

COMPONENTES Y CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

Curso adaptación a Ingeniería Electrónica.
1^{er} cuatrimestre

Juan Antonio Jiménez Tejada

HORARIO 1er CUATRIMESTRE:

Martes, miércoles y jueves 13-14h; [aula C22](#)

TEMARIO TEORÍA 1er CUATRIMESTRE

INTRODUCCIÓN 1 HORA

TEMA 1. COMPONENTES ELECTRÓNICOS (I) 4 HORAS

TEMA 2. CIRCUITOS FUNDAMENTALES.CONCEPTOS BÁSICOS.4 HORAS

TEMA 3 AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL 6 HORAS

TEMA 4 DIODOS 7 HORAS

TEMA 5 AMPLIFICADOR OPERACIONAL. APLICACIONES NO LINEALES. 5 HORAS

Total: 27 horas

Calendario de prácticas

Primer cuatrimestre

MARTES 4.30-7.30

1	18-oct-11
2	8-nov-11
3	22-nov-11
4	13-dic-11
5	17-ene-12

Segundo cuatrimestre

MARTES 4.30-7.30 (no definitivas)

1	10-abr-12
2	24-abr-12
3	8-may-12
4	15-may-12
5	22-may-12

PROFESORADO:

Prof. Juan Antonio Jiménez Tejada. Teoría, prácticas y problemas 1er Cuatr., prácticas laboratorio 2º Cuatr. (JAJT)

Prof. Salvador Rodríguez Bolívar. Teoría, problemas, prácticas 2º Cuatr. (SRB)

COMPONENTES Y CIRCUITOS ELECTRONICOS

PRIMER CUATRIMESTRE

Conceptos básicos:

Notación y tipo de señales.

Espectro de Fourier.

Componentes pasivos, parámetros característicos.

Concepto de amplificación e inversor lógico.

Herramientas de simulación de circuitos: SPICE

PRÁCTICA 1: Repaso conceptos circuitos pasivos: señal dc, ac, respuesta transitoria, diagrama de Bode, medida de equivalente Thévenin. Simulación con SPICE.

Amplificador operacional.

Modelo ideal. Configuraciones básicas (inversor, no inversor, sumador, derivador, integrador, diferencial).

Modelo real (ancho de banda-ganancia, slew-rate, tensión Offset, corrientes de polarización).

PRÁCTICA 2. Filtro paso alta con amplificador operacional real. Bode. Respuesta a señales de pulsos y triangulares a distintas frecuencias.

Semiconductores en equilibrio.

Electrones de conducción, niveles energéticos, bandas de energía.

Impurificación, tipos de portadores de carga y de semiconductores.

Concepto de nivel de Fermi. Densidad de carga móvil y fija. Ecuación neutralidad.

Concepto corriente de arrastre (conductividad) y de difusión.

Diodos.

Funcionamiento de una unión pn. Curva I-V cualitativa.

Carga espacial: relación con tensión aplicada.

PRÁCTICA 3: Relación densidad de carga móvil con el nivel de Fermi y la temperatura. Relación carga espacial con la tensión aplicada y dopado (estudio cualitativo).

Conducción en inversa.

Dispositivos basados en uniones.

Modelos de gran y pequeña señal.

PRÁCTICA 4. Circuitos básicos con diodos (respuesta transitoria permanente).

Aplicaciones no lineales con amplificador operacional.

Limitadores y comparadores.

Rectificadores.

Generadores de tramos.

Concepto de realimentación positiva.

PRÁCTICA 5. Detector de pico.

CRITERIOS DE EVALUACIÓN

PARA APROBAR LA ASIGNATURA SE HARÁ MEDIA ENTRE LAS NOTAS DE PRÁCTICAS, PROBLEMAS Y EXAMEN DE ASIGNATURA SEGÚN EL PORCENTAJE QUE SE VE A CONTINUACIÓN

PRÁCTICAS

INDIVIDUALES

25%

EXAMEN ORAL DE PRÁCTICAS SEGÚN CALENDARIO

PROBLEMAS

INDIVIDUALES

OBLIGATORIOS

15%

EXAMENES ORALES DE PROBLEMAS

EXAMEN DE ASIGNATURA

60%

ACTIVIDADES PRÁCTICAS

LAS PRACTICAS Y PROBLEMAS PRESENTADOS FUERA DE PLAZO ESTARÁN PENALIZADOS. (Nota máxima de 10 puntos si se entrega en plazo, hasta 7 puntos si se entrega dentro de una semana después, hasta 5 puntos pasado una semana y hasta 7 días antes del examen oficial de cuatrimestre, “No Presentado” pasada esa fecha).

Se mantiene la nota de problemas y prácticas en la convocatoria de septiembre.

Guión obligatorio de una práctica por cuatrimestre asignada a cada estudiante por los profesores de prácticas. Plazo de entrega: hasta 14 días después de la finalización de la última sesión de prácticas.

EXÁMENES

Exámenes ordinarios: 1er parcial, 2º parcial-final, exámenes orales de actividades prácticas a lo largo del curso.

Examen de septiembre 2011: Examen de teoría, problemas y de prácticas. Se mantendrá la nota de problemas y de prácticas para la convocatoria de Septiembre.

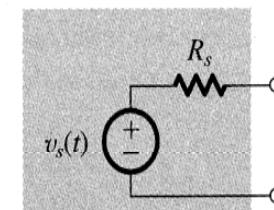
Examen de diciembre 2010: Examen de asignatura (75%) + prácticas de primer cuatrimestre (25%).

SEÑALES ELÉCTRICAS. CONCEPTOS BÁSICOS

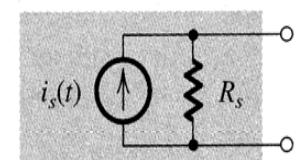


Procesamiento de señales eléctricas.
Funciones más significativas:
•Amplificador (electrónica analógica)
•Inversor lógico (electrónica digital)
•Conversores A/D, D/A

Teoremas Thevenin,
Norton



(a)



(b)

Componentes

Señal física: espectro de Fourier, suma de armónicos

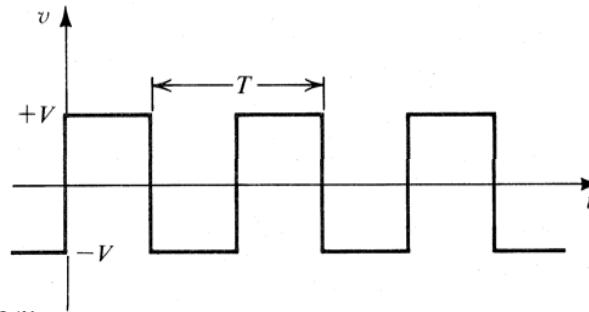
Representación dominio Tiempo

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t}, c_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-j n \omega_0 t} dt: \text{señal periódica } \omega_0 \equiv 2\pi/T$$

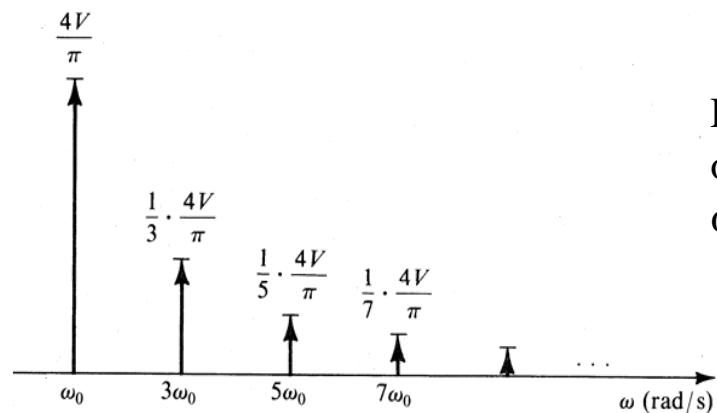
\Leftrightarrow

Representación dominio Frecuencia. $f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega, F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt: \text{señal arbitraria}$

Señal Cuadrada Periódica



Aplicando el desarrollo en Serie de Fourier:



Espectro discreto de la
onda cuadrada.
 $\omega_0 = 2\pi/T$ armónico fundamental.

$$V(t) = \frac{4V}{\pi} \left(0 + \underbrace{\sin(\omega_o t)}_{\text{DC}} + \frac{1}{3} \sin(3\omega_o t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_o t) + \dots \right)$$

$$c_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \langle f(t) \rangle$$

Notación señales.

Magnitudes dc $\equiv I_A, V_C$;

Magnitudes ac $\equiv i_a(t), v_c(t)$

Valor instantáneo total: $i_A(t) = I_A + i_a(t); v_C(t) = V_C + v_c(t)$

Señales armónicas: $i_a(t) = I_a \exp(j(\omega t + \phi_a))$

Fasor: $\tilde{I}_a = I_a \exp(j\phi_a)$

Valor "Root mean square": $\sqrt{\langle V^2(t) \rangle}$

Si $V(t) = V_o \sin(\omega t) \Rightarrow V_{o,rms} = V_o / \sqrt{2}$

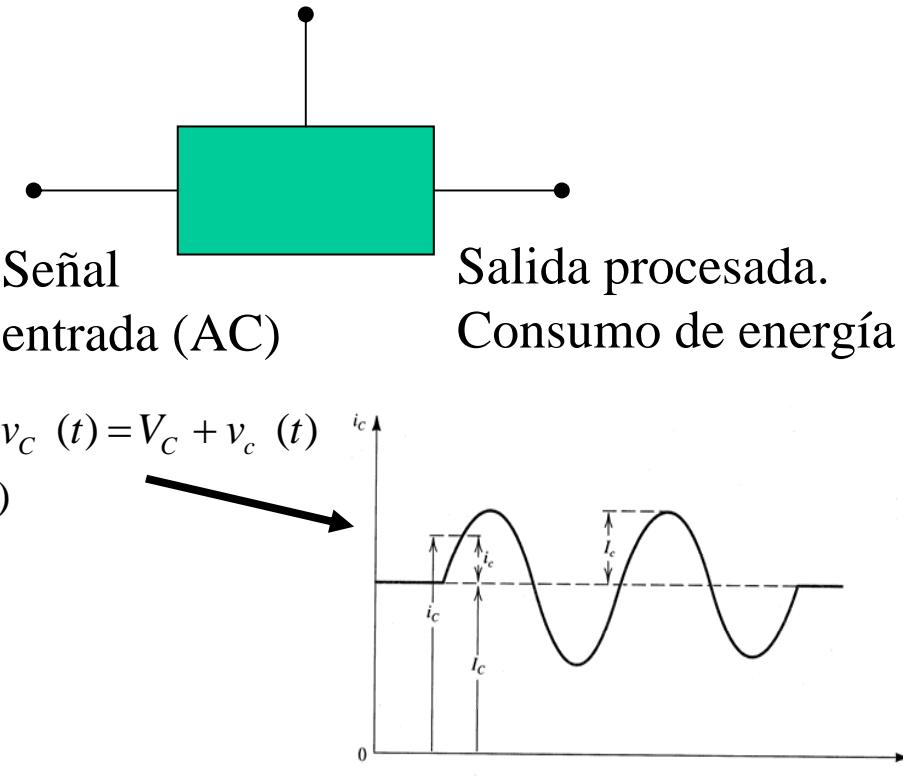
Potencia instantánea: $P(t) = i(t)v(t) = I_m \sin(\omega t + \phi)V_m \sin(\omega t)$

Potencia media: $P_a = \overline{P(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = V_{m,rms} I_{m,rms} \cos \phi = \frac{1}{2} V_m I_m \cos \phi = \frac{1}{2} \text{Re}(\tilde{I}^* \tilde{V})$

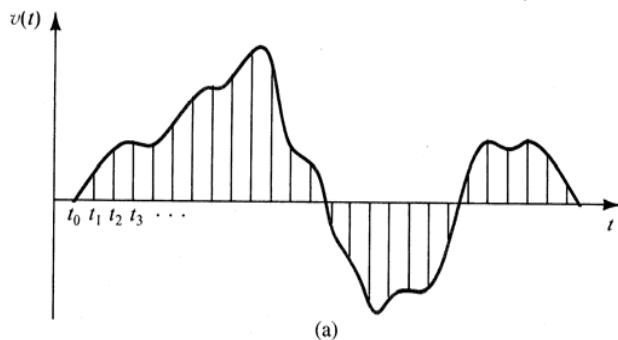
Notación fasorial \Rightarrow relación I-V en componentes pasivos \Rightarrow
definición de impedancias \Rightarrow análisis de circuitos

$$i_A = \tilde{I}_a \exp(j\omega t) = C \frac{dv_A}{dt} = C \frac{d(\tilde{V}_a \exp(j\omega t))}{dt} = j\omega C \tilde{V}_a \exp(j\omega t); \quad \tilde{I}_a = j\omega C \tilde{V}_a \equiv \tilde{V}_a / Z_C$$

Fuente de alimentación DC.

