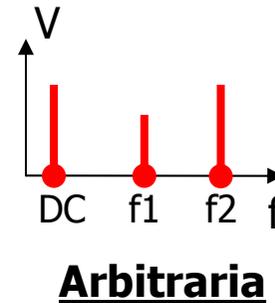
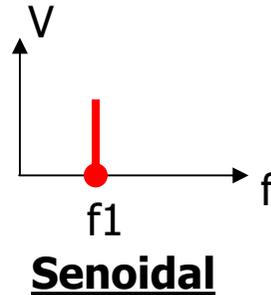
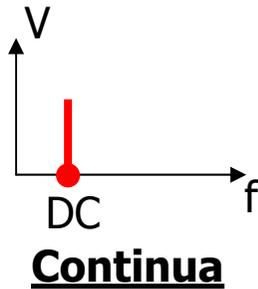
No obstante, en electricidad es habitual el análisis de circuitos lineales con excitación senoidal (análisis complejo en Teoría de circuitos). Parece a priori que la señal senoidal es un caso muy particular de señal y no necesariamente un amplificador tiene que trabajar con señales senoidales.

Pero recordemos: "Cualquier señal eléctrica podemos descomponerla en nivel de continua mas una suma de señales senoidales (Desarrollo de Fourier).

Si podemos determinar como se comporta un amplificador ante continua y senoidales de cualquier frecuencia, podemos determinar como se comporta ante cualquier señal.



**REPRESENTACIÓN
EN EL TIEMPO**



**REPRESENTACIÓN
EN FRECUENCIA
(ESPECTRO)**

En el mundo de la Electrónica Analógica, las representaciones en frecuencia son mucho más cómodas (p.e. Música, comunicaciones, etc).

En una primera aproximación supondremos que la entrada al amplificador es senoidal de una frecuencia genérica.

Todo el estudio será válido, si suponemos el amplificador un elemento lineal

(iii CUIDADO si saturamos el amplificador !!!)

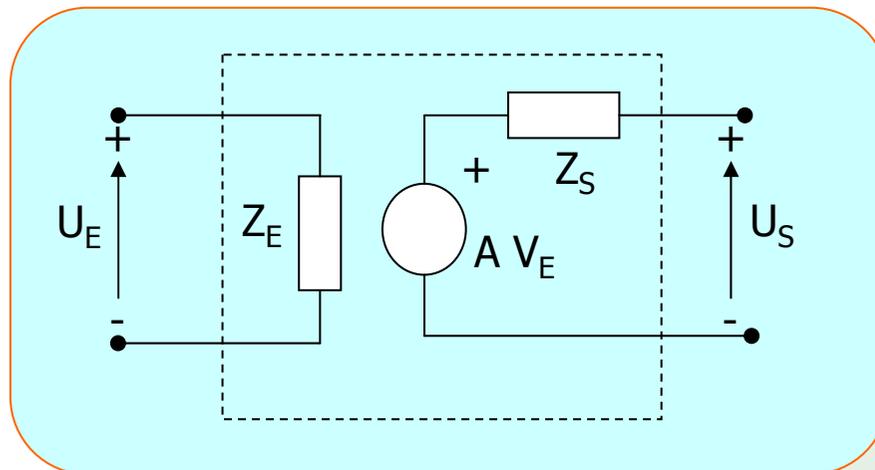


Modelo equivalente

Admitiendo excitación senoidal y aunque el amplificador es un circuito complejo (transistores, diodos, resistencias, condensadores, etc) podemos caracterizar el amplificador con ayuda de tres elementos:

- **Dos impedancias complejas** (Impedancia de entrada y de salida)
- **Una ganancia compleja** (de tensión en vacío o de corriente en cortocircuito)

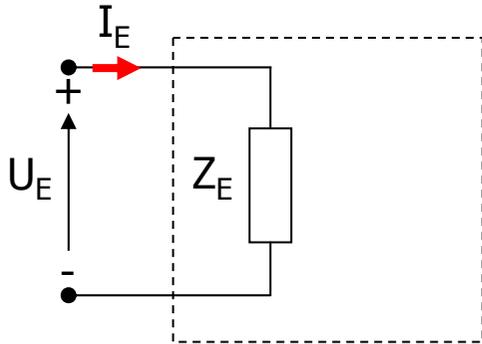
El conjunto de estos parámetros permite obtener un equivalente eléctrico sencillo del amplificador (EQUIVALENTE THEVENIN).





Universidad
de Oviedo

IMPEDANCIA DE ENTRADA (Z_E)



Si la entrada es en tensión, nos interesa:

$$Z_E = \infty \text{ (La mas grande posible)}$$

Si la entrada es corriente, nos interesa:

$$I_E = 0 \text{ (Lo mas pequeña posible)}$$

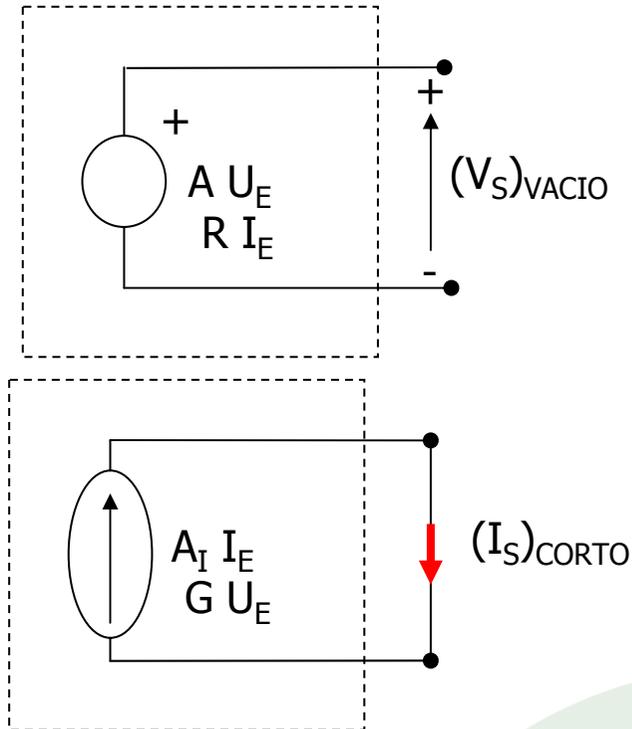
$$Z_E = \frac{U_E}{I_E}$$

Es habitual que en un determinado margen de frecuencia podamos encontrar un equivalente resistivo.

En este caso hablaremos de Resistencia de entrada (R_E)



GANANCIAS EN VACÍO (TENSIÓN) Y EN CORTOCIRCUITO (CORRIENTE)



Tensión de vacío proporcional a la entrada (Tensión o corriente según el caso)

A = Ganancia de tensión en vacío

R = Ganancia de trans-resistencia en

Corriente de cortocircuito proporcional a la entrada (Tensión o corriente según el caso)

A_I = Ganancia de corriente de cortocircuito

G = Ganancia de trans-conductancia en

Dimensiones:

A e A_I son adimensionales [p.u.]

R tiene dimensiones de resistencia $[\Omega]$ ó $[u/i]$

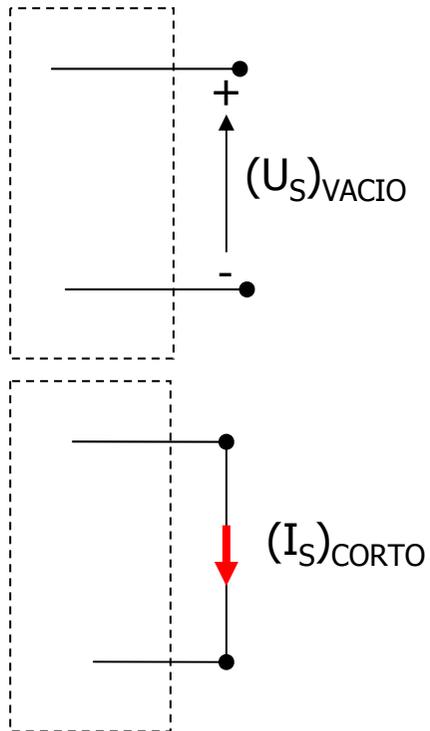
G tiene dimensiones de conductancia $[\Omega^{-1}]$ [S] ó $[i/u]$

Siemens



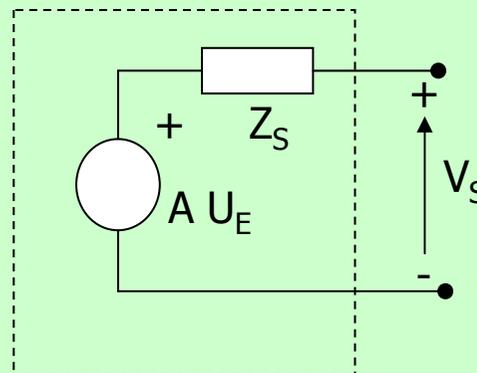
IMPEDANCIA DE SALIDA

$$Z_S = \frac{(U_S)_{VACIO}}{(I_S)_{CORTO}}$$



Mide la capacidad de entregar potencia del amplificador.

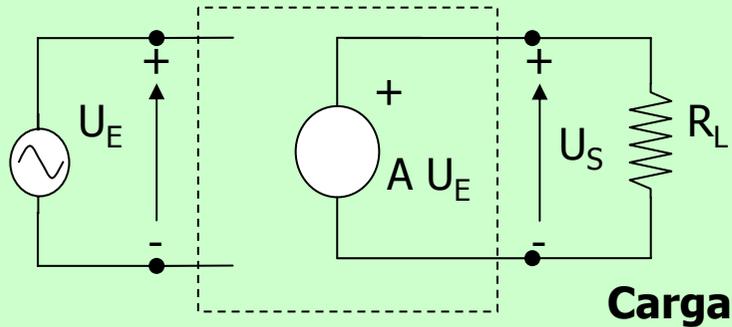
**Si la salida es en tensión, nos interesará $Z_S = 0$ (pequeña)
Si la salida es en corriente, con interesará $Z_S = \infty$ (grande)**



**Representación para
un equivalente de
salida en tensión**

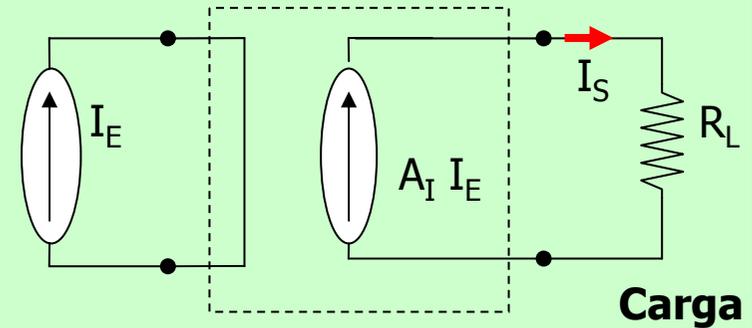


AMPLIFICADOR IDEAL DE TENSIÓN



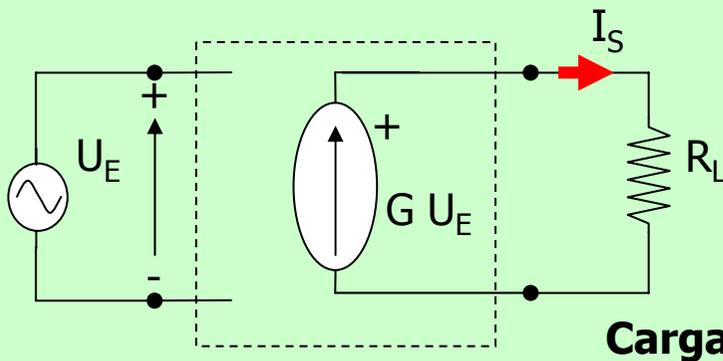
$$R_E = \infty \quad R_S = 0$$
$$A = \text{ganancia de tensión}$$

AMPLIFICADOR IDEAL DE CORRIENTE



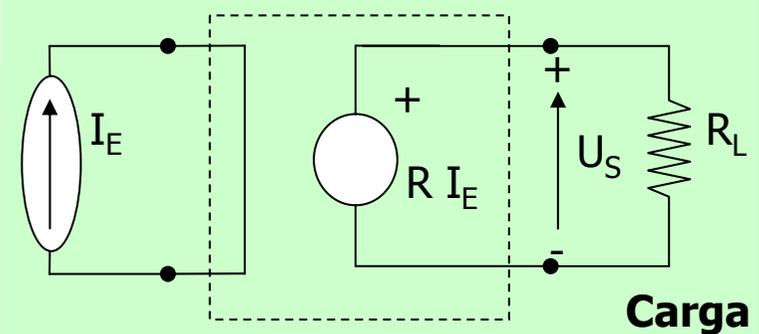
$$R_E = 0 \quad R_S = \infty$$
$$A_I = \text{ganancia de corriente}$$

AMPLIFICADOR IDEAL DE TRANSCONDUCTANCIA



$$R_E = \infty \quad R_S = \infty$$
$$G = \text{ganancia de transconductancia}$$

AMPLIFICADOR IDEAL DE TRANSRESISTENCIA



$$R_E = 0 \quad R_S = 0$$
$$R = \text{ganancia de transresistencia}$$



COMENTARIO:

En el campo de las aplicaciones industriales, el diseño hoy día amplificadores con componentes discretos no tiene ningún sentido.

Sólo diseñadores de circuitos integrados, nostálgicos de la electrónica y aplicaciones muy especiales (generalmente en alta frecuencia) requieren un diseño "artesanal" de este tipo de circuitos.

Para aplicaciones industriales y aplicaciones con frecuencias hasta unos pocos MHz, el apoyo de un amplificador integrado genérico (AMPLIFICADOR OPERACIONAL) es la base del diseño Analógico

Es mas muchas aplicaciones particulares se ofrecen integradas por los distintos fabricantes (generadores de forma de onda, VCO, PLL, y un largo etc).

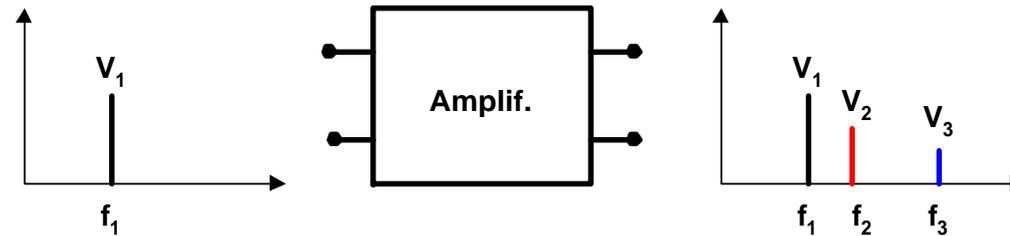
La labor del ingeniero consistirá en seleccionar el componente mas adecuado y definir su interface.

No obstante, será importante conocer las limitaciones del componente que tenemos entre manos y el diseño adecuado de su interface.

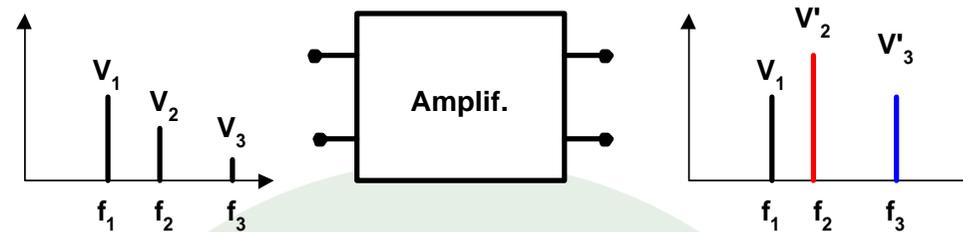


Efectos no deseados en un amplificador

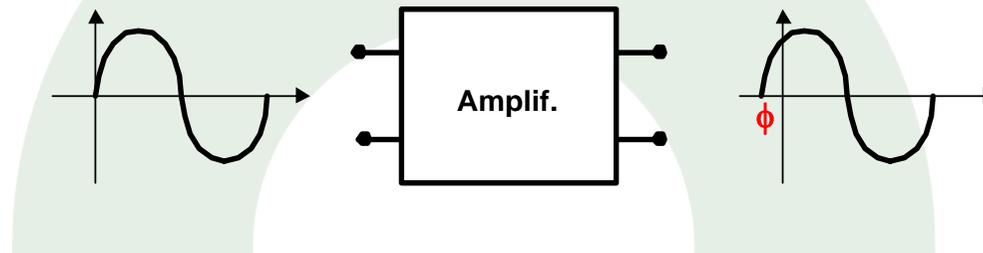
A) Distorsión no lineal o intermodulación:



A) Distorsión en frecuencia:



A) Distorsión en fase:





RESPUESTA EN FRECUENCIA

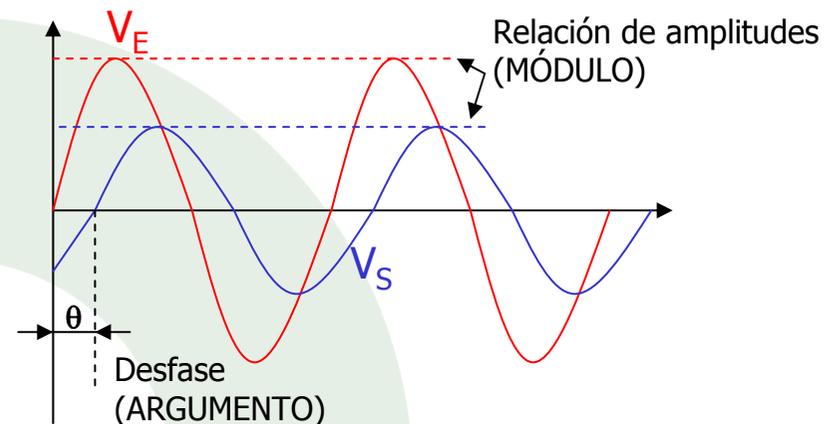
En general las impedancias de entrada, de salida y la ganancia de un amplificador son números complejos.

En todo amplificador aparecen elementos reactivos (condensadores, inductancias, etc). Unos introducidos por nosotros para realizar una cierta función (p.e. eliminar continua, filtrar, integrar, etc) y otros muchos parásitos (inductancia de cables, capacidades parásitas de uniones PN, etc)

Se conoce como **DIAGRAMA DE BODE** la representación de la variación de ganancia de un amplificador con la frecuencia (módulo y argumento)

$|A|$ = **MÓDULO** = Relación de amplitudes

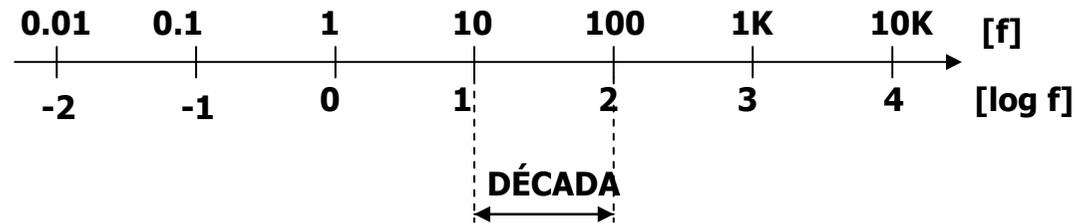
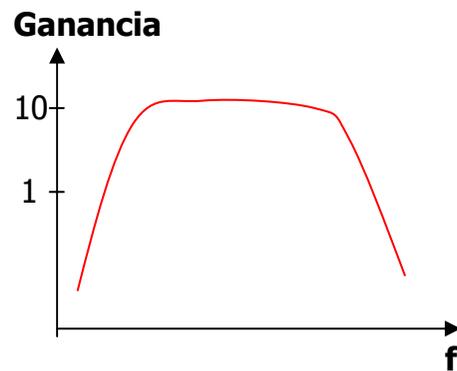
$\angle A$ = **ARGUMENTO** = Desfase



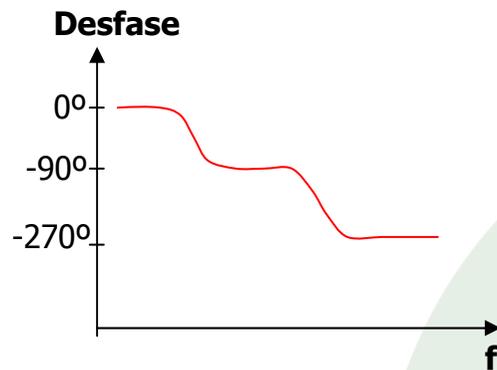


DIAGRAMAS DE BODE

Normalmente la escala de frecuencias es logarítmica



Notar que la frecuencia 0 (DC-continua) en una escala logarítmica está en $-\infty$



La Ganancia se representa también habitualmente en una escala logarítmica especial (dB = Decibelios)

$$dB = 20 \cdot \log \left| \frac{U_S}{U_E} \right| = 20 \cdot \log |A|$$



NOTA ACLARATORIA SOBRE EL DECIBELIO (dB)

- ✓ **Unidad de medida de ganancias respecto de un punto de referencia en el circuito**
- ✓ **Definición de ganancia de potencia en decibelios (dB) :**

B = Punto referencia del circuito
A = Punto donde se mide la ganancia respecto de B

$$|A_P|(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_A}{P_B}$$

Si la potencia se entrega sobre cargas iguales:

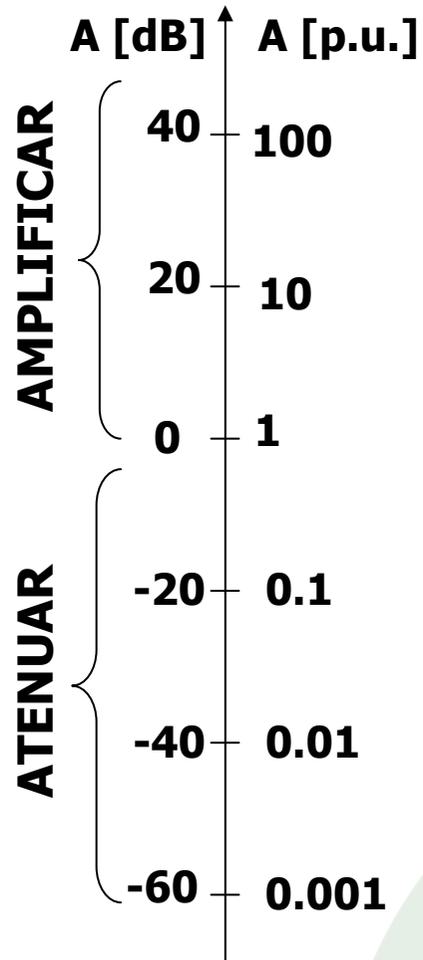
$$|A_P|(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_A}{P_B} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\frac{V_A^2}{R_{\text{LOAD}}}}{\frac{V_B^2}{R_{\text{LOAD}}}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_A}{V_B} \right)^2 = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_A}{V_B} \right)$$

Definición de ganancia de tensión en dB:

$$|A_u|(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_A}{V_B} \right)$$

Definición de ganancia de corriente en dB:

$$|A_i|(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{I_A}{I_B} \right)$$



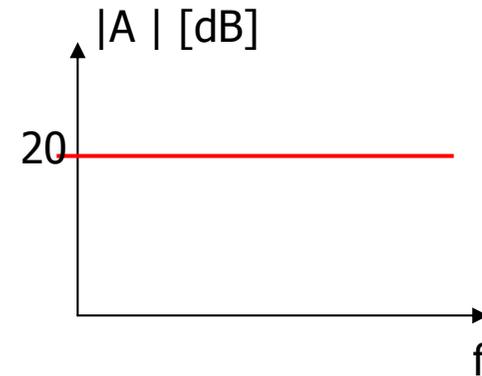
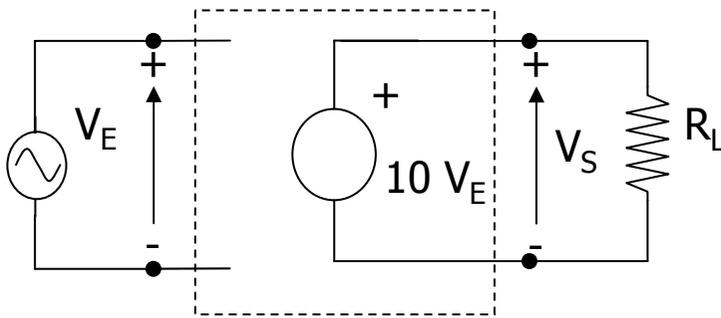
✓ Fijarse que cada 20 dB la ganancia se multiplica por 10.

✓ La ganancia cero está en $-\infty$



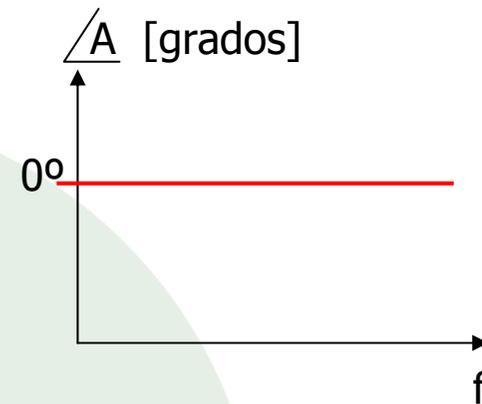
EJEMPLO:

Un amplificador ideal de tensión de ganancia 10 tendría un BODE de la forma



Es un elemento ficticio.

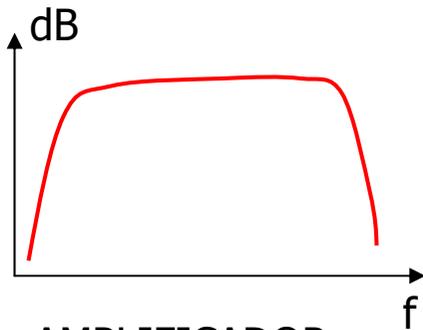
**Ningún amplificador es capaz de mantener la ganancia constante en todo el rango de frecuencias.
(en particular en alta frecuencia)**



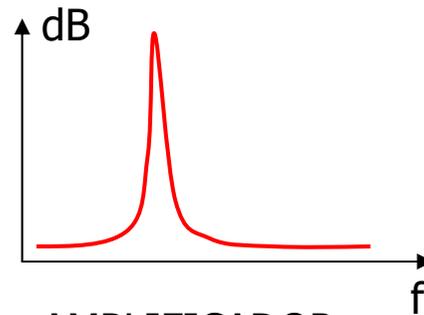


Tipos de amplificadores

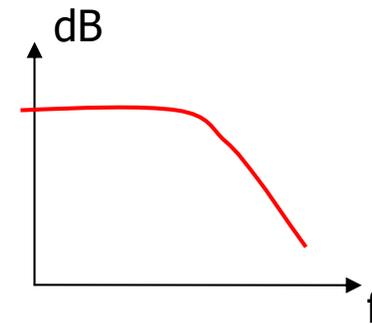
La forma real del diagrama de Bode de amplitudes permite clasificar a los amplificadores en diversos tipos:



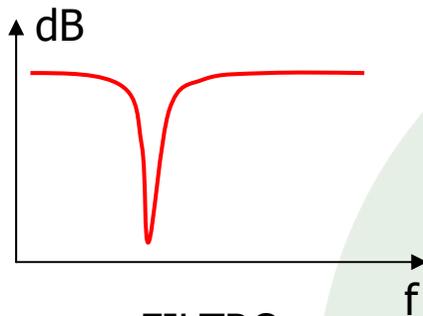
AMPLIFICADOR
DE BANDA
ANCHA



AMPLIFICADOR
DE BANDA
ESTRECHA
(SINTONIZADO)



AMPLIFICADOR
DE CONTINUA

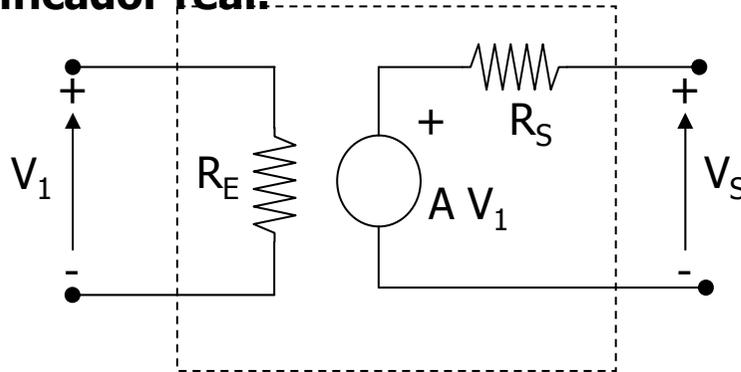


FILTRO

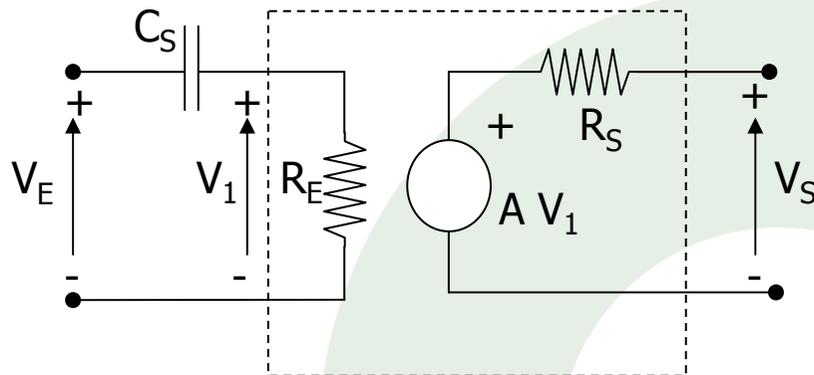


Los culpables de que la ganancia no permanezca estable en todo el rango de frecuencias son los elementos reactivos (C y L).

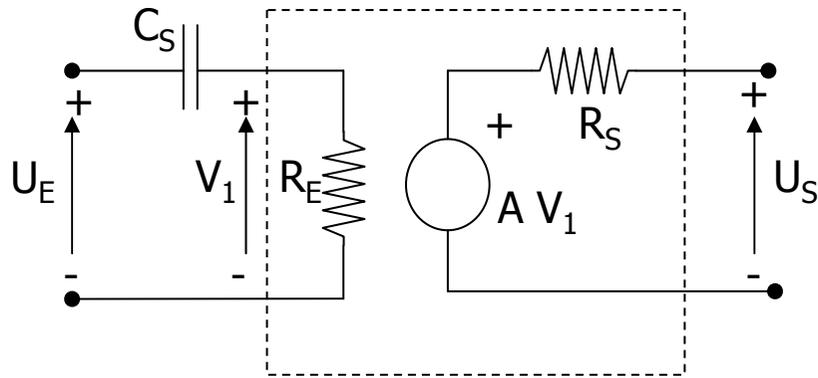
Para ilustrar el problema vamos a ver los efectos de algunos condensadores y bobinas colocados a la entrada ó salida de un hipotético amplificador real.



**Amplificador hipotético
(Ganancia estable en todo el
rango de frecuencias)**



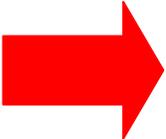
**EFFECTO DE UN
CONDENSADOR SERIE
COLOCADO A LA ENTRADA**



**EFFECTO DE UN
CONDENSADOR SERIE
COLOCADO A LA ENTRADA**

Se puede ver fácilmente que:
$$\frac{U_S}{U_E} = A \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E}{1 + j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E}$$

**Fijémonos que el módulo de este número complejo
representa la ganancia del amplificador**

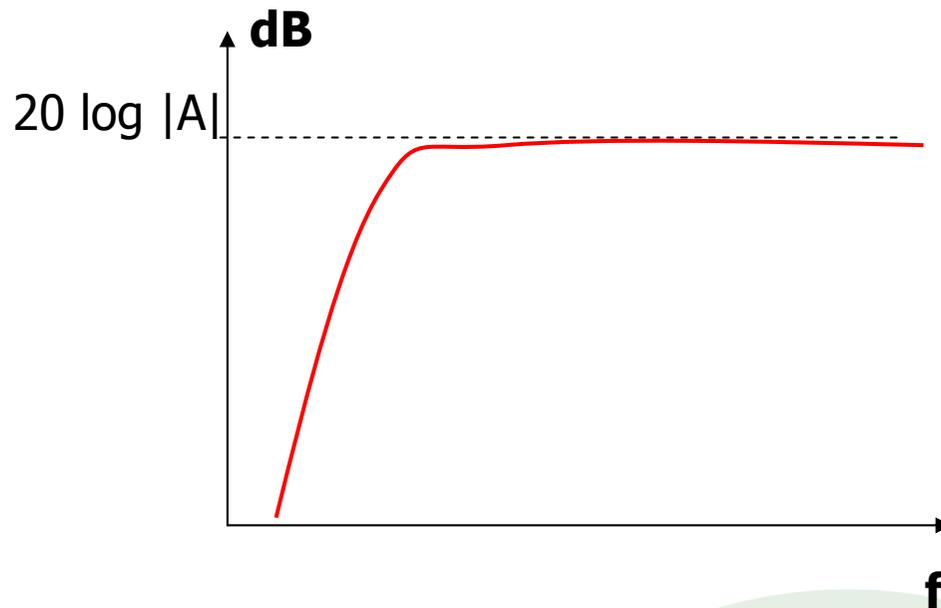

$$\left| \frac{U_S}{U_E} \right|$$

Recordar: $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$



Universidad
de Oviedo

Si representamos este número complejo tendríamos:



La representación exacta es compleja y requiere un cierto tratamiento matemático.

Habitualmente se simplifica la representación (LINEALIZACIÓN) buscando sencillez matemática y no perder el sentido físico



LINEALIZACIÓN DEL DIAGRAMA DE BODE

Zona de alta frecuencia (f alta)

$$j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E \gg 1$$

$$\frac{U_S}{U_E} = A \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E}{1 + j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E} \approx A$$

Númer
o real

$$\left| \frac{U_S}{U_E} \right| = A$$

$$\angle \frac{U_S}{U_E} = 0$$

Zona de baja frecuencia (f baja)

$$j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E \ll 1$$

$$\frac{U_S}{U_E} = A \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E}{1 + j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E} \approx j \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E$$

Número
Complejo

$$\left| \frac{U_S}{U_E} \right| = A \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E$$

$$\angle \frac{U_S}{U_E} = 90^\circ$$

$$20 \cdot \lg \left| \frac{U_S}{U_E} \right| = 20 \cdot \lg f + 20 \lg (2 \cdot \pi \cdot A \cdot C_S \cdot R_E)$$

Eje Y

Eje X

Cte

Recta de pendiente 20



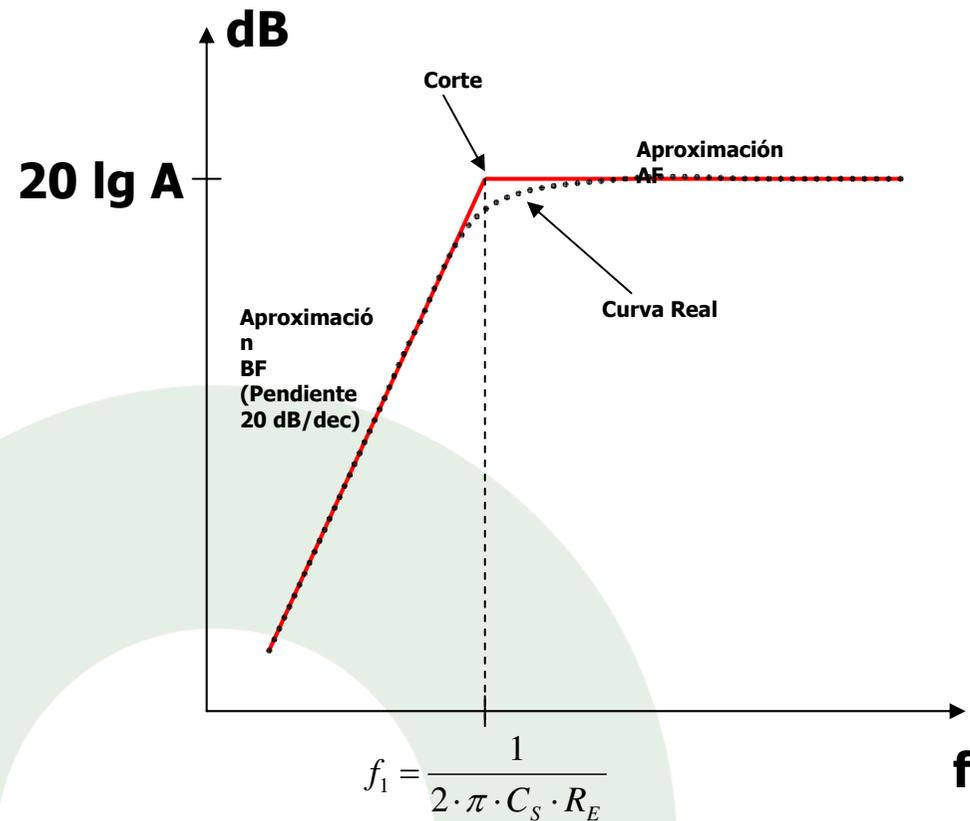
Notar que las dos aproximaciones se cortan:

$$\left| \frac{U_S}{U_E} \right| = A \quad \left| \frac{U_S}{U_E} \right| = A \cdot \omega \cdot C_S \cdot R_E$$

$$\omega \cdot C_S \cdot R_E = 1$$

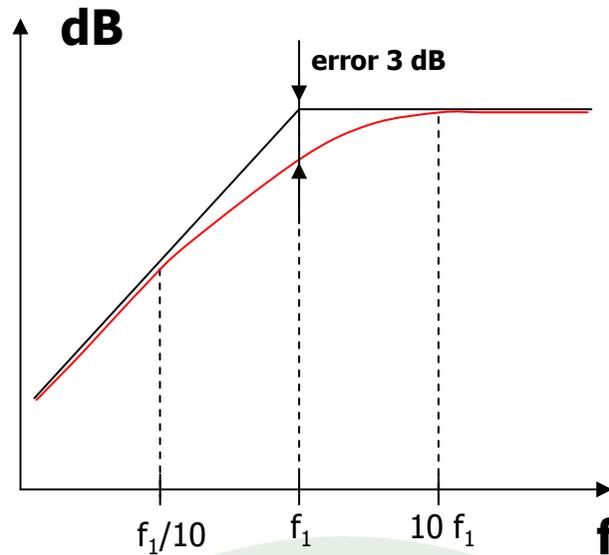
$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot R_E}$$

Frecuencia de Corte





1.- Las aproximaciones y la función real son prácticamente idénticas salvo en el entorno de f_1 . Una década por encima y por debajo de f_1 , el error entre la curva real y la aproximación es despreciable)



2.- El error máximo se produce en f_1 :

$$(dB)_{APROX} = 20 \cdot \lg A$$

$$(dB)_{REAL} = 20 \cdot \lg \left| A \cdot \frac{1}{1+j} \right| = 20 \cdot \lg A + 20 \cdot \lg \frac{\sqrt{2}}{2} = 20 \cdot \lg A - 3$$

Error 3 dB





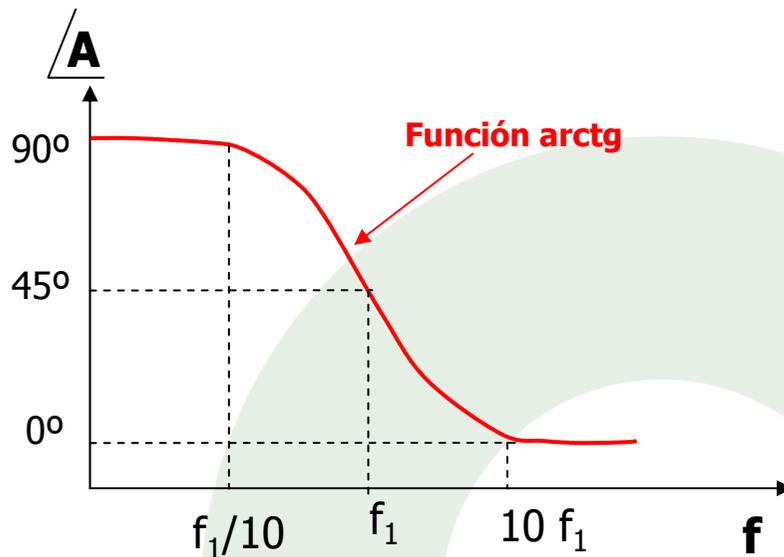
Con el diagrama de argumentos (desfases) pasa algo parecido:

f Alta $\rightarrow \angle \frac{U_S}{U_E} = 0$

f Baja $\rightarrow \angle \frac{U_S}{U_E} = 90^\circ$

Justamente en f_1 (f corte) tenemos:

$\frac{U_S}{U_E} = A \cdot \frac{j}{1+j} \rightarrow \angle \frac{U_S}{U_E} = 45^\circ$

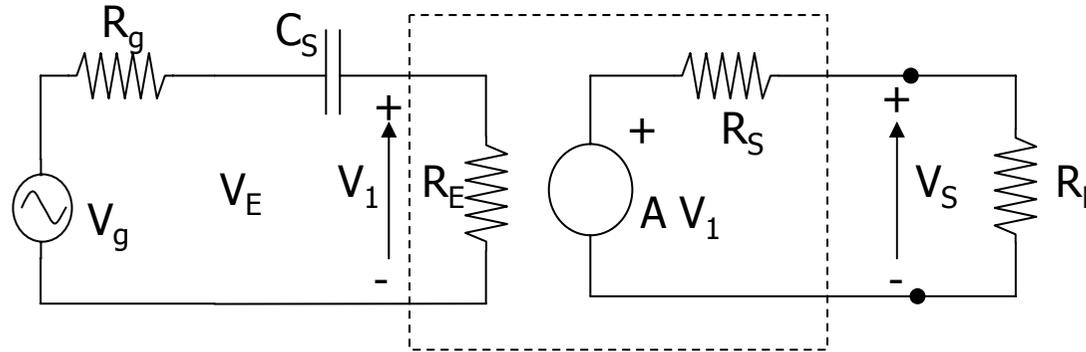


El análisis aproximado es muy sencillo y el error cometido es muy pequeño. Solo tenemos que recordar:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot R_E}$$



La presencia de otras resistencias en serie con el circuito deben de tenerse en cuenta.