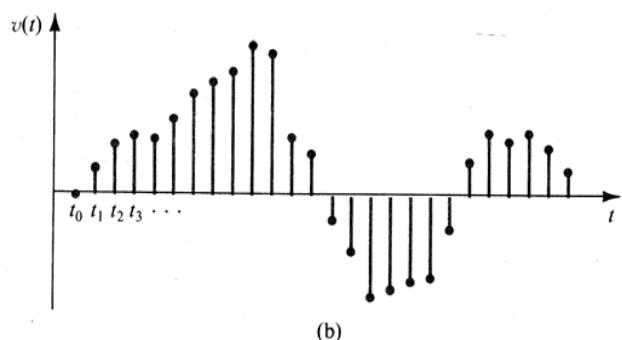


Señales analógicas y digitales. Conversores A/D, D/A.



(a)

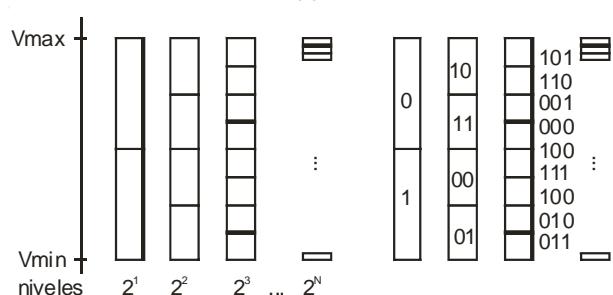
Señal analógica:
Señal continua.
Toma cualquier valor.



(b)

← Muestreo de una señal continua

Señal discreta en el tiempo (no tiene por que ser digital)



← Cuantificación.
← Codificación

Señal digital:
Toma dos valores.

$$D = b_0 2^0 + b_1 2^1 + \dots + b_{N-1} 2^{N-1} \text{ donde } b_i = 0/1$$

Número binario: $b_{N-1}, b_{N-2}, \dots, b_1, b_0$

Niveles: 2^N , (resolución, error de cuantificación)

TEMA 1. COMPONENTES ELECTRÓNICOS (I)

COMPONENTES PASIVOS

COMPONENTES.

CLASIFICACIÓN.

- Componentes electrónicos: cumplen funciones eléctricas.
 - o Resistores
 - o Condensadores
 - o Inductores
 - o Transformadores
 - o Relés
 - o Diodos
 - o Transistores
 - o Circuitos integrados
- Componentes auxiliares.
 - o Cables
 - o Sistemas de interconexión
 - o Interruptores
 - o Conmutadores
 - o Conectores
 - o Radiadores
 - o Sistemas de refrigeración
 - o Bastidores
 - o Tornillos

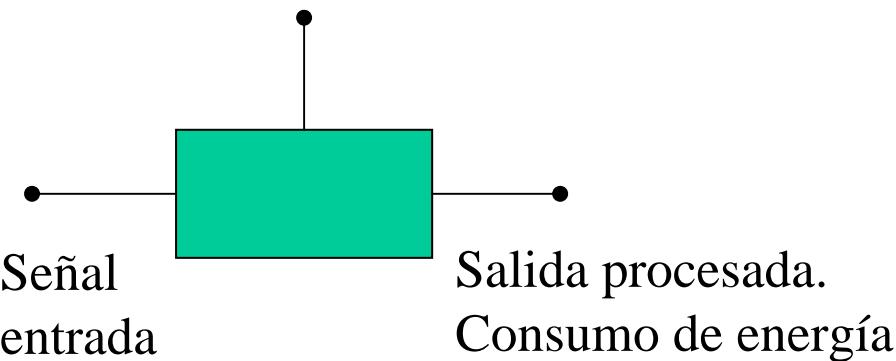
COMPONENTES ELECTRÓNICOS

- **Pasivos** (no necesitan polarización, I-V sencilla)
 - o Resistores
 - o Condensadores
 - o Inductores



- **Activos**
 - o Diodos
 - o Transistores
 - o Circuitos integrados

Fuente de alimentación DC.



COMPONENTES PASIVOS

Componente electrónico	Magnitud eléctrica característica	Valor	Unidades
Resistor	Resistencia	R	Ω
Condensador	Capacidad	C	F
Inductor	Coeficiente de autoinducción.	L	H

Características comunes

- **Valor nominal:** Valor de la magnitud eléctrica del componente medida en unas condiciones determinadas (temperatura, frecuencia, tensión).
- **Tolerancia:** máxima diferencia que puede existir entre el valor real de un componente y su valor nominal (variables aleatorias elaboración del componente).
- **Valores normalizados:** Valores nominales empleados en los componentes. No son fruto del azar. Series de números entre 1 y 10 generados por progresión geométrica (espaciados uniformemente en escala logarítmica). Razón de la serie tal que el número de valores sea de 3, 6, 12, 24, 48, 96, 192.

Ejercicio: generar las series y calcular la tolerancia de cada una.

Variación de parámetros

- Con la temperatura.
 - Relación lineal:
$$P(T) = P_0(1 + \alpha(T - T_0)),$$

P_0 valor nominal, T_0 temperatura nominal

Coeficiente de temperatura:

$$\alpha = 1 / P(dP / dT) = d(\ln P) / dT$$

(% / K, ppm / K)
 - Relación no lineal: $\alpha=\alpha(T)$ (uso de gráficas)
- Con la tensión.
 - Relación lineal. Coeficiente de tensión:
$$\beta = 1 / P(dP / dV) = d(\ln P) / dV$$

(% / K, ppm / K)
 - Relación no lineal: $\beta=\beta(T)$ (uso de gráficas)
- Con la frecuencia
 - Normalmente no lineal (gráficas)

Limitaciones de funcionamiento

- **Por temperatura:**
 - o Temperatura ambiente
 - o Temperatura y tiempo soldadura
 - o Potencia disipada en componente
- **Por tensión:** campo eléctrico de ruptura
 - o Disrupción dieléctrica.
 - o Alta corriente

Especificaciones y estándares

- Completas
- Veraces
- Normalizadas
 - o Condiciones de medida.
 - o Metodología.
 - o Terminología
 - o Estándares [UNE (E), DIN (D), UTE (F)]

Comportamiento térmico.

$$P_{apl} = P_{dis} + dE_{alm}/dt$$

Régimen estacionario: $P_{apl} = P_{dis}$

Flujo de calor: $P_{dis} = G_{th}(T_C - T_{amb})$

G_{th} : conductancia térmica

$R_{th} = 1/G_{th}$: Resistencia térmica

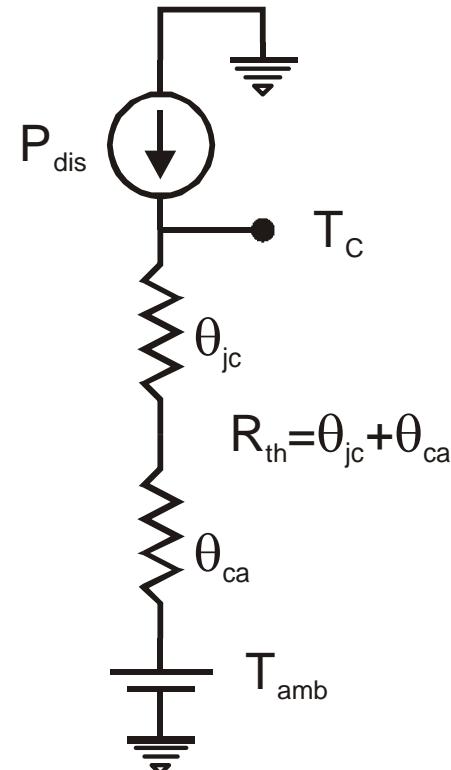
$$T_C = R_{th}P_{dis} + T_{amb}$$

$$P_{max} = (T_{max} - T_{amb})/R_{th}$$

$$\begin{array}{ll} \theta_{jc} & \left(\begin{array}{l} 30^\circ C/W (TO99) \\ 4^\circ C/W (TO3) \end{array} \right) \\ \text{silicio - cápsula} & \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} \theta_{ca} & \left(\begin{array}{l} 100^\circ C/W (TO99) \\ 40^\circ C/W (TO3) \end{array} \right) \\ \text{cápsula - ambiente} & \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} \theta_{ca} & 2 - 30^\circ C/W \\ \text{con dissipador} & \end{array}$$



Régimen no estacionario:

Variación temperatura ambiente

Variación potencia aplicada a componente

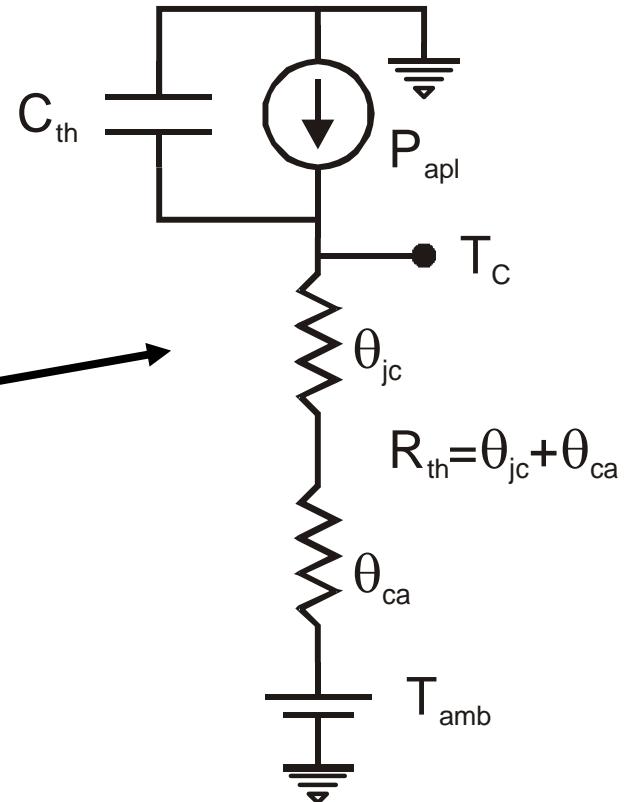
$$P_{apl} = P_{dis} + dE_{alm}/dt$$

$$P_{apl} = (T_C - T_{amb})/R_{th} + C_{th}dT_C/dt$$

$E_{alm} = C_{th}T_C$, C_{th} : capacidad térmica (J/K)

$$T_C = R_{th}P_{apl} + T_{amb} + A \cdot \exp(-t/R_{th}C_{th})$$

Constante de tiempo térmica, $\tau_{th} = R_{th}C_{th}$



Ejemplo:

- Resistencia en régimen continuo.

$$P = I_{dc} V_{dc} = I_{dc}^2 R$$

$$\Delta T = T - T_{amb} = PR_{th}$$

$$P_{max} = (T_{max} - T_{amb}) / R_{th}$$

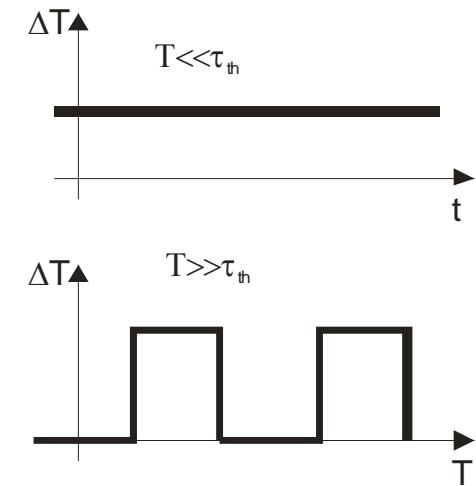
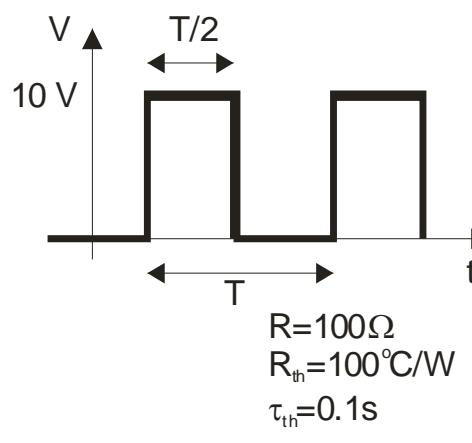
- Resistencia en régimen alterno

$T \ll \tau_{th}$:

$$\begin{aligned} \Delta T &= T - T_{amb} = PR_{th} = (V_{rms}^2 / R) R_{th} = \\ &= (V_{pp}^2 / 2)(R_{th} / R) = 50^\circ C \end{aligned}$$

$T \gg \tau_{th}$:

$$\begin{aligned} \Delta T &= T - T_{amb} = PR_{th} = (V^2 / R) R_{th} \\ &= 100^\circ C, \text{ nivel alto} \\ &= 0^\circ C, \text{ nivel bajo} \end{aligned}$$



RESISTORES FIJOS.

Clasificación por aspecto físico.

Tipo de resistor	Construcción típica	Aplicaciones y comentarios
Composición de carbón	Polvo de carbón mezclado con adhesivos y moldeado en forma cilíndrica con los terminales embutidos en el cuerpo.	Uso general, particularmente si no hay necesidad de exactitud y no es necesario trabajar en condiciones de alta temperatura o humedad. De bajo coste.
Película de carbón (pirolíticos)	Carbón puro depositado sobre un cilindro de cerámica o vidrio y sellado herméticamente con epoxy o pintura.	Uso general cuando se necesitan mejores prestaciones por las condiciones de humedad y temperatura.
Película de metal o de óxido-metal	Película de metal puro o mezcla de metal con aislantes depositada sobre sustrato de cerámica o vidrio, y sellado herméticamente.	Utilizados cuando se necesita bajo coeficiente de temperatura y gran exactitud para un circuito crítico. Más caras que las anteriores.
Bobinado	Hilo de aleación metálica bobinado sobre un núcleo aislante, y recubierto con una capa vítreas, de silicona o de barniz.	Utilizados para alta disipación de potencia o para alta precisión. Ocupan mucho espacio y son los más caros.

Resistores fijos.

Clasificación por su uso.

Uso general	Composición, de película.	Cilindro lacado con 4 bandas de colores (resistencia nominal + tolerancia)
Precisión	Película metálica, bobinados.	5 ó 6 bandas de colores, indicando coeficiente de temperatura. Se pueden encontrar también los datos impresos.
Potencia	Mayor tamaño, de gran variedad de aspectos.	Impresos el valor óhmico y la potencia nominal.

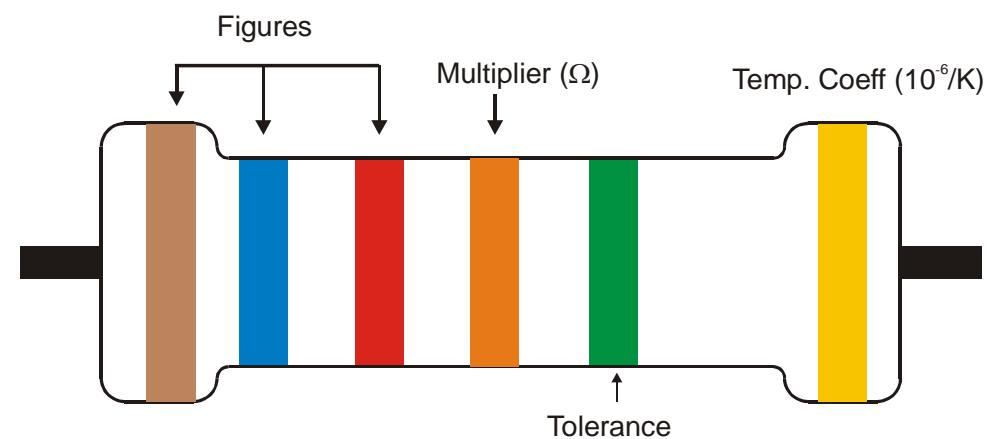
Códigos de resistores

- R: ohmio
- K: kilo
- M: Mega
- F: 1% tolerancia
- G: 2% tolerancia
- J: 5% tolerancia
- K: 10% tolerancia
- M: 20% tolerancia
- Ejemplos: 6K8G 6.8kΩ, 2%
220RK 220Ω, 10%

Códigos de resistores

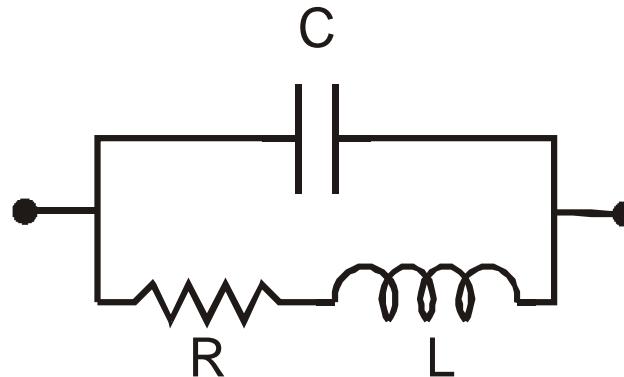
Figures	Tolerance	Color
Multiplier	Temp. Coeff.	

	0.01	10%		Silver
	0.1	5%		Golg
0	1		200	Black
1	10	1%	100	Brown
2	100	2%	50	Red
3	1K		15	Orange
4	10K		25	Yellow
5	100K	0.5%		Green
6	1M	0.25%	10	Blue
7	10M	0.1%	5	Violet
8			1	Grey
9				White



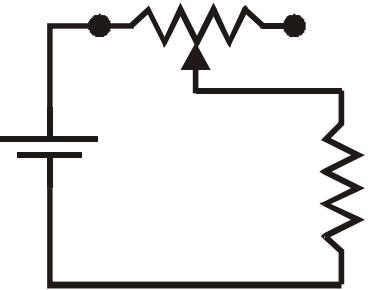
Comportamiento en frecuencia

Modelo real de resistor



Ejercicio: a) Representar el módulo de la impedancia real del resistor normalizada ($|Z(j\omega)|/R$) en función de la frecuencia, admitiendo que la capacidad parásita es de 1 pF y la inductancia parásita $L=1\text{nH}$. Representarlo para diferentes valores de R (100Ω , $1\text{k}\Omega$, $10\text{k}\Omega$, $100\text{k}\Omega$, $1\text{M}\Omega$). b) Buscar hojas características de resistores donde se muestre el comportamiento en frecuencia y determinar el valor de C y de L .

RESISTORES VARIABLES.

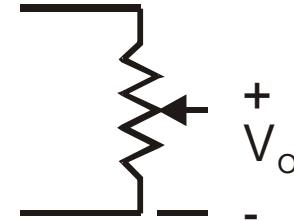


- Reostato:
- ✓ R variable.
- ✓ Toda la corriente por contacto central.

$$R(\theta) = R_T G(\theta), \quad 0 < G(\theta) < 1$$

θ posición,

R_T resistencia entre terminales fijos



- Potenciómetro:
- ✓ Divisor de tensión.
- ✓ Corriente solo por pista resistiva.
- ✓ $F(\theta)$ ley de variación
 - Lineal (salida fuente alimentación)
 - Logarítmica (volumen salida amplificador)

$$E_o(\theta) = E_T F(\theta) = E_T \beta, \quad 0 < \beta = F(\theta) < 1$$

Clasificación

- Por uso:
 - Retoque de ajuste (envejecimiento componentes, “preset potentiometers”, “trimming potentiometers”)
 - Control (potenciómetro ajuste audio)
- Por construcción:
 - Modo de accionar el cursor (una vuelta o multivuelta).
 - Naturaleza pista conductora (similar a resistores fijos: bobinado, pista continua)

Parámetros específicos

- Eléctricos:
 - Resistencia mínima absoluta, resistencia terminal, relaciones de voltaje mínimo y final, resistencia de contacto, corriente máxima por cursor, ajustabilidad.
- Mecánicos:
 - Ángulo mecánico de rotación, ángulo de conmutación, ángulo muerto de rotación.

RESISTORES NO LINEALES

- Resistores cuya I-V es no lineal.
- Tipos:
 - Termistor (variación con temperatura)
 - Varistor (variación con campo eléctrico)
 - Sensores resistivos (variación con otras magnitudes físicas: magnetoresistores, fotorresistores)

- Resistencia estática $R_{est} = \frac{V}{I} = R(I)$
- Resistencia dinámica $R_{din} = \frac{dV}{dI} = \frac{d[R_{est}(I)I]}{dI} = I \frac{dR_{est}}{dI} + R_{est}$

Termistores.

- “Negative temperature coefficient resistors” (NTC)
- Óxidos metálicos con características de semiconductores intrínsecos.
- Modelo empírico

$$R_T = R_N e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right)}$$

R_T : valor a T

R_N : valor a T_N (temperatura nominal, 298K)

B (K): constante o variable con T: $B(T) = B_0(1 + \beta(T - T_N))$

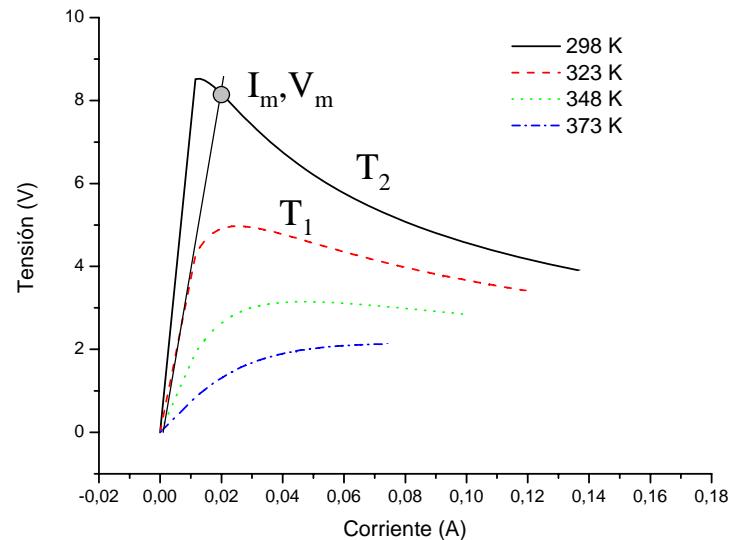
Característica I-V. Disipación de potencia.

$$T - T_{amb} = R_{th} P$$

$$R = \frac{V}{I} = R_N e^{B\left(\frac{1}{R_{th}VI + T_{amb}} - \frac{1}{T_N}\right)}$$

Determinación de parámetros.