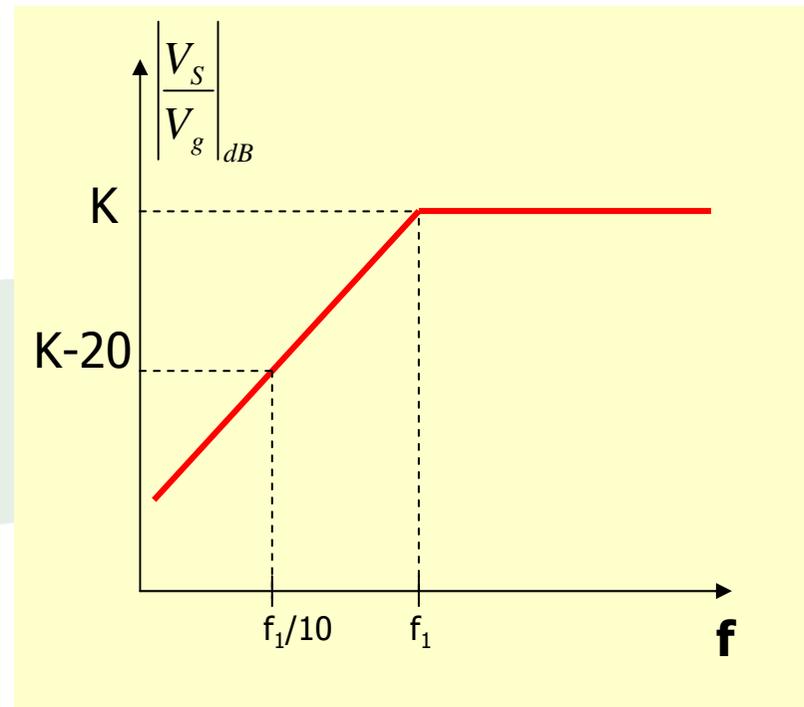


Del análisis se obtiene:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot (R_E + R_g)}$$

El alta f tenemos:

$$\frac{V_S}{V_g} = A \cdot \frac{R_L}{R_L + R_S} \cdot \frac{R_E}{R_g + R_E} = K$$





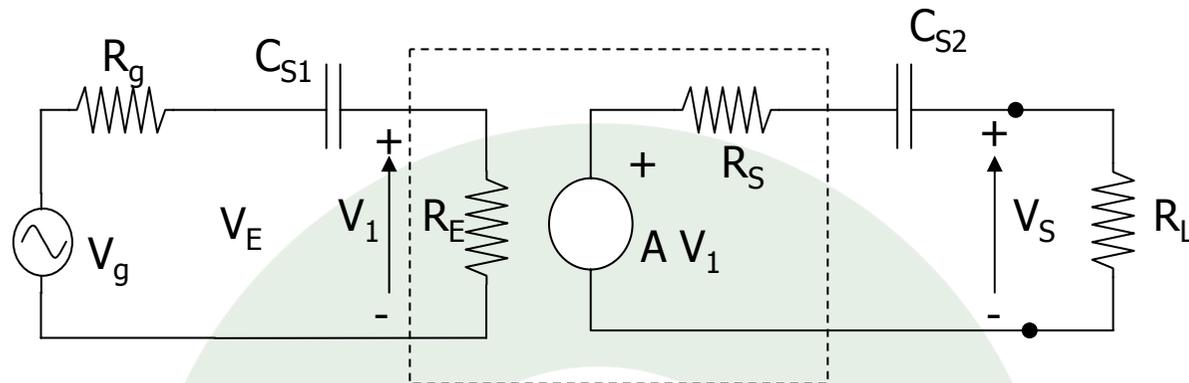
COMENTARIOS:

1.- Si queremos amplificar continua, los condensadores en serie de cualquier valor deben eliminarse.

Todo condensador en serie nos proporciona una frecuencia de corte y la ganancia en continua será cero (IMPORTANTE).

2.- La presencia de varios condensadores en serie, puede analizarse aplicando el principio de superposición.

Si los efectos están bastante separados (1 década), el análisis será bastante preciso.

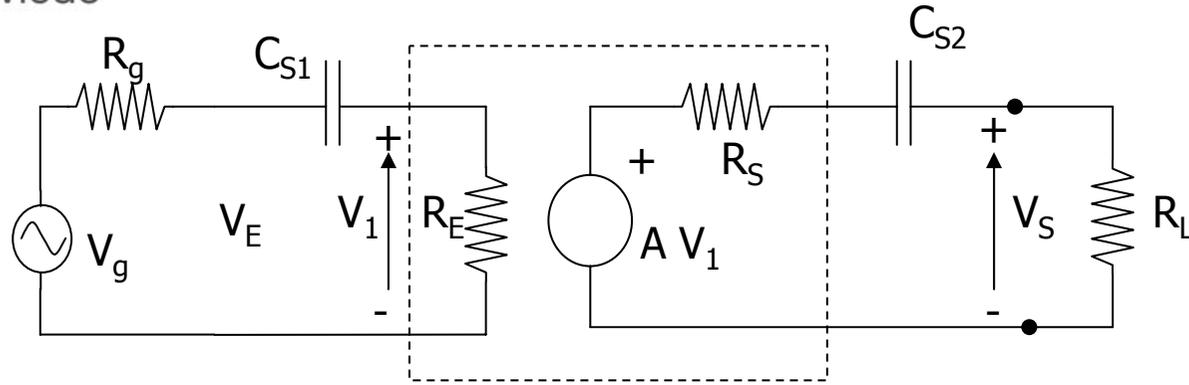


$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot (R_E + R_g)}$$

$$f'_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot (R_S + R_L)}$$

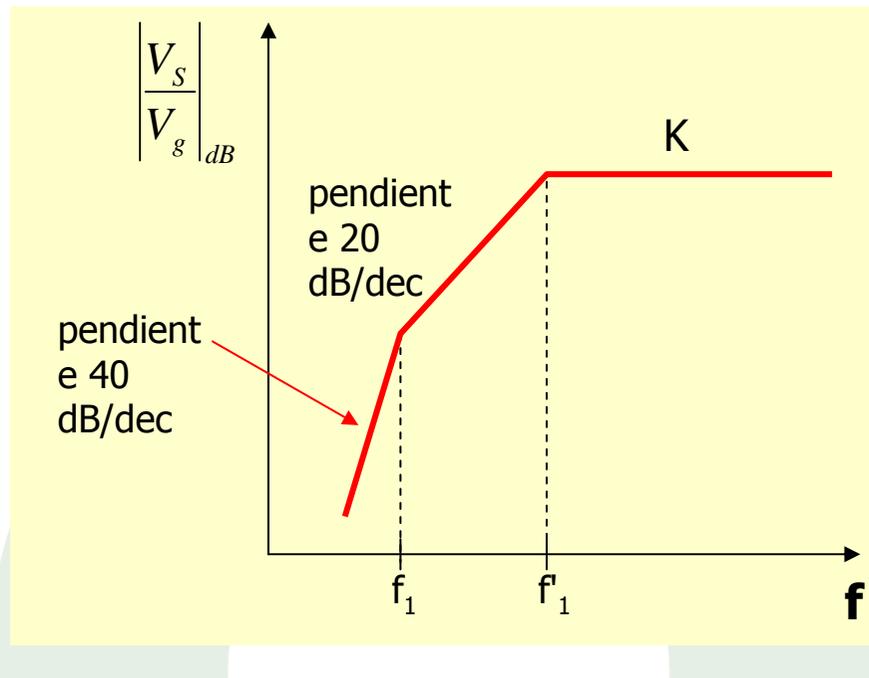


Presencia de dos polos



$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot (R_E + R_g)}$$

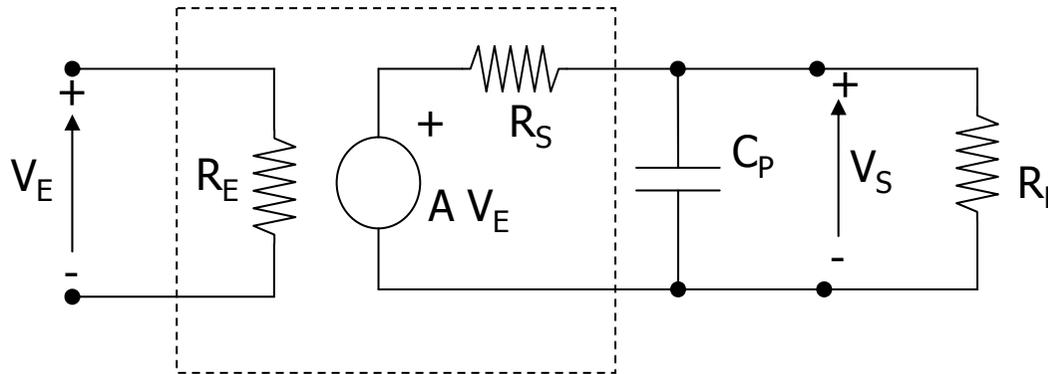
$$f'_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_S \cdot (R_S + R_L)}$$



Debe buscarse el efecto que actúa primero



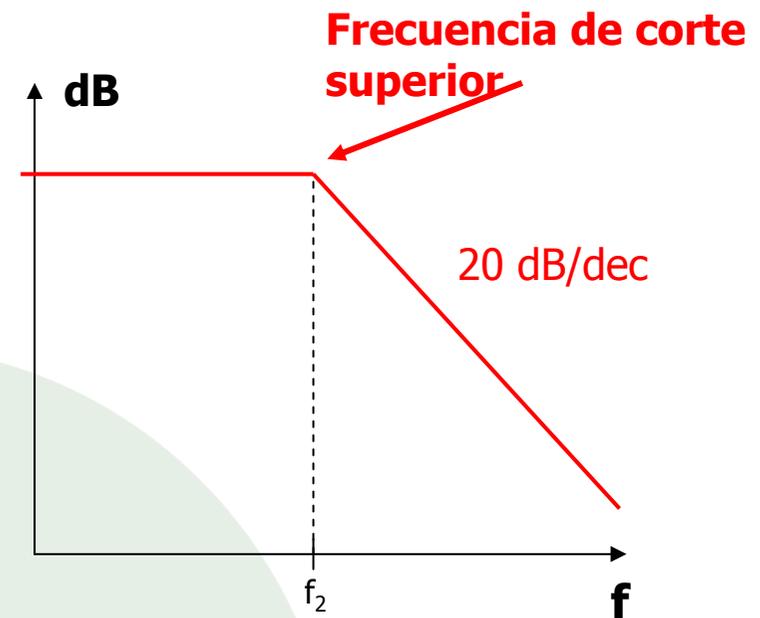
Con condensadores colocados en paralelo se razona de igual forma:



$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_P \cdot \frac{R_L \cdot R_S}{R_L + R_S}}$$

Si el amplificador está en vacío ($R_L = \infty$)

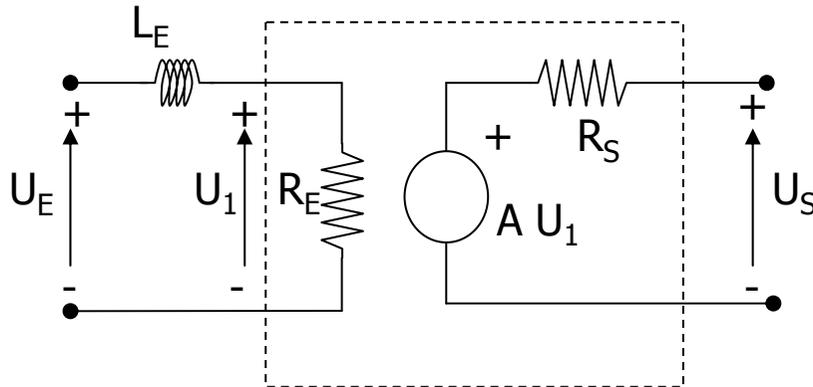
$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_P \cdot R_S}$$



Desafortunadamente, capacidades paralelo parásitas siempre existen y por lo tanto frecuencias de corte superior siempre existirán



Las inductancias parásitas de los cables, tienen un efecto parecido a los condensadores paralelo.



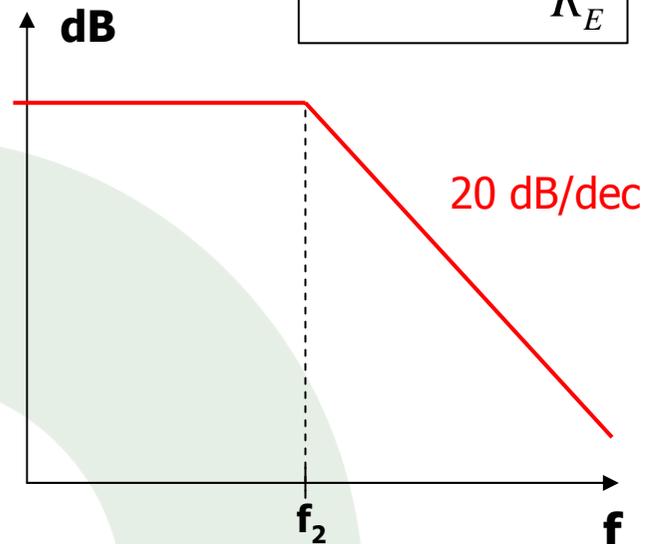
Se obtiene fácilmente:

$$\frac{U_S}{U_E} = A \cdot \frac{R_E}{R_E + j \cdot \omega \cdot L_E}$$

De donde:

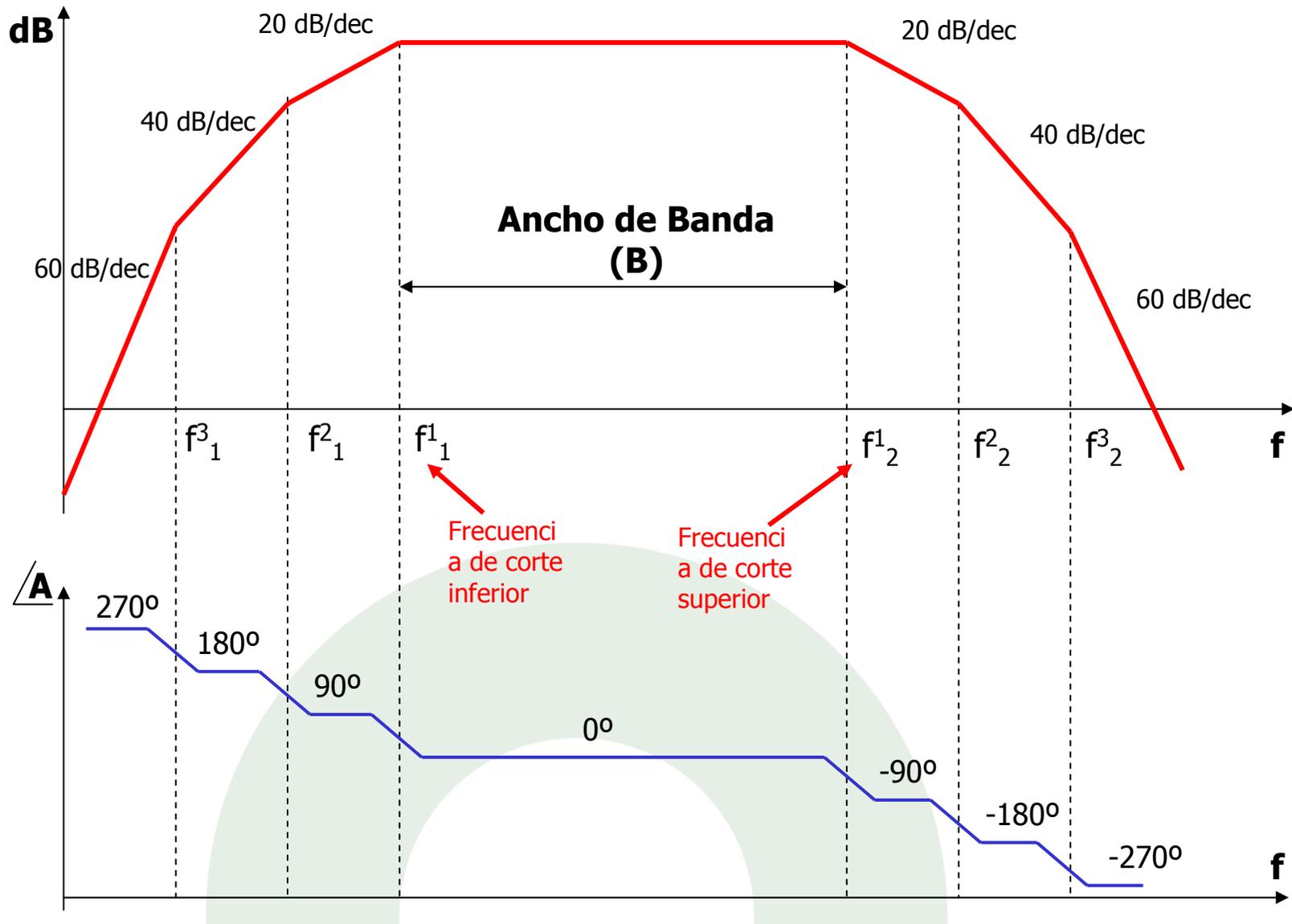
$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{L_E}{R_E}}$$

Al igual que los condensadores paralelo, siempre están presentes he introducen frecuencias de corte superior





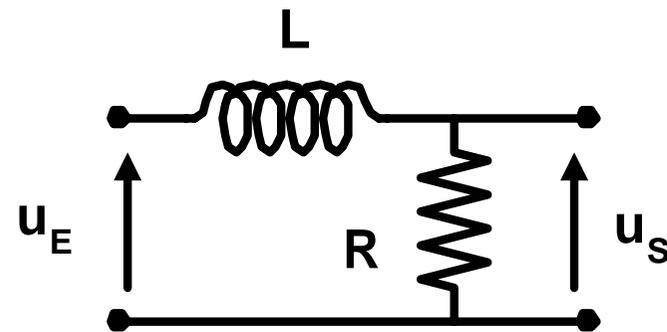
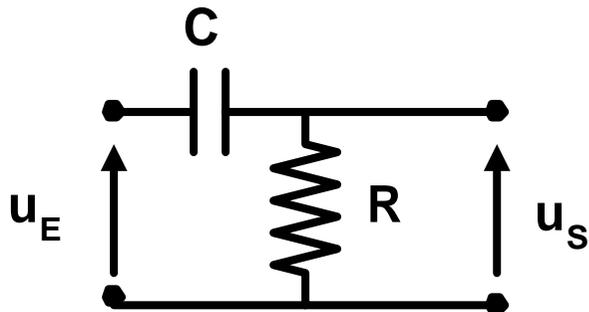
Al final podemos llegar a tener varios efectos superpuestos, tanto a alta como a baja frecuencia





Ejemplos propuestos

Calcular el diagrama de Bode de los siguientes circuitos:

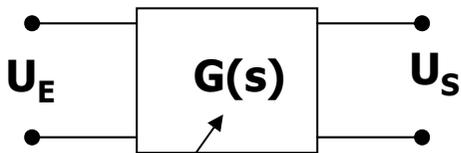




COMENTARIO:

Un análisis similar podría realizarse en el dominio del tiempo con ayuda de la transformada de LAPLACE.

Recordar que la transformada de LAPLACE se utiliza para convertir ecuaciones diferenciales temporales en expresiones algebraicas de sencilla resolución (Resolución de ecuaciones diferenciales por LAPLACE)



Función de transferencia

$$\frac{U_S}{U_E} = G(s)$$

Por ejemplo, en el caso de la bobina serie parásita nos quedará:

$$\frac{U_S}{U_E} = A \cdot \frac{R_E}{R_E + s \cdot L_E}$$

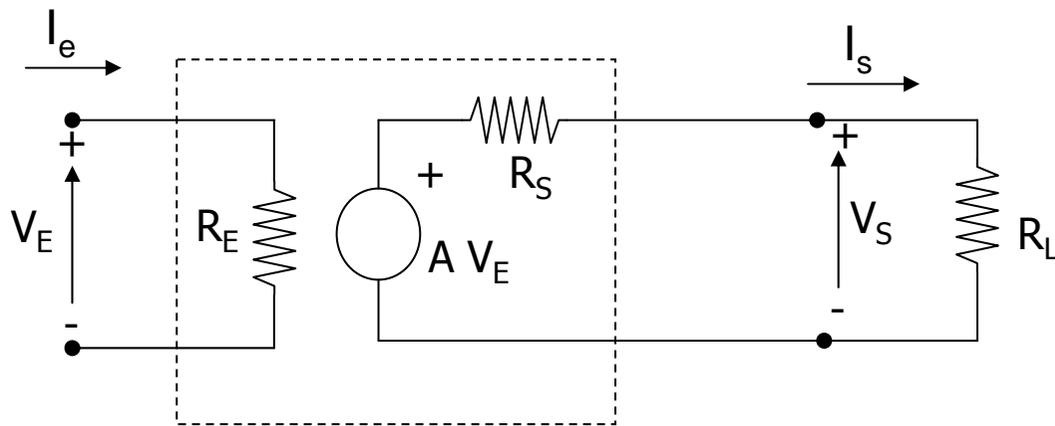
Donde S es el operador de LAPLACE

REGLA:
Cambiando S por $j\omega$ pasamos al dominio de la frecuencia (y viceversa)



Amplificador con carga

Algunas preguntas a desarrollar por el alumno



¿Es igual la ganancia de tensión V_S / V_E en carga que sin ella?

¿Como se relaciona la ganancia de tensión con la ganancia de corriente I_s / I_e ?

¿Cuál será la ganancia de varios amplificadores en cascada?



En esta estructura, las raíces del denominador las denominamos polos:

En el caso anterior: $s = -\frac{L_E}{R_E}$ **Notar, la relación con las frecuencias de corte**

Las raíces del numerador se llaman ceros. Para funciones con S en el numerador o denominador hablaremos de polos y/o ceros en el origen.

$G(s) = \frac{1}{s}$ **Polo en el origen** $G(s) = s$ **Cero en el origen**

Con este tipo de análisis se pierde un poco el sentido físico del análisis ganando en flexibilidad y facilidad de análisis.

En las asignaturas de Regulación automática (Control de Sistemas) se profundizará en esta metodología para el análisis de sistemas genéricos.

Para profundizar en el tema aplicándolo a sistemas electrónicos, se sugieren las presentaciones preparadas por el profesor Emilio López Corominas (análisis en frecuencia y análisis en Laplace)

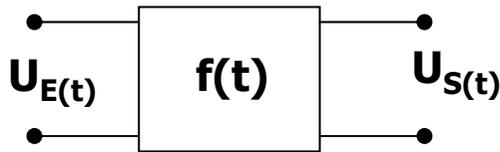


LAPLACE: UN EJEMPLO

Transformada de Laplace de una función f(t)

$$L[f(t)] = F(s) = \int_{t=0}^{t=\infty} f(t) \cdot e^{-st} \cdot dt$$

s = variable compleja

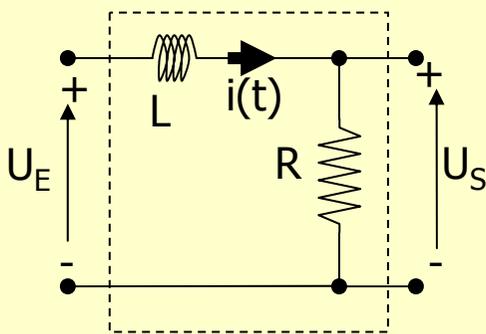


$$\frac{U_S(t)}{U_E(t)} = f(t)$$



Transformada de Laplace F(s)

EJEMPLO:

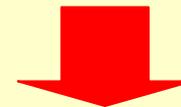


$$U_L(t) + U_S(t) = U_E(t)$$

$$U_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

$$R \cdot i(t) = U_S(t)$$

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{dU_S(t)}{dt} + U_S(t) = U_E(t)$$



LAPLACE

$$\frac{L}{R} \cdot s \cdot U_S(s) + U_S(s) = U_E(s)$$

$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot \frac{L}{R}}$$

Análisis complejo

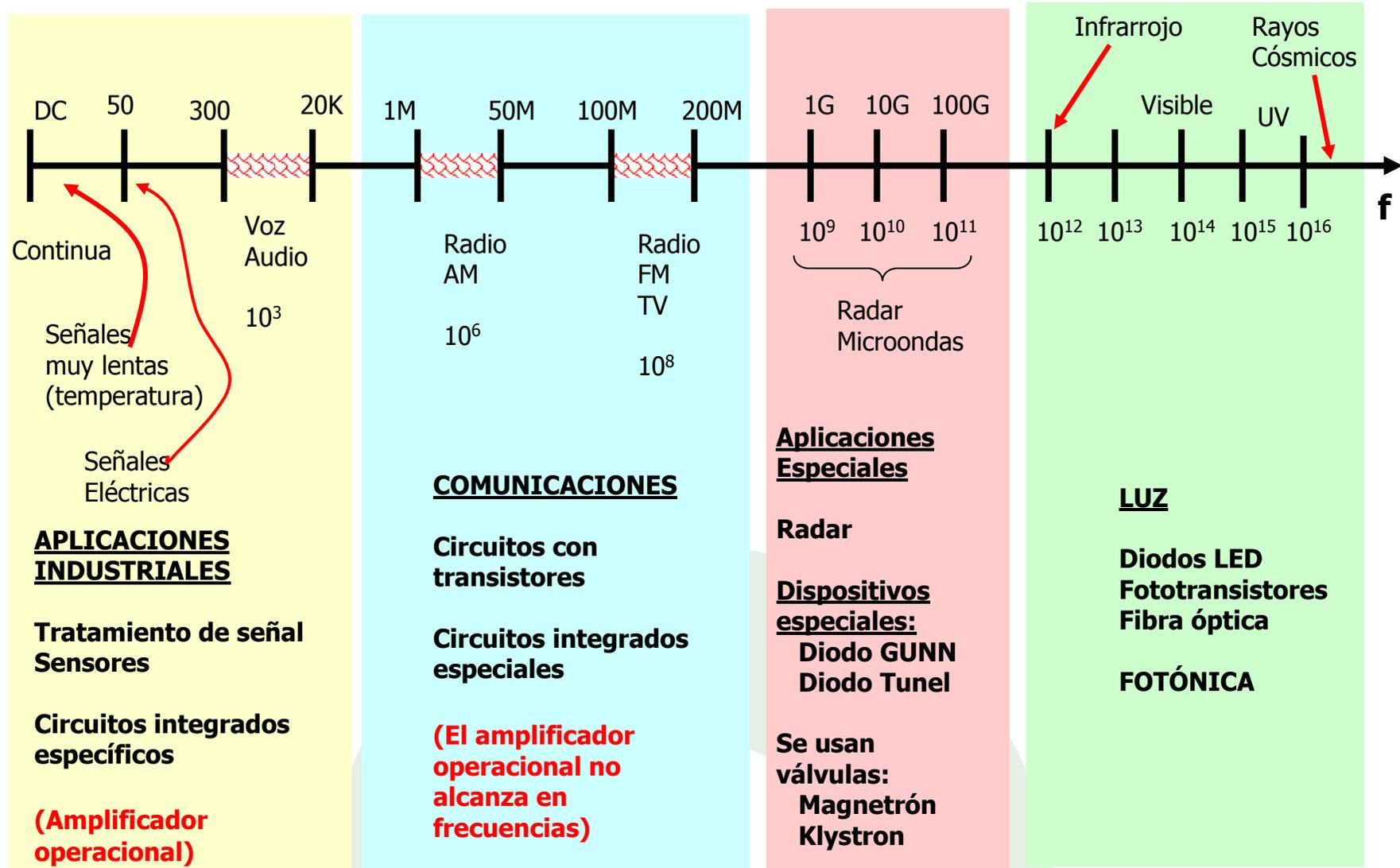
$$G(s) = \frac{U_S(s)}{U_E(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L}{R}}$$

Función de transferencia



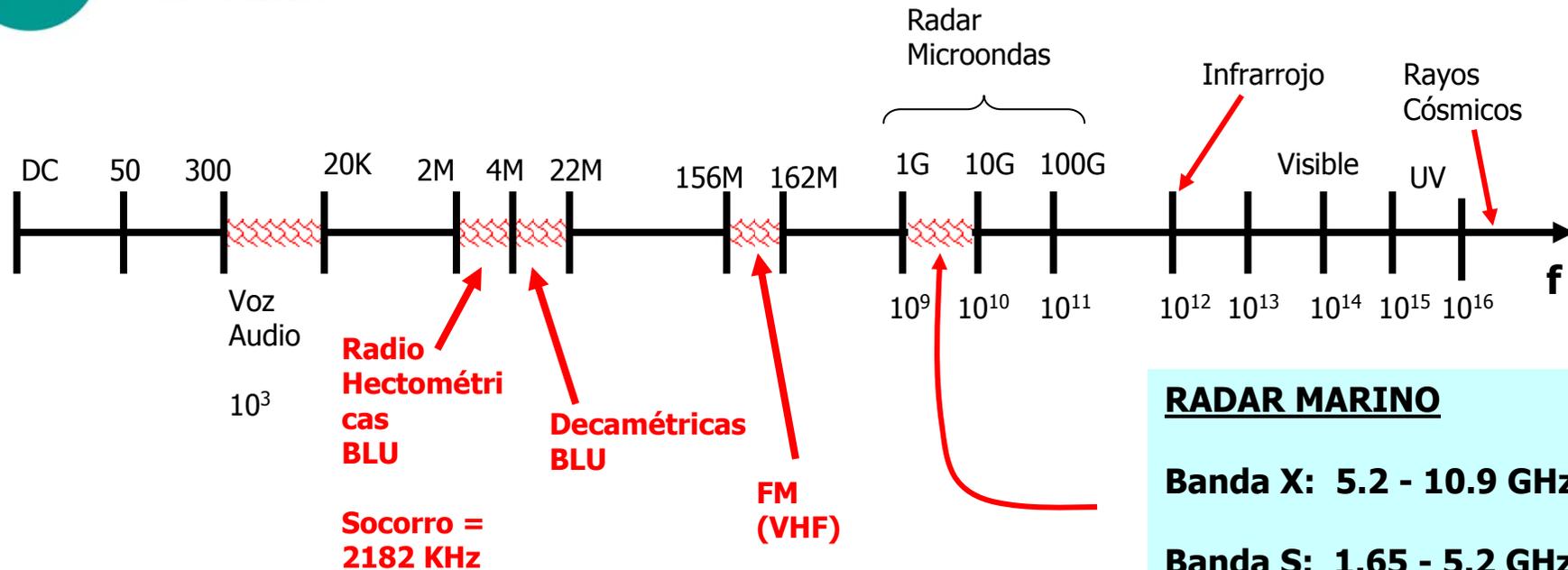


VISIÓN DE FRECUENCIAS Y USOS





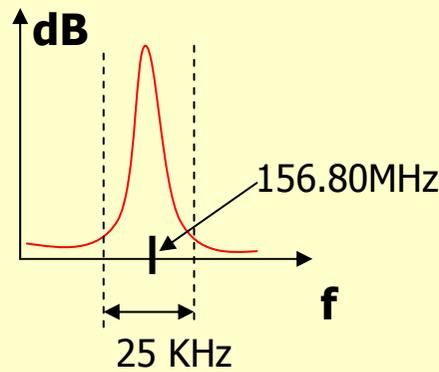
ESPECIAL PARA MARINA



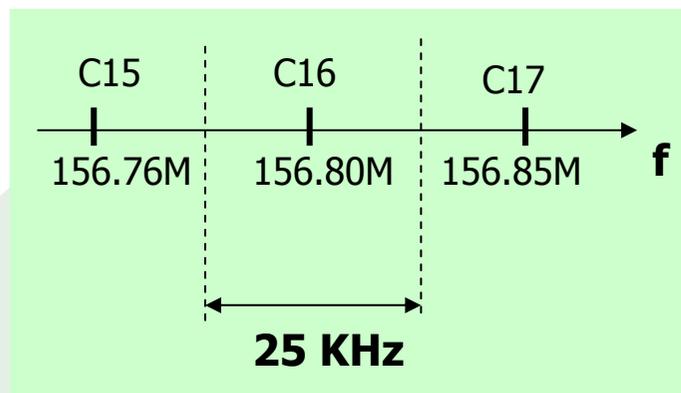
RADAR MARINO

Banda X: 5.2 - 10.9 GHz

Banda S: 1.65 - 5.2 GHz



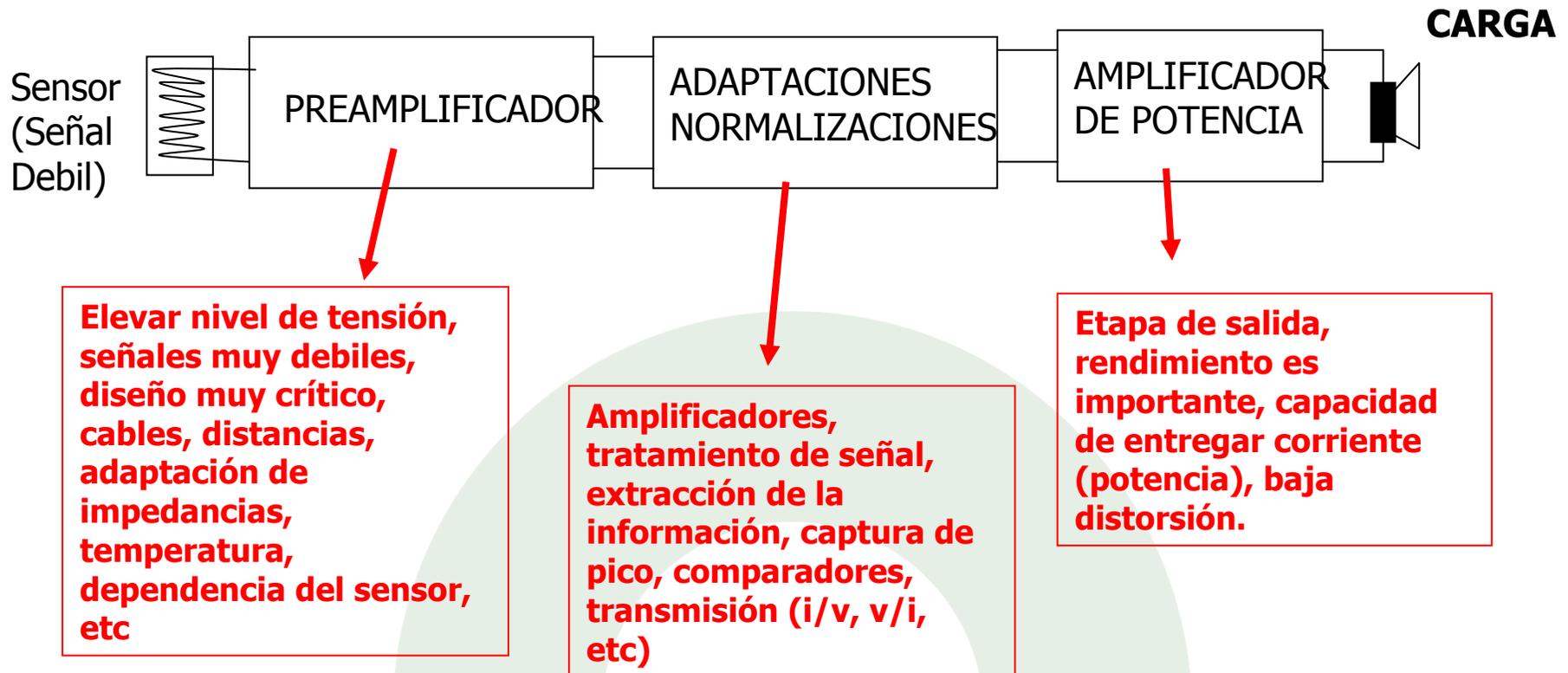
Canal 16 (Socorro)





La asignatura Electrónica Analógica se centrará en Aplicaciones Industriales y el uso de circuitos integrados genéricos (en concreto el Amplificador operacional).