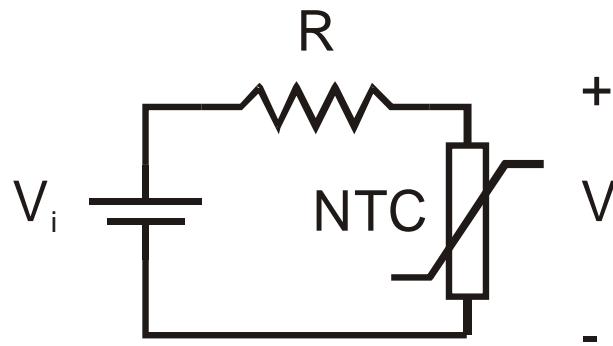
- $R(T_i)$: pendiente a bajas I
- B : cociente $R(T_1)/R(T_2)$
- R_{th} : $(T_1 - T_2)/ImVm$
- Potencia máxima disipable, temperatura máxima o resistencia mínima.



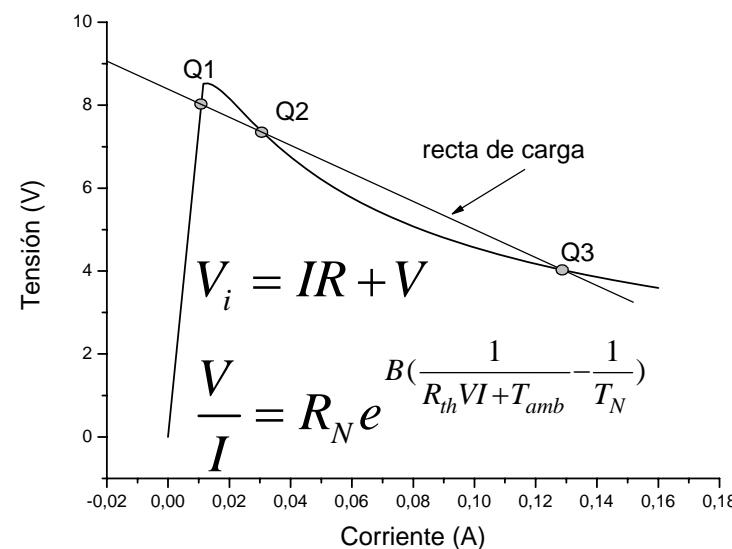
Ejercicio: a) Calcular los valores de R_{298} , R_{323} , B , R_{th} , la resistencia mínima, y la temperatura máxima del punto caliente a partir de las curvas de la figura. b) Generar una serie de curvas como la de la figura a las mismas temperaturas para un NTC con los siguientes parámetros:
 $R_N=5\text{k}\Omega$, $T_N=298$ K, $B=3800$ K $^{-1}$, $R_{th}=100$ K/W.

Polarización.

Recta de carga. Punto de trabajo.

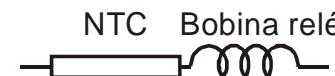


- Q1, Q2, Q3: puntos de trabajo
Q1, Q3: puntos estables
Q2: punto de trabajo inestable

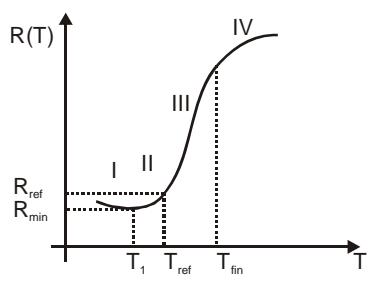


Aplicaciones:

- Termometría (polarización baja potencia, automóvil).
- Retardo temporal (inercia térmica, $\tau_{th}=R_{th}C_{th}$, $t=0$ R alta, $t\rightarrow\infty$ R baja).
- Compensación de componentes con coef. de temperatura positivo.



- “Positive temperature coefficient resistors” (PTC)
- Estructuras metálica multigrano. (BaTiO_3)
- Curvas $R(T)$ más modelos empíricos.



En la práctica dos zonas:

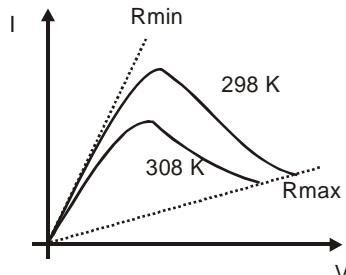
- a) I y II valor constante
- b) Valor empírico para III

$$R_T = R_{ref} e^{B(T-T_{ref})} \quad T_{ref} \leq T \leq T_{fin}$$

- Característica I-V

$$T - T_{amb} = R_{th} P$$

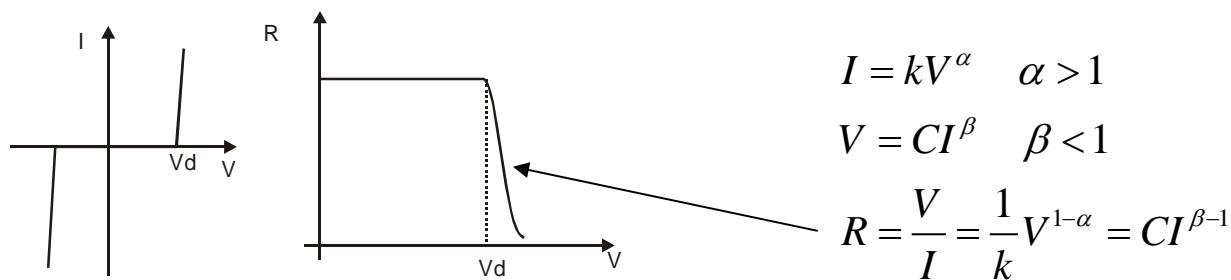
$$R = \frac{V}{I} = R_{ref} e^{BR_{th}VI}$$



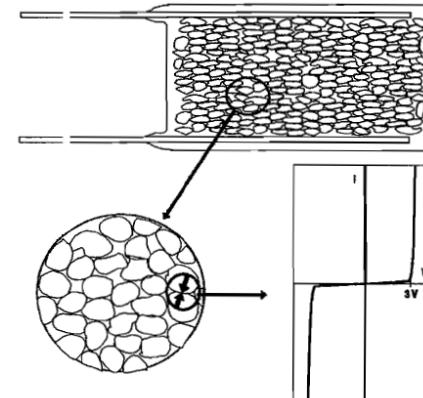
- Polarización similar a NTC.
- Aplicaciones
 - Protección circuitos contra sobre corrientes (PTC en serie con circuito, motores)
 $I \uparrow \Rightarrow T \uparrow \Rightarrow R \uparrow \Rightarrow I \downarrow$
 - Calefactor
 - Retardador (en paralelo con bobina relé)
 - Termómetro.

VARISTORES

- “Voltage dependent resistor” VDR
- Estructuras multigrano. Conducción limitada por fronteras de grano.
- Relación I-V no lineal, empírica



- Barrera de grano
-> tensión de disparo
-> zona $R(V)$



- Resistencias estática y dinámica:

$$R_{est} = \frac{V}{I} = \frac{1}{k} V^{1-\alpha} = C I^{\beta-1}$$

$$R_{din} = \frac{dV}{dI} = \beta C I^{\beta-1} = \beta R_{est}$$

- Disipación de potencia ($V_{ef} I_{ef}$), problema no lineal:

$$V(t) = V_o \sin(\omega t)$$

$$I = kV^\alpha = kV_o^\alpha (\sin(\omega t))^\alpha$$

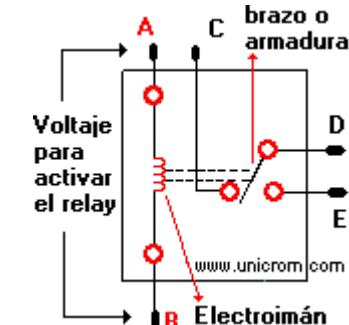
$$I_{ef} = \sqrt{1/T \int_0^T I^2(t) dt} = \sqrt{1/T \int_0^T k^2 V_o^{2\alpha} (\sin(\omega t))^{2\alpha} dt}$$

- Caso de interés (régimen pequeña señal):

$$V(t) = V_{dc} + V_{ac} \sin(\omega t), \quad V_{ac} \ll V_{dc}$$

$$V = R_{din} I \Rightarrow$$

$$P = \frac{V_{dc}^2}{R_{est}} + \frac{V_{ac_{eff}}^2}{R_{din}}$$



- Aplicaciones: supresión picos de tensión en dispositivos conmutados de carga inductiva (motores, bobinas de relés, transformadores)

CONDENSADORES

- Característica principal, capacidad: $C=Q/V$. $C=\epsilon_r\epsilon_0A/d$ (plano paralelo).
- Variaciones con temperatura, frecuencia..., determinadas por dieléctrico.
- Clasificación:
 - plástico $\epsilon_r \approx 2-3$, $\epsilon_r = \epsilon_r(T, f, V)$
 - cerámicos $\epsilon_r \approx 10^4$
 - electrolíticos (Al_2O_3) $\epsilon_r \approx 9$
- Tipos
 - Polarizados (electrolíticos)
 - No polarizados (electrostáticos)

Especificaciones

- Capacidad nominal (25°C , 10^3 Hz), (25°C , 100 ó 120 Hz electrolíticos).
- Valores preferidos: serie tolerancia 5%
- Tolerancia en condensadores mayor que en resistores.

D: $\pm 5\text{pF}$ F : $\pm 1\%$ G : $\pm 2\%$

H: $\pm 2\%$ J : $\pm 5\%$ K : $\pm 10\%$

M: $\pm 20\%$ P : $+100\%-0\%$ Z : $+80\%-20\%$

- Temperaturas máxima, mínima, rango.
- Tensiones

Tensión nominal (rated voltage) $V_N \geq V_{dc} + V_{ac\text{pico}}$ (Valores usuales 10/16/25/40/63)

Tensión límite (peak voltage). Valor de ruptura dieléctrica ($20\% V_N$, $1.2 V_N$...)

Voltage category: máximas V_{dc} y V_{ac}

Max. Voltage rate: máxima pendiente de tensión, dV/dt , para evitar picos de corriente.