Frecuencias hasta varios MHz son el límite de aplicación de estos integrados.





CAMINANDO HACIA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

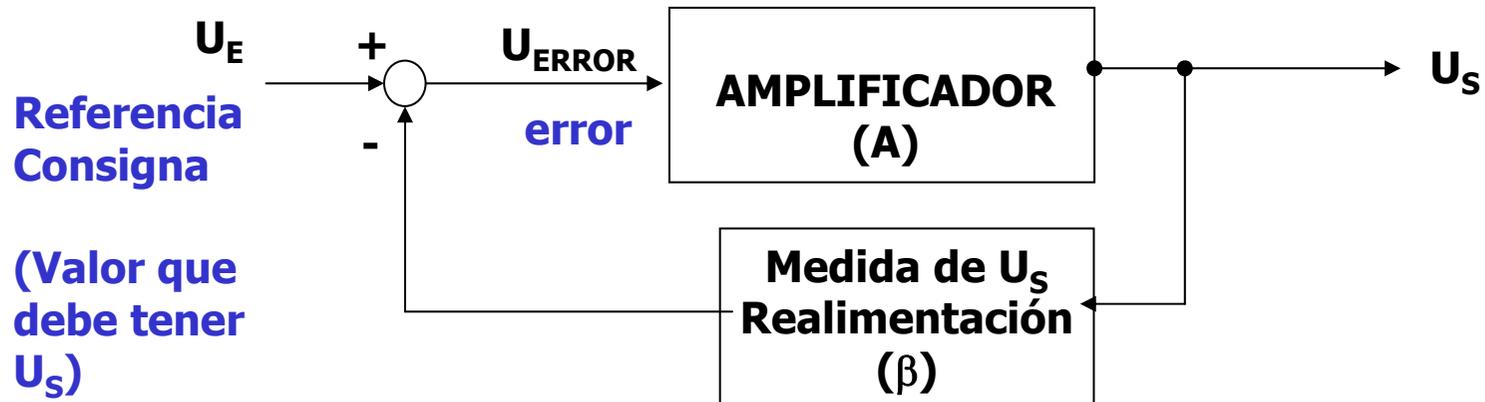
Los componentes electrónicos (transistores, diodos, etc) son elementos con tolerancias muy elevadas, muy sensibles a la temperatura, con modelos reales muy complejos, etc. La realización de amplificadores con ganancias y comportamientos estables de forma directa (bucle abierto) es difícil por no decir imposible, las tolerancias y las corrientes de fugas de los componentes harán el sistema muy poco preciso.

La clave del éxito y de la precisión de los amplificadores está en conseguir estructuras de ganancia muy elevada (p.e. 80 dB = 10.000 p.u.) y regular el conjunto.

El amplificador operacional esta pensado con esta filosofía (Ganancias muy elevadas y pensando en regularse). Por este método el sistema se hace insensible a la tolerancia de los valores (siempre que pueda considerarse la ganancia muy elevada (p.e. de 10.000 a 8.000 el cambio es muy grande, pero en ambos casos puede considerarse muy elevada)



CAMINANDO HACIA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL



ESTRUCTURA TÍPICA PARA UN AMPLIFICADOR REALIMENTADO

$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

Si A es muy grande tenemos:

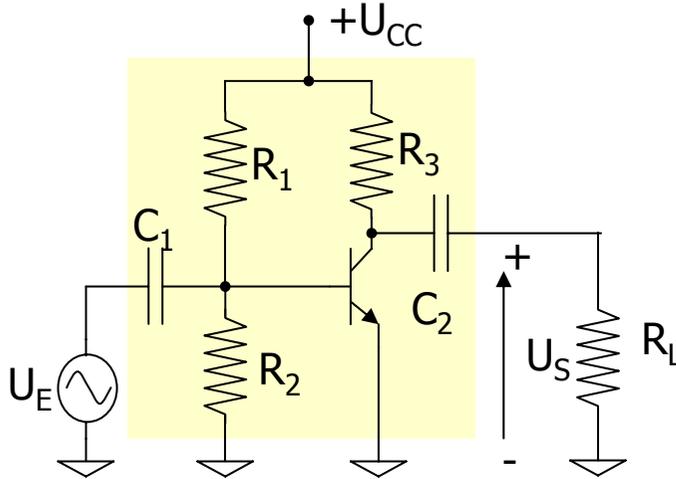
$$\frac{U_S}{U_E} \approx \frac{1}{\beta}$$

Esta idea es la base del uso del amplificador operacional (AO)



CAMINANDO HACIA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:
Evolución de una etapa en emisor común hacia una etapa diferencial

TÍPICA ETAPA EN EMISOR COMÚN



La presencia de condensadores serie nos impide amplificar continua.

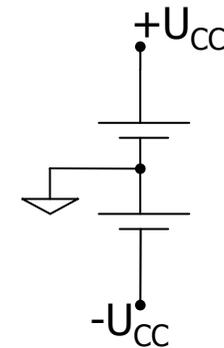
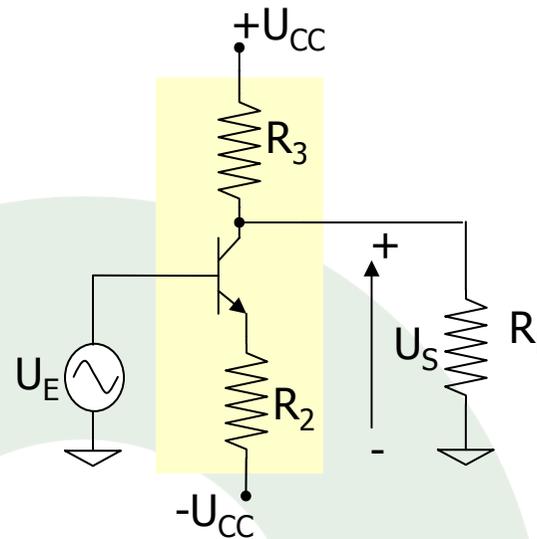
El primer paso es eliminar estos condensadores



Alimentación simétrica

AMPLIFICADOR DE CONTINUA (Amplificador con alimentación simétrica)

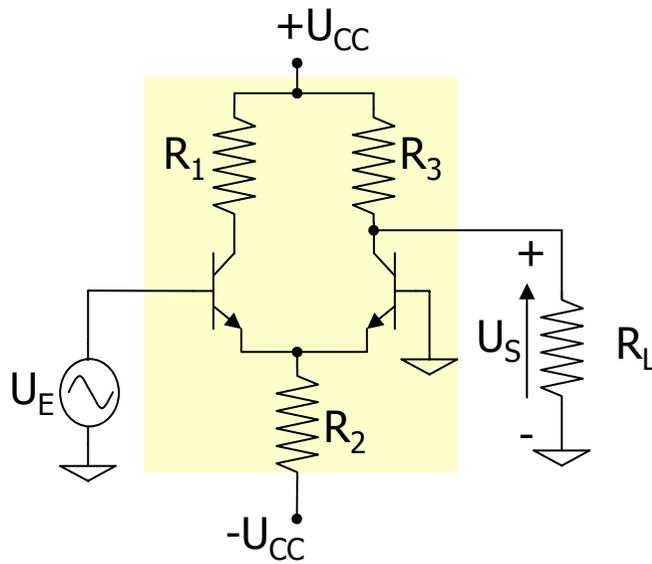
Salida desfasada 180°



Normalmente ±15 ó 12±

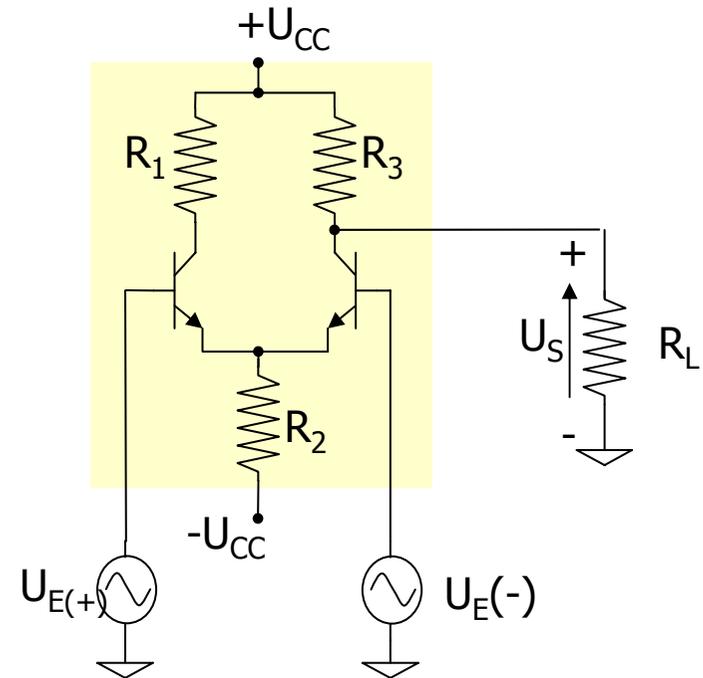


CAMINANDO HACIA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Amplificador diferencial



**AMPLIFICADOR
DE CONTINUA
(Amplificador
con
alimentación
simétrica)**

Salida en fase

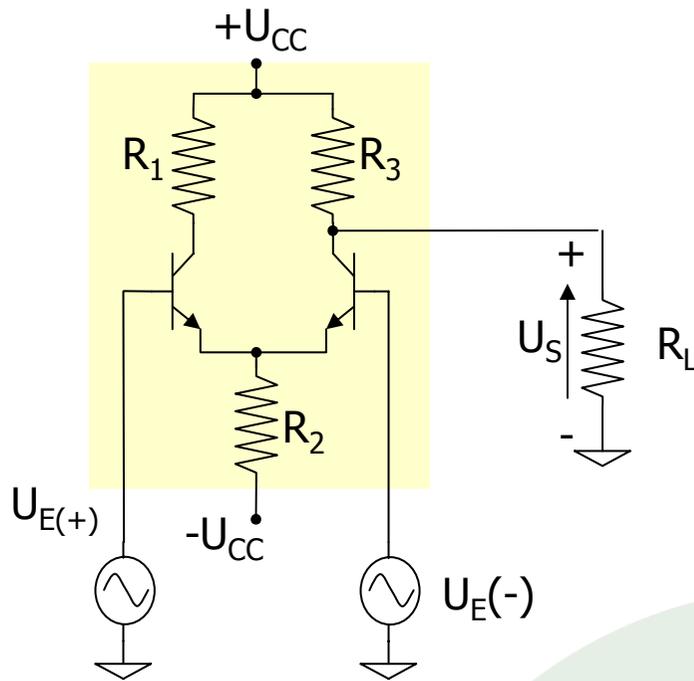


**AMPLIFICADOR
DIFERENCIAL
DE CONTINUA**

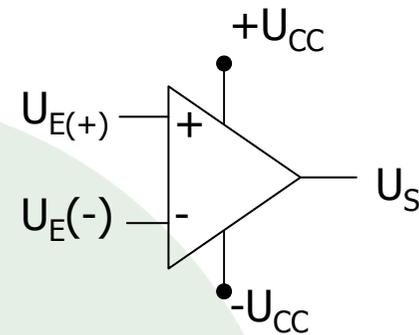
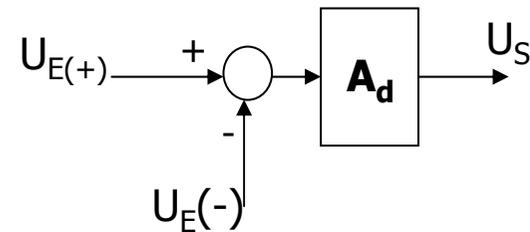
Esta estructura de amplificador diferencial presenta la ventaja adicional de compensar las corrientes de fugas de los transistores debidas a derivas térmicas



CAMINANDO HACIA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Amplificador diferencial



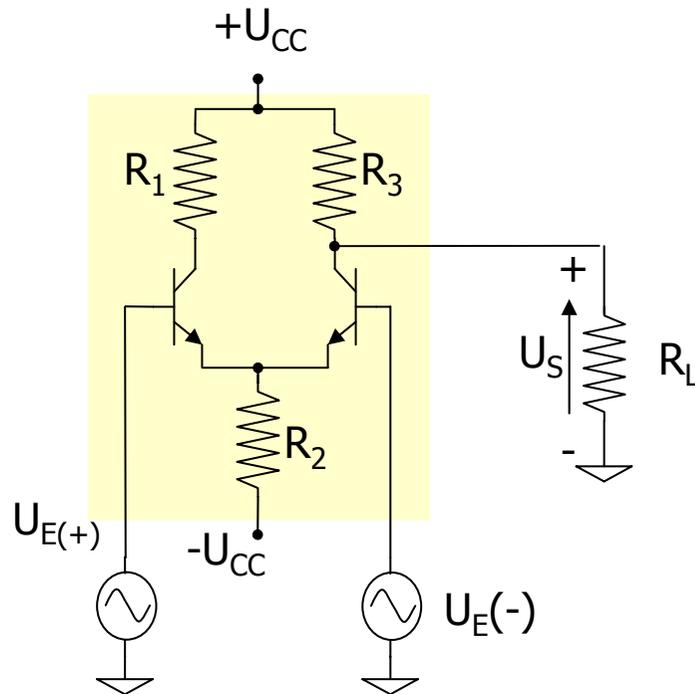
**AMPLIFICADOR
DIFERENCIAL
DE CONTINUA**



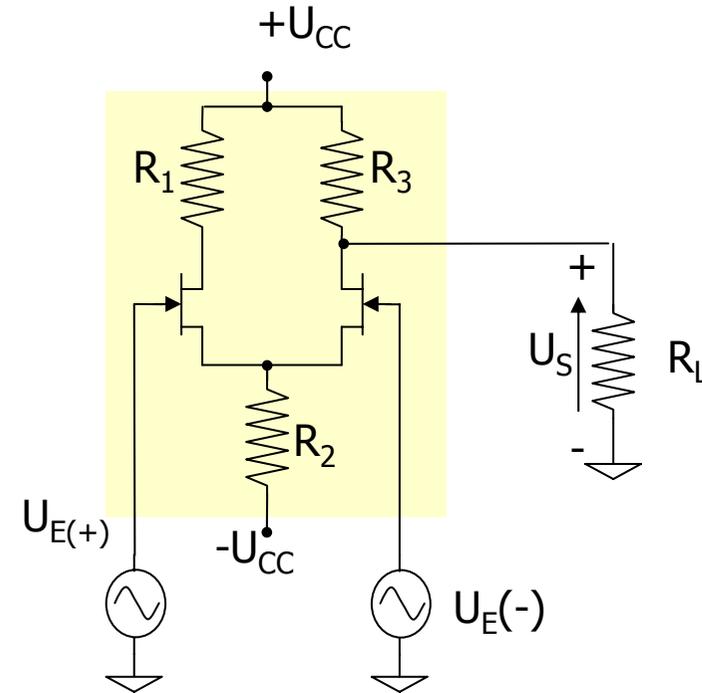
**SÍMBOLO ESTÁNDAR DEL
AMPLIFICADOR OPERACIONAL**



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:



**AMPLIFICADOR
DIFERENCIAL
CON BIPOLARES
(p.e. LM741)**



**AMPLIFICADOR
DIFERENCIAL CON
JFET
(p.e. TL081)**

Interesa

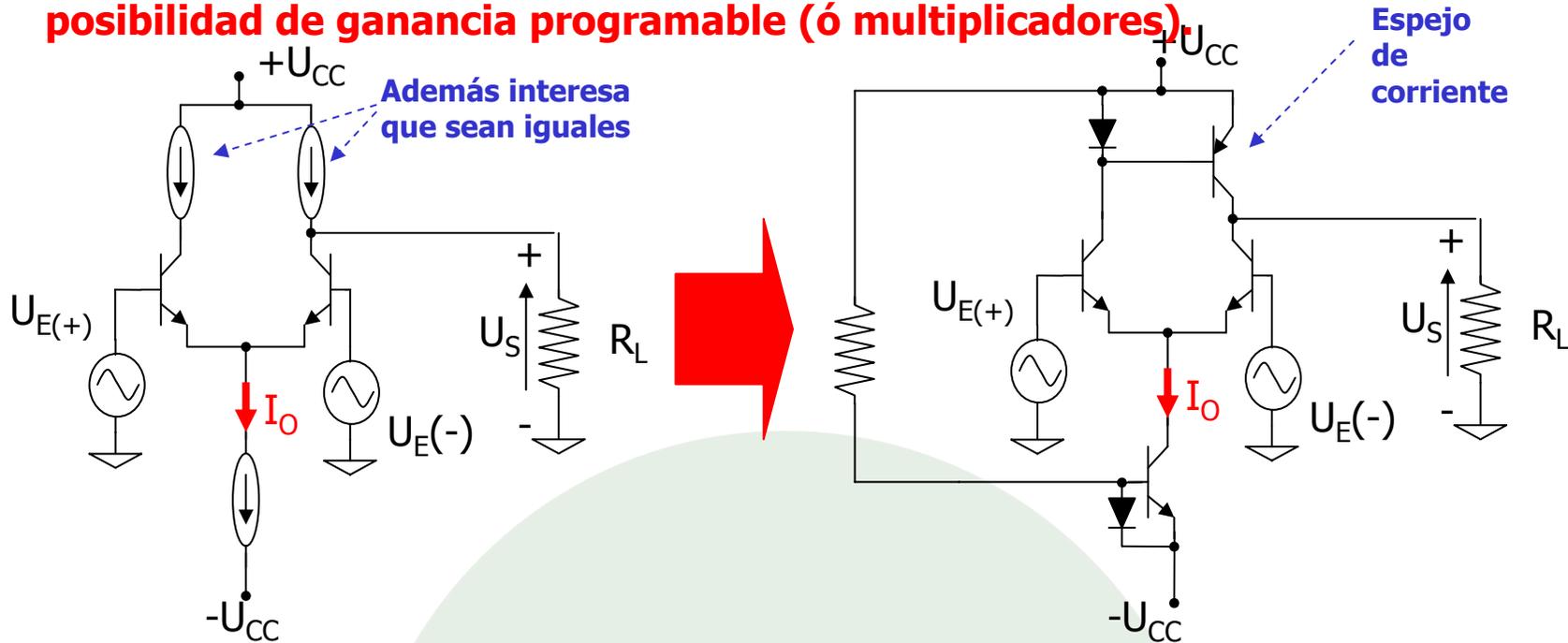
- R_1 y R_3 iguales y grandes: Simetría y ganancia elevada
- R_2 grande: para alta impedancia de entrada



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

La sustitución de resistencias de polarización por cargas activas (transistores trabajando como fuente de corriente) presenta muchas ventajas:

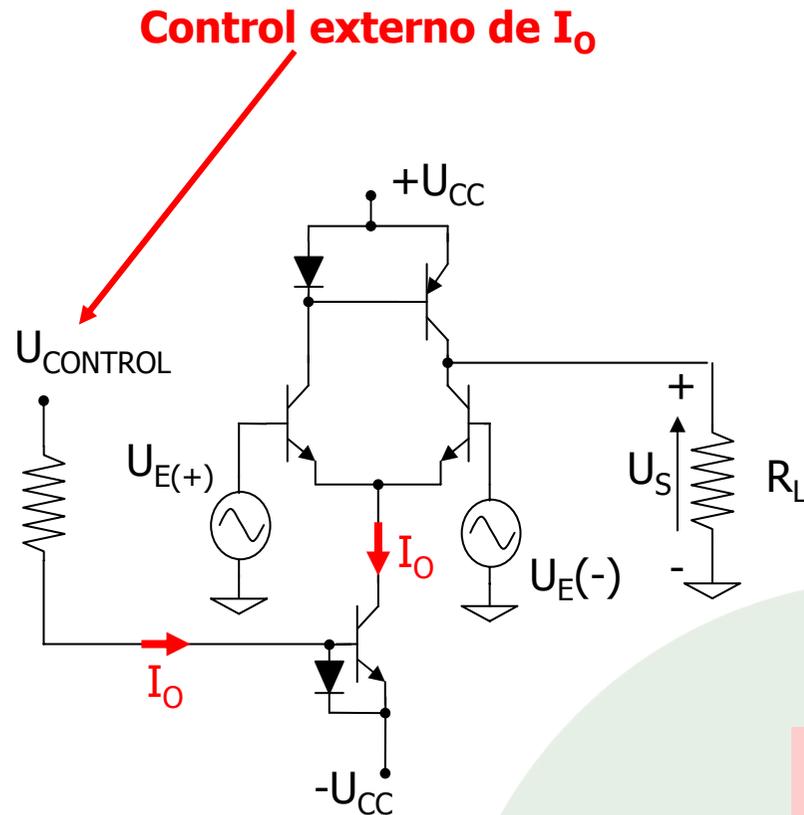
Integración más fácil, mayores ganancias, impedancia de entrada elevada, posibilidad de ganancia programable (ó multiplicadores)



**REALIZACIÓN PRÁCTICA
(Espejo de corriente para salida simple)**



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Ganancia programable y multiplicadores



Se puede demostrar:

$$A_d = cte \cdot I_O$$

$$U_S = cte \cdot I_O \cdot [V_E(+)-V_E(-)]$$

Ganancia programable

(Se aprovecha para realizar amplificadores de ganancia programable y es una alternativa a la realización de multiplicadores)

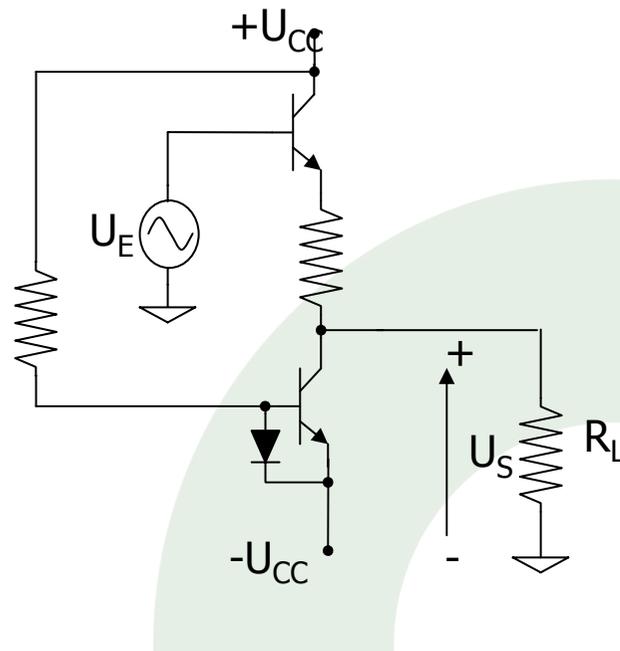


EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

La realización de una etapa diferencial con elevada ganancia y elevada impedancia de entrada no es compatible con tener una baja impedancia de salida.

Buscando elevadas ganancias y impedancias de salida baja (capacidad de entregar potencia) se incorpora una etapa intermedia (no siempre) y una etapa de salida (siempre).

La etapa intermedia (opcional) permite: acoplar impedancias, adaptar niveles de tensión y aumentar aun más la ganancia.



**POSIBLE ETAPA DE ACOPLAMIENTO
(Opcional: LM741 la tiene)**

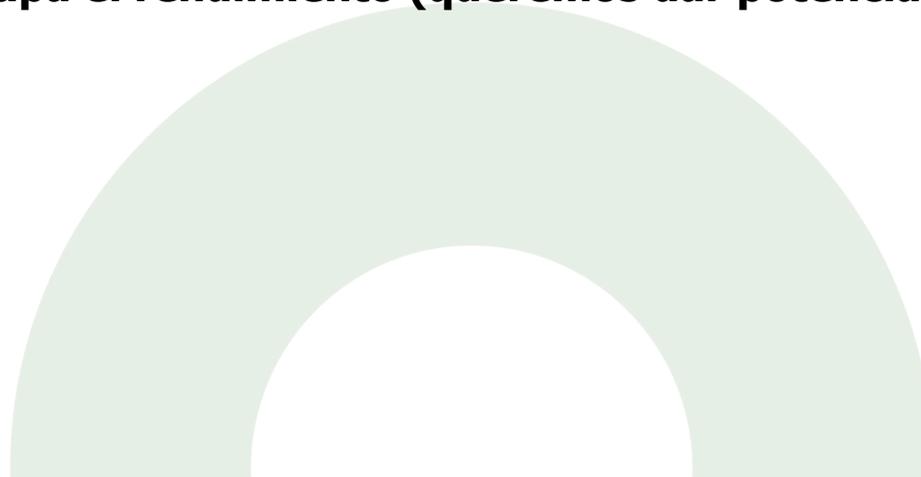


Nos encontramos con dos etapas de salida típicas:

- **Salida típica: Amplificadores de Potencia (Clase AB)**
- **Salidas en Colector abierto (Casos especiales: p.e. Comparadores)**

Centrándonos en la salida típica con un amplificador de potencia:

- **La señal de salida es grande (no podemos hablar de pequeña señal)**
- **Nos preocupa el rendimiento (queremos dar potencia a la carga)**

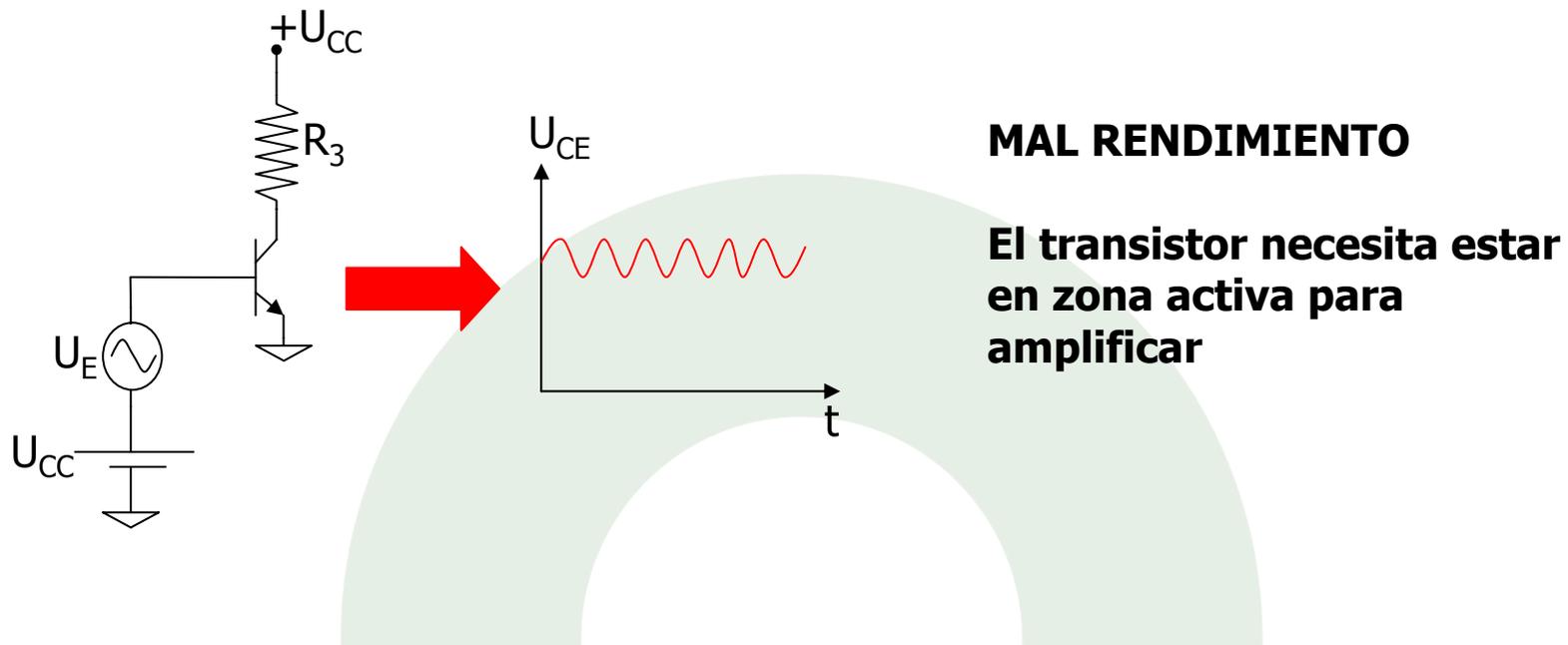




En términos de aprovechamiento energético, los amplificadores que hemos visto hasta ahora se denominan de clase A o clase AA:

Clase AA: polarizados en continua y pequeña señal

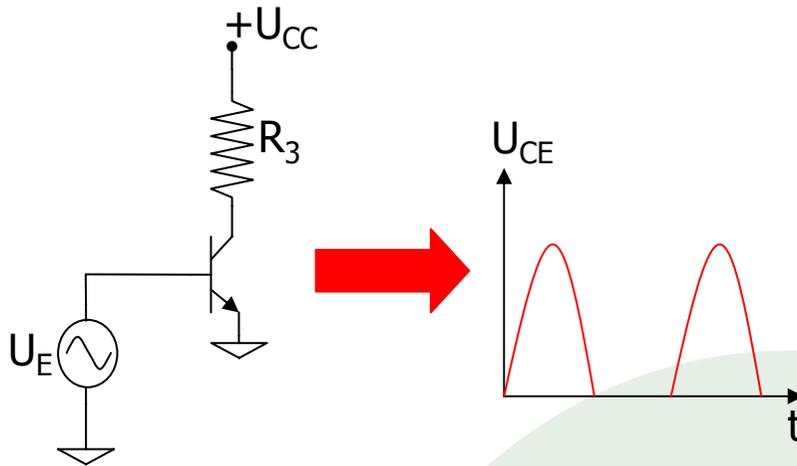
Clase A: polarizados en continua y gran señal





Si queremos aprovechar mejor la energía debemos cambiar de filosofía:

Clase B: Solo amplificamos una semionda (180°) y no polarizamos el transistor



BUEN RENDIMIENTO

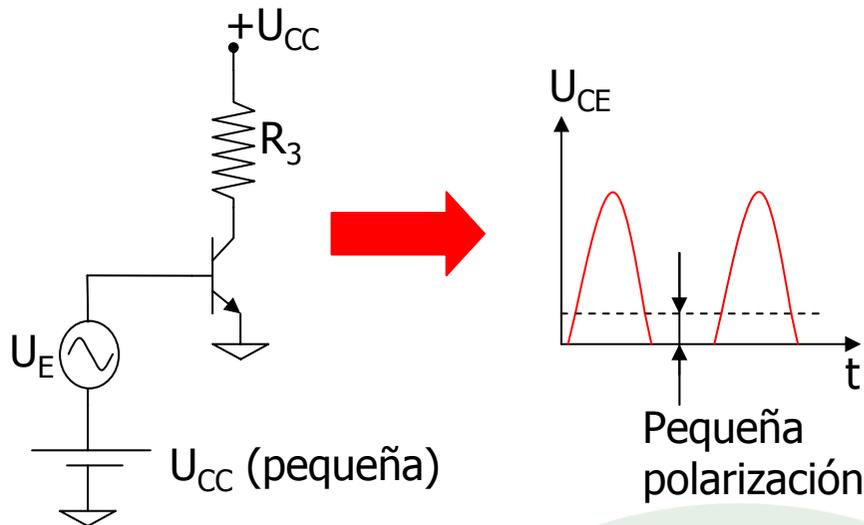
**Necesitamos dos transistores
(uno para cada semionda)**

**Pequeña distorsión debida a
las tensiones BE de los
transistores (0.6 V) -
DISTORSIÓN DE CRUCE**



Clase AB:

Amplificamos un poco mas de una semionda ($180^\circ + \Delta$) y polarizamos el transistor un poco



BUEN RENDIMIENTO

**Necesitamos dos transistores
(uno para cada semionda)**

**Eliminamos distorsión de
cruce**

**SOLUCIÓN CLÁSICA EN LOS
AO**

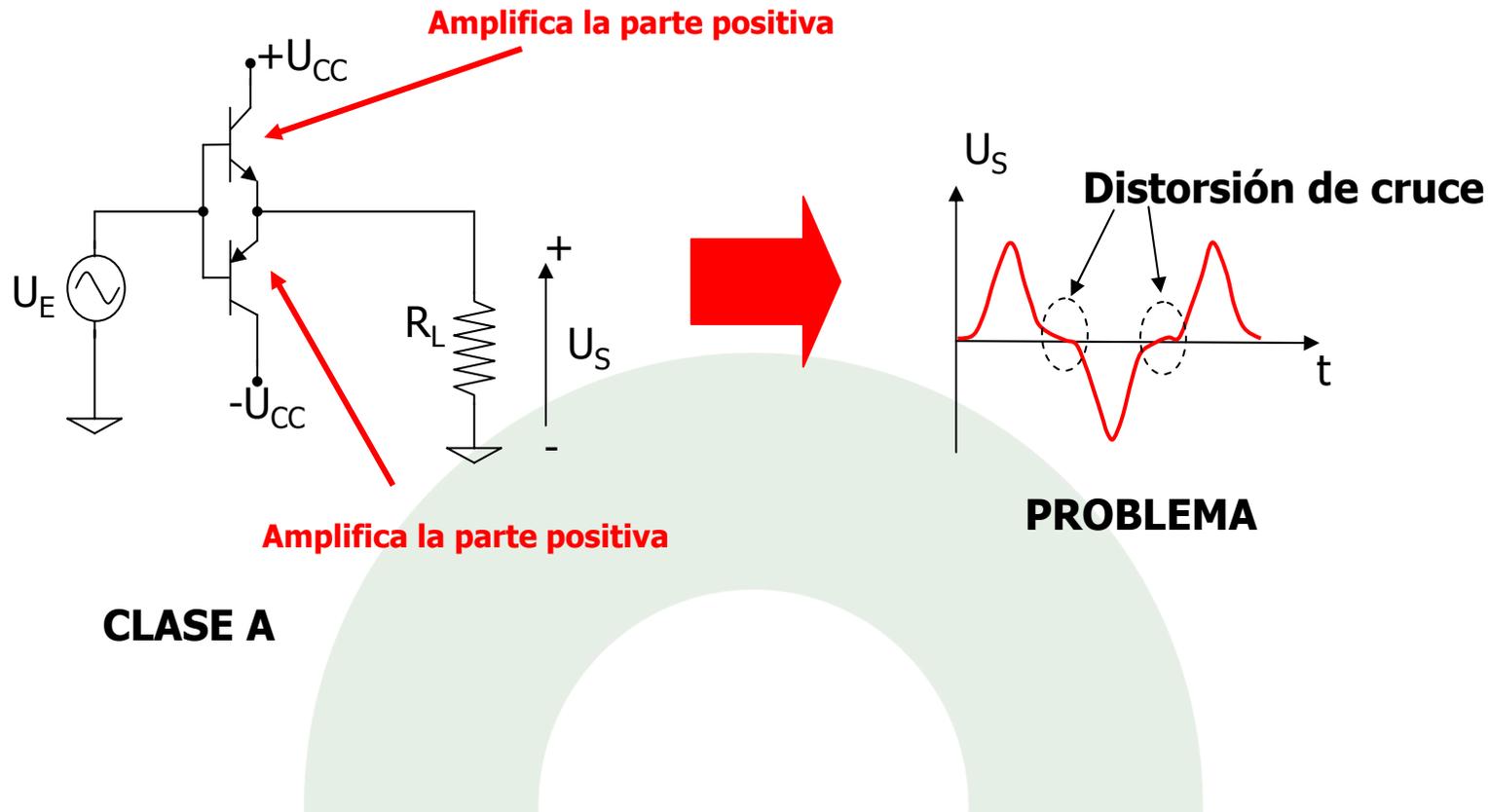
OTRAS SOLUCIONES:

Clase C (amplificar menos de una senoide) y Clase D y E (conmutados), son propios de radiofrecuencia (comunicaciones), tienen muy buen rendimiento y requieren de circuitos resonantes (L,C) para reproducir la señal.

No tienen interés para nuestro caso

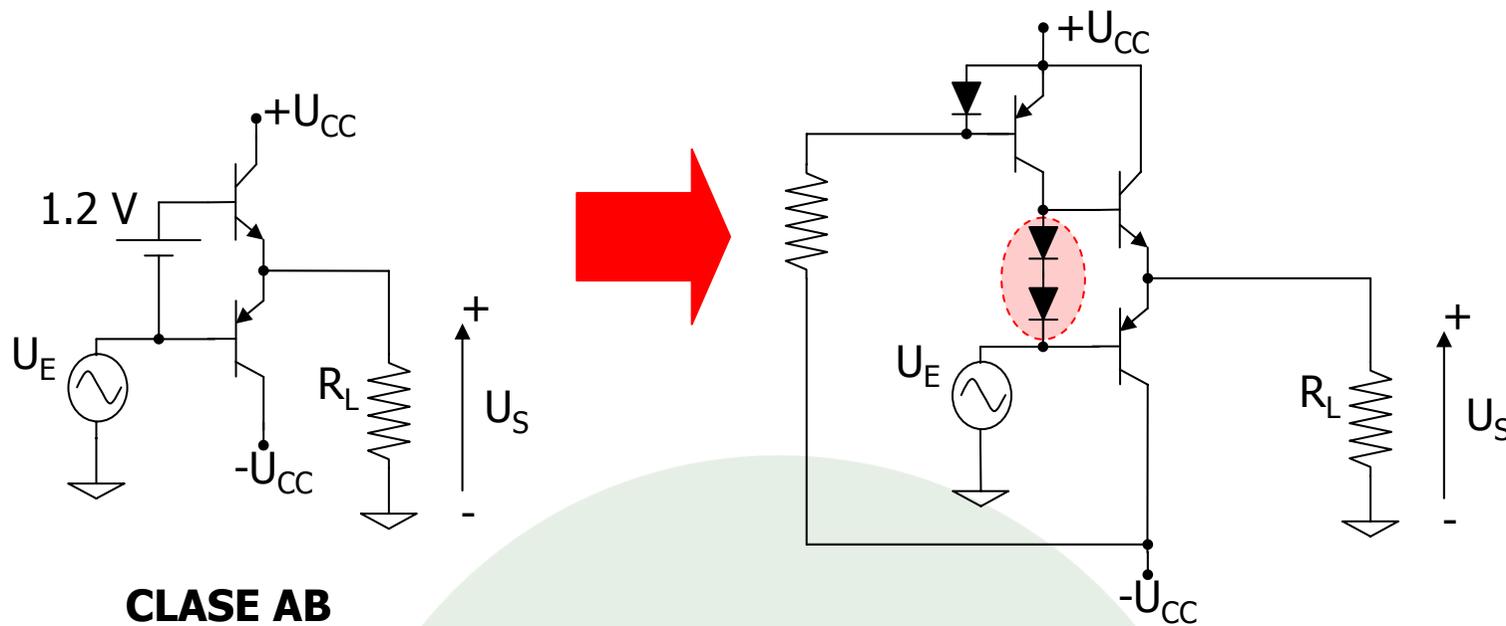


La aplicación práctica de lo dicho anteriormente a los amplificadores operacionales nos lleva a que la etapa de salida siguiente:





La modificación típica para tener una salida sin distorsión (**Clase AB**) es:



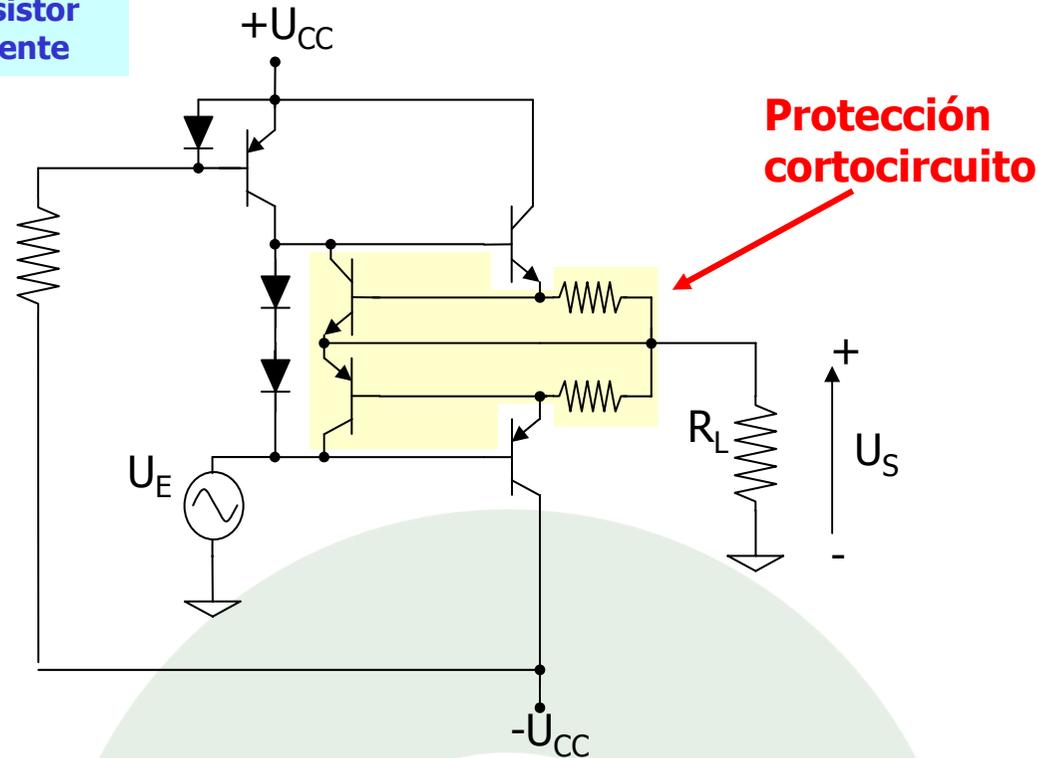
CLASE AB

IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA



Es habitual añadir a la salida una protección contra cortocircuito

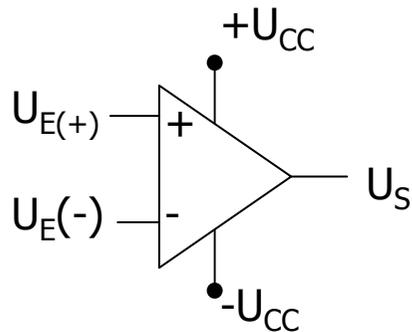
Si cae 0.6 V en la resistencia sensora actúa el transistor limitador correspondiente



**ETAPA DE SALIDA COMPLETA DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL
(CLASE AB CON PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITO)**



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL



**SÍMBOLO ESTÁNDAR DEL
AMPLIFICADOR OPERACIONAL**

La conexión en serie de estas etapas que hemos comentado se conoce como **AMPLIFICADOR OPERACIONAL (AO).**

A efectos prácticos podemos considerarlo un componente electrónico.

Hoy día para aplicaciones industriales no tiene sentido la realización de etapas amplificadoras con componentes discretos.

El AO es la base de la Electrónica Analógica en baja frecuencia.

Es mas existen multitud de circuitos integrados (algunos de los cuales iremos viendo a lo largo de la asignatura) que nos permiten implementar de forma sencilla multitud de aplicaciones.



Algunos tipos de AO clasificados por prestaciones:

Uso general:	LM741, LM301, TL081, TL082
Para Alta frecuencia:	LM318, μA715
Para Instrumentación:	LM321, μA725
De precisión:	μA714, LM321
Comparadores :	LM311, LM339, LM393
De Ganancia programable:	μA776, LM4250
De potencia:	μA791
De alta tensión:	LH0004

Algunos circuitos integrados derivados del AO de interés práctico:

LM555	Temporizador de propósito general	
LM566	Oscilador controlado por tensión	
AD633	Multiplicador de bajo precio	
AD639	Generador de ondas senoidales	
AD630	Convertor tensión-frecuencia	
XR-215A	PLL (Conversión f/v y v/f)	"PLL = Phase-Locked Loop"
LM565	PLL (Conversión f/v y v/f)	



Algunos fabricantes relevantes:

LM	National Semiconductor (www.national.com)
TL	Texas Instruments (www.ti.com)
uA	Fairchild (http://www.fairchildrf.com/home/default.asp)
NE/SE	Signetics (www.signetics.com)
XR	Exar (www.exar.com)
MC	Motorola (e-www.motorola.com)

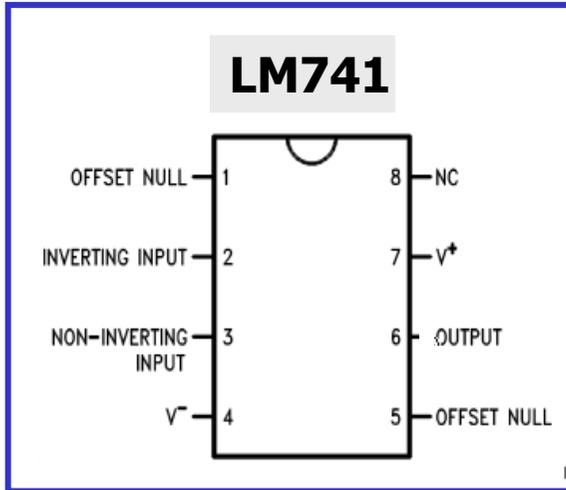
Se sugiere la consulta de estas páginas. (p.e. la de Texas Instruments trae mucha información sobre AO)



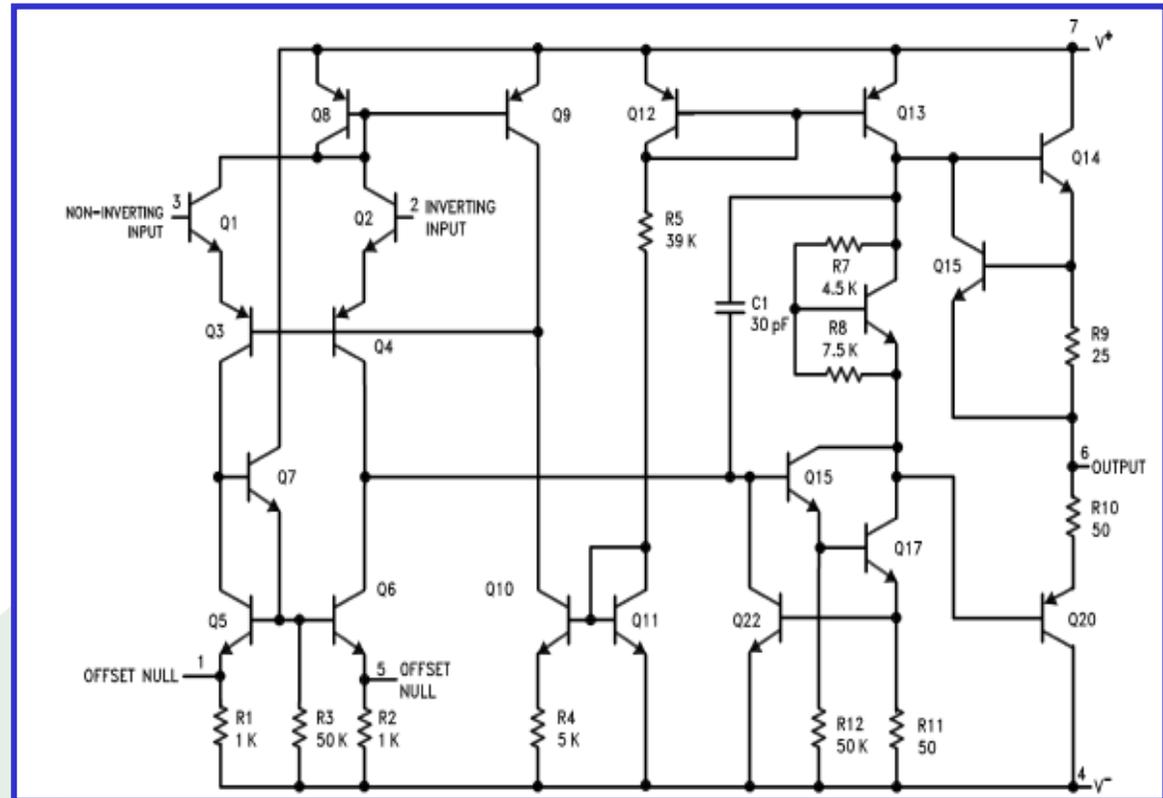
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Ejemplos característicos

LM741

Amplificador operacional de propósito general



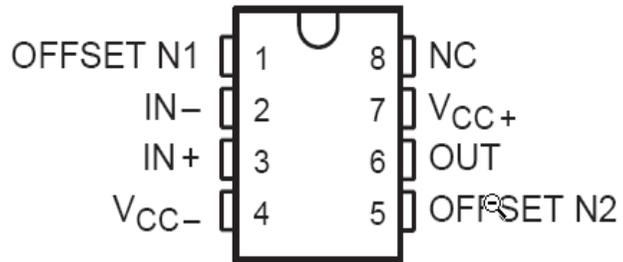
**ENCAPSULADO
DIP-8**





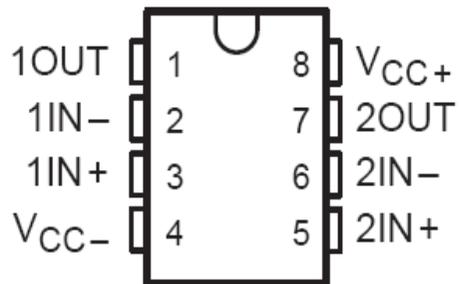
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

TL081



(*) Fijarse que el TL081 es compatible e intercambiable con el LM741

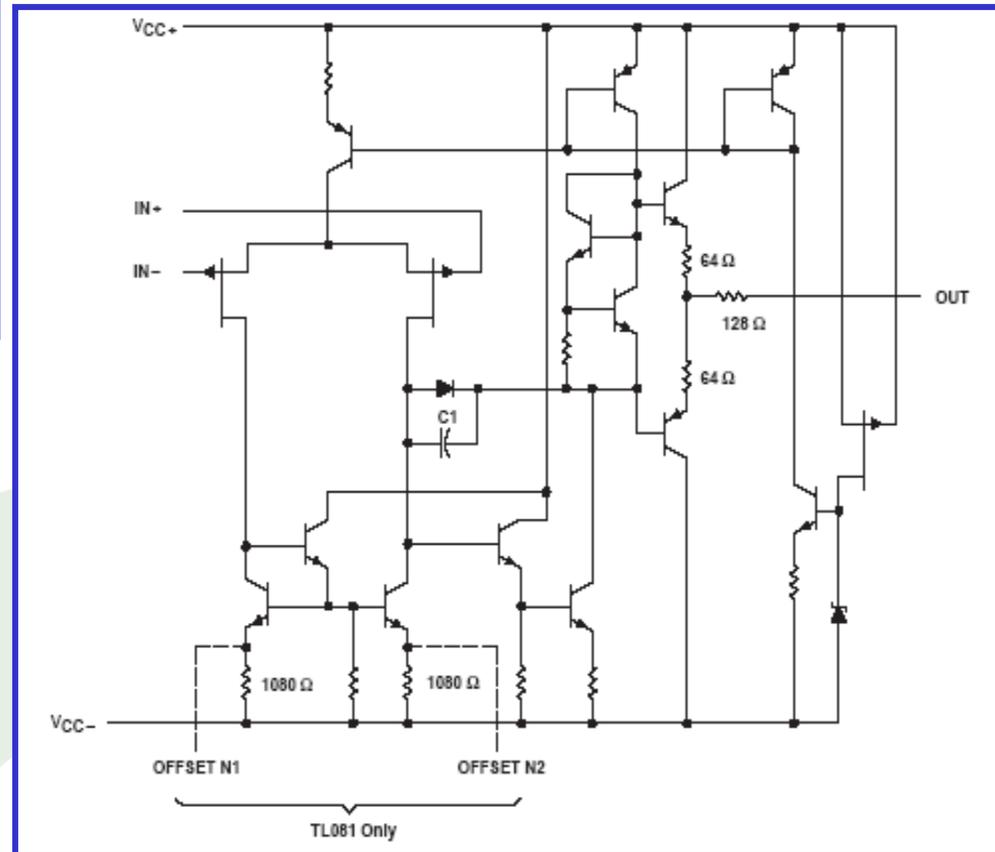
TL082



(*) El TL082 tiene dos TL081 en el mismo encapsulado

TL081 y TL082

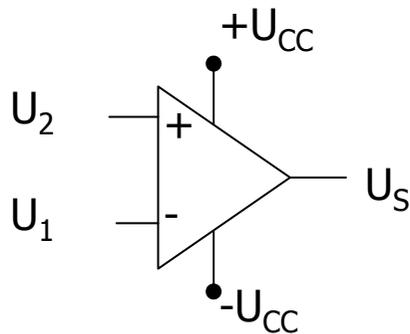
Amplificador operacional con entrada FET





EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

Algunos comentarios deben realizarse en relación con el AO el cual a partir de este momento, podemos considerarlo un nuevo componente.



La entrada U_2 la denominaremos entrada no inversora.
La entrada U_1 la denominaremos entrada inversora.

Como elemento ideal consideraremos:

- 1.- **La impedancia de entrada es ∞ .** Es decir despreciaremos las corrientes por las entradas.
- 2.- **La impedancia de salida es cero.** Es decir teóricamente puede aportar toda la corriente que haga falta.
- 3.- **La ganancia diferencial es ∞ .**

$$U_S = A_d \cdot (U_2 - U_1) \quad A_d \longrightarrow \infty$$



En relación con este comportamiento ideal vamos a hacer alguna matización:

- 1.- Las corrientes de polarización de la etapa diferencial son realmente muy pequeñas (del orden de 80 nA para el LM741). Aun mas, para los dispositivos con entrada JFET como el TL081 (del orden de 30 pA).**
- 2.- La capacidad de entregar corriente del AO no es infinita. De hecho las capacidades de corriente de salida es del orden de mA (25 mA para el LM741)**
- 3.- Respecto a la ganancia A_d debemos hacer dos comentarios:**

SIMETRÍA

En general en un amplificador diferencial se cumple: $U_s = K_2 \cdot U_2 - K_1 \cdot U_1$
Donde K_2 y K_1 no son necesariamente iguales. Si colocamos la expresión de otra forma:

$$U_s = \frac{K_2 + K_1}{2} \cdot (U_2 - U_1) + (K_2 - K_1) \cdot \frac{(U_2 + U_1)}{2}$$

Ganancia diferencial (A_d) **Tensión diferencial** **Ganancia Modo común (A_c)** **Tensión Modo Común**



Si identificamos términos podemos obtener:

$$K_2 = A_d + \frac{A_c}{2} \qquad K_1 = A_d - \frac{A_c}{2}$$

Afortunadamente la etapa diferencial de un AO integrado es muy simétrica y la ganancia en modo común es muy pequeña.

P.e. para el LM741 $\frac{A_d}{A_c} = 80 \text{ dB} = 10.000 \text{ p.u.}$ (Parámetro CMRR
Razón de rechazo de Modo común)

Podemos pues considerar sin error significativo que solo tenemos A_d .

$$U_s = A_d \cdot (U_2 - U_1)$$



Otra consideración es la de $A_d = \infty$

$$U_s = A_d \cdot (U_2 - U_1)$$

En la práctica A_d es grande (mas de 100 dB para el TL081) a frecuencia bajas.

A medida que aumentamos la frecuencia la ganancia disminuye:

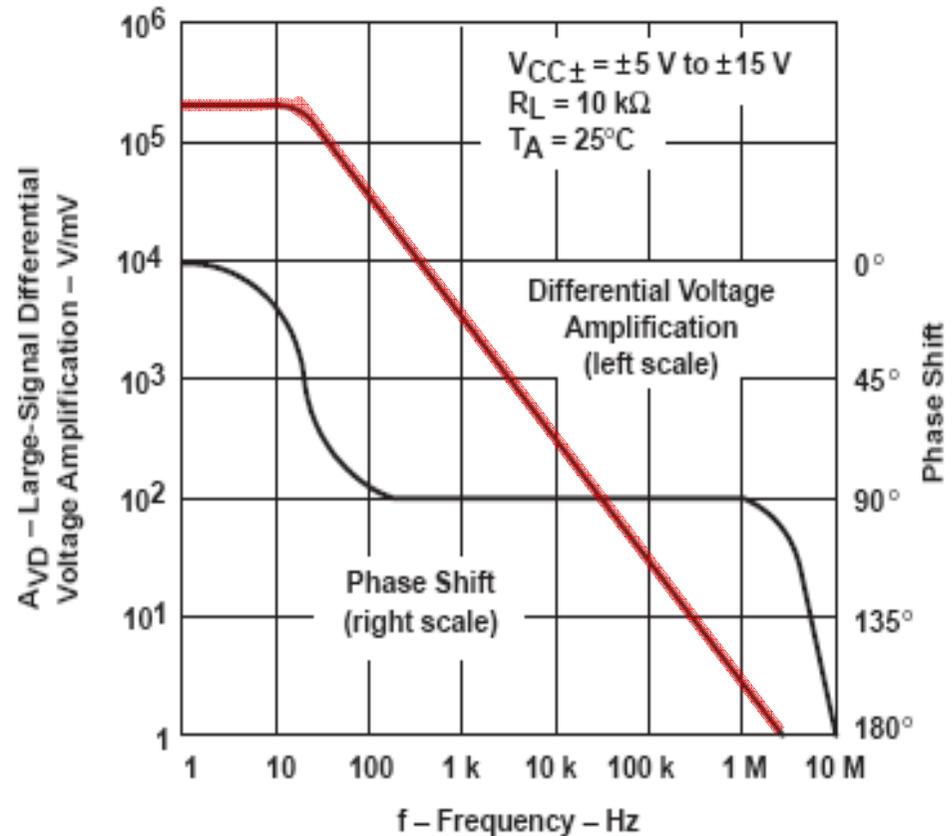
1ª Frecuencia de corte (polo) a 20 Hz

2ª Frecuencia de corte (polo) a 2 MHz

IMPORTANTE

Fijarse que a 1MHz la ganancia está entorno a 1 (¡¡Ya no es muy grande!!)

GANANCIA PARA EL TL081





Fijarse que al ser la ganancia A_d muy elevada si:

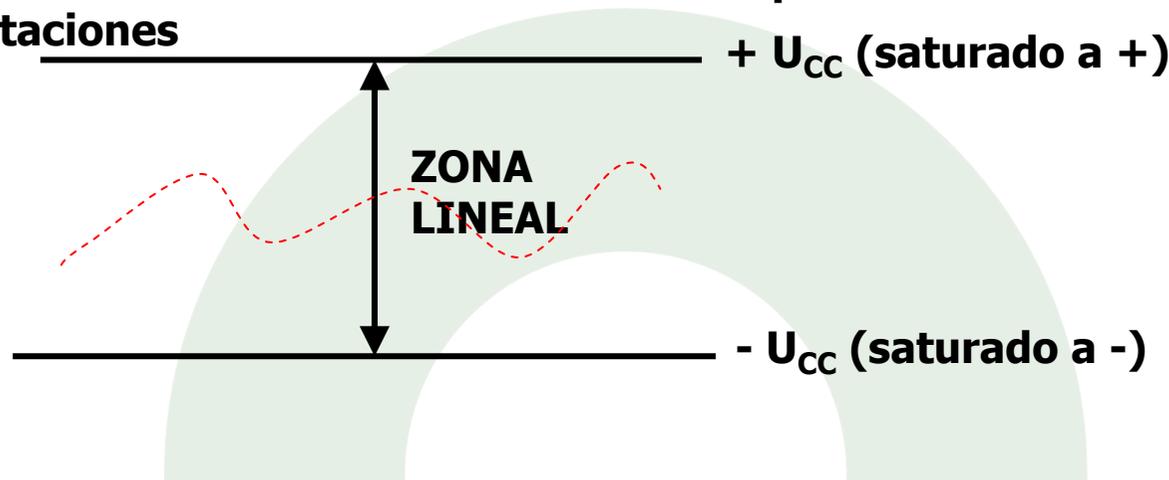
$U_2 > U_1$ entonces $U_s = +\infty$ (a efectos prácticos $U_s = +U_{CC}$)

$U_2 < U_1$ entonces $U_s = -\infty$ (a efectos prácticos $U_s = -U_{CC}$)

Se dice que el amplificador trabaja a saturación.

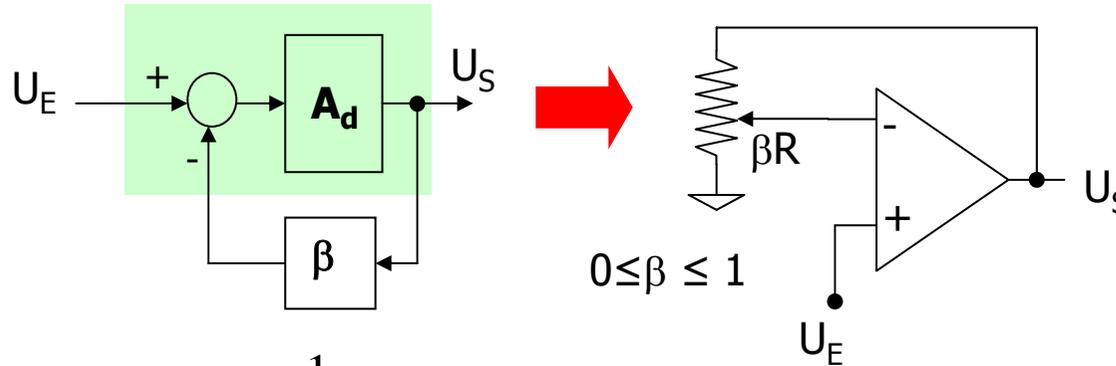
ZONA LINEAL

Solamente si conseguimos que $U_2 = U_1$ (realimentación o regulación) podremos obtener tensiones de salida comprendidas entre las alimentaciones





Símil entre teoría de sistemas y la teoría del AO



$$\frac{U_S}{U_E} = \frac{A_d}{1 + A_d \cdot \beta} = \frac{\frac{1}{\beta}}{1 + \frac{\beta}{A_d}} = \frac{A_o}{1 + \frac{\beta}{A_d}}$$

Comportamiento con AO ideal (pointing to A_o)

Realimentación (pointing to $\frac{\beta}{A_d}$)

Si $A_d \gg 1/\beta$ entonces:

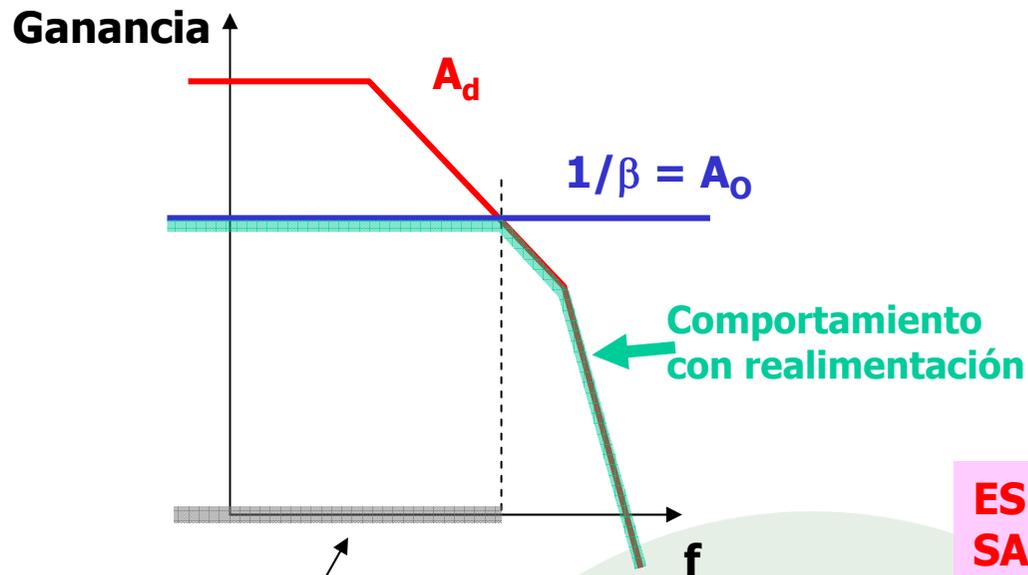
$$\frac{U_S}{U_E} \approx \frac{1}{\beta}$$

Si $A_d \ll 1/\beta$ entonces:

$$\frac{U_S}{U_E} \approx A_d$$



Gráficamente tenemos:

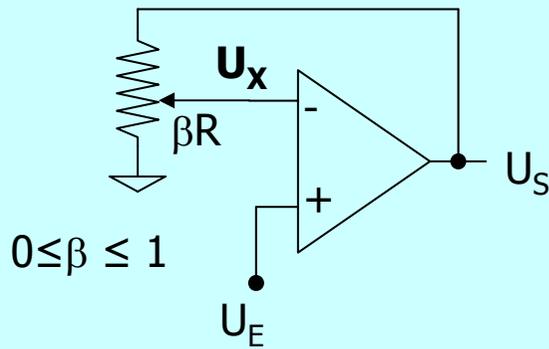


**ZONA DE
COMPORTAMIENTO
IDEAL**

**ES IMPORTANTE PARA
SABER HASTA DONDE
PODEMOS CONSIDERAR
IDEAL EL AO**



Realimentación negativa



NEGATIVA

Operación estable.

Si

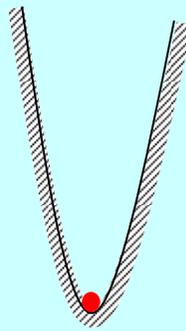
U_S aumenta

entonces

U_x aumenta

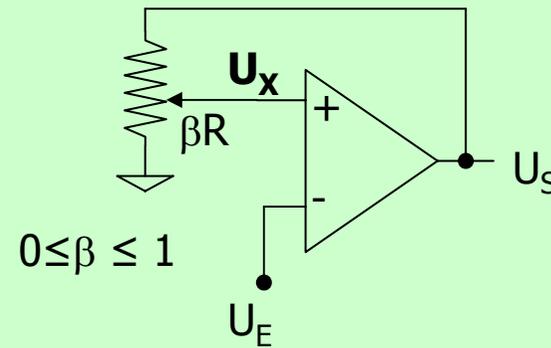
entonces

U_S disminuye



EQUILIBRIO

**La realimentación positiva
tiene aplicación en
comparadores**



POSITIVA

Operación inestable.

Si

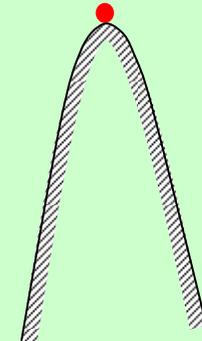
U_S aumenta

entonces

U_x aumenta

entonces

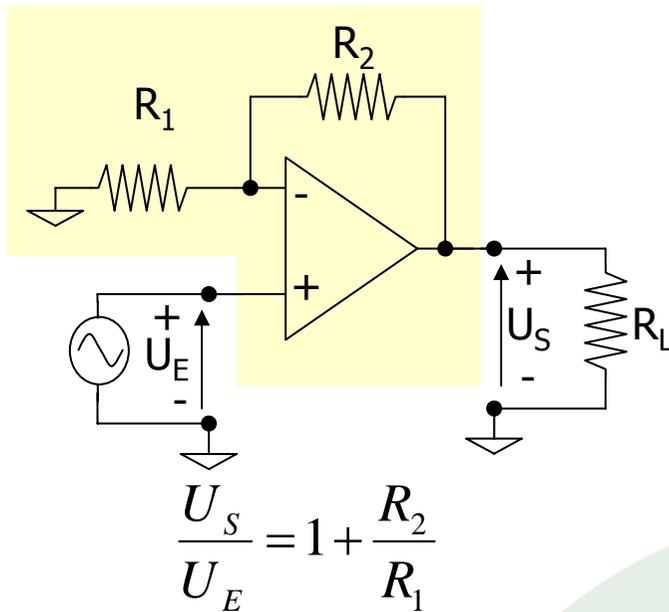
U_S aumenta



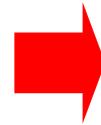
ACABA SATURÁNDOSE



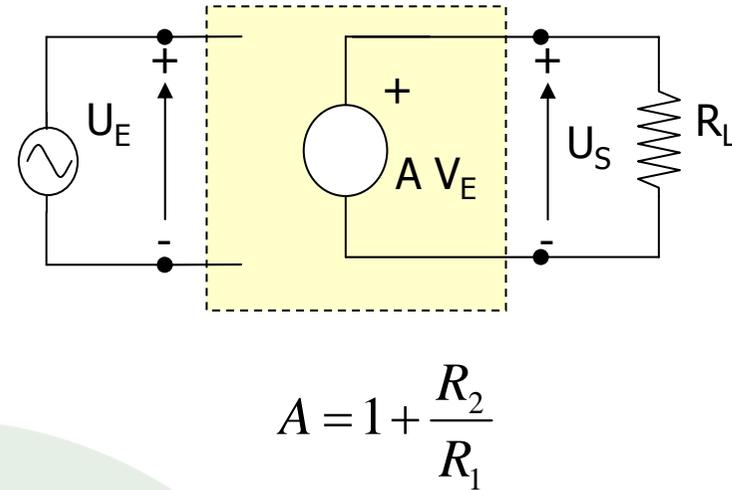
Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO



**AMPLIFICADOR DE
GANANCIA
POSITIVA**



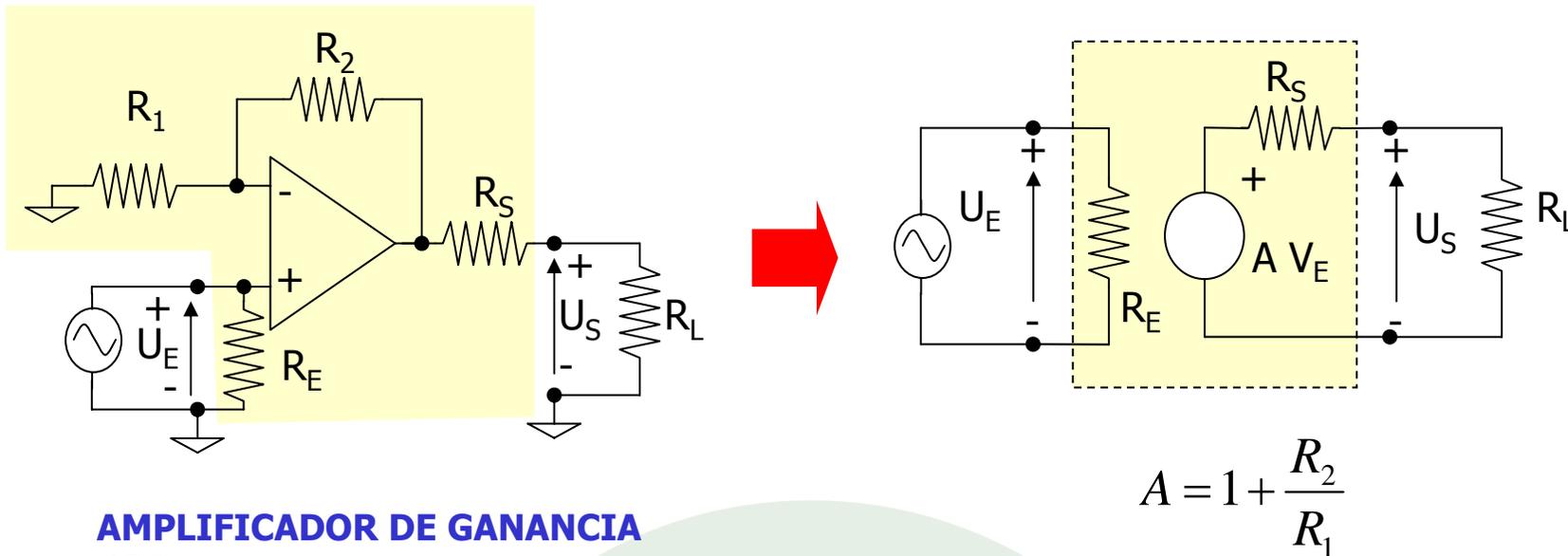
AMPLIFICADOR IDEAL DE TENSIÓN



**MONTAJE BÁSICO PARA
REALIZAR AMPLIFICADORES DE
TENSIÓN**



Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO

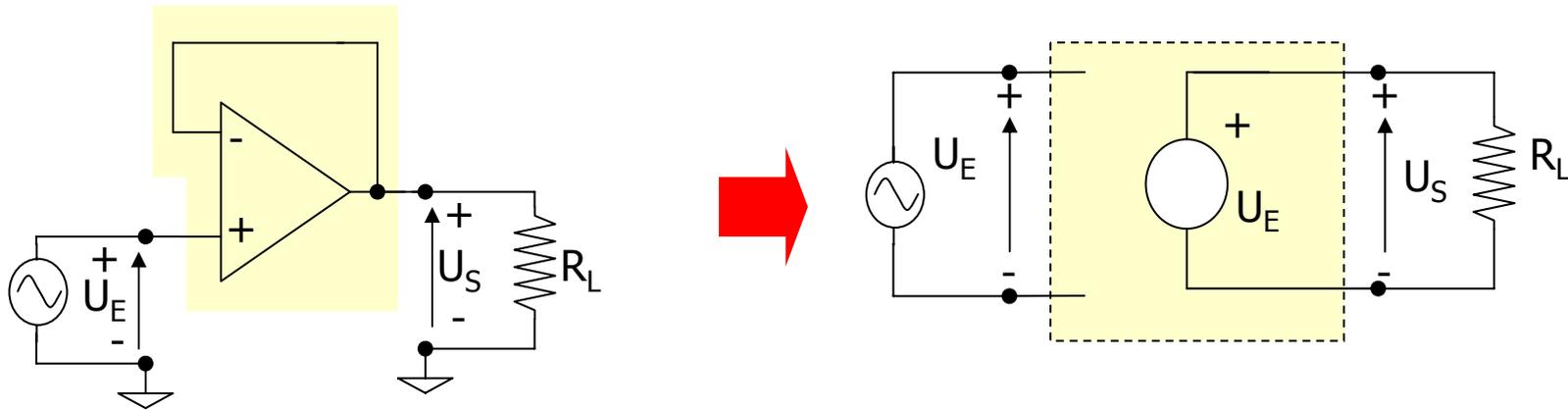


**AMPLIFICADOR DE GANANCIA
POSITIVA
CON R_E Y R_S**

**Fijarse que es posible añadirle condensadores serie y paralelo para limitar el ancho de banda lo que se estime oportuno.
(se sugiere como ejercicio y evaluar las distintas opciones)**



Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO



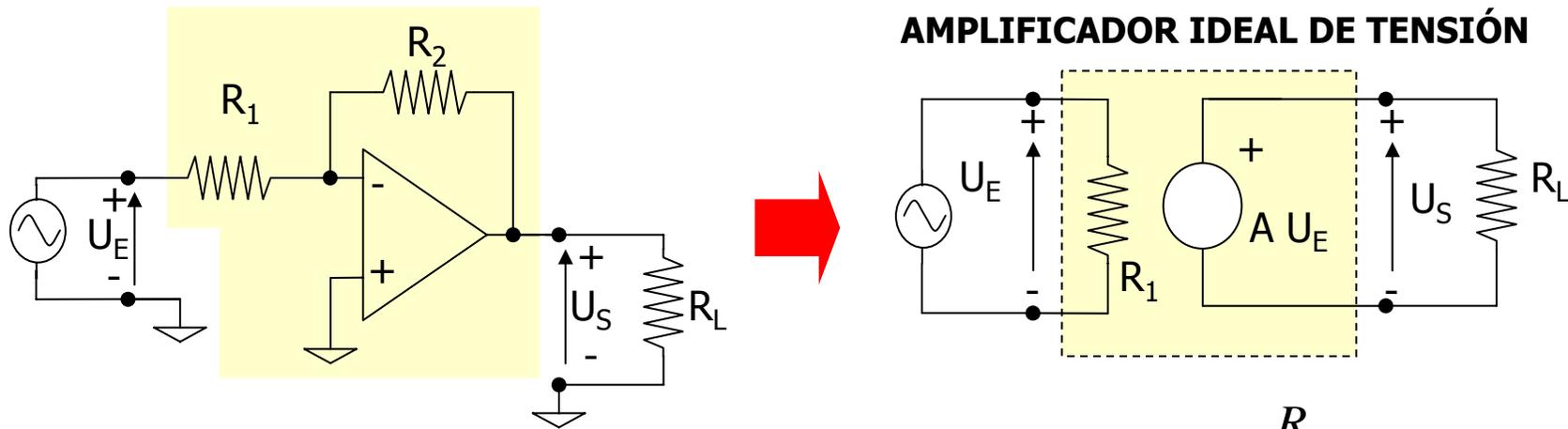
$$\frac{U_S}{U_E} = 1$$

**AMPLIFICADOR DE
GANANCIA UNIDAD
(SEGUIDOR DE
EMISOR)**

**Se pueden añadir igualmente R_E ,
 R_S y las frecuencias de corte que
se estimen oportunas.**



Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO



$$\frac{U_S}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

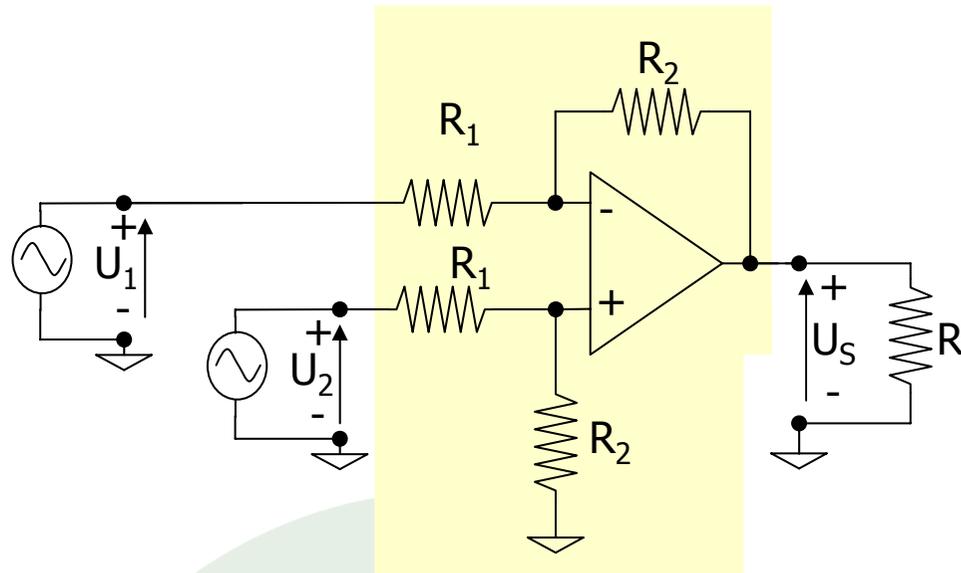
**AMPLIFICADOR DE
GANANCIA
NEGATIVA**





EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Amplificador diferencial

Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO

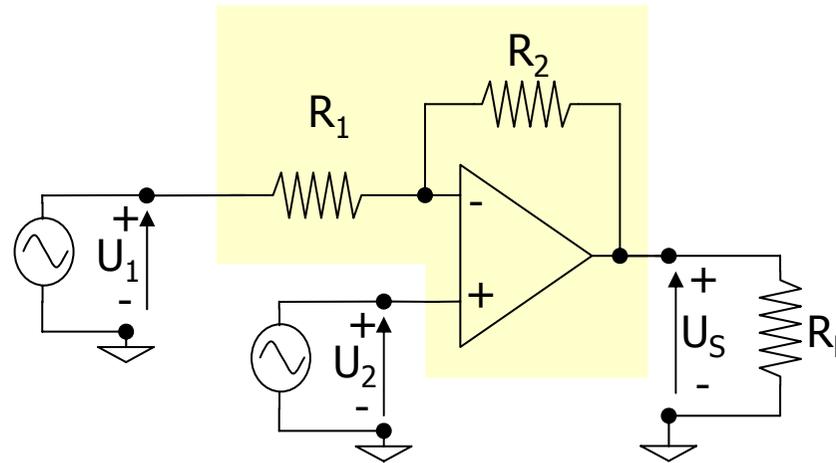


$$U_s = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_2 - U_1)$$

**AMPLIFICADOR DIFERENCIAL
(RESTADOR - NORMALIZADOR)**



Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO



$$U_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_1$$

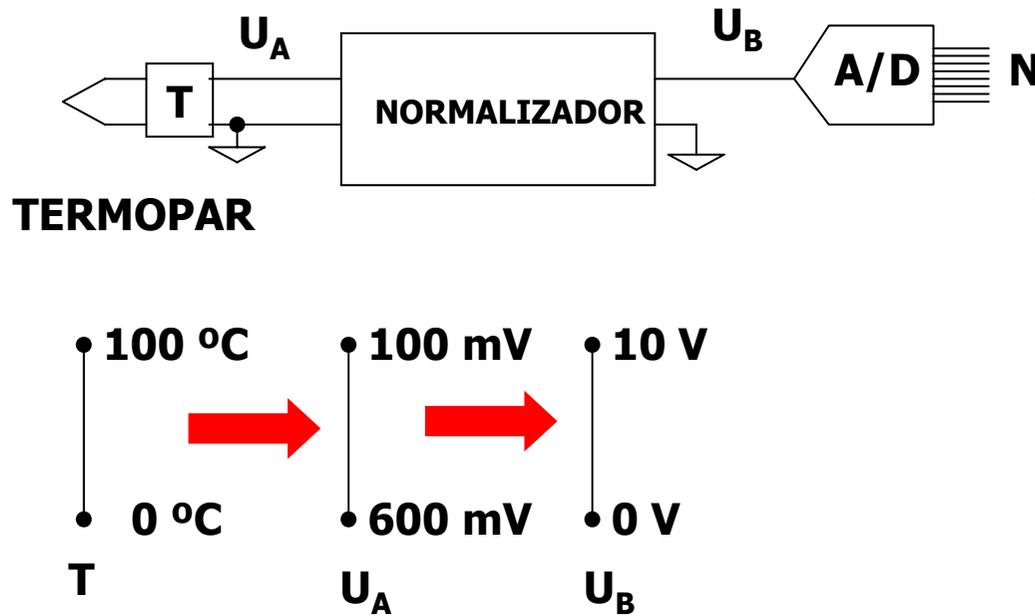
**AMPLIFICADOR
NORMALIZADOR**

NOTA:

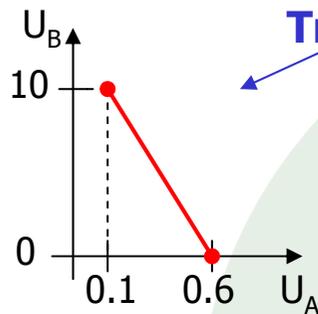
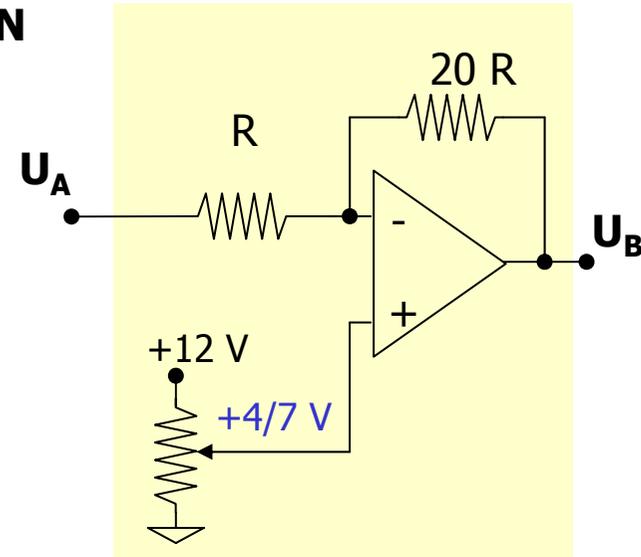
Este circuito y el anterior son especialmente interesantes para la función de normalizar rangos de tensiones



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:
Ejemplo de normalización



Realización práctica



Transformación lineal

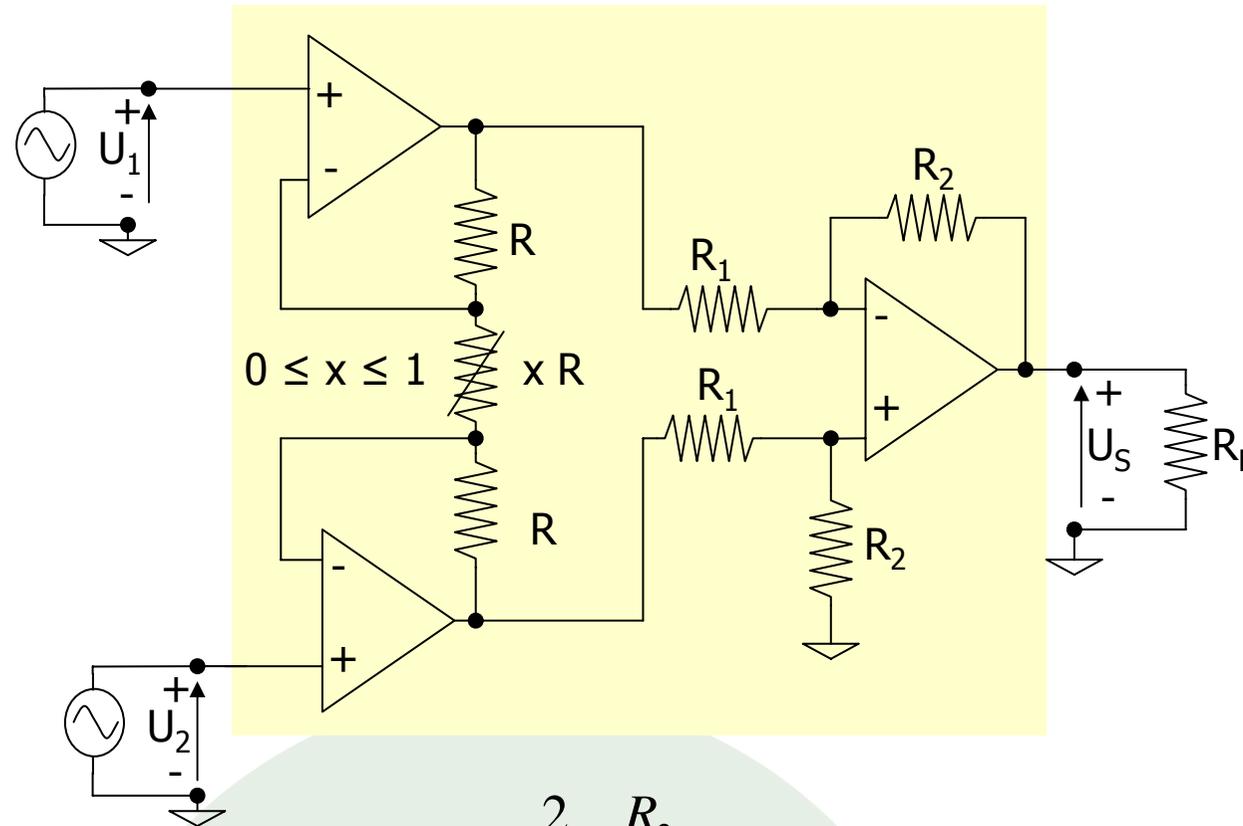
$$U_B = 12 - 20 \cdot U_A$$

Circuito normalizador

$$U_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_1$$



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Amplificador diferencial de instrumentación



$$U_s = \left(1 + \frac{2}{x}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_2 - U_1)$$

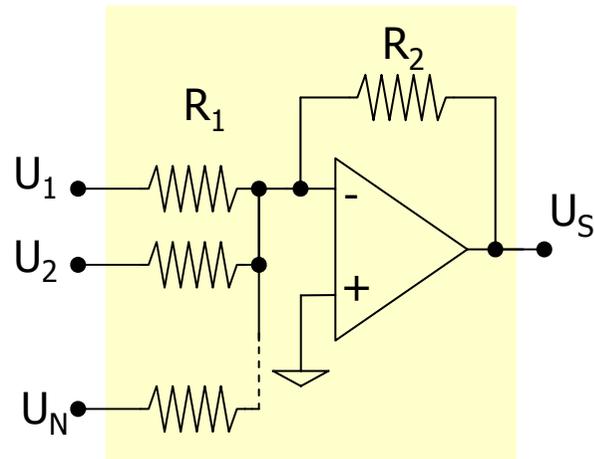
$$0 \leq x \leq 1$$

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE INSTRUMENTACIÓN



Universidad
de Oviedo

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Sumador analógico

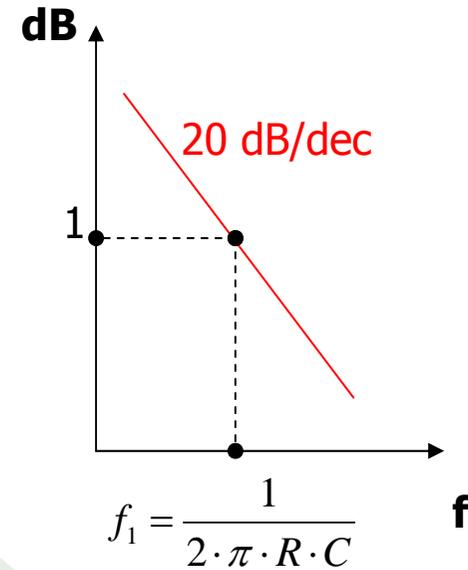
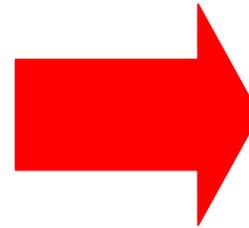
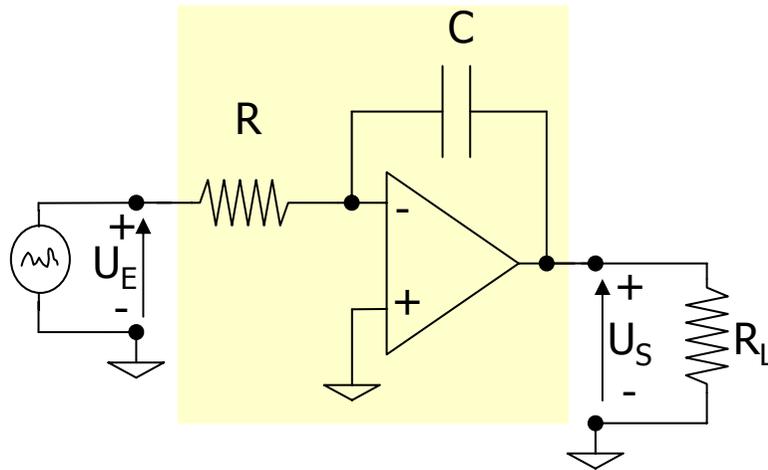


$$U_S = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \sum_{i=1}^N U_i$$

SUMADOR ANALÓGICO



**En los montajes anteriores es posible cambiar las resistencias (R) por impedancias(Z)
Un caso de interés es la realización de un integrador analógico**



$$U_S(t) = U_S(0) - \frac{1}{RC} \cdot \int_{t=0}^{t=t} U_E(t) \cdot dt$$

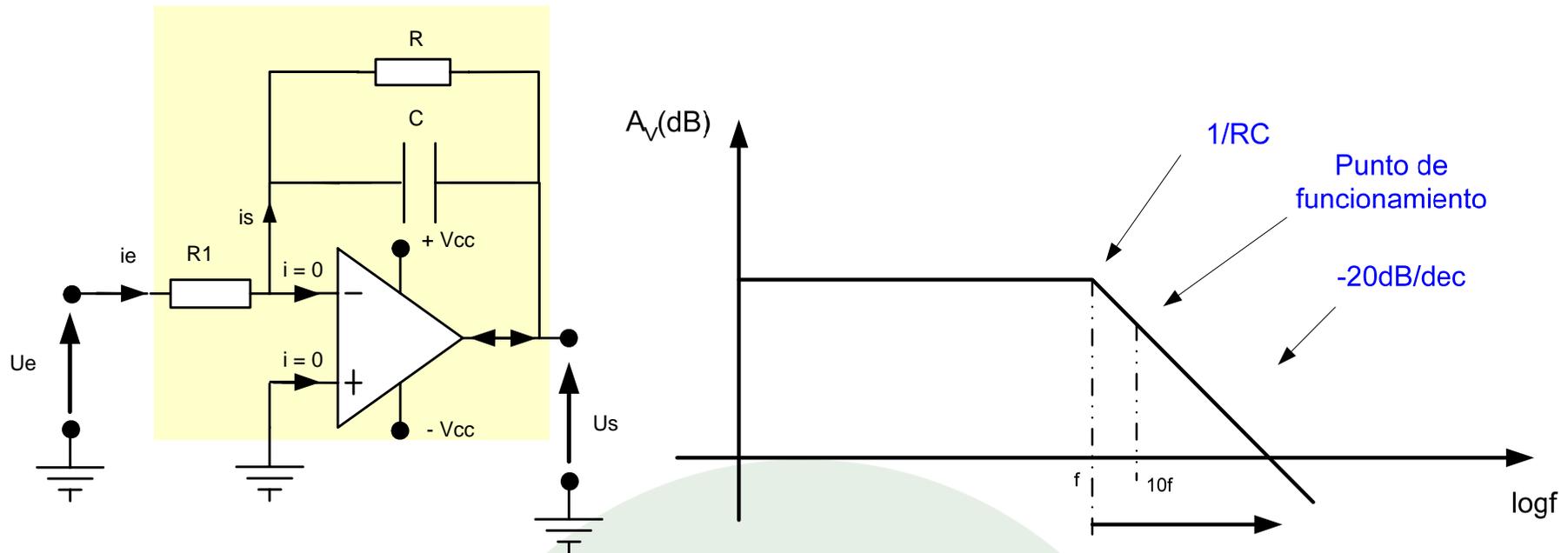
Notar que: $U_S(0) = -U_C(0)$

INTEGRADOR ANALÓGICO

**Representación del
integrador en el
dominio de la
frecuencia**



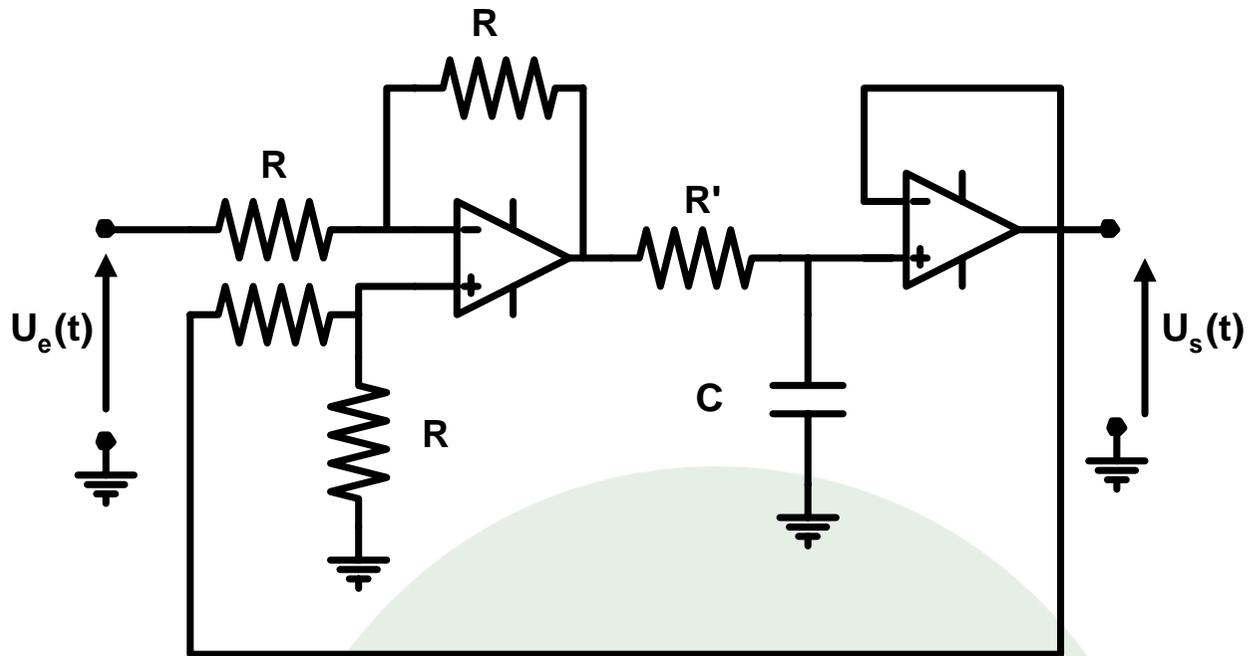
INTEGRADOR REAL

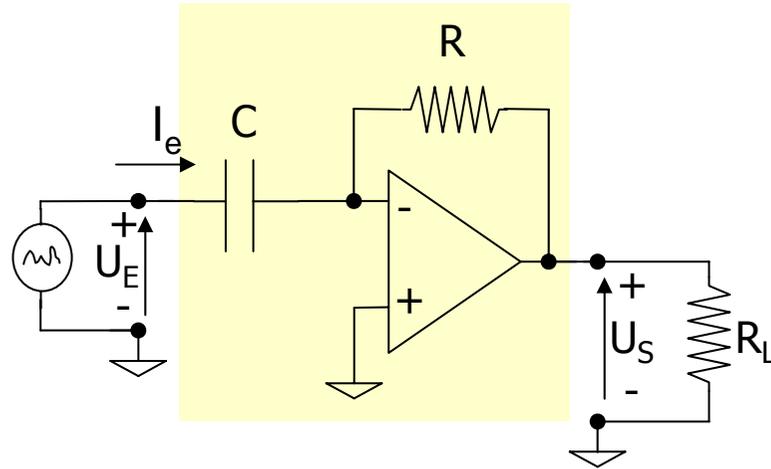


RC se diseña de forma que funcione $10f$ siendo f la frecuencia de corte o polo $1/RC$



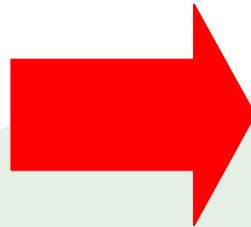
Determinar la relación entre U_s y U_e





$$i_e(t) = C \cdot \frac{dU_e}{dt}$$

$$U_S = -R \cdot i_e$$



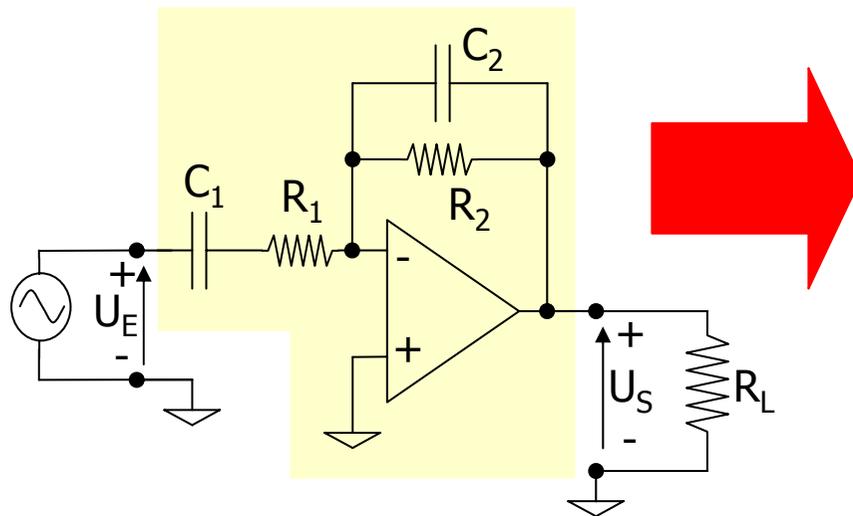
$$U_S = -R \cdot C \cdot \frac{dU_e}{dt}$$

DERIVADOR ANALÓGICO



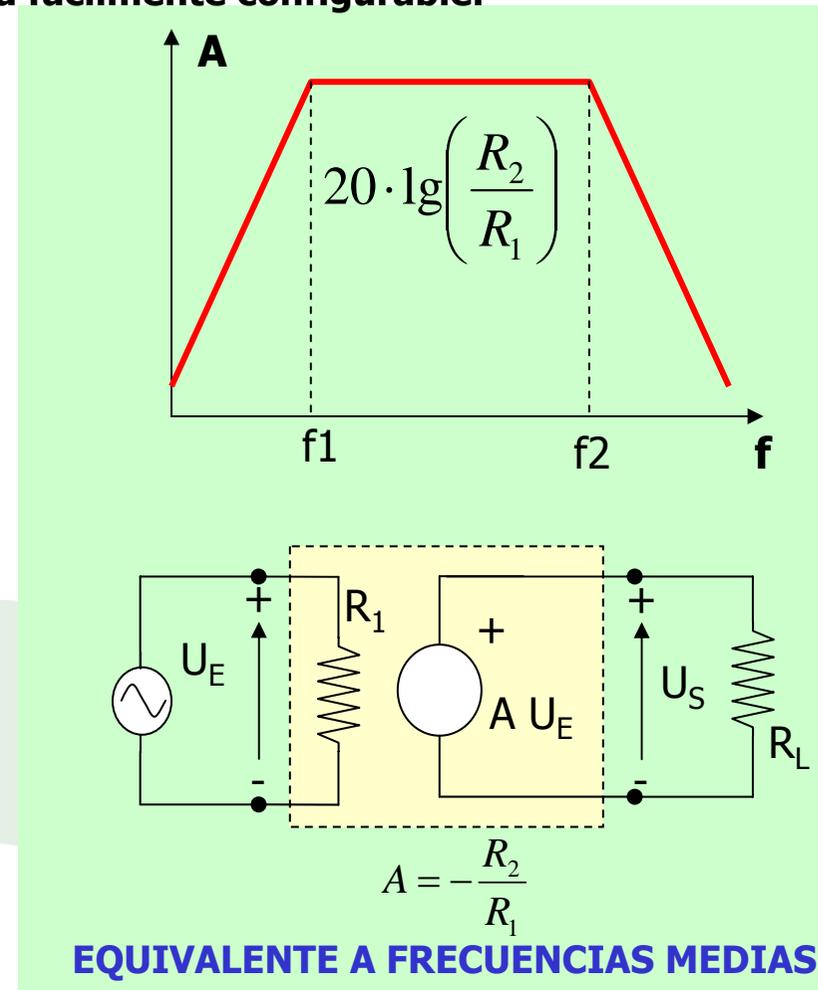
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Amplificador de Banda Ancha

Otro ejemplo **muy interesante** surge la incluir condensadores en la red de realimentación del amplificador inversor (tal y como se indica en la figura).
Obtenemos un amplificador de Banda Ancha fácilmente configurable.



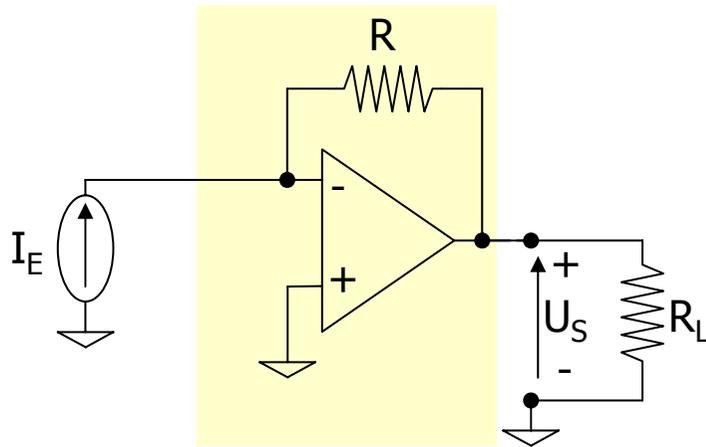
$$f1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_1} \quad f2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_2}$$

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_1}{(1 + j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_1) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot C_2 \cdot R_2)}$$





Realización de Amplificadores de tensión básicos con el AO

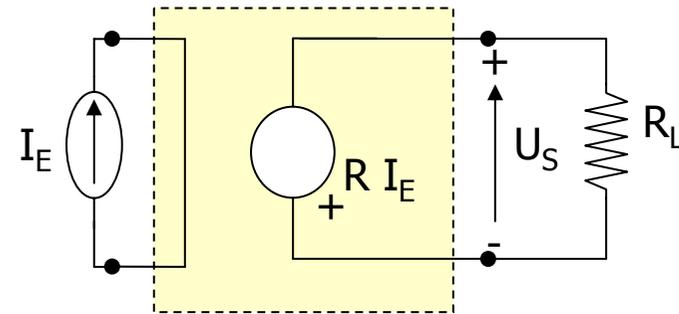


$$\frac{U_S}{I_E} = -R$$

CONVERSIÓN I/V



AMPLIFICADOR IDEAL DE TRANS-RESISTENCIA

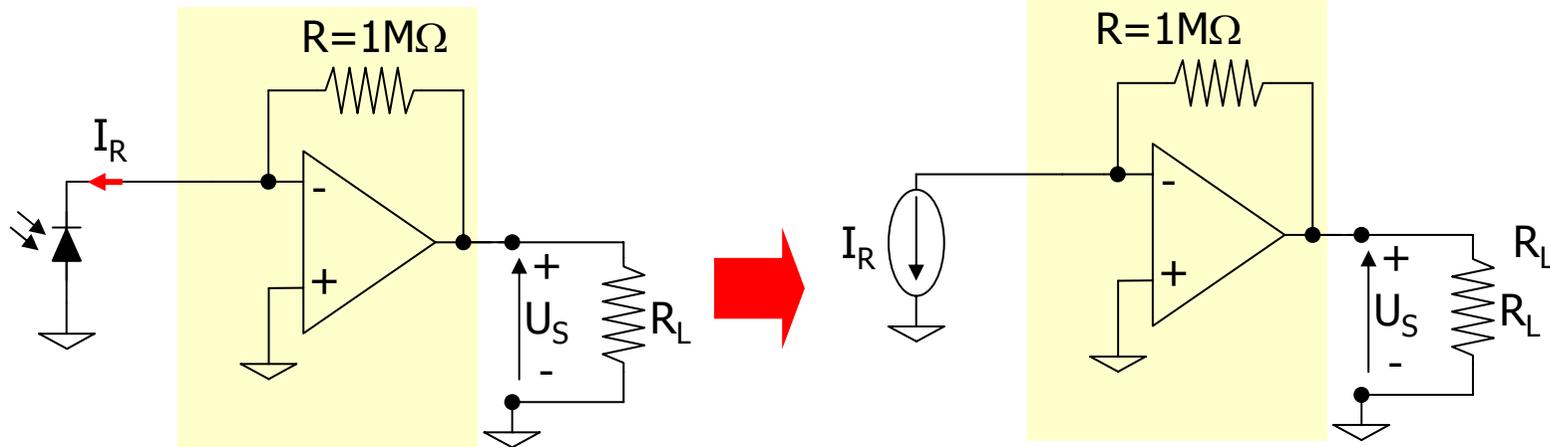


$$A = -R$$

(Notar el desfase de 180°)



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:
Ejemplo de uso (conversión I/V)



**Fotodiodo
BPW21**

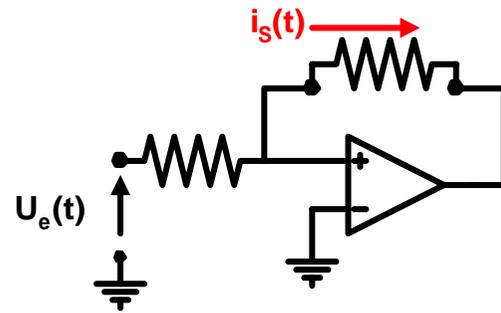
$$I_R [nA] = 2 + 10 \cdot L [lx]$$

$$U_S [mV] = R \cdot I_R = 2 + 10 \cdot L [lx]$$

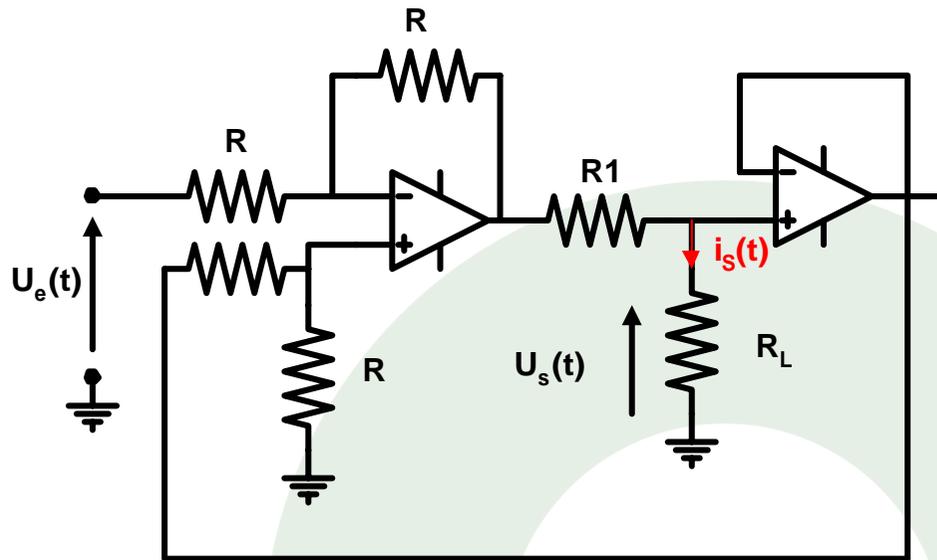
**Algo parecido puede hacerse con un diodo normal para medir temperatura.
(Corriente de fugas de un diodo se duplica cada 10°C)**



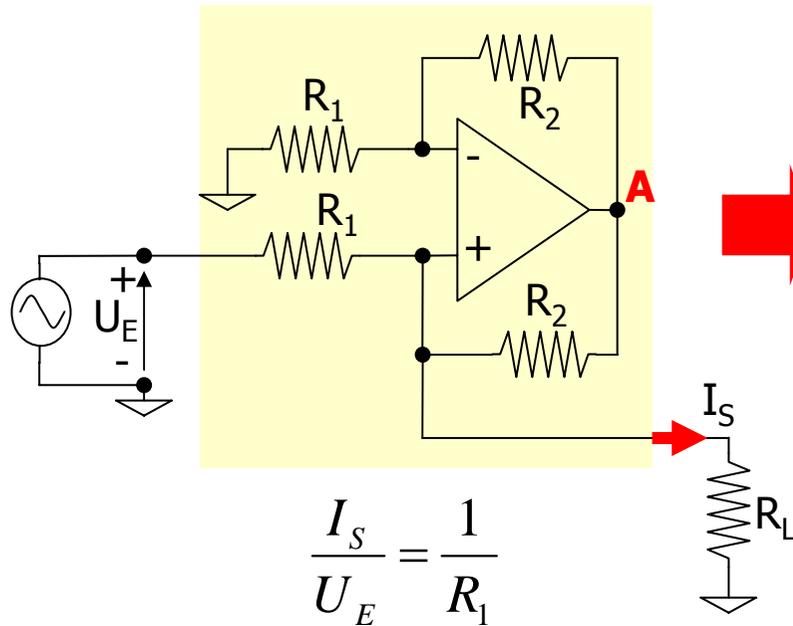
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Conversión V/I



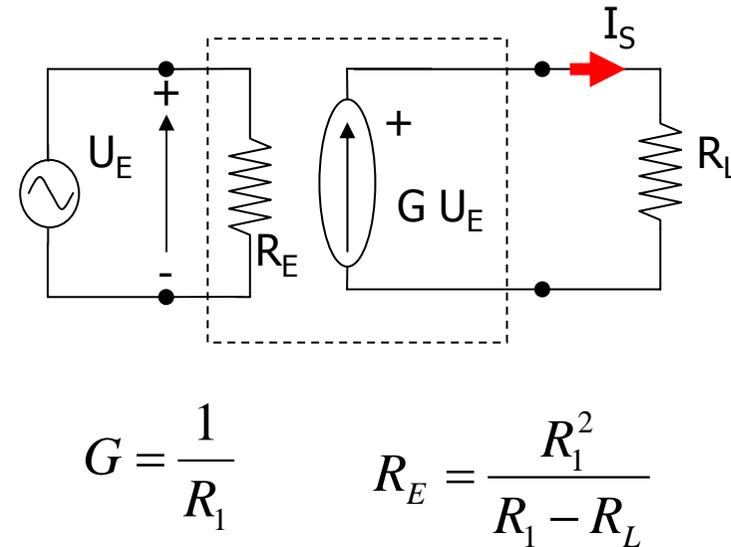
Carga flotante



Carga referida a masa



AMPLIFICADOR DE TRANS-CONDUCTANCIA



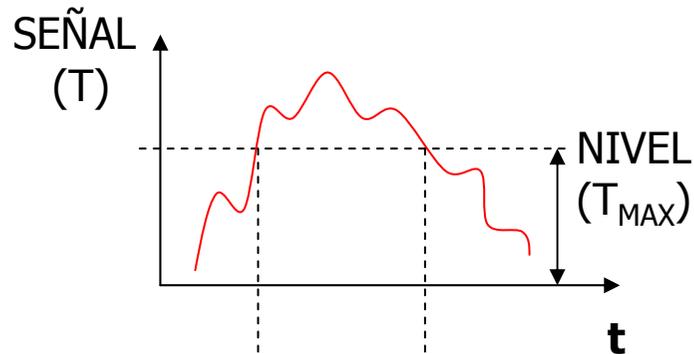
NOTAS:

1.- R_E depende de R_L . Si se desea un valor estable se puede añadir un seguidor de emisor. (Normalmente $R_L \ll R_1$ de donde podemos decir $R_E \cong R_1$)

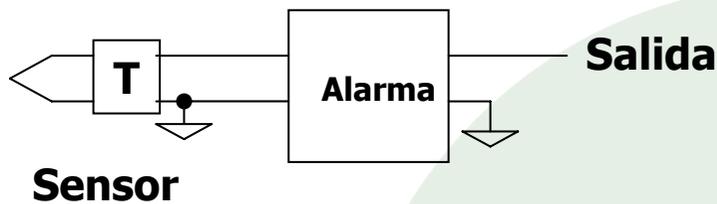
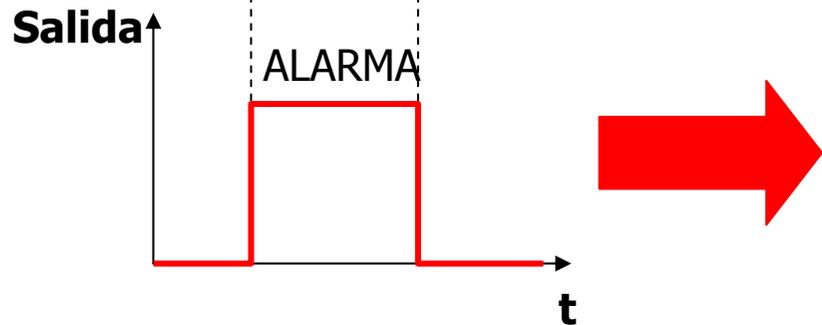
2.- Fijarse que no depende de R_2 . Sin embargo el diseño de R_2 es crítico. No puede ser cero (realimentación positiva igual a negativa) ni demasiado grande (La salida -punto A- se podría saturar).



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Comparadores - alarmas



- ✓ El AO trabaja en saturación.
- ✓ No precisa realimentación.
- ✓ No precisa alimentación simétrica.
- ✓ Conocer la tensión de alimentación es relevante.