- Fugas (comportamiento dc)

Resistencia de aislamiento $R_I = V_{dc} / I_{f_{dc}}$

Constante de tiempo de autodescarga, $\tau(T) = R_I(T)C$

Corriente de fugas $I_{f_{dc}}$

- Pérdidas (comportamiento ac)

$$Q(t) = \int i(t)dt \Rightarrow C = \frac{Q}{V(t)} = \frac{\int i(t)dt}{V(t)} \Rightarrow i(t) = C \frac{dV(t)}{dt}$$

Si $V(t) = V_0 \sin(\omega t)$ -> corriente adelantada 90°

$$\int_0^T V(t)i(t)dt = 0 \Rightarrow \text{no se disipa potencia}$$

Si existen pérdidas -> desfase $\neq 90^\circ$

$\tan\delta$: factor de pérdidas,

$Q = 1/\tan\delta$: factor de calidad

Valores buenos: $\tan\delta \approx 10^{-4}$

Valores regulares: $\tan\delta \approx 10^{-2}$

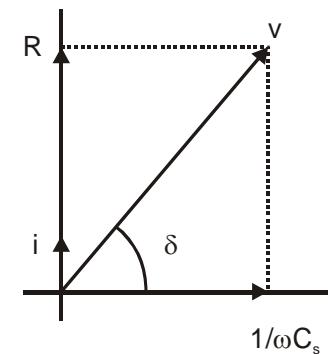
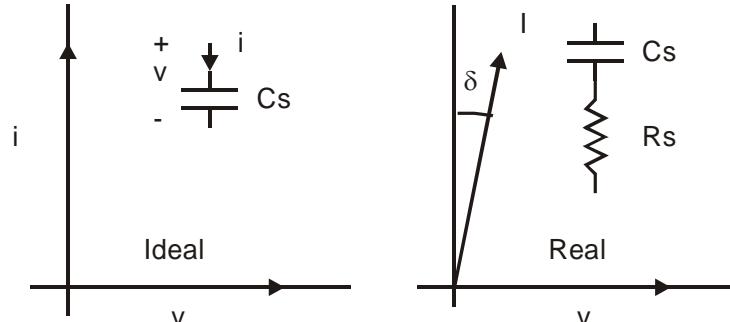
Valores malos: $\tan\delta \approx 1$

$$V = I(R_s + j\omega C_s) = I(R_s - j/\omega C_s)$$

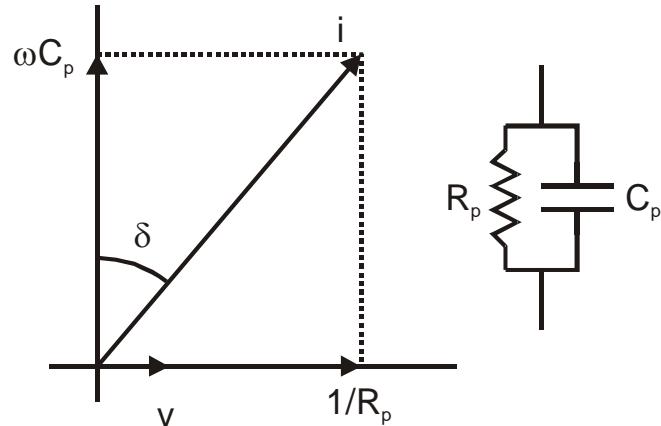
$$D = \tan\delta = \frac{R_s}{1/\omega C_s} = \omega R_s C_s$$

$$|Z_c| = \sqrt{R_s^2 + (1/\omega C_s)^2}$$

$$\text{desfase } V-I \Rightarrow \phi = \pi/2 - \delta = \pi/2 - \tan^{-1}(\omega R_s C_s)$$



Modelo alternativo:



$$I = V \left(\frac{1}{R_p} + j\omega C_p \right)$$

$$D = \tan \delta = \frac{1/R_p}{\omega C_p} = \frac{1}{\omega R_p C_p}$$

Pérdidas únicas, modelos equivalentes $\Rightarrow \frac{1}{\omega R_p C_p} = \omega R_s C_s$

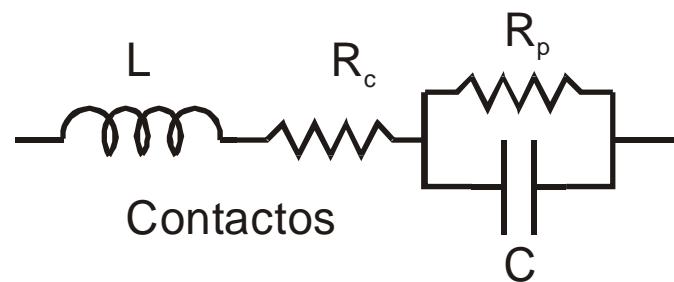
$$|Z| = \left| \left(\frac{1}{R_p} + j\omega C_p \right)^{-1} \right| = \left| R_s + 1/(j\omega C_s) \right| \Rightarrow$$

$$R_p = R_s(D^2 + 1)/D,$$

$$C_p = C_s/(1+D^2)$$

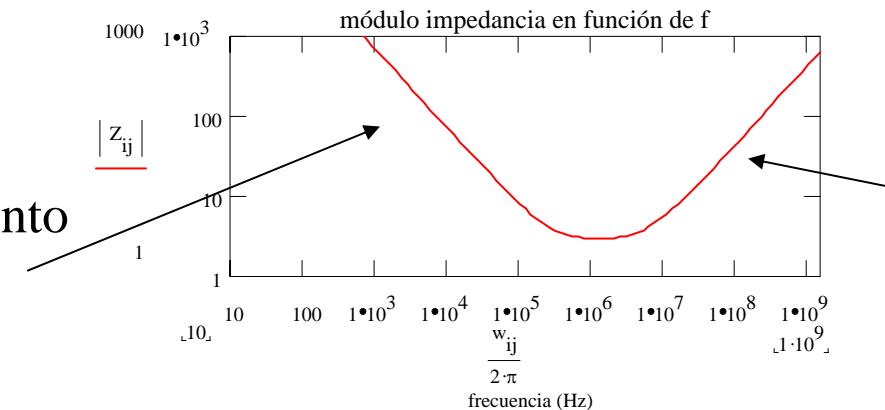
En buen condensador $D \ll 1 (\sim 10^{-3})$, $C_p \approx C_s$, $R_p \approx R_s / D^2$

Modelo más completo:

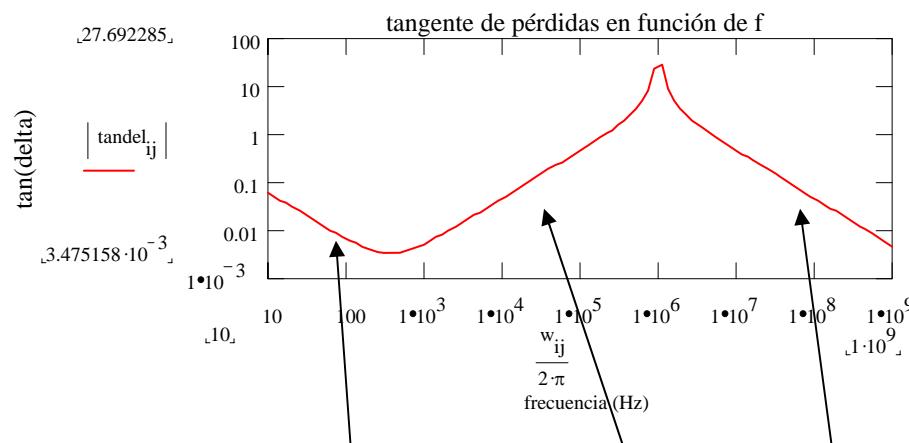


Ejercicio: Buscar en las hojas características de un condensador sus parámetros L , R_c , R_p , C . Representar $|Z|$ y $\tan\delta$ en función de la frecuencia

Comportamiento
capacitivo



Comportamiento
inductivo



$$\tan\delta = 1/(\omega CR_p), (\omega CR_s), R_s/(\omega L)$$

Potencia disipada en condensador:

- $\omega \neq 0$, Pérdidas a través de $R_s = \tan\delta/(\omega C_s)$

$$\Rightarrow W_{ac} = I_{rms}^2 R_s$$

$$I_{rms} = V_{ac} / |Z| = V_{ac} / \sqrt{R_s^2 + 1/(\omega C_s)^2} = V_{ac} / (R_s \sqrt{1+1/D^2}) = V_{ac} / (R_s \sqrt{(D^2+1)/D^2})$$

$$W_{ac} = V_{ac}^2 \frac{D^2}{D^2 + 1} \frac{1}{R_s}$$

$$\text{si } \tan\delta \ll 1 \Rightarrow R_s \ll 1/\omega R_s, \quad |Z| \approx 1/\omega C_s, \quad W_{ac} = V_{ac}^2 \omega^2 C_s^2 R_s$$

- $\omega = 0$

$$W_{dc} = V_{dc} I_f = I_f^2 R_I \quad (\text{corriente de fugas, resistencia de aislamiento})$$

$$\bullet \quad W_T = W_{dc} + W_{ac} = \sum_f W_f$$

Tipos de condensadores:

- No polarizados
 - De plástico (acetato de celulosa, poliéster, poliestireno, policarbonato, polipropileno, teflón): aplicaciones normales, buenas prestaciones, bajo precio.
 - Cerámicos (tipo lenteja), óxidos metálicos: valor alto de ϵ_r , alta C
 - o Comportamiento estable con temperatura
 - o Comportamiento inestable con temperatura
 - Otros: papel, vidrio, variables (de aplicaciones más específicas).
- Polarizados electrolíticos.
 - Gran valor de la capacidad (t_{ox} pequeño)
 - Uso de metales sobre los que se crece óxido si la corriente circula en un sentido, en el otro sentido se descompone el óxido.
 - Deficientes en cuanto a fugas, pérdidas, márgenes útiles de frecuencia, tolerancias > 50%
 - Útiles en filtros paso banda en fuentes de alimentación
 - Al_2O_3 : $\epsilon_r = 9$, Ta_2O_5 : $\epsilon_r = 22$

Bibliografía:

- Juan A. López Villanueva, Juan A. Jiménez Tejada, "Fundamentos de circuitos para electrónica", Universidad de Granada.
- J. Sangrador García et al. "Componentes electrónicos pasivos". Universidad Politécnica de Madrid.

APÉNDICE.

Tierra

El término **tierra** (en inglés *earth*), como su nombre indica, se refiere al [potencial](#) de la **superficie de la Tierra**.

El símbolo de la tierra en el diagrama de un circuito es:



Para hacer la conexión de este potencial de tierra a un [circuito](#) se usa un electrodo de tierra, que puede ser algo tan simple como una barra metálica anclada el suelo, a veces humedecida para una mejor conducción. Es un concepto vinculado a la seguridad de las personas, porque éstas se hallan a su mismo potencial por estar pisando el suelo. Si cualquier aparato está a ese mismo potencial no habrá diferencia entre el aparato y la persona, por lo que no habrá descarga eléctrica peligrosa.

Por último hay que decir que el potencial de la tierra no siempre se puede considerar constante, especialmente en el caso de caída de [rayos](#). Por ejemplo si ha caído un rayo a una distancia de 1 [kilómetro](#), la diferencia de potencial entre dos puntos separados por 10 [metros](#) será de más de 150 [V](#).

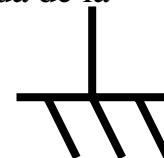
Masa

La definición clásica de **masa** (en inglés *ground*) es un **punto que servirá como referencia de tensiones** en un circuito (0 voltios). El problema de la anterior definición es que, en la práctica, esta tensión varía de un punto a otro, es decir, debido a la resistencia de los [cables](#) y a la [corriente](#) que pasa por ellos, habrá una diferencia de tensión entre un punto y otro cualquiera de un mismo cable.

Una definición más útil es que masa es la referencia de un conductor que es usado como retorno común de las corrientes.

La masa y la tierra en un circuito no tienen porque tener la misma tensión. Incluso la forma de onda de la masa respecto a la tierra puede ser variable, por ejemplo en un convertidor Buck.