Se puede incorporar una etapa amplificadora y/o normalizadora previa

INTERFACE DE ALARMAS:

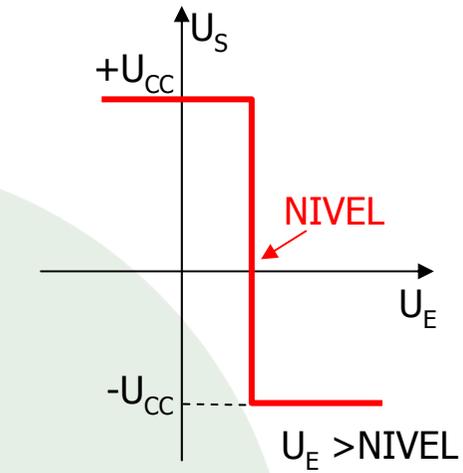
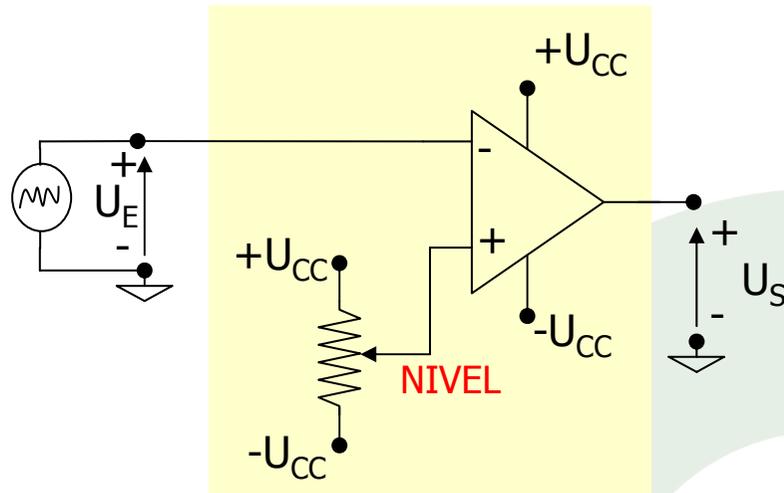
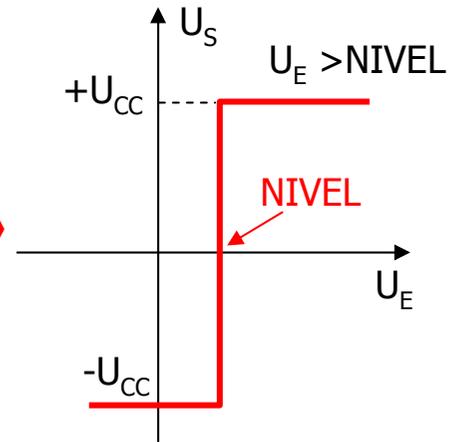
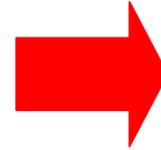
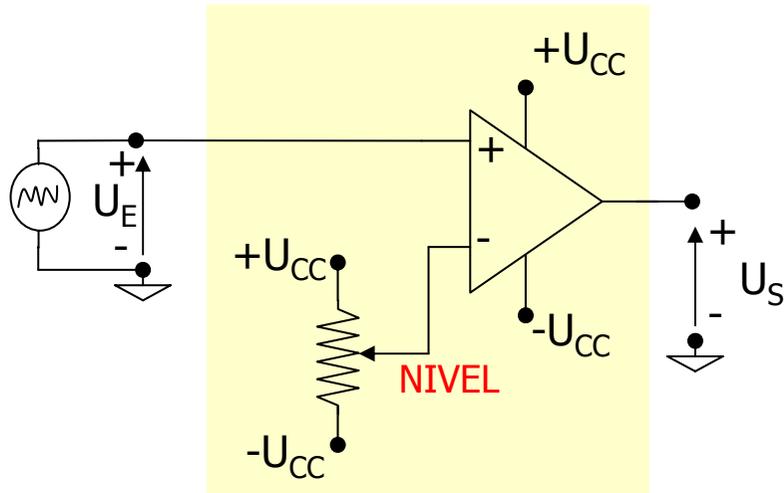
Pilotos avisadores

Bocinas Relés

Salida digital



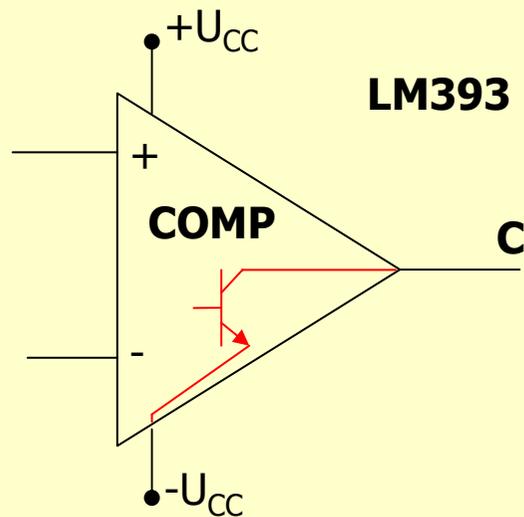
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Comparadores/alarmas básicas





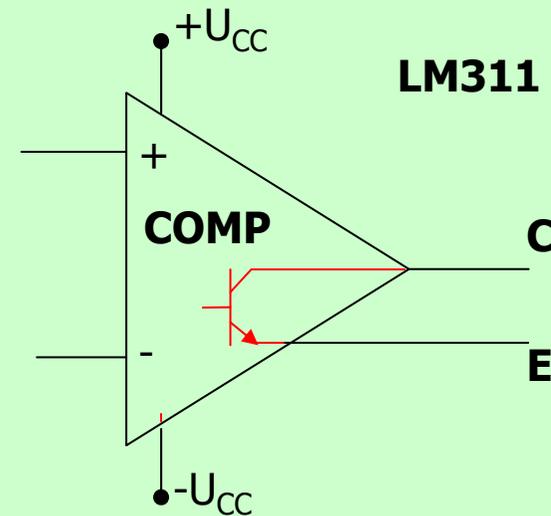
EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL: AO versus COMP

Algunos AO modifican su salida para trabajar en saturación con mayor eficiencia (ya no se precisa un amplificador clase B). La etapa de salida se sustituye por un único transistor (Salidas en Colector abierto o Drenador Abierto). Hablaremos de comparadores (COMP).



**Salida típica en colector abierto
(p.e. LM393)**

**Saturado a negativo = transistor saturado
Saturado a positivo = transistor cortado**

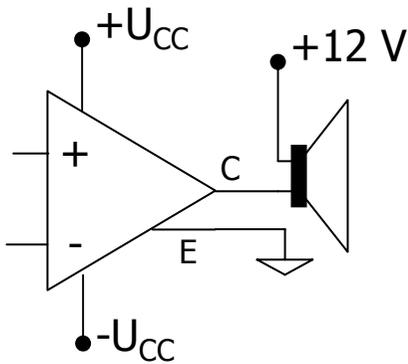


**Salida con emisor accesible
(p.e. LM311)**

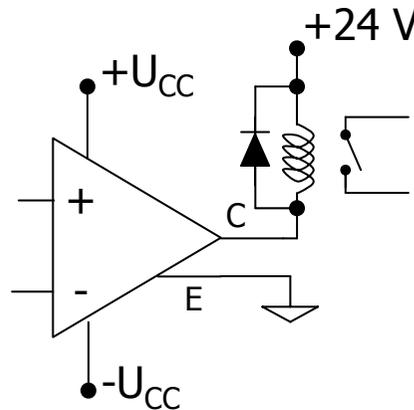
**Saturado a negativo = transistor saturado
Saturado a positivo = transistor cortado**



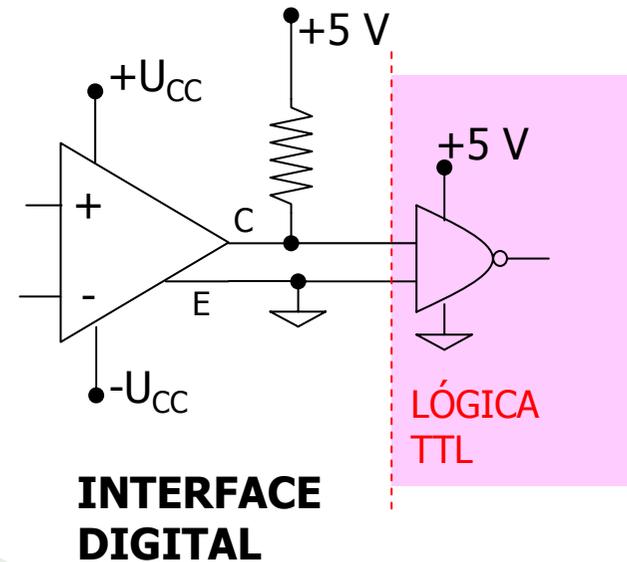
El uso de COMP facilita mucho el interface de diferentes cargas en incluso el interface con sistemas digitales. Veamos algunos ejemplos:



**INTERFACE
BOCINA**



**INTERFACE
RELÉ**



COMENTARIO:

Los transistores de las salidas en colector abierto normalmente manejar corrientes y tensiones superiores que las salidas normales. En todo caso, consultar los catálogos.

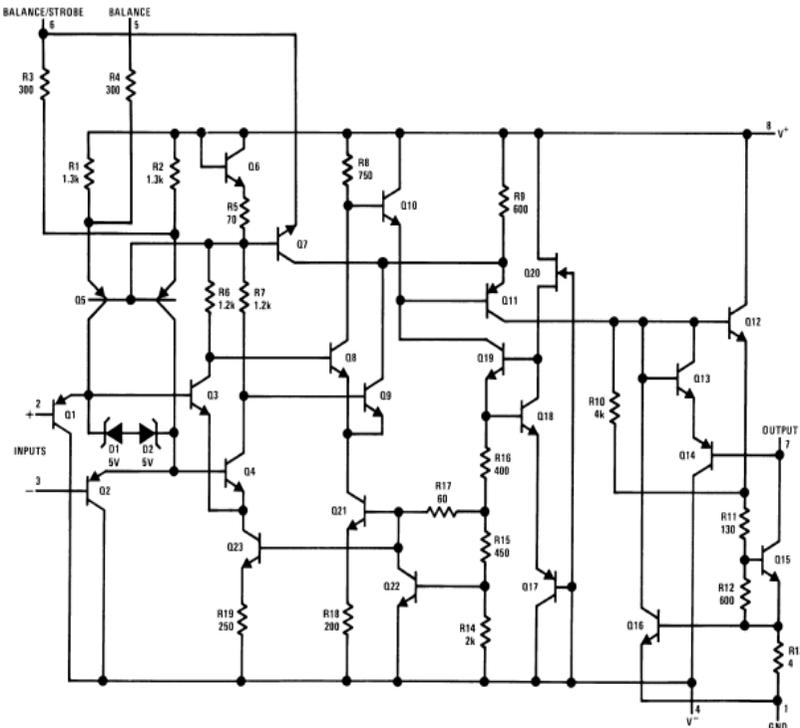
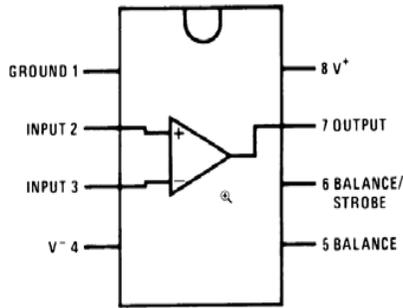


COMPARADORES ÚTILES: LM311 y LM393

National Semiconductor

LM111/LM211/LM311
Voltage Comparator

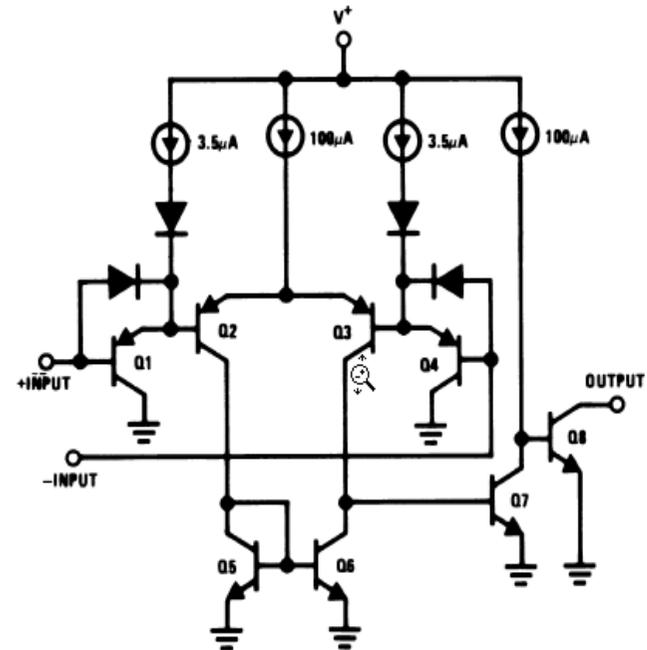
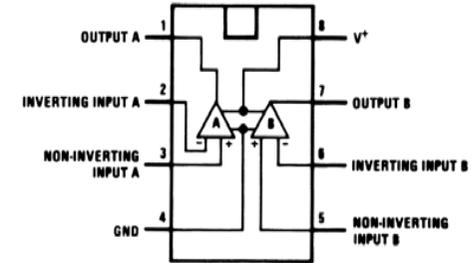
LM311



National Semiconductor

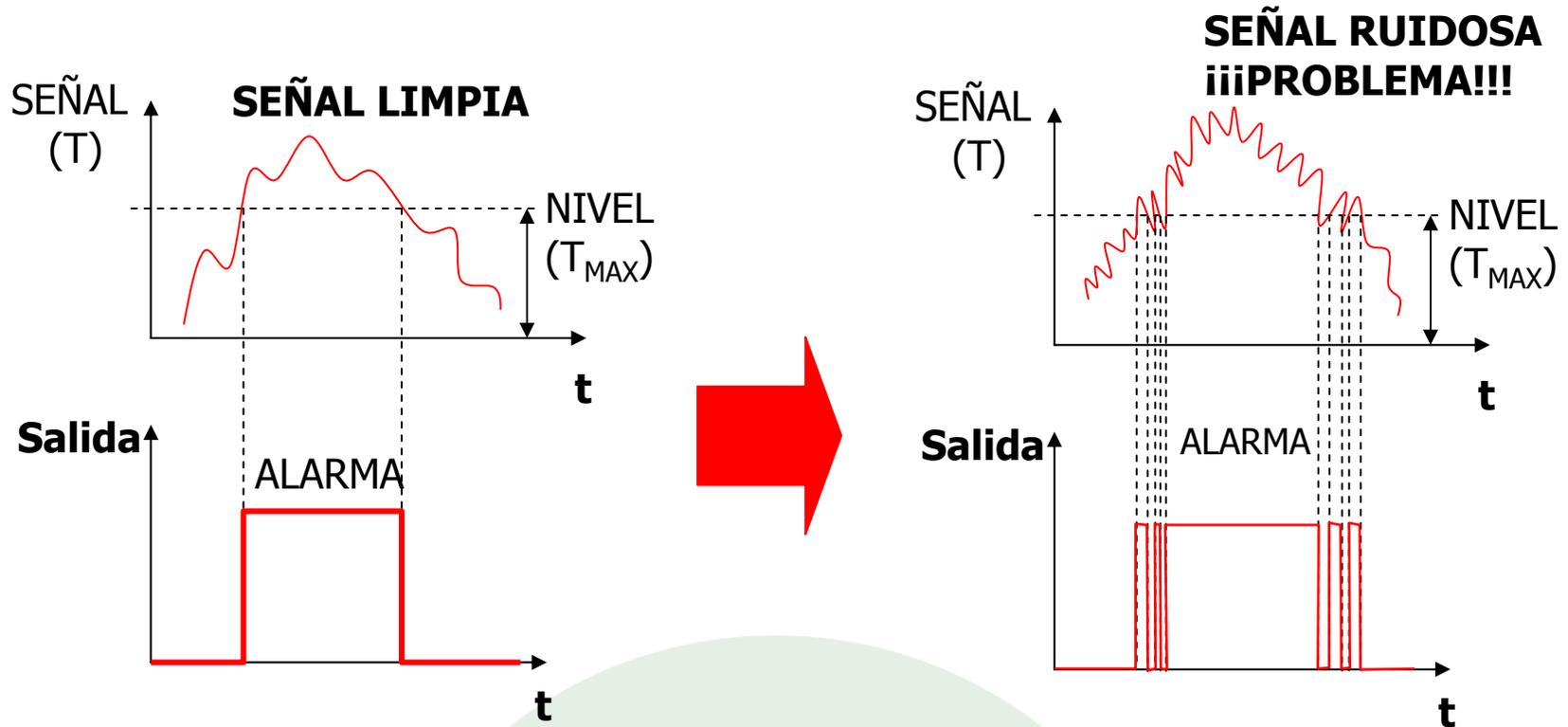
LM193/LM293/LM393/LM2903
Low Power Low Offset Voltage Dual Comparators

LM393





COMPARADORES: El problema de los ruidos

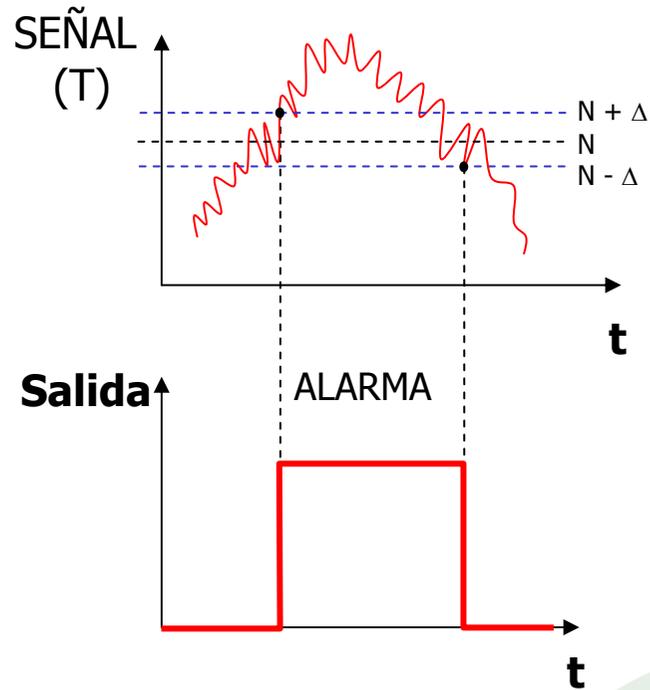


SOLUCIÓN

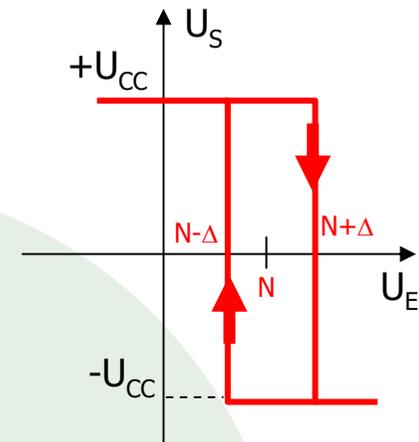
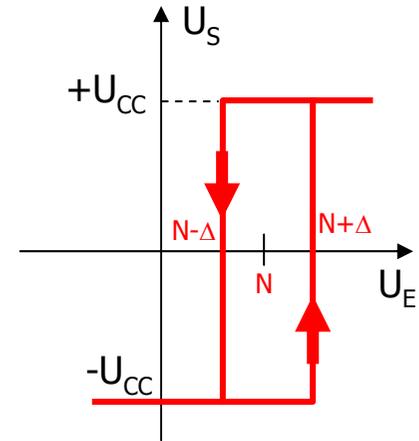
HISTÉRESIS



COMPARADORES CON HISTÉRESIS



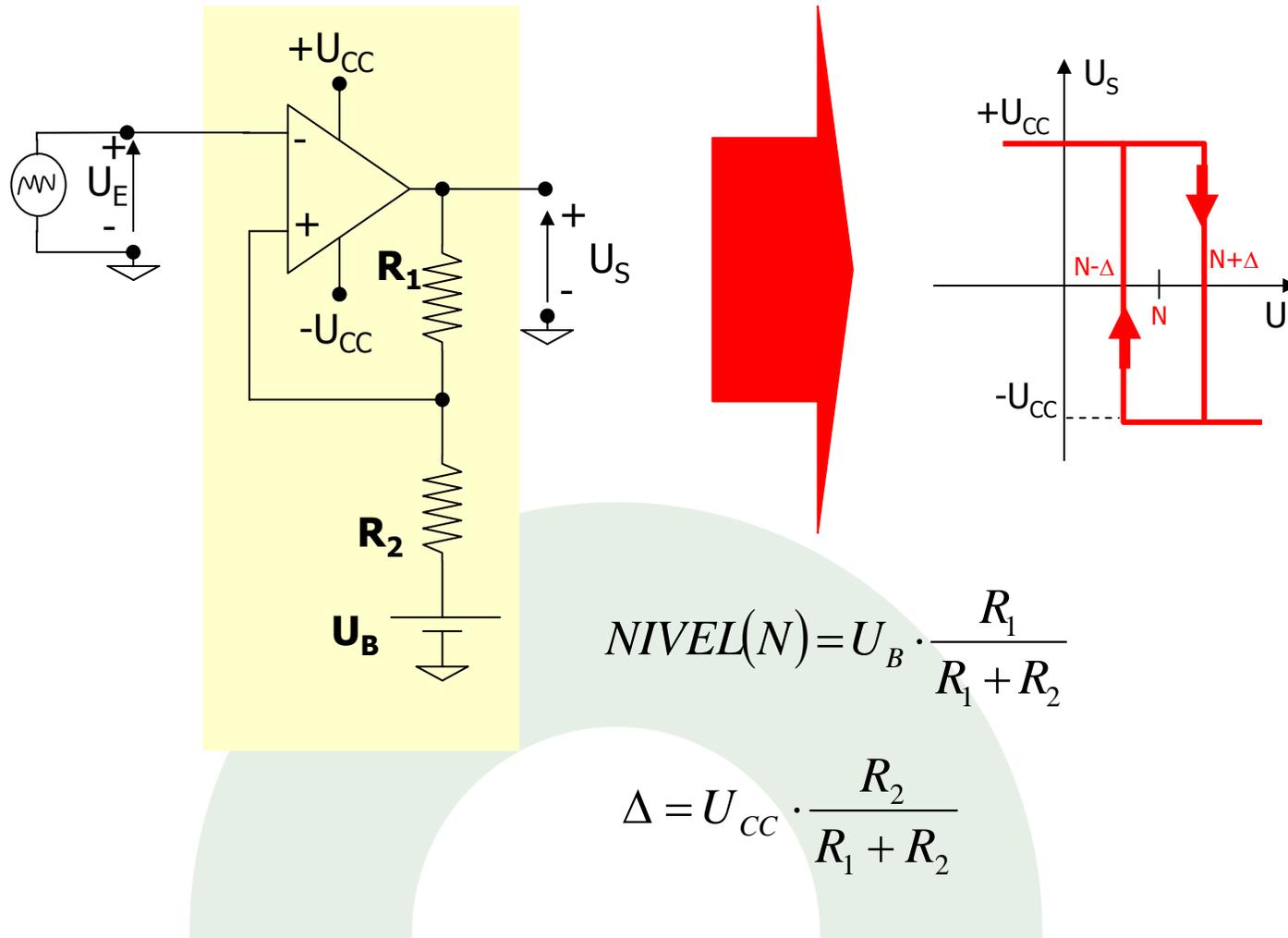
Eliminación de ruidos mediante un comparador con histéresis



TIPOS DE COMPARADORES CON HISTÉRESIS

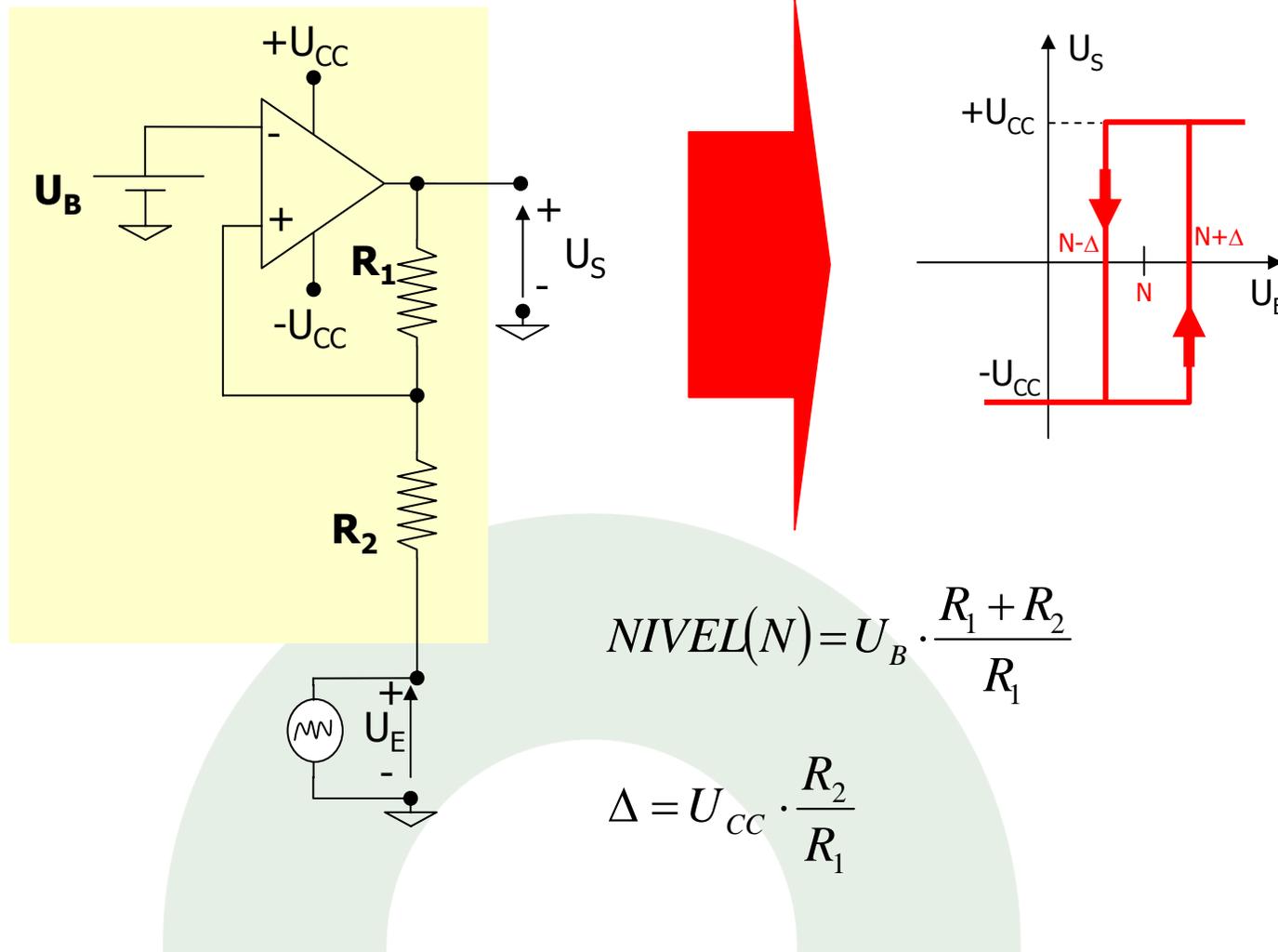


Los ciclos de histéresis en comparadores se consiguen mediante la inclusión de realimentación positiva



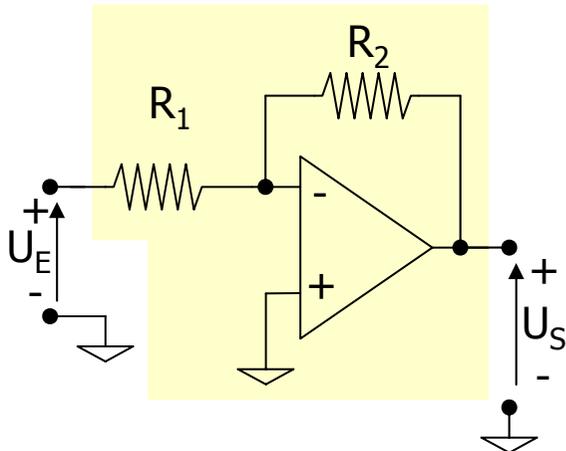


Los ciclos de histéresis en comparadores se consiguen mediante la inclusión de realimentación positiva

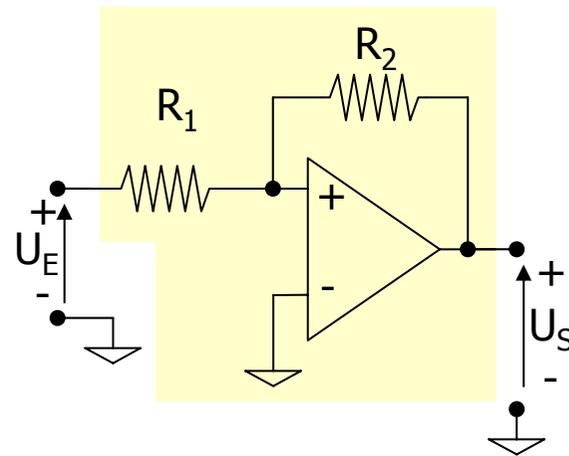




**COMPARADOR CON HISTÉRESIS VERSUS
AMPLIFICADOR DE GANANCIA POSITIVA**



**AMPLIFICADOR
DE GANANCIA POSITIVA**



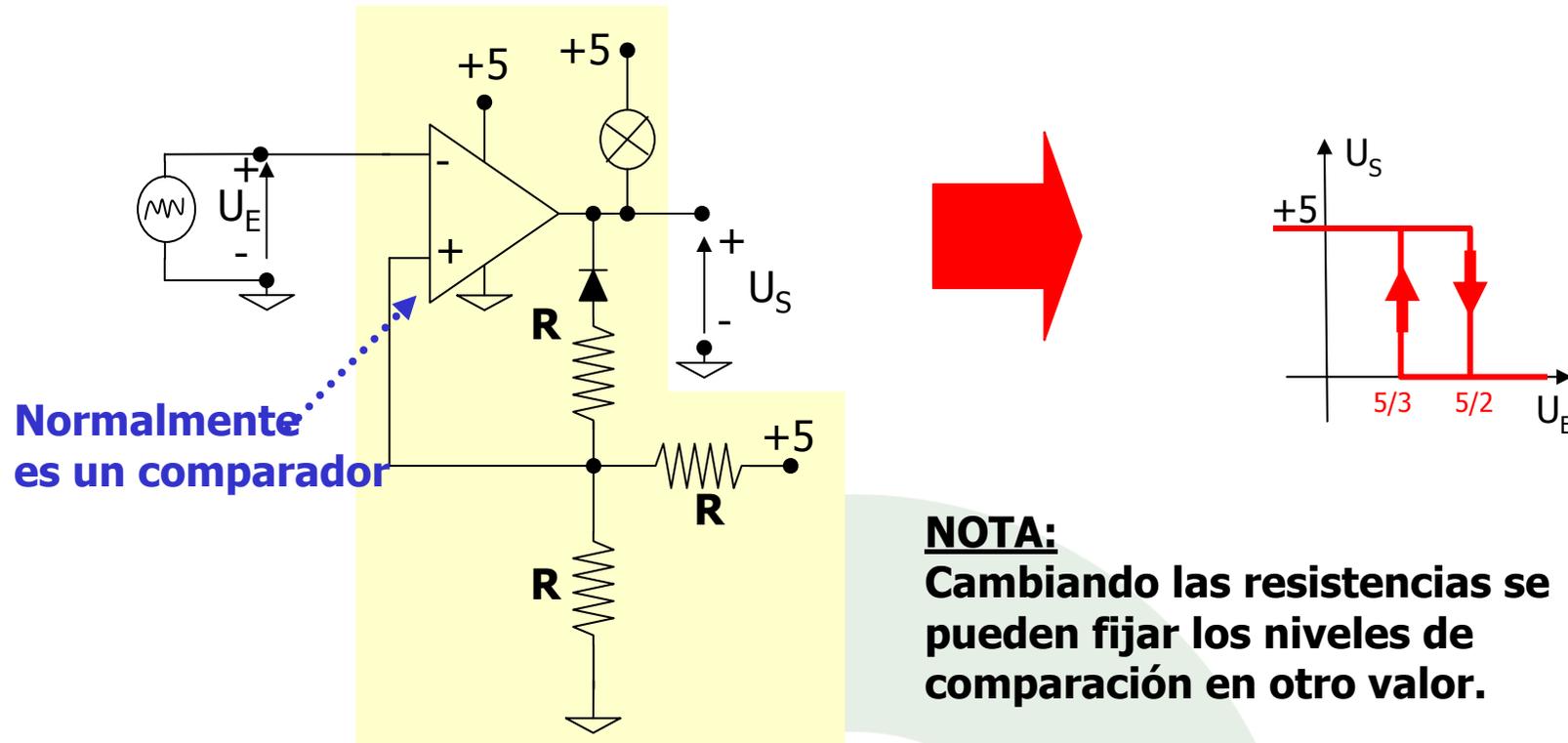
COMPARADOR CON HISTÉRESIS

¡¡¡ CUIDADO !!!

**Fijarse en la realimentación.
La aplicación es radicalmente distinta.**



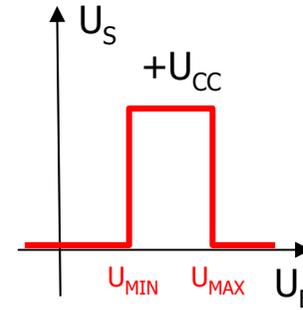
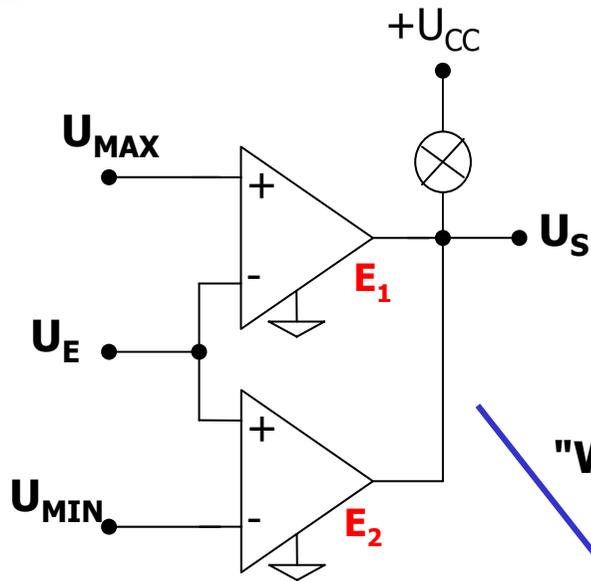
Los comparadores con histéresis asimétricos son muy interesantes, sobretodo para eliminar ruidos en entradas digitales. El comparador de Smitch (Smitch Trigger) es muy popular para este propósito.