El símbolo de la masa en un circuito es el siguiente (también es aceptable sin el rayado):



APÉNDICE: El Relé

El Relé es un interruptor operado magnéticamente. Este se activa o desactiva (dependiendo de la conexión) cuando el electroimán (que forma parte del Relé) es energizado (le damos tensión para que funcione). Esta operación causa que exista conexión o no, entre dos o más terminales del dispositivo (el Relé).

Esta conexión se logra con la atracción o repulsión de un pequeño brazo, llamado armadura, por el electroimán. Este pequeño brazo conecta o desconecta los terminales antes mencionados.

Ejemplo: Si el electroimán está activo jala el brazo (armadura) y conecta los puntos **C** y **D**. Si el electroimán se desactiva, conecta los puntos **D** y **E**.

De esta manera se puede tener algo conectado, cuando el electroimán está activo, y otra cosa conectada, cuando está inactivo

Es importante saber cual es la resistencia del bobinado del electroimán (lo que esta entre los terminales **A** y **B**) que activa el relé y con cuanto voltaje este se activa.

Este voltaje y esta resistencia nos informan que magnitud debe de tener la señal que activará el relé y cuanta corriente se debe suministrar a éste.

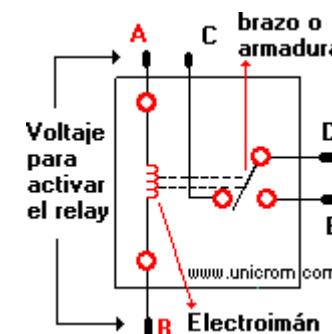
La corriente se obtiene con ayuda de la Ley de Ohm: $I = V / R$.

donde:

- **I** es la corriente necesaria para activar el relé
- **V** es el voltaje para activar el relé
- **R** es la resistencia del bobinado del relé

Ventajas del Relé:

- Permite el control de un dispositivo a distancia. No se necesita estar junto al dispositivo para hacerlo funcionar.
- El Relé es activado con poca corriente, sin embargo puede activar grandes máquinas que consumen gran cantidad de corriente.
- Con una sola señal de control, puedo controlar varios Relés a la vez.



TEMA 2. CIRCUITOS FUNDAMENTALES. CONCEPTOS BÁSICOS.

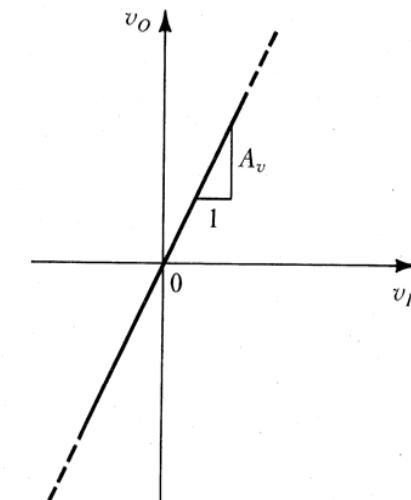
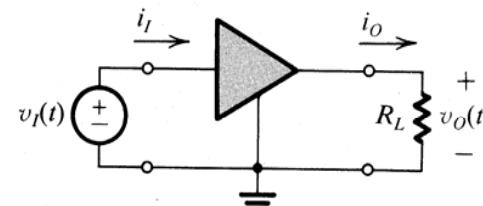
AMPLIFICADORES.
INVERSOR LÓGICO DIGITAL

AMPLIFICADORES

Importante: linealidad $v_O(t) = A_v v_I(t)$, A_v = Ganancia

No linealidad: distorsión

Curva característica $v_O - v_I$.



Ganancias:

~~$$\text{Ganancia de tensión: } A_v \equiv \frac{v_O}{v_I} = |A_v| e^{j\phi_v} \quad 20 \log(|A_v|)$$~~

~~$$\text{Ganancia de corriente: } A_I \equiv \frac{i_O}{i_I} = |A_I| e^{j\phi_I} \quad 20 \log(|A_I|)$$~~

~~$$\text{Ganancia de potencia: } A_p \equiv \frac{P_L}{P_i} = \frac{i_O v_O}{i_I v_I} \quad 10 \log(A_p)$$~~

Conservación de Energía: $P_{dc} + P_i = P_L + P_{disp}$

$$P_{dc} = \sum I_i V_i;$$

P_i = Pot. de la señal en la entrada.

P_L = Pot. Entregada a al carga;

P_{dis} = Pot. disipada en forma de calor.

Eficiencia del amplificador $\eta \equiv P_L / P_{dc} \times 100$

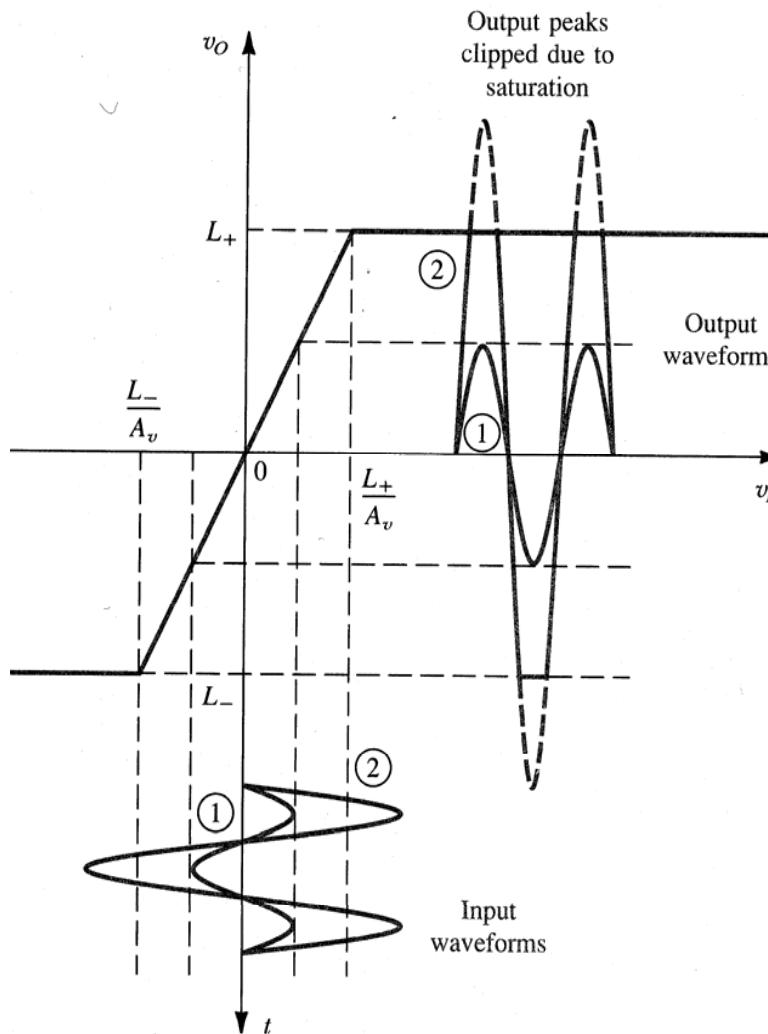
Saturación del amplificador

Caso $v_O - v_I$ lineal entre valores de fuentes de alimentación

La salida nunca puede exceder los valores de las fuentes de alimentación.

Para evitar la distorsión
debe cumplirse:

$$\frac{L_-}{A_V} \leq V_i \leq \frac{L_+}{A_V}$$



Saturación del amplificador

Caso real: $v_O - v_I$ no perfectamente lineal

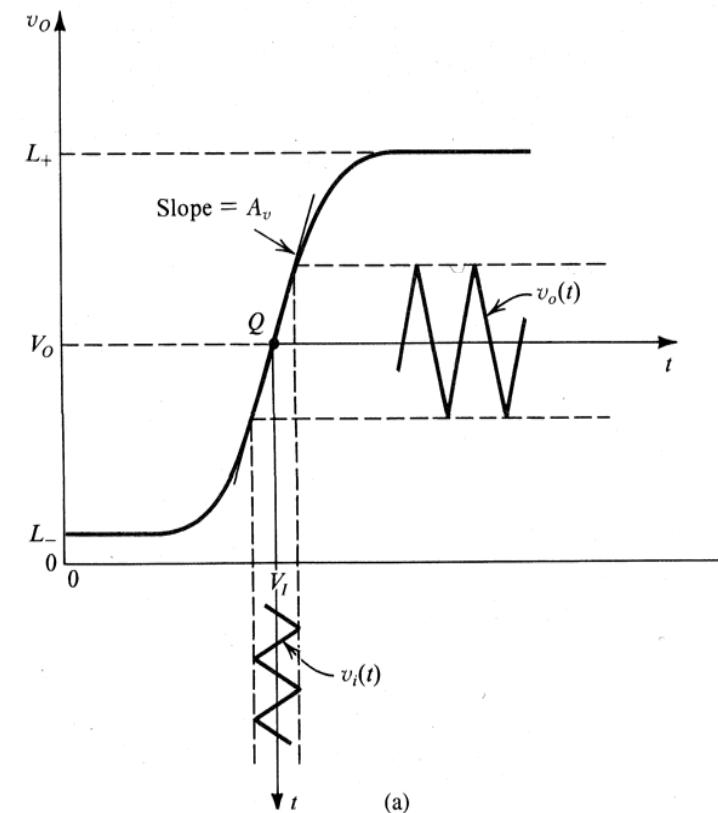
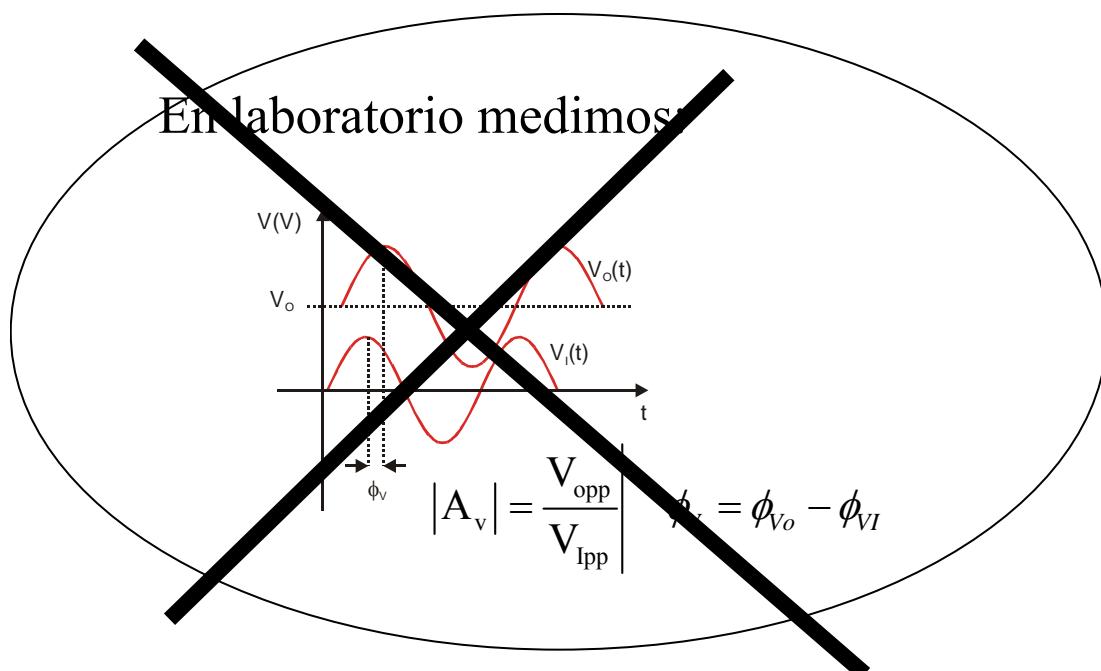
Solución:

1. Elección de la región donde varía la señal en zona lineal (Polarización, elección del punto de trabajo adecuado).
2. Amplitud de la señal ac pequeña.

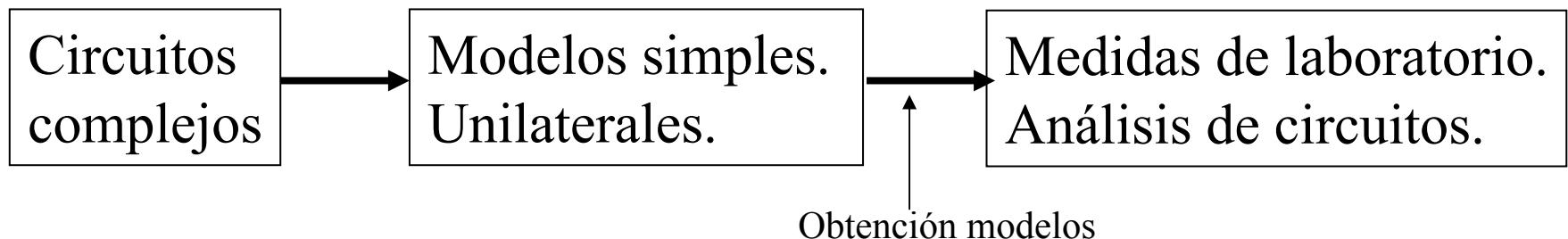
Redefinición de ganancia:

$$A_v \equiv \left. \frac{dv_o}{dv_i} \right|_{en Q} \approx \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} \quad (\text{pequeña señal})$$

$$v_o(t) = V_o + v_o(t) = V_o + \Delta v_o(t)$$



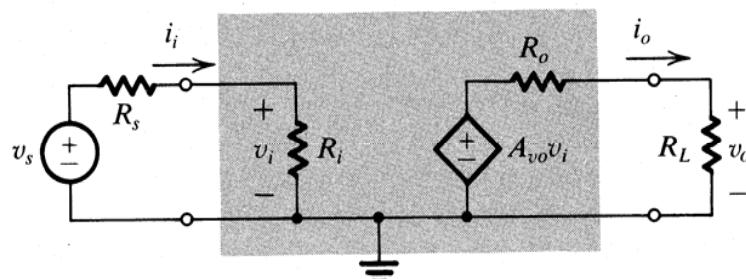
Modelos de circuitos para amplificadores.



Amplificador de Tensión:

R_i : Resistencia de Entrada; R_O : Resistencia de Salida;

$A_{VO}v_i$: Fuente de tensión controlada por tensión.



$$R_i = \frac{v_i}{i_i}; \quad R_O = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_i=0}$$

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

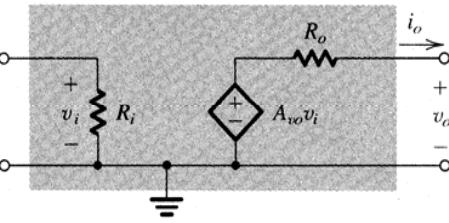
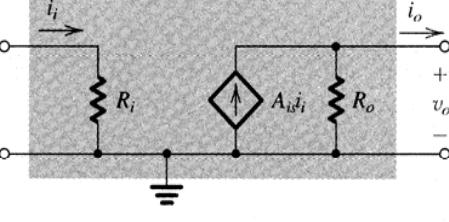
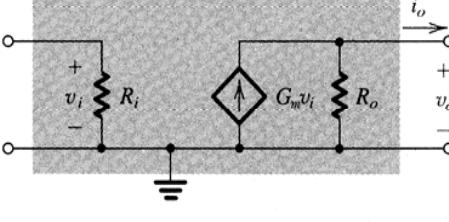
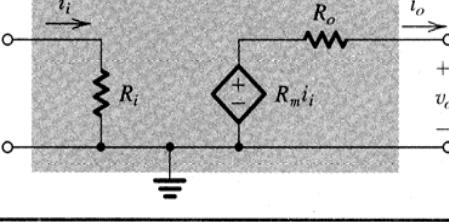
$$v_o = A_{VO}v_i \frac{R_L}{R_L + R_O}$$

Para un amplificador de tensión es recomendable R_i grande y R_O pequeño.

Amplificador Buffer = Adaptador de impedancias, ($A_{VO} \approx 1$).

Existen cuatro tipos de amplificadores dependiendo de la relación tensión/corriente – entrada/salida:

Table 1.1 THE FOUR AMPLIFIER TYPES

Type	Circuit Model	Gain Parameter	Ideal Characteristics
Voltage Amplifier		Open-Circuit Voltage Gain $A_{vo} \equiv \left. \frac{v_o}{v_i} \right _{i_o = 0} \text{ (V/V)}$	$R_i = \infty$ $R_o = 0$
Current Amplifier		Short-Circuit Current Gain $A_{is} \equiv \left. \frac{i_o}{i_i} \right _{v_o = 0} \text{ (A/A)}$	$R_i = 0$ $R_o = \infty$
Transconductance Amplifier		Short-Circuit Transconductance $G_m \equiv \left. \frac{i_o}{v_i} \right _{v_o = 0} \text{ (A/V)}$	$R_i = \infty$ $R_o = \infty$
Transresistance Amplifier		Open-Circuit Transresistance $R_m \equiv \left. \frac{v_o}{i_i} \right _{i_o = 0} \text{ (V/A)}$	$R_i = 0$ $R_o = 0$

Respuesta en frecuencia de amplificadores.

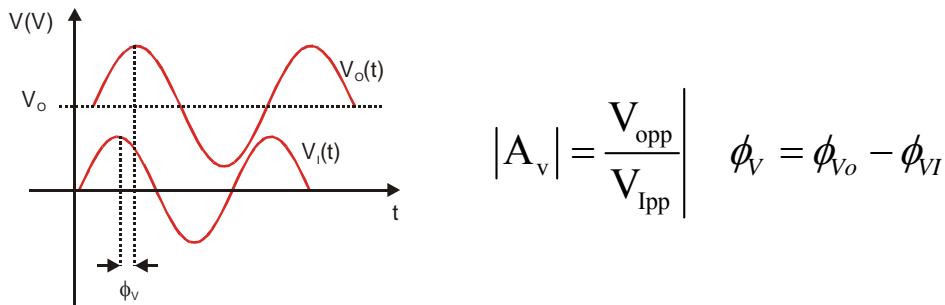
Existencia de componentes $Z = Z(\omega)$ ($Z_C = 1/j\omega C$; $Z_L = j\omega L$) $\Rightarrow A_v = A_v(\omega)$

Función de transferencia $T(\omega) = V_o/V_i (\omega) = |T(\omega)| \exp(j\phi_V)$

$$|V_o| = |V_i| |T(\omega)|$$

$$\phi_{V_o} = \phi_{V_i} + \phi_V(\omega)$$

En laboratorio medimos:

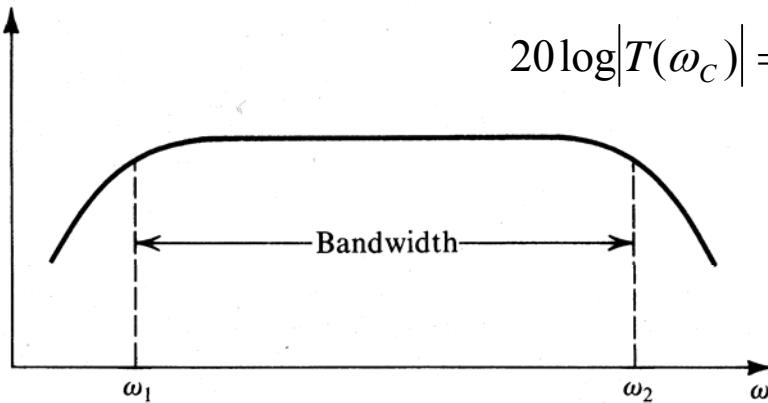


Ancho de Banda (BW)

$$20 \log |T(\omega)|$$

ω_1 y ω_2 son las frecuencias de corte

$$20 \log |T(\omega_C)| = 20 \log |T(\omega_{max})| - 3dB$$

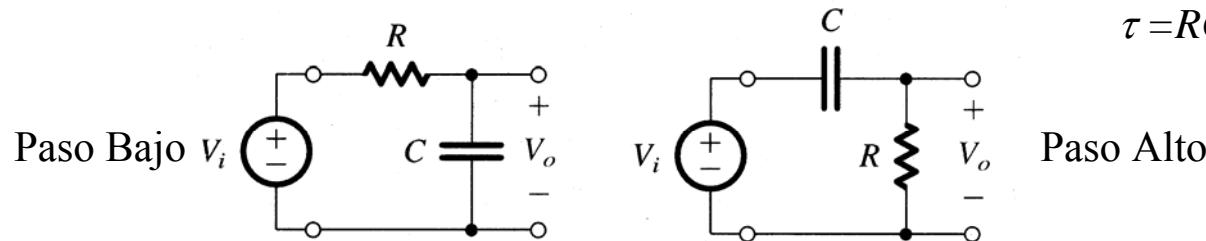


$$|T(\omega_C)| = \frac{|T(\omega_{max})|}{\sqrt{2}}$$

El ancho de banda debe coincidir con el espectro de las señales a amplificar.
De lo contrario se produce una distorsión de la señal.

~~$A_v = A_v(\omega)$~~
¡No tiene sentido!

Circuitos de una única constante de tiempo.



Cte. de tiempo

$$\tau = RC$$

Paso Alto

Diagrama de Bode Respuesta del tipo Paso-bajo.

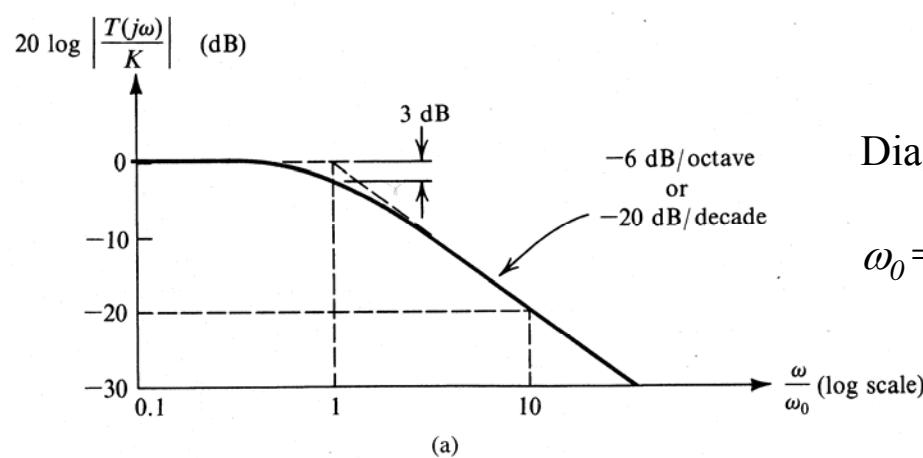


Diagrama de amplitudes

ω_0 = Frecuencia de corte

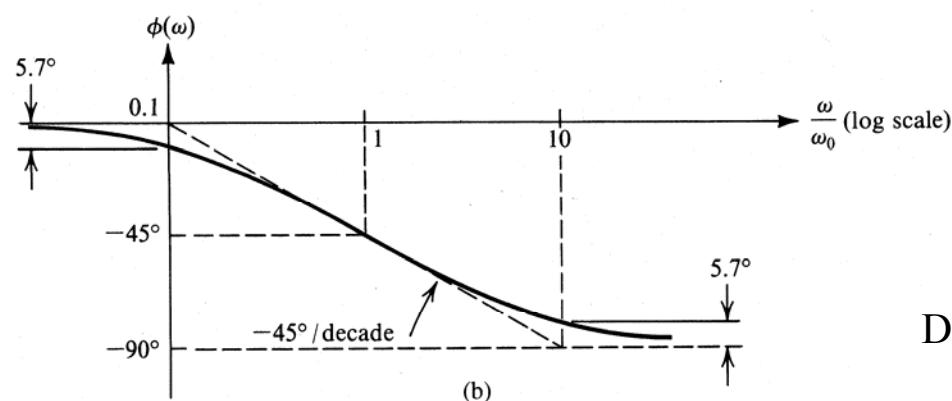


Diagrama de fases

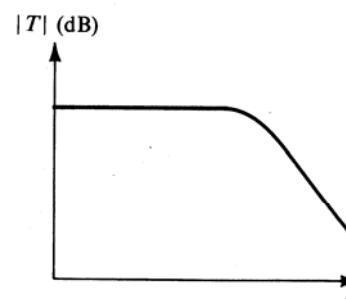
Clasificación de los amplificadores según su respuesta en frecuencia.