Puede tenerse en cuenta la caída de tensión en el diodo (0.6 V)

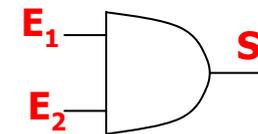
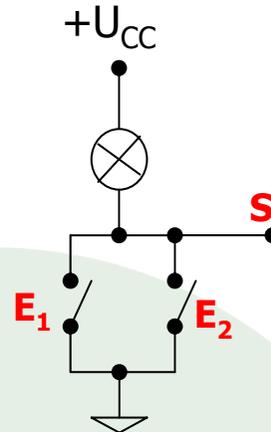


COMPARADORES DE VENTANA CON SALIDAS EN COLECTOR ABIERTO



"WIRE-AND"

SIMIL

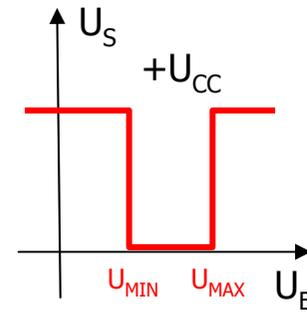
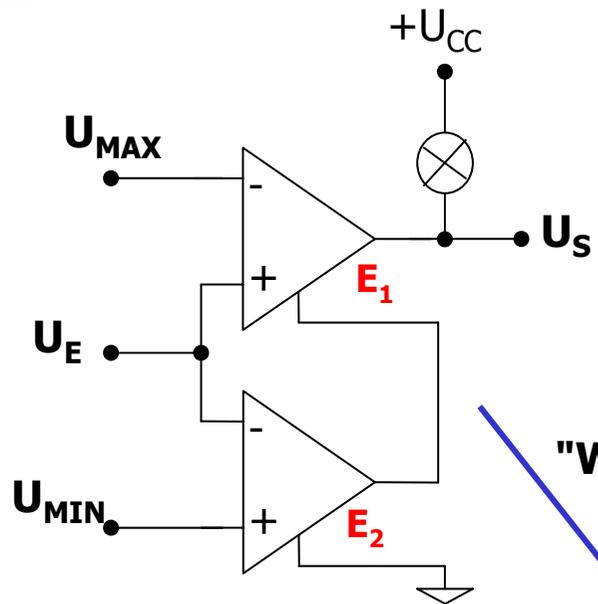


PUERTA LÓGICA AND

COMPARADORES TIPO LM311 ò LM393

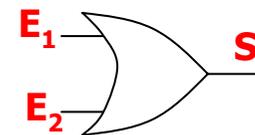
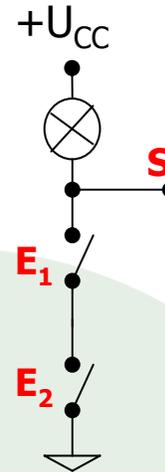


COMPARADORES DE VENTANA CON SALIDAS EN COLECTOR ABIERTO



"WIRE-AND"

SIMIL

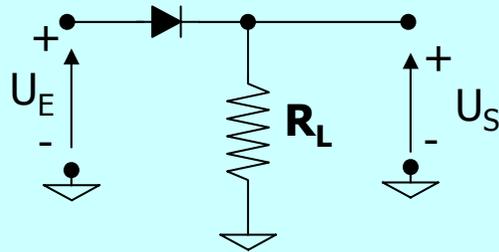


PUERTA LÓGICA OR

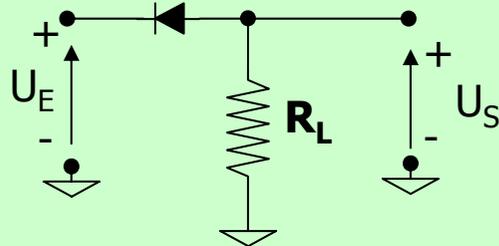
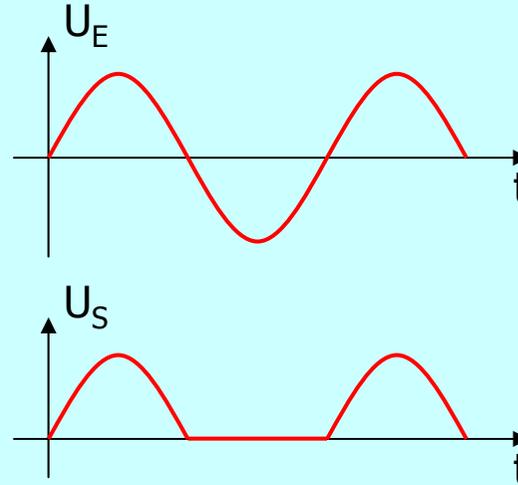
SOLO COMPARADORES TIPO LM311 (Colector y emisor accesible)



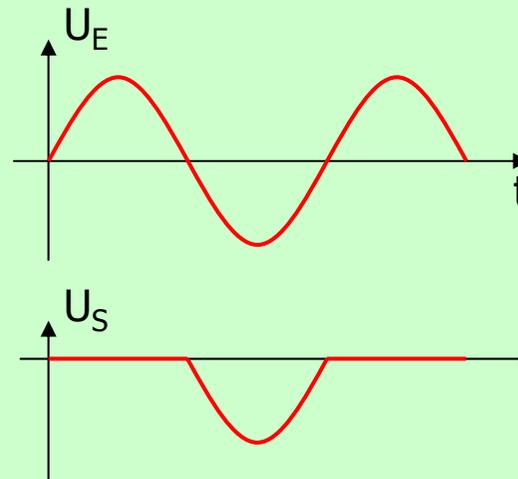
Revisión de rectificadores convencionales con diodos

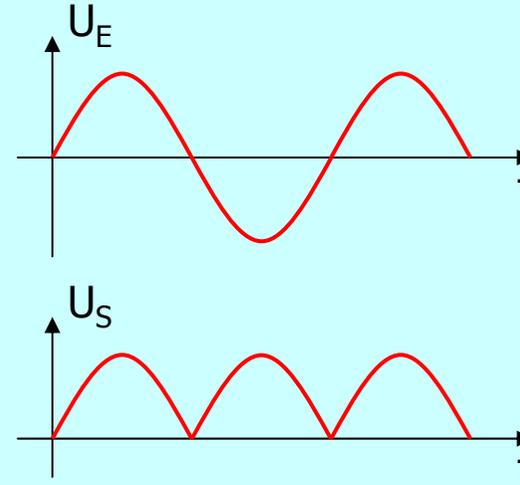
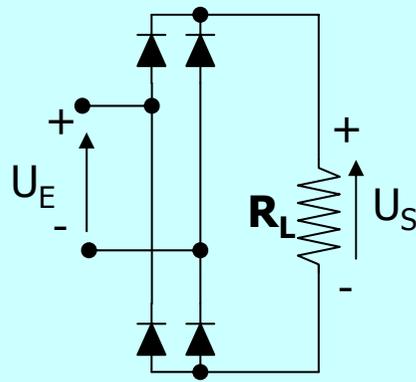


**RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA
PARTE POSITIVA**

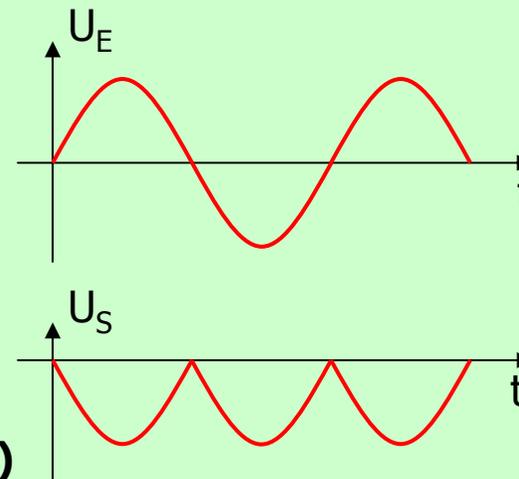
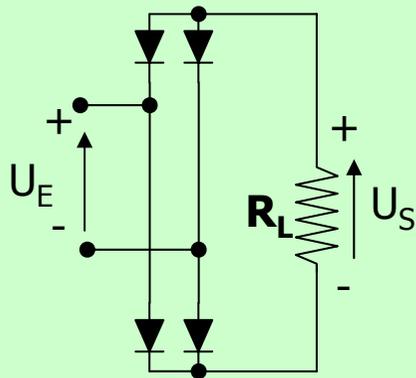


**RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA
PARTE NEGATIVA**





RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA (I)



RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA (II)

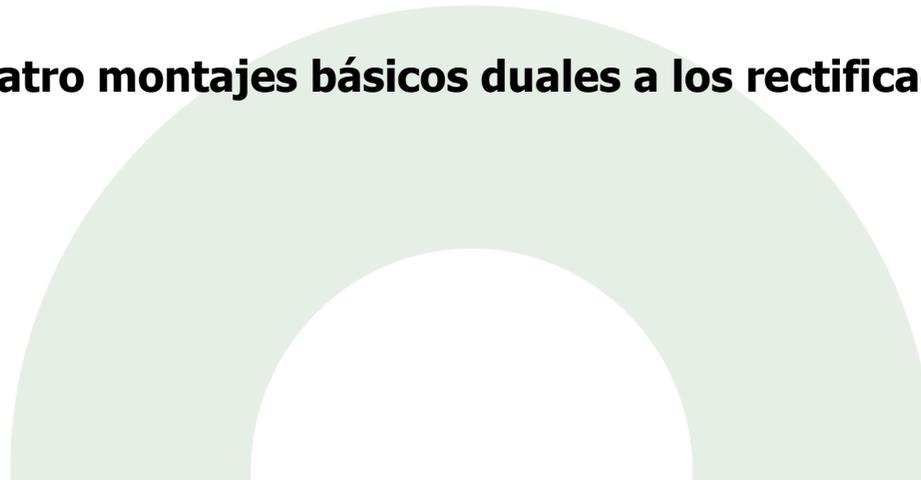


Los rectificadores de precisión convencionales tienen problema al rectificar tensiones pequeñas (p.e. 1 V). La caída de tensión de los diodos introduce un error muy significativo en el proceso.

Un comentario adicional puede hacerse con los rectificadores de doble onda, pues la masa de entrada y de salida son distintas y esto puede plantear un problema adicional en algunos casos.

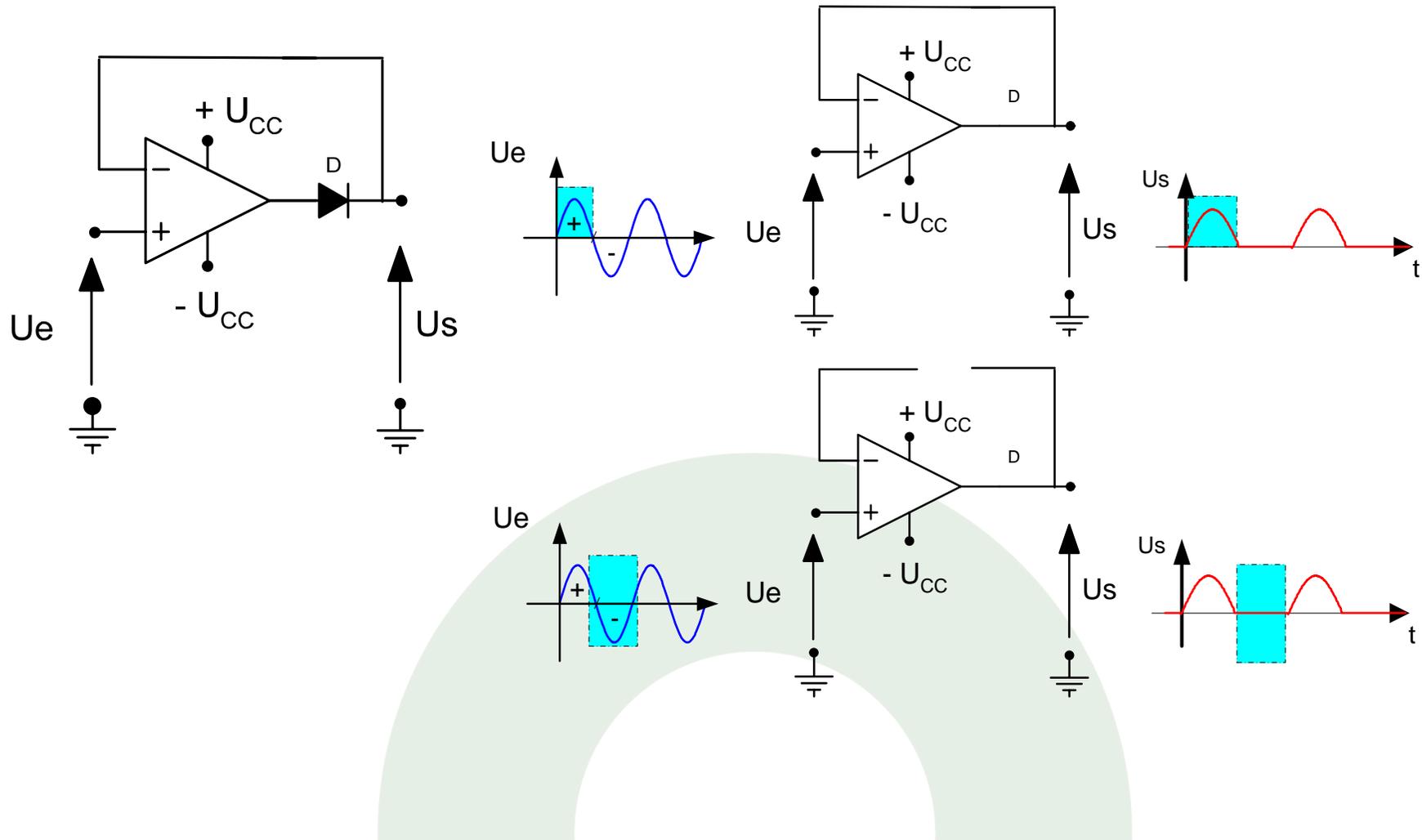
El uso de rectificadores activos basados en el AO (rectificadores de precisión) nos permite salvar este problema, permitiendo la rectificación de señales de muy pequeña amplitud sin problema.

analizaremos cuatro montajes básicos duales a los rectificadores convencionales.



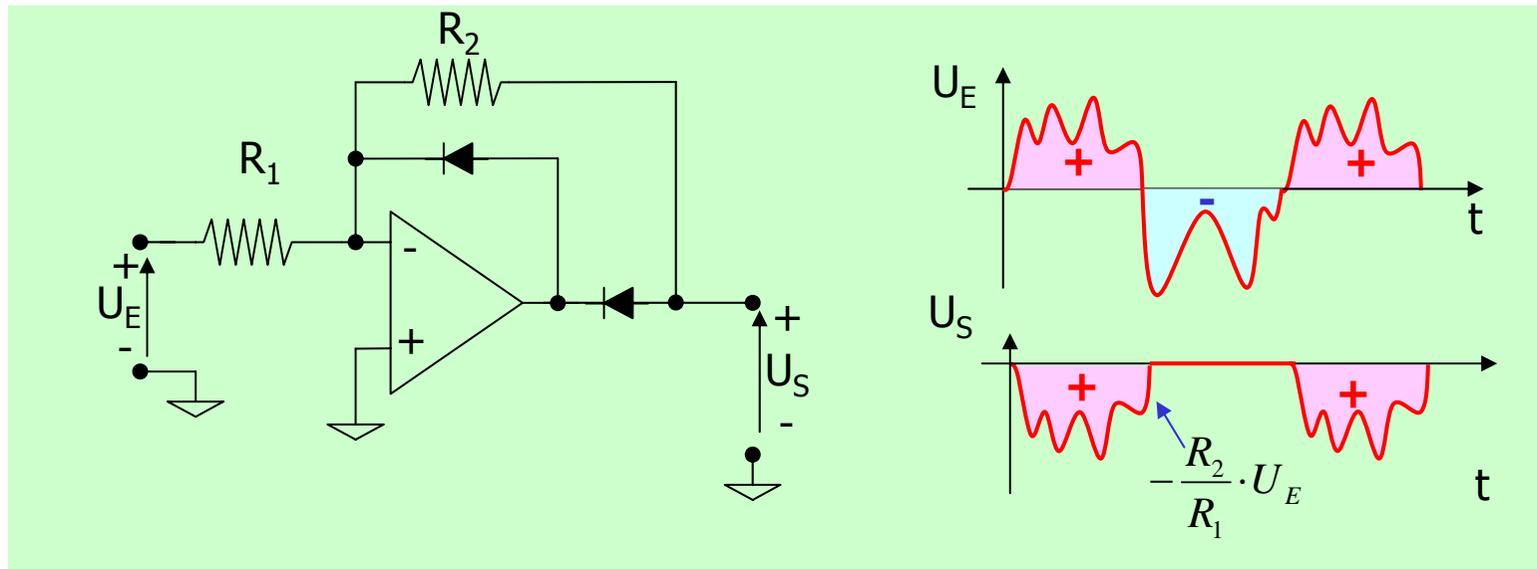
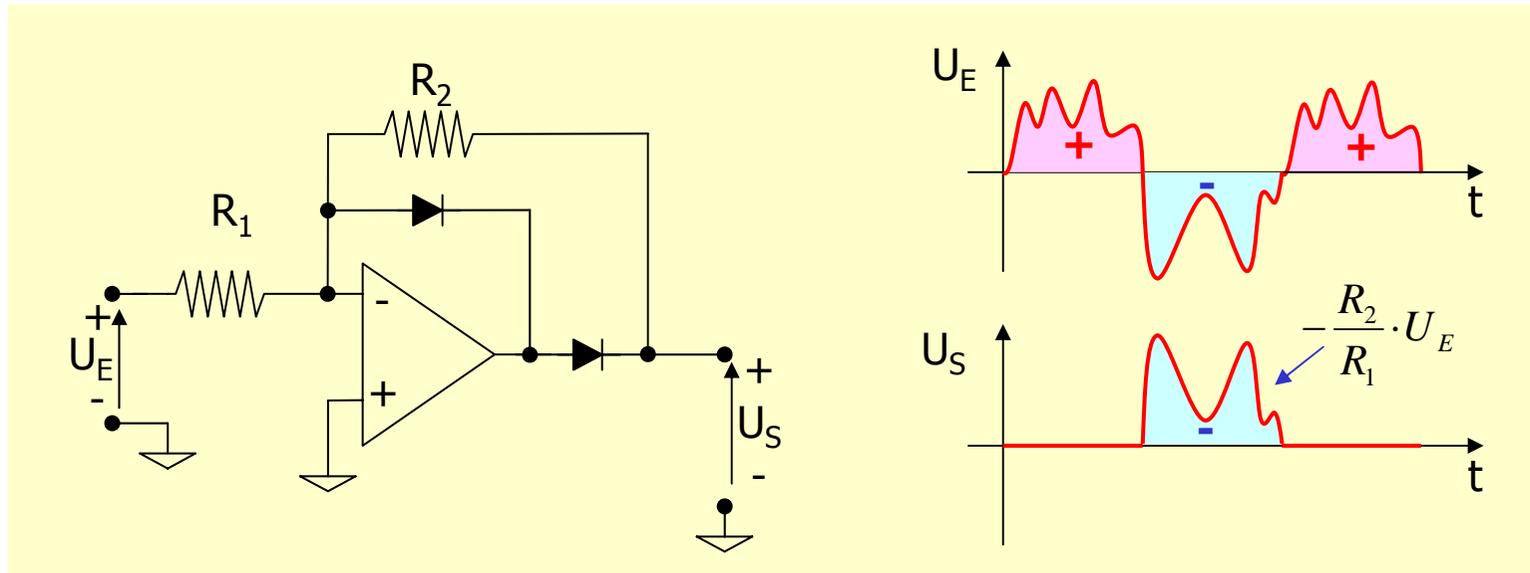


RECTIFICADORES DE PRECISIÓN



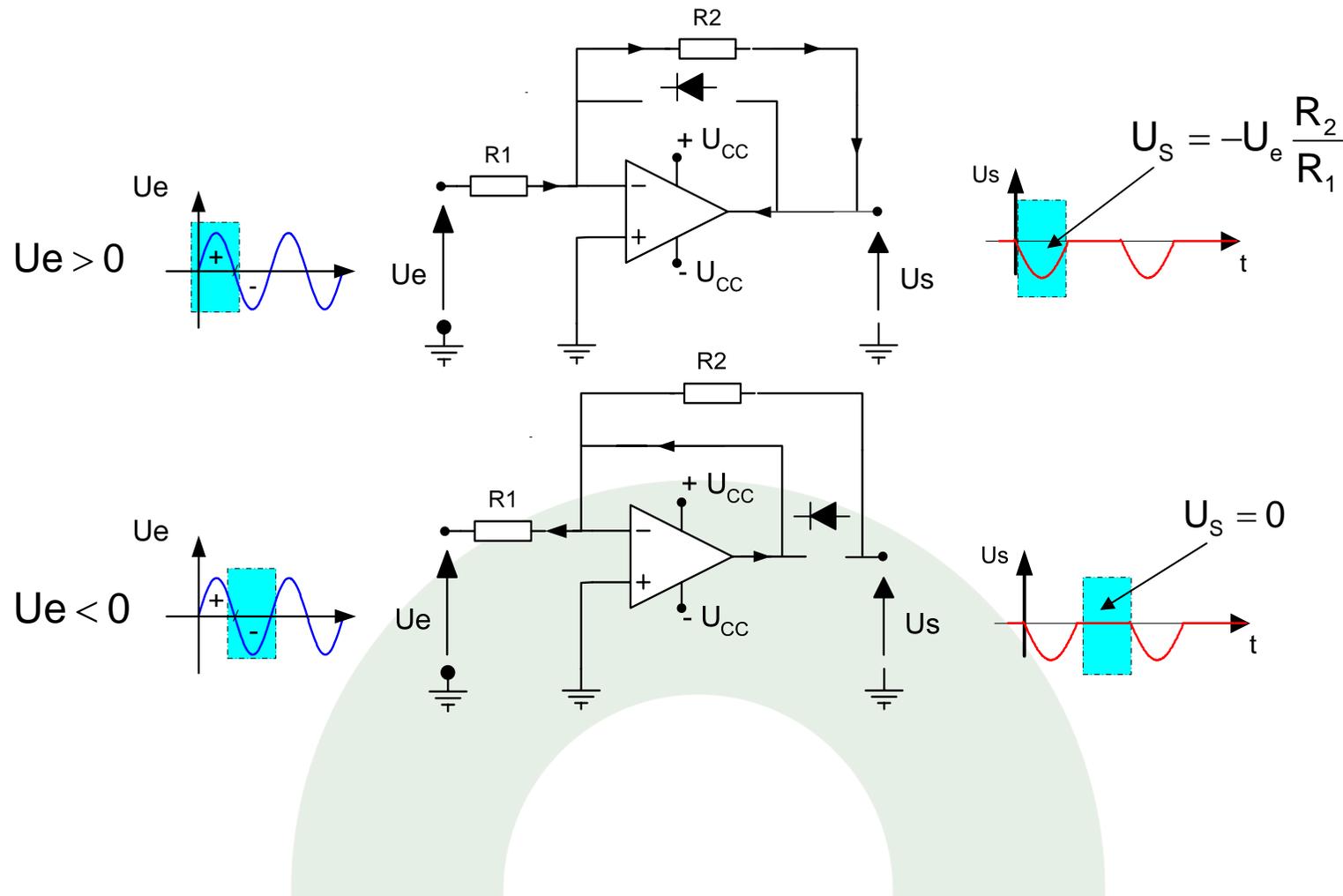


RECTIFICADORES DE PRECISIÓN: Media onda.



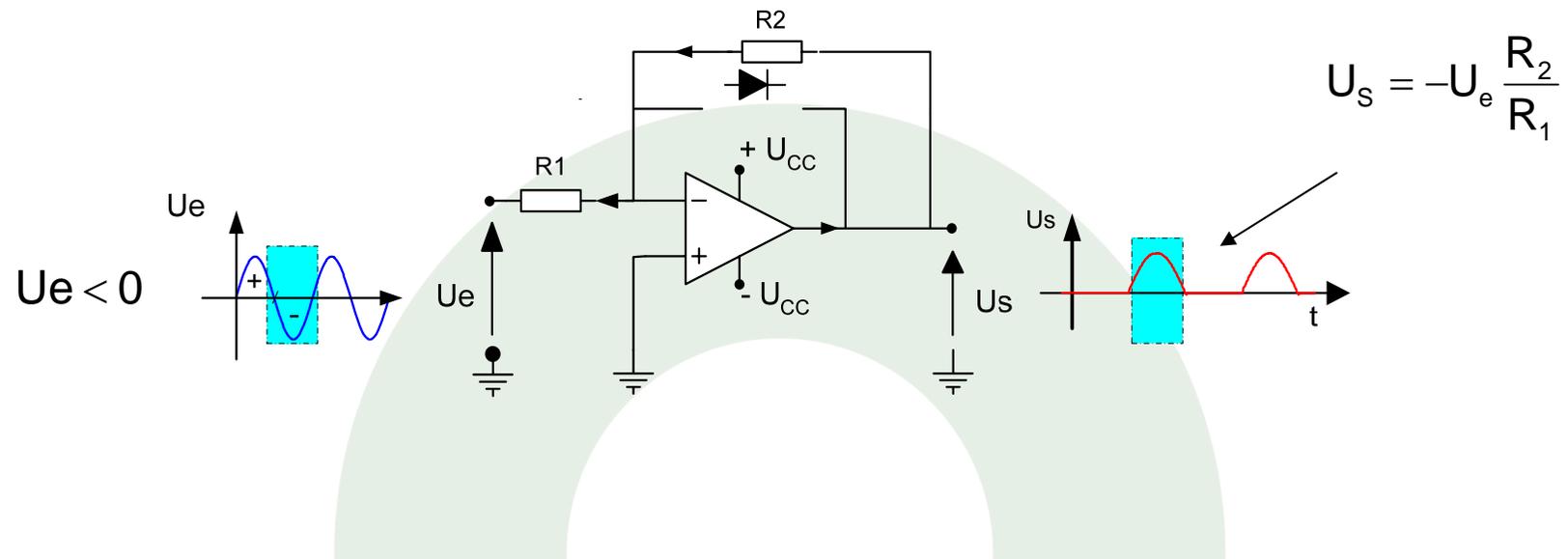
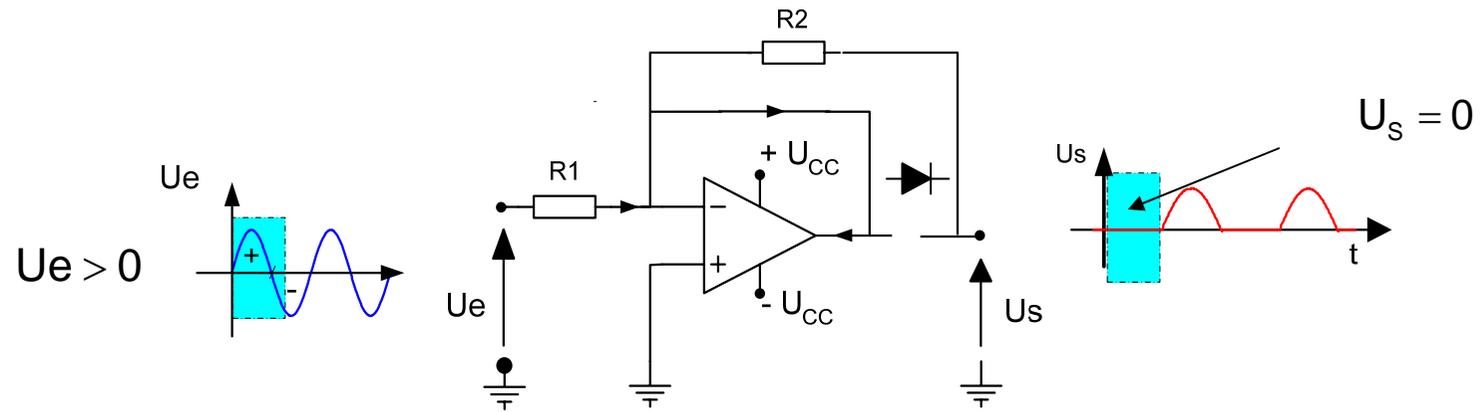


RECTIFICADORES DE PRECISIÓN: Media onda. Parte negativa





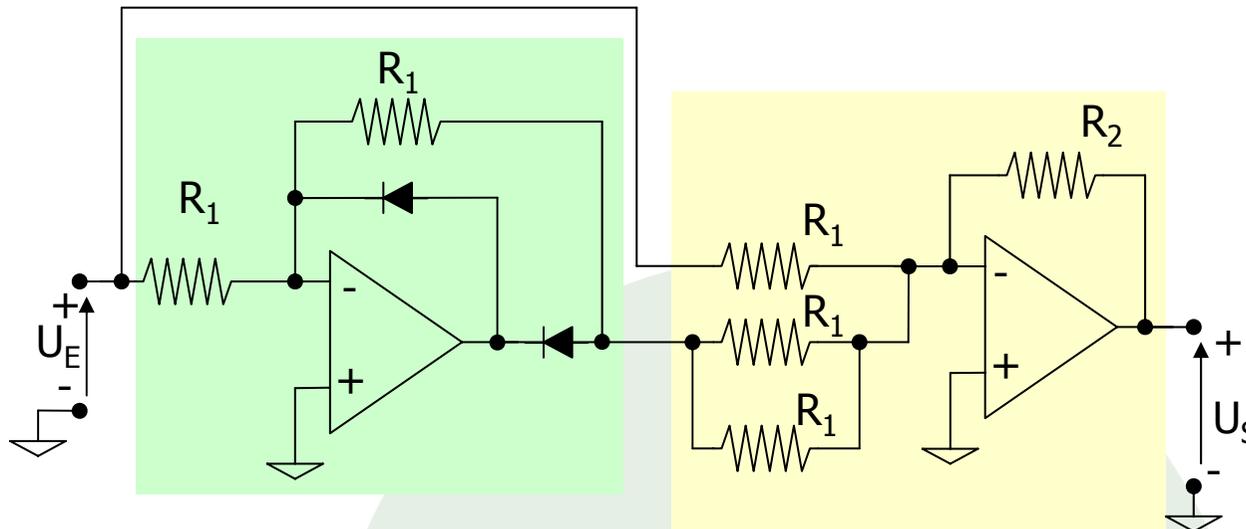
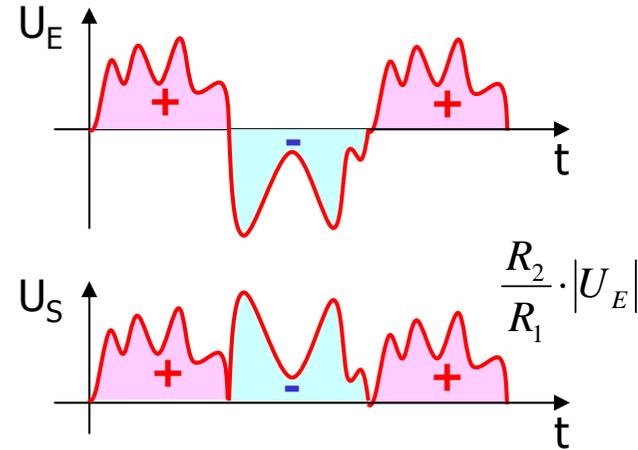
RECTIFICADORES DE PRECISI3N: Media onda. Parte positiva





RECTIFICADORES DE PRECISIÓN: Doble onda. Salida positiva

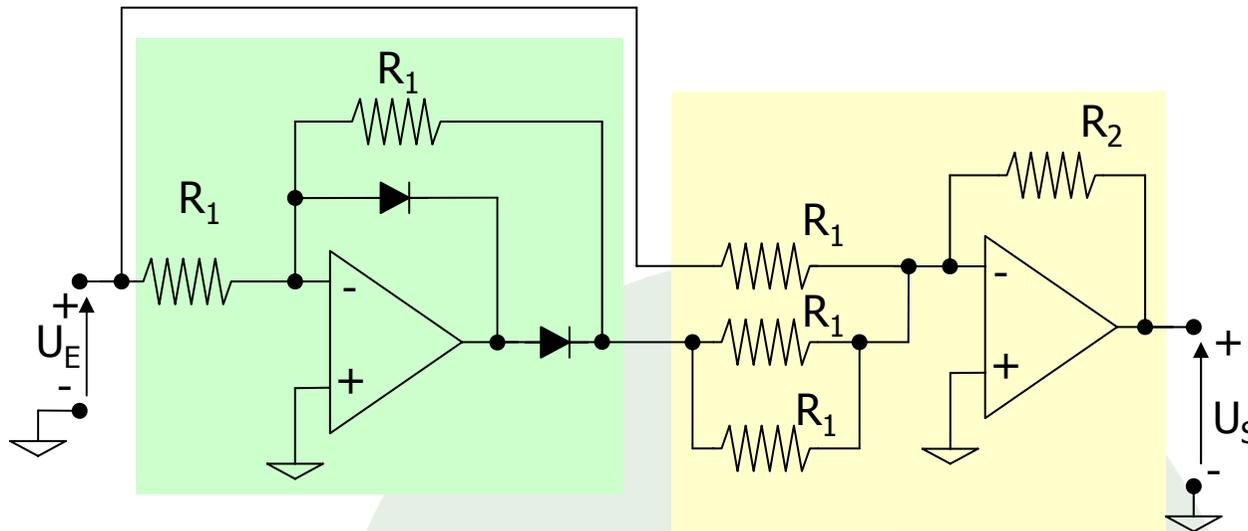
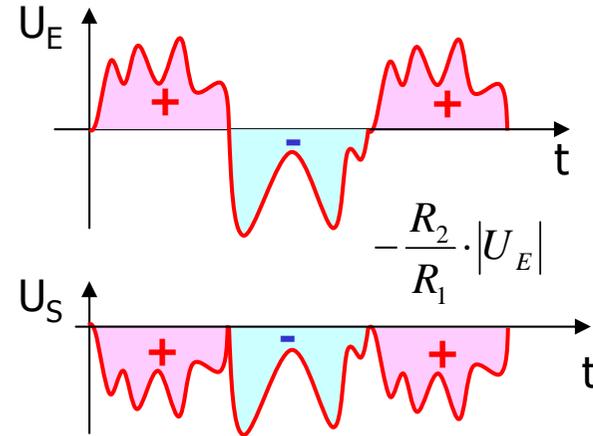
**Rectificador de media
onda, seguido de un
sumador**





RECTIFICADORES DE PRECISIÓN: Doble onda. Salida negativa

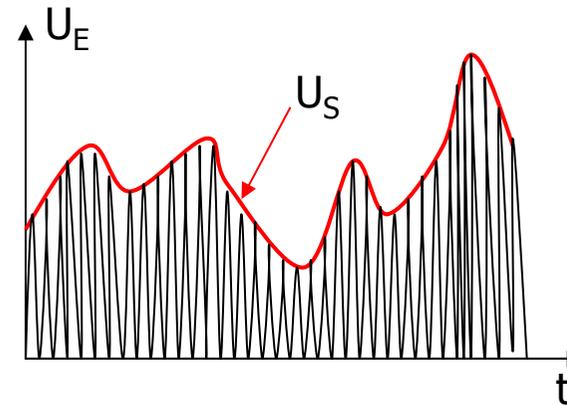
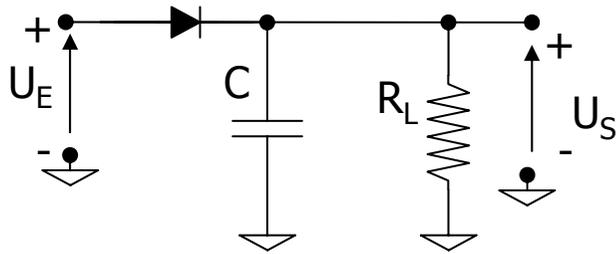
**Rectificador de media
onda, seguido de un
sumador**





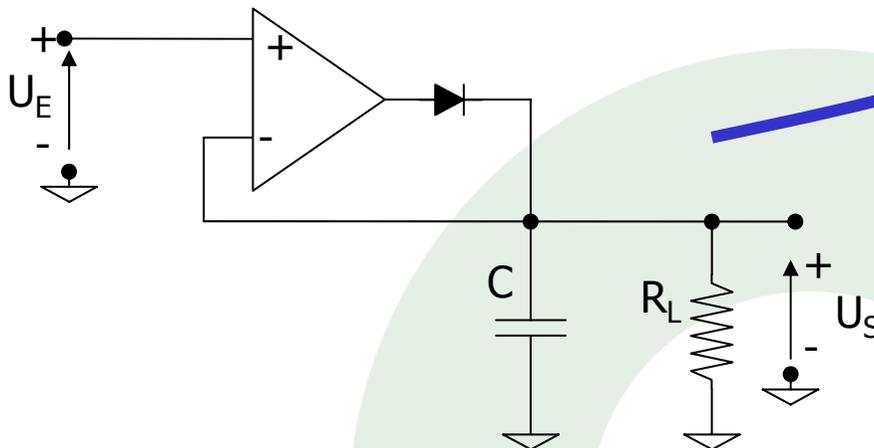
DETECTORES DE PICO

VERSIÓN CON DIODO



Debemos tener en cuenta el error introducido por el diodo

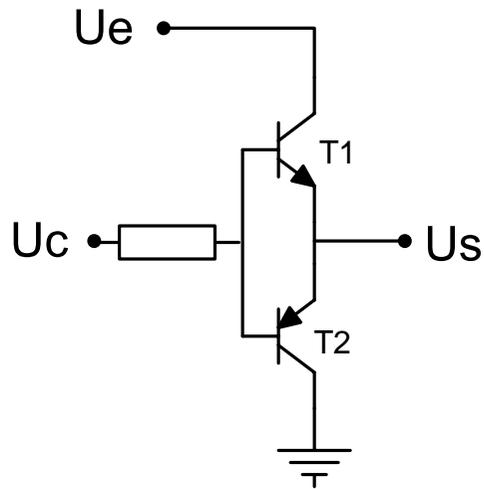
DETECTOR DE PICO ACTIVO



Se anula el error introducido por el diodo

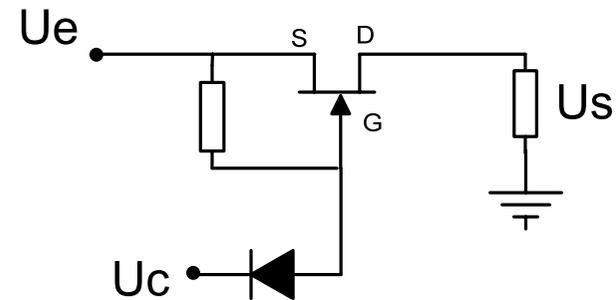


Interruptor analógico



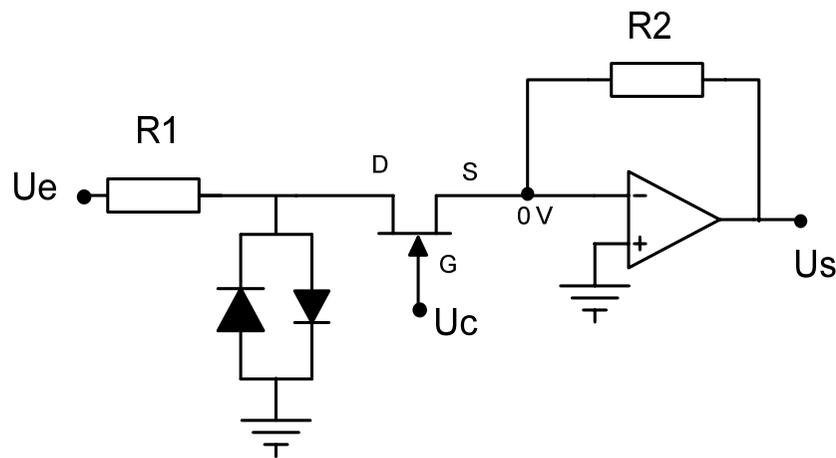
Si $U_c < 0 \Rightarrow U_s = 0$

Si $U_c > 0$ suficientemente
para saturar T1 $\Rightarrow U_e = U_s$

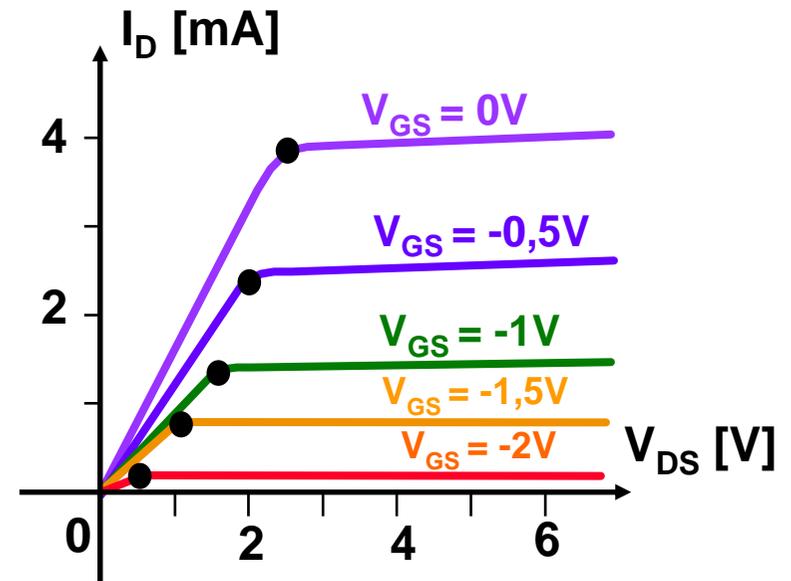


Si U_c (positiva) $> U_e \Rightarrow U_e = U_G \Rightarrow$
FET en zona resistiva (Interruptor cerrado)

Si $U_c < 0$, D conduce \Rightarrow FET cortado



•Curvas de salida



La resistencia del FET influye en la ganancia
Los diodos evitan que el FET soporte demasiada tensión



1.- Parámetros generales de ondas cuadradas, triangulares y senoidales:

- **Frecuencia**
- **Amplitud (Medio, eficaz, pico, pico a pico)**
- **Periodo**
- **Ciclo de trabajo (Duty Cycle)**
- **Nivel de continua**

2.- Generación de onda cuadrada (Relojes)

3.- Generación de onda triangular (barrido)

4.- Generadores senoidales (osciladores)

5.- Circuitos derivados de interés:

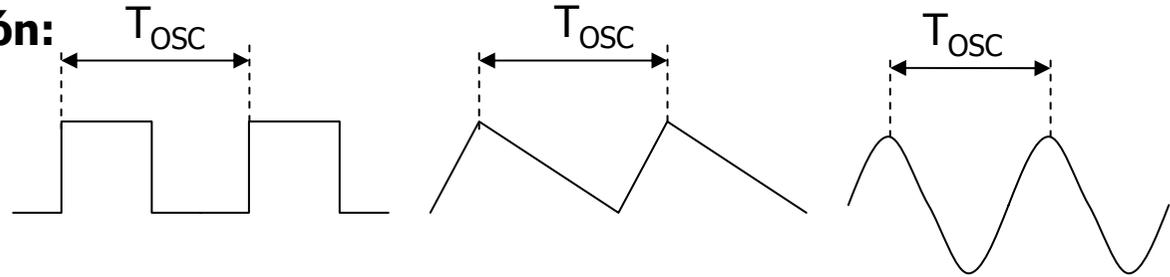
- **Temporizador analógico**
- **Desplazamiento de fase (Phase shifter)**
- **Detección de fase (multiplicadores)**
- **Conversiones v/f y f/v (PLL)**

6.- Circuitos integrados comerciales



1.- Frecuencia de oscilación:

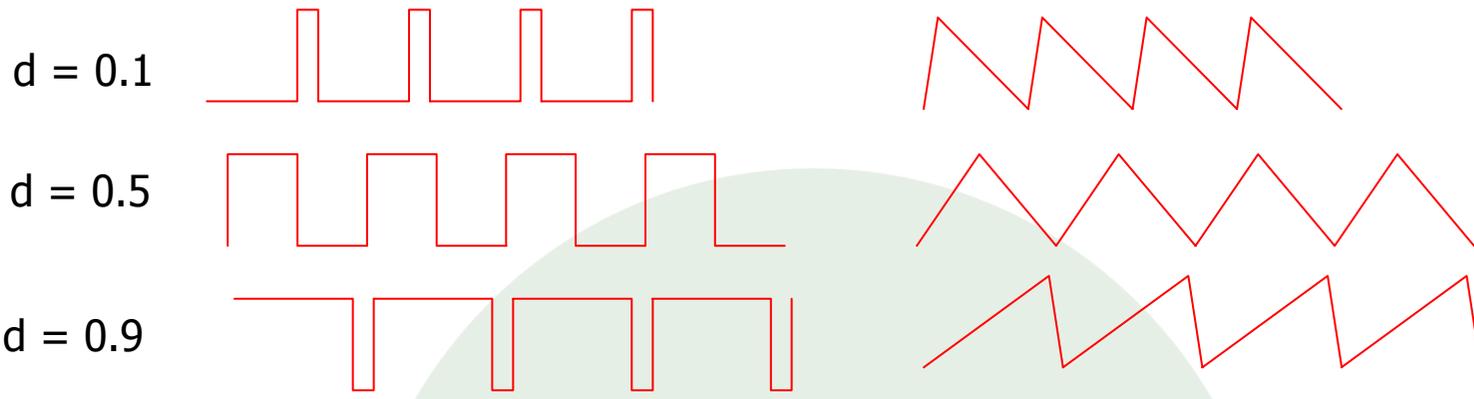
$$f_{osc} = \frac{1}{T_{osc}}$$



2.- Ciclo de trabajo (Duty Cycle)

$$0 \leq d \leq 1$$

- Con ondas senoidales no tiene sentido
- Con ondas cuadradas $d = 1$ y $d = 0$ tampoco tiene sentido

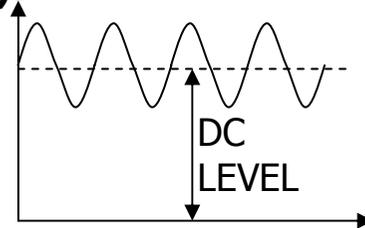


Tiempo en estado alto respecto al periodo total

Tiempo de subida respecto al periodo total



3.- Nivel de continua (DC level):



4.- Amplitud de la señal:

NOMENCLATURA HABITUAL

- Onda cuadrada:

Tensión mínima y tensión máxima, valor máximo, valor pico a pico (p.e. pulso 0-5 V de $f = 100$ Khz y $d = 0.5$)

- Onda triangular:

Tensión mínima y tensión máxima, valor pico a pico

- Onda senoidal:

Valor eficaz, Valor máximo, tensión pico a pico



**Comparador con histéresis
realimentado positivo con
red lenta (RC)**

**Onda
Cuadrada**

**Comparador con
cero**
Muy típico en los
microprocesadores

**Onda
Senoidal**

**Amplificador
realimentado
para que oscile**

Criterio de Barkausen

Integrador

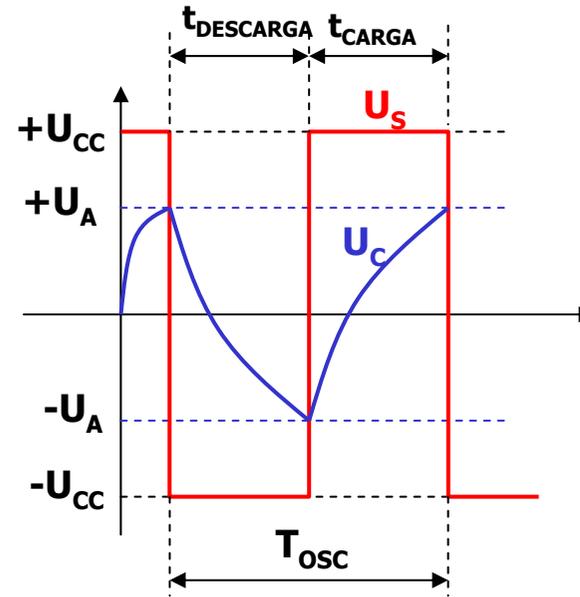
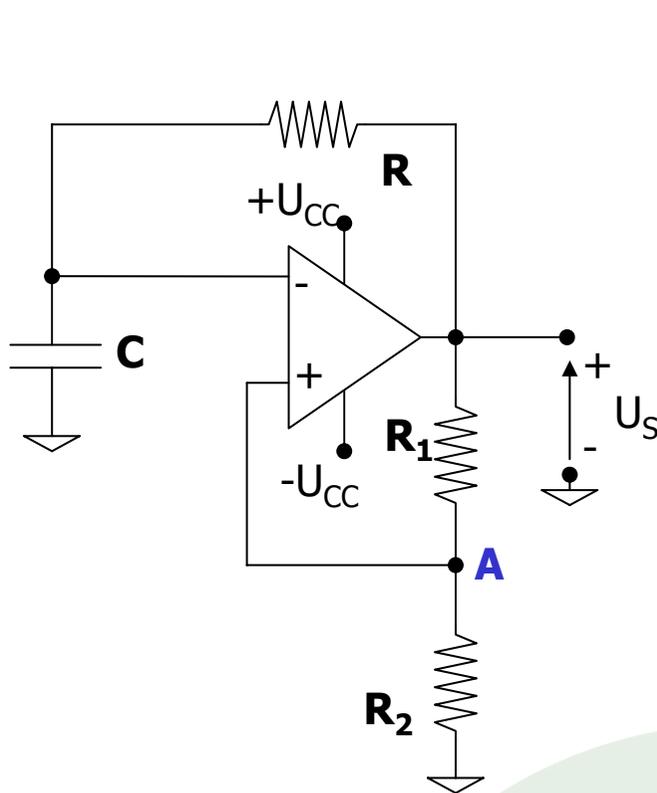
**Onda
Triangular**

NOTA:

**Hoy día existen multitud integrados que permiten generar cualquier tipo de señal sin necesidad de hacerlo con ayuda del AO.
Por ejemplo: EXAR XR-2206**



XR-2206
Monolithic
Function Generator



$$t_{CARGA} = t_{DESCARGA}$$

$$t_{CARGA} = R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_2 + R_1}{R_1}\right)$$

**OSCILADOR DE
RELAJACIÓN
CIRCUITO ASTABLE**

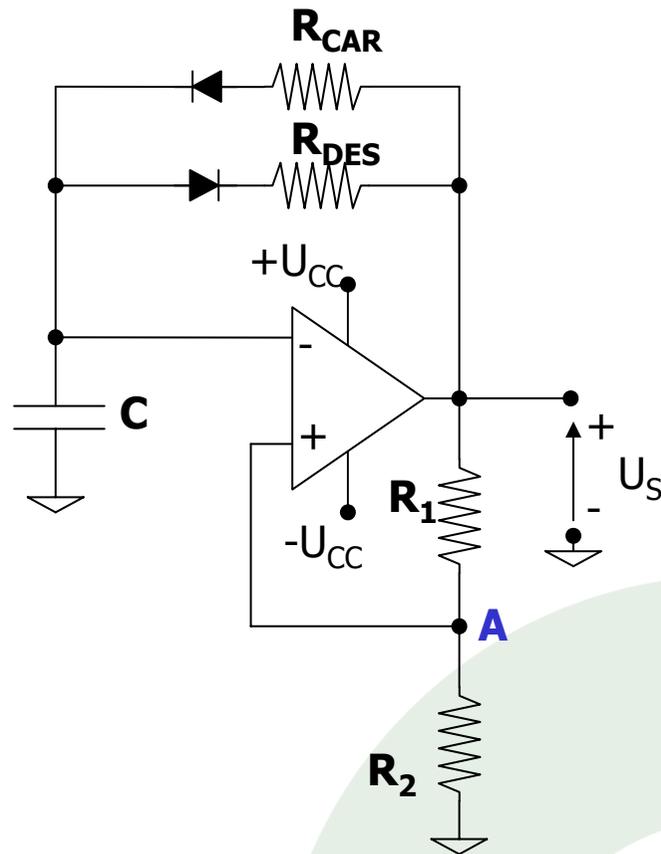
Normalmente $R_1 = R_2$

$$t_{CARGA} = R \cdot C \cdot \ln(3)$$

$$d = 0.5 \quad F_{OSC} = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C \cdot \ln(3)}$$



GENERACIÓN DE SEÑAL: Astable asimétrico



$$t_{CARGA} = R \cdot C_{CAR} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_2 + R_1}{R_1}\right)$$

$$t_{DESCARGA} = R \cdot C_{DES} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_2 + R_1}{R_1}\right)$$

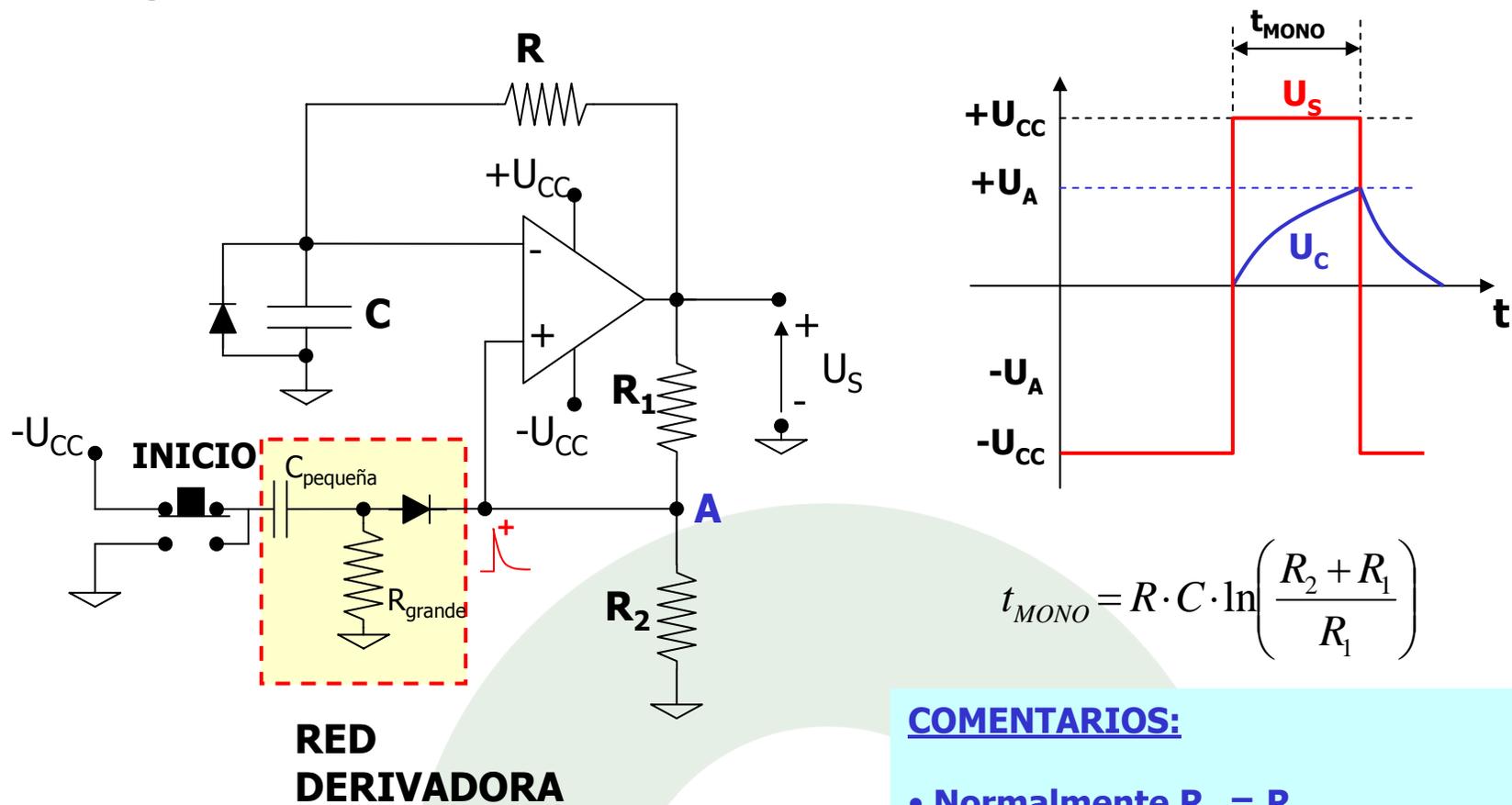
$$d = \frac{R_{CAR}}{R_{CAR} + R_{DES}}$$

$$F_{OSC} = \frac{1}{t_{CARGA} + t_{DESCARGA}}$$



GENERACIÓN DE SEÑAL: Temporizador analógico. Circuito monoestable

Una simple modificación del circuito astable permite realizar temporizaciones analógicas

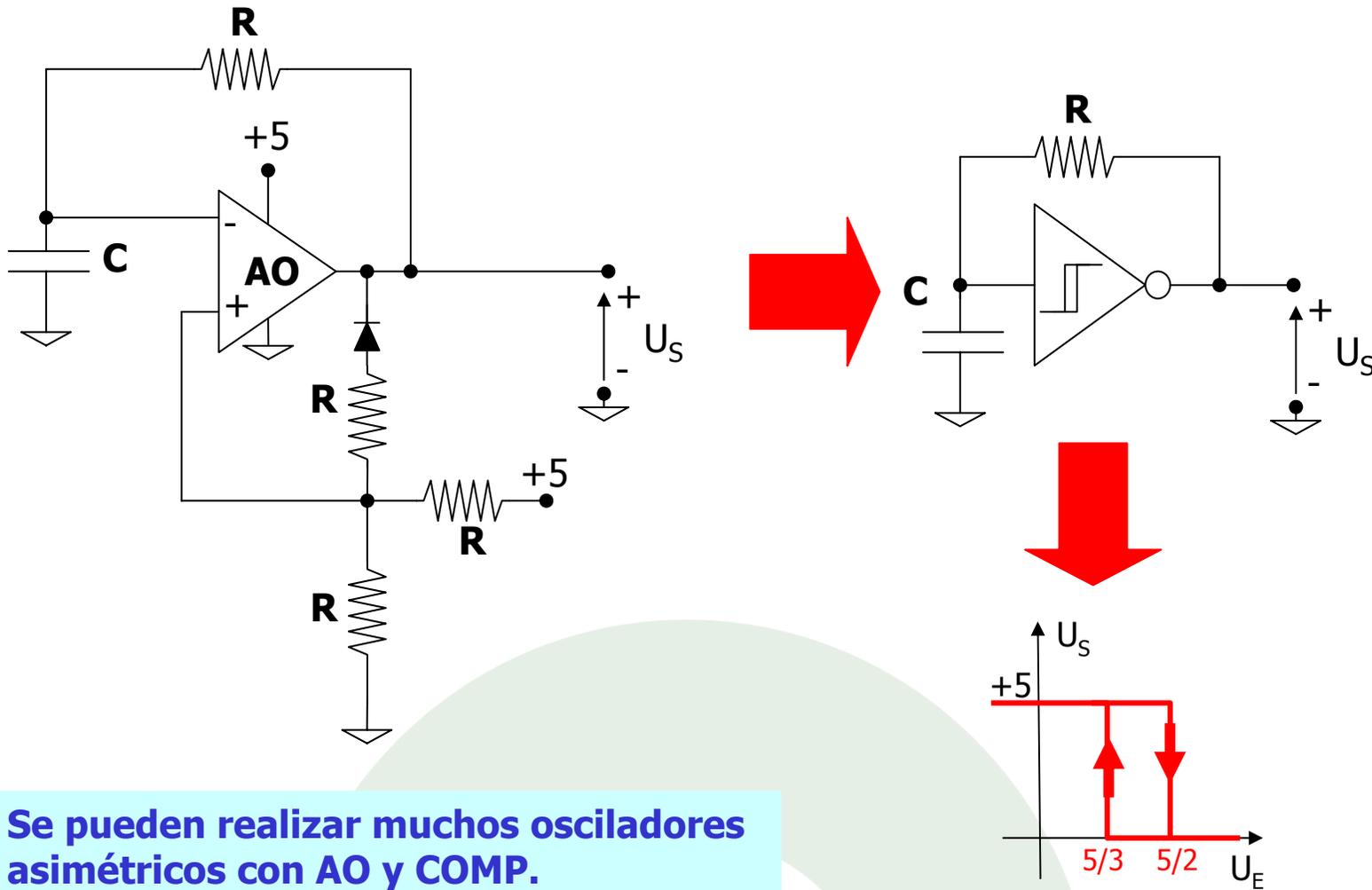


COMENTARIOS:

- Normalmente $R_1 = R_2$
- Interesa disminuir el tiempo de descarga



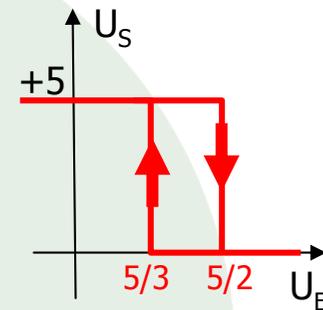
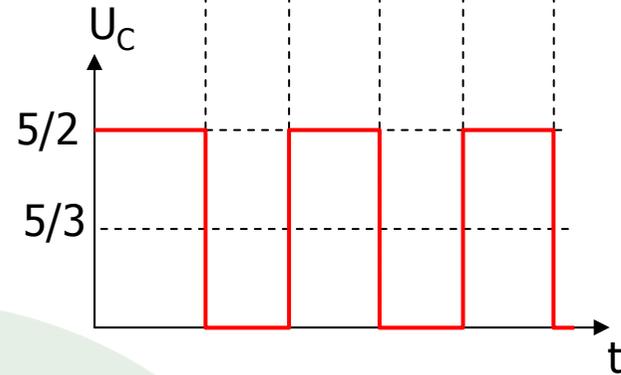
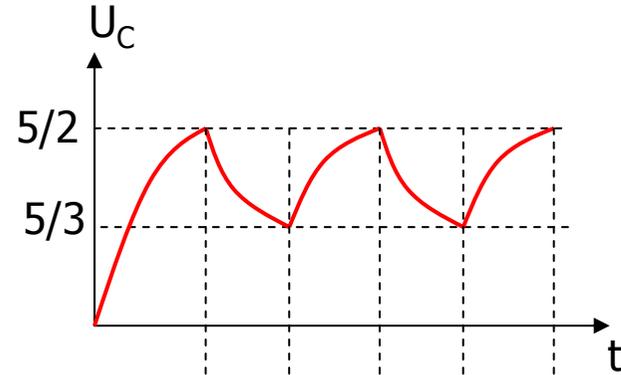
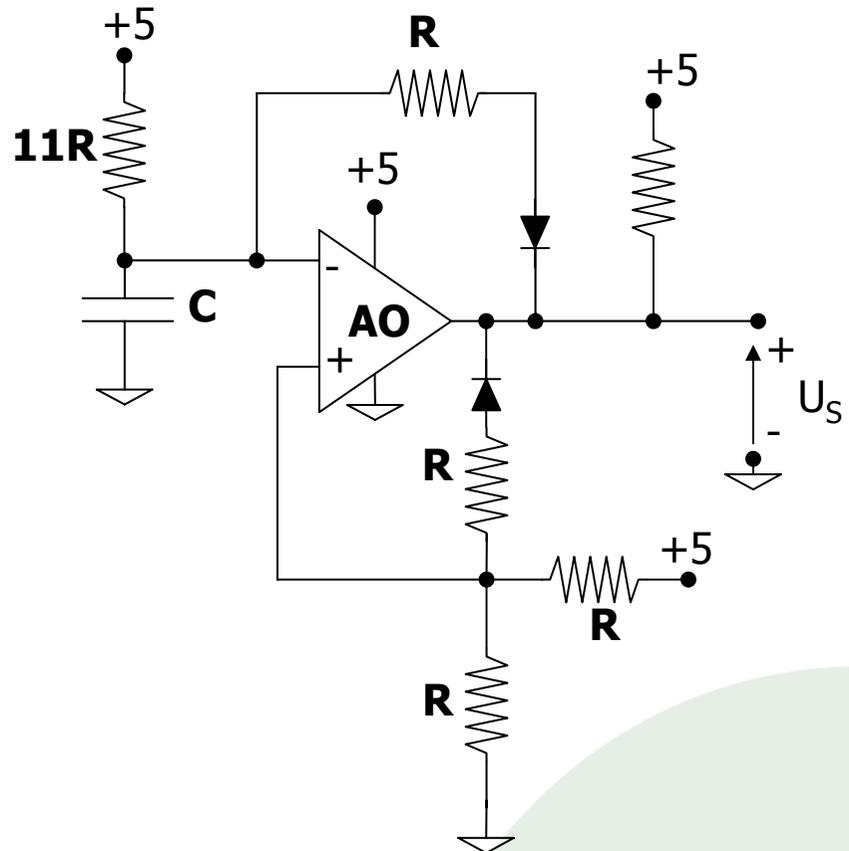
GENERACIÓN DE SEÑAL: Osciladores basados en comparador asimétrico



Se pueden realizar muchos osciladores asimétricos con AO y COMP. Cada caso debe ser analizado con cuidado.



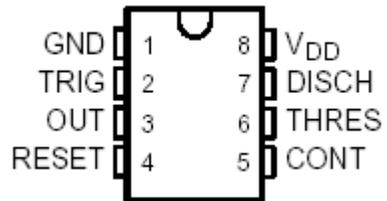
GENERACIÓN DE SEÑAL: Otro oscilador asimétrico



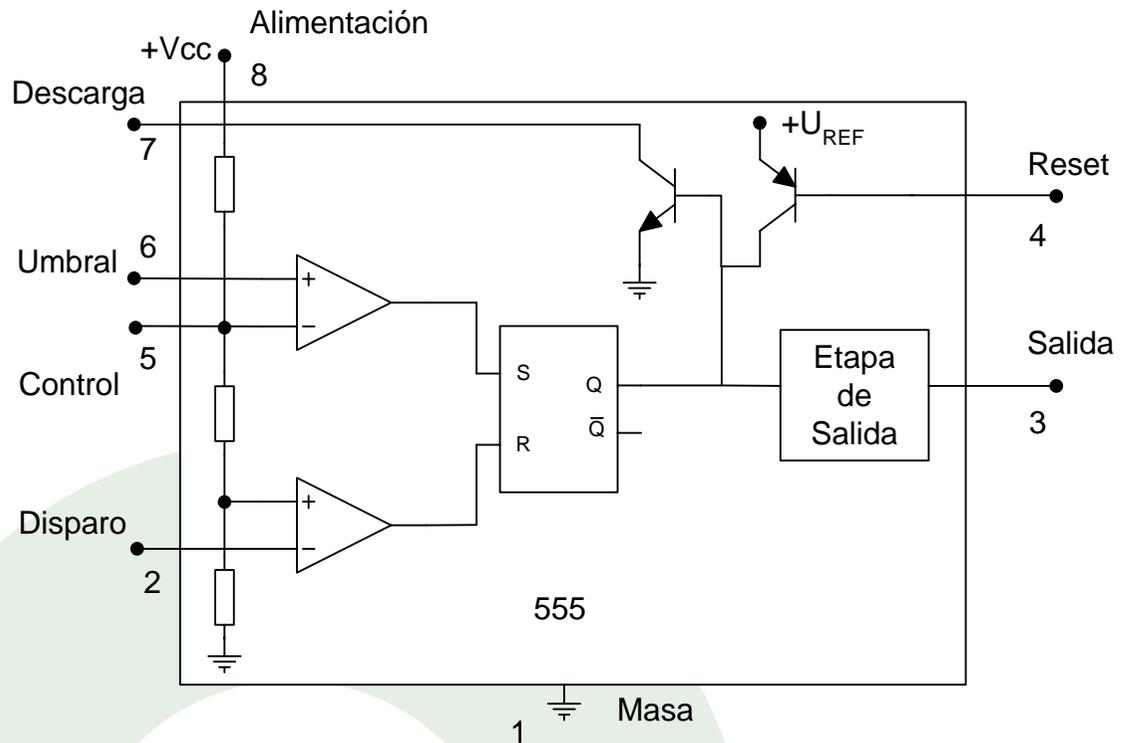


Circuitos Integrados Lineales El circuito integrado 555

D, DB, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

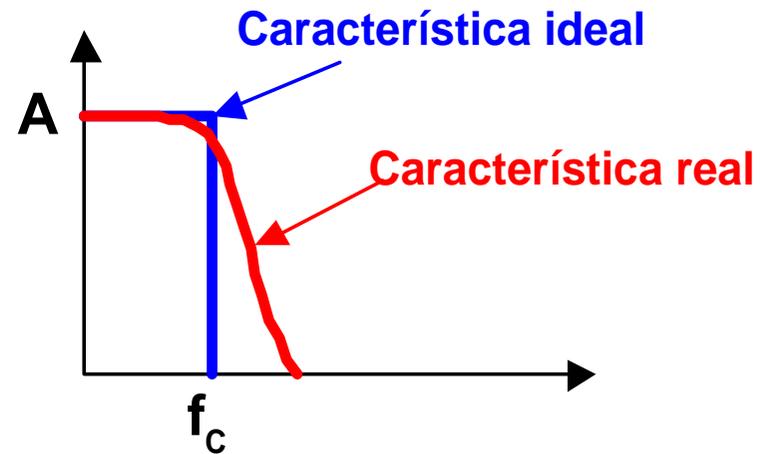
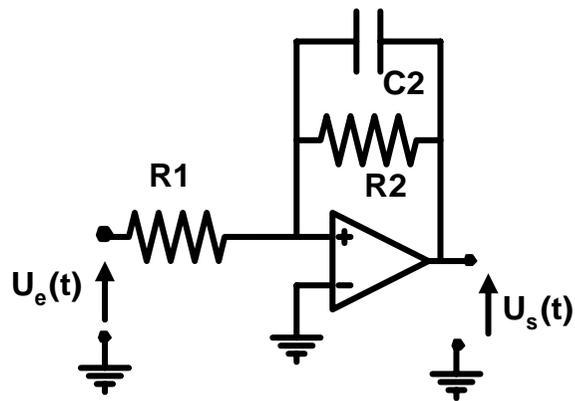


FK PACKAGE
(TOP VIEW)





Filtro PASA-BAJOS



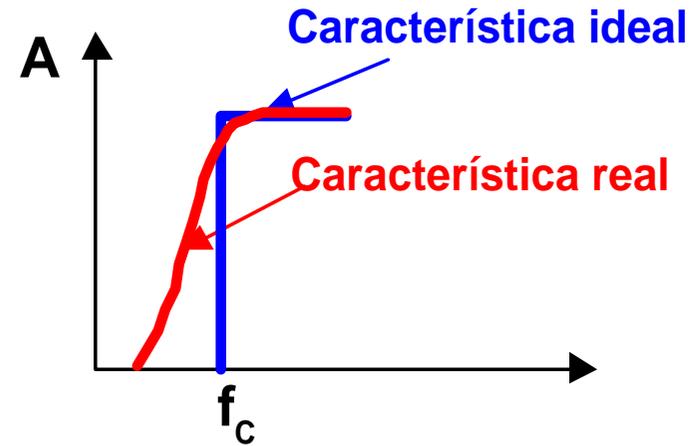
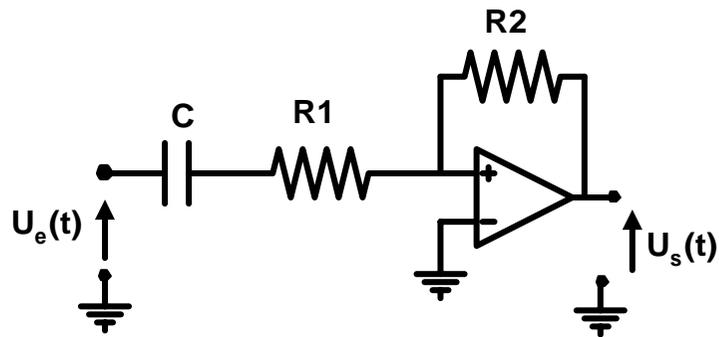
$$\frac{u_s}{u_e} = - \frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R2}$$

$$A = \frac{R2}{R1}$$

$$\omega_c = \frac{1}{C \cdot R2}$$



Filtro PASA-ALTOS

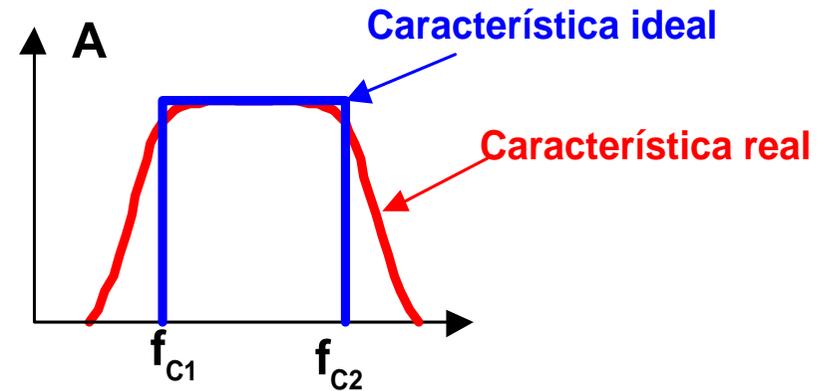
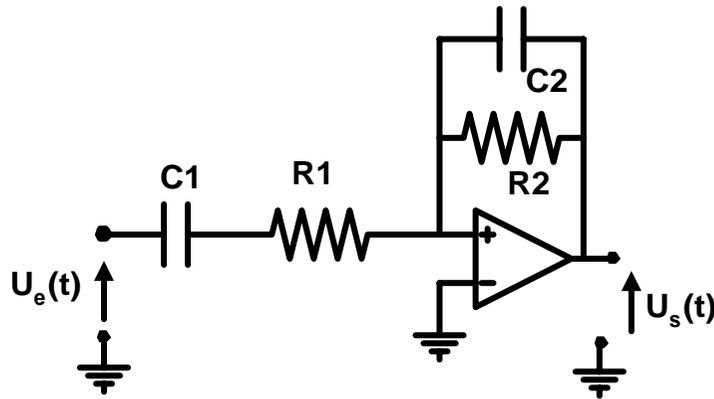


$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C \cdot R1}}$$

$$A = \frac{R2}{R1}$$
$$\omega_c = \frac{1}{C \cdot R1}$$



Filtro PASA-BANDA



$$\frac{u_s}{u_e} = - \frac{j \cdot \omega \cdot C1 \cdot R2}{(1 + j \cdot \omega \cdot C2 \cdot R2) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot C1 \cdot R1)}$$

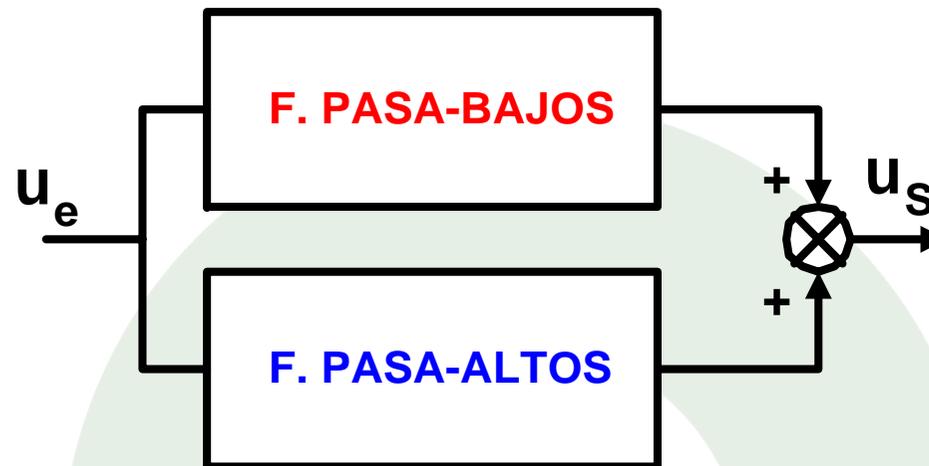
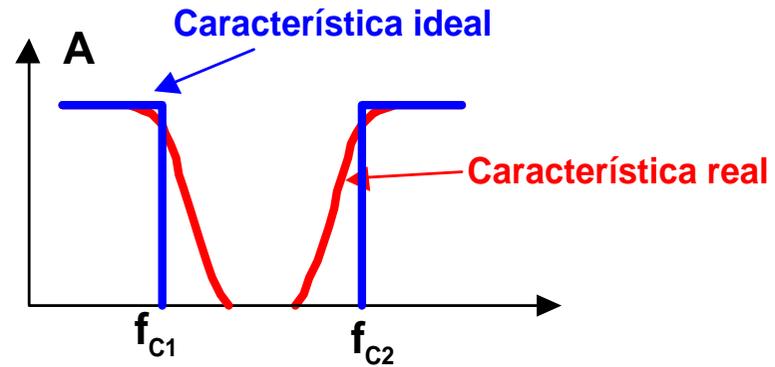
$$A = \frac{R2}{R1}$$

$$\omega_{C1} = \frac{1}{C1 \cdot R1}$$

$$\omega_{C2} = \frac{1}{C2 \cdot R2}$$

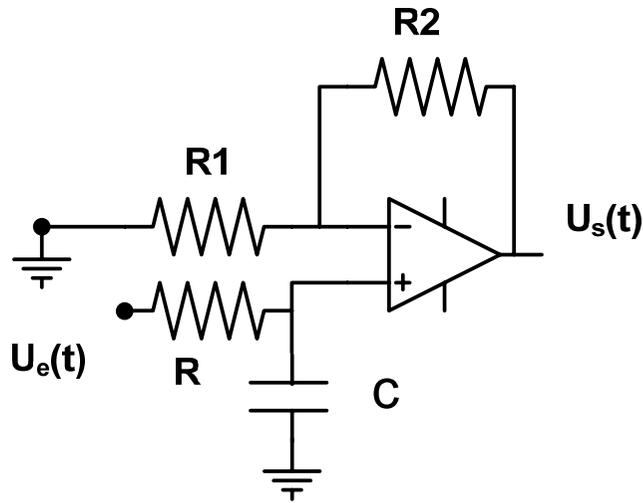


Filtro RECHAZO DE BANDA



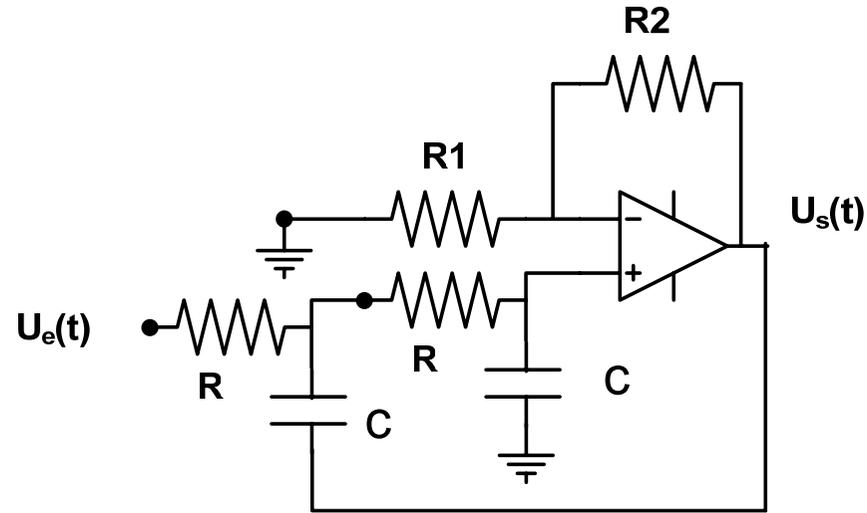


FILTROS de BOTTERWORTH



Primer orden

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$



Segundo orden

$$\frac{U_s}{U_e} = A_o \cdot \frac{\left(\frac{1}{R \cdot C}\right)^2}{s^2 + \frac{3 - A_o}{R \cdot C} \cdot s + \left(\frac{1}{R \cdot C}\right)^2}$$

$$A_o = \frac{R1 + R2}{R1}$$

En los filtros de orden par no es posible ajustar la ganancia



FILTROS de BOTTERWORTH

$$\frac{U_s}{U_e} = A_o \cdot \frac{\left(\frac{1}{R \cdot C}\right)^2}{\left(\frac{s}{w_o}\right)^2 + (3 - A_o) \cdot \left(\frac{s}{w_o}\right) + 1} \quad Bn_s$$

Se tabulan los polinomios Bn_s para $w_o=1$

ORDEN	APROXIMACIÓN PARA $w_o=1$
1	$s+1$
2	$s^2+1.414 \cdot s+1$
3	$(s+1) \cdot (s^2+s+1)$
4	$(s^2+0.765 \cdot s+1) \cdot (s^2+1.848 \cdot s+1)$
5	$(s+1) \cdot (s^2+0.618 \cdot s+1) \cdot (s^2+1.618 \cdot s+1)$



Diseñar un filtro de 5^o orden $f_c=1\text{kHz}$ $A_o=10$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$f_c=1\text{kHz} \Rightarrow R \cdot C=0.159 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R=10\text{k}, C=16\text{nF}$$

$$\frac{U_s}{U_e} = A_o \cdot \frac{\left(\frac{1}{R \cdot C}\right)^2}{\left(\frac{s}{w_o}\right)^2 + (3 - A_o) \left(\frac{s}{w_o}\right) + 1}$$

5^o orden=1 orden · 2 orden · 2 orden

$$(s+1) \cdot (s^2+0.618 \cdot s+1) \cdot (s^2+1.618 \cdot s+1)$$

$$3 - A_{o2} = 0.618 \rightarrow A_{o2} = \frac{R3 + R4}{R3} \rightarrow R3=10\text{k}, R4=13,8\text{k}$$

$$3 - A_{o3} = 1.618 \rightarrow A_{o3} = \frac{R5 + R6}{R5} \rightarrow R5=10\text{k}, R6=3,8\text{k}$$

$$A_{o1} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

$$A_{oT} = A_{o1} \cdot A_{o2} \cdot A_{o3} = 10 \quad R1=10\text{k}, R2=20\text{k}$$