(a) ¿Paso bajo?: ganancia plana + efectos condensadores (C internas limitan en alta frecuencia y las externas (C grande, acople) en baja. Acoplamiento capacitivo.

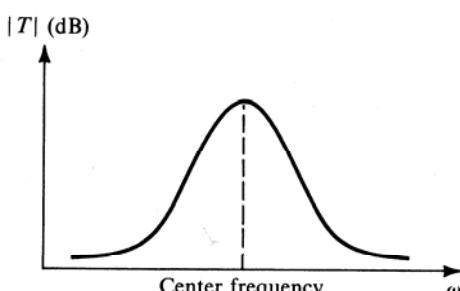


(a)

(b) Paso bajo: ganancia plana + efectos condensadores (C internas limitan en alta frecuencia y las externas (C bajas en CIs) también. Acoplamiento directo



(b)



(c)

(c) Amplificadores sintonizados paso banda (receptores de radio o TV).

INVERSOR LÓGICO DIGITAL

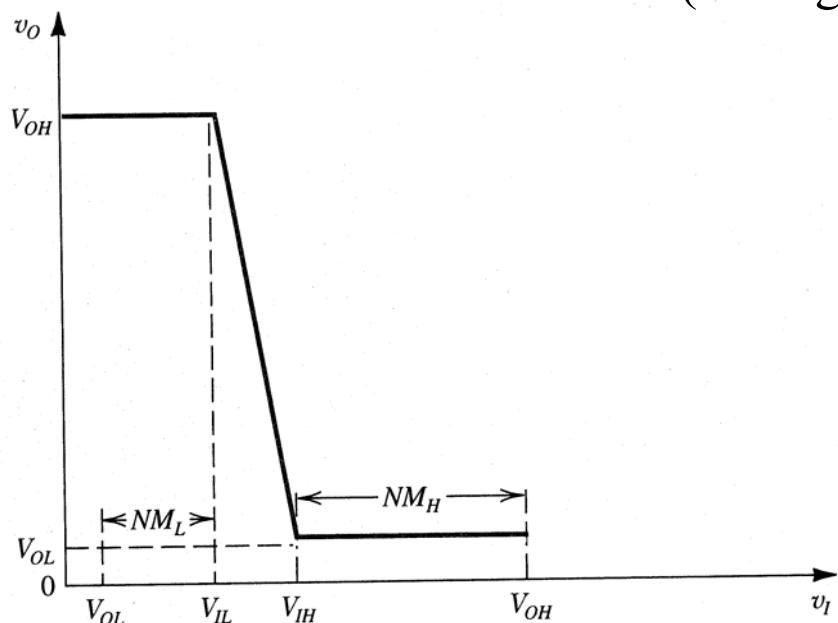
- Elemento básico en diseño de CI digitales.

- Función: $V_i \quad V_o$

0	1
---	---

1	0
---	---

- Característica de transferencia (Voltage transfer characteristic, VTC)



- V_{IL} = Máximo valor de la tensión de entrada que es considerado 0 lógico
- V_{IH} = Mínimo valor de la tensión de entrada que es considerado 1 lógico
- La salida permanece cte. e independiente de la entrada dentro de un intervalo.
- Margen de ruido para nivel alto $N_{MH} = V_{OH} - V_{IH}$
- Margen de ruido para nivel bajo $N_{ML} = V_{IL} - V_{OL}$
- El circuito digital elimina las fluctuaciones (ruido) en la entrada siempre que estén dentro de los márgenes.
- Diseño Ideal : $V_{IH} = V_{IL} = V_{DD}/2$ $N_{MH} = N_{ML} = V_{DD}/2$

Características Fundamentales de una Tecnología:

1.- Potencia disipada :

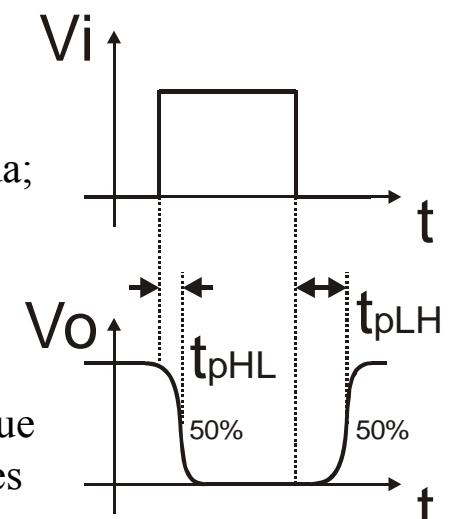
Pot. Dinámica: Consumo producido durante las conmutaciones,

Pot. Estática: Consumo en reposo, originada por corrientes de perdidas I_{leak}

2.- Retardo en la Propagación:

t_1 = Cambio en la entrada $\rightarrow t_2$ = Cambio en la salida;
Retardo $\equiv t_2 - t_1$.

- Los transistores presentan un tiempo de conmutación no nulo.
- Presencia de una capacidad en el nodo de salida que hay que cargar y descargar hasta alcanzar los valores V_{OH} , V_{OL} .



D1.56** Deseamos investigar el diseño del inversor que se muestra en la figura 1.31(a). En particular, deseamos determinar el valor de R . La selección de un valor apropiado de R se determina por dos consideraciones: tiempo de propagación y disipación de potencia.

- (a) Muestre que si v_I cambia instantáneamente de alto a bajo, y si se supone que el interruptor abre instantáneamente, el voltaje de salida obtenido en la capacitancia de carga C será

$$v_O(t) = V_{OH} - (V_{OH} - V_{OL})e^{-t/\tau_1}$$

donde $\tau_1 = CR$. De esto demuestre que el tiempo necesario para que $v_O(t)$ llegue al punto de 50%, $\frac{1}{2}(V_{OH} + V_{OL})$, es

$$t_{PLH} = 0.69CR$$

- (b) Siguiendo un estado estable, si v_I se hace alto y suponiendo que el interruptor cierra inmediatamente y tiene el circuito equivalente de la figura 1.31, demuestre que la salida cae exponencialmente según

$$v_O(t) = V_{OL} + (V_{OH} - V_{OL})e^{-t/\tau_2}$$

donde $\tau_2 = C(R||R_{on}) \equiv CR_{on}$ para $R_{on} \ll R$. De esto demuestre que el tiempo para que $v_O(t)$ llegue al punto de 50% es

$$t_{PHL} = 0.69CR_{on}$$

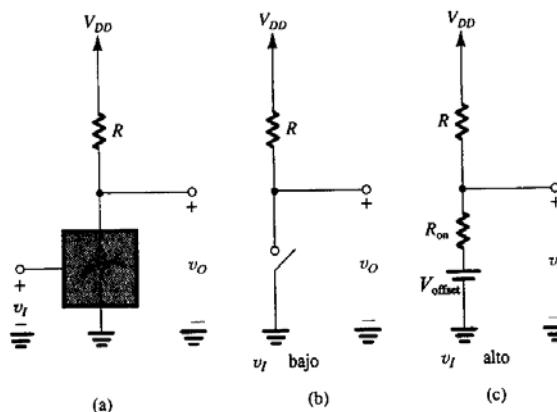
- (c) Utilice los resultados de (b) y (c) para obtener el tiempo de propagación del inversor, definido como el promedio de t_{PLH} y t_{PHL} como

$$\tau_P \equiv 0.35CR, \text{ para } R_{on} \ll R$$

- (d) Si se supone que V_{offset} del interruptor es mucho menor que V_{DD} , demuestre que para un inversor que pasa la mitad del tiempo en el estado 0 y la mitad del tiempo en el estado 1, el promedio de disipación de potencia estática es

$$P = \frac{1}{2} \frac{V_{DD}^2}{R}$$

- (e) Ahora que las variables al seleccionar R deben ser obvias, demuestre que para $V_{DD} = 5$ V y $C = 10$ pF para obtener un tiempo de propagación no mayor de 10 ns y una disipación de potencia no mayor de 10 mW, R debe estar en un intervalo específico. Encuentre ese intervalo y seleccione un valor apropiado para R . Luego determine los valores resultantes de t_P y P .



Bibliografía:

- A.S. Sedra y K.C. Smith, "Microelectronics Circuits", 5^a ed., Oxford University Press, 2003

COMPONENTES ELECTRÓNICOS (II) COMPONENTES ACTIVOS

Tema 3. Amplificador operacional

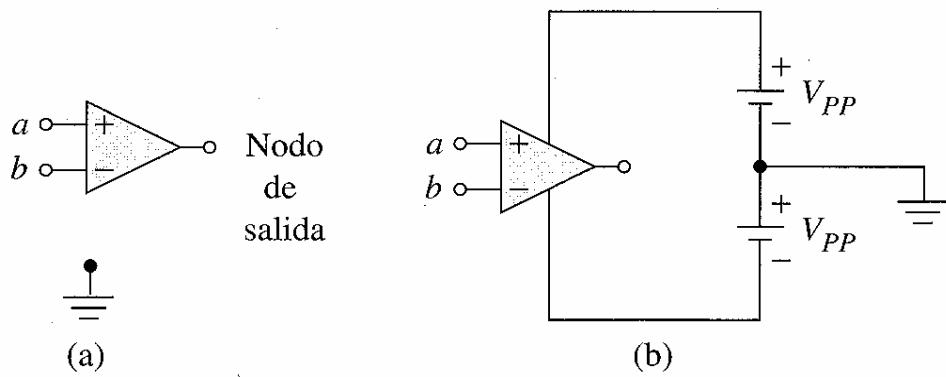
Tema 4. Diodos

Tema 5. Aplicaciones

Tema 3. Amplificadores operacionales (A.O.)

- Circuito integrado, complejo, más de 20 transistores.
- Comportamiento terminal ideal muy sencillo \Rightarrow elemento de circuito.
- Muchas aplicaciones: operaciones matemáticas, computación analógica.

Símbolo y terminales.



Advertencia: $\pm V_{PP}$ corresponden a las fuentes *dc* de valor $\pm 15V$ o $\pm 12V$ y no suelen representarse.

Otros terminales: ajuste del Offset, compensación en frecuencia, etc.

A.O. ideal.

$$v_o = A(v_+ - v_-)$$

$$R_o = 0$$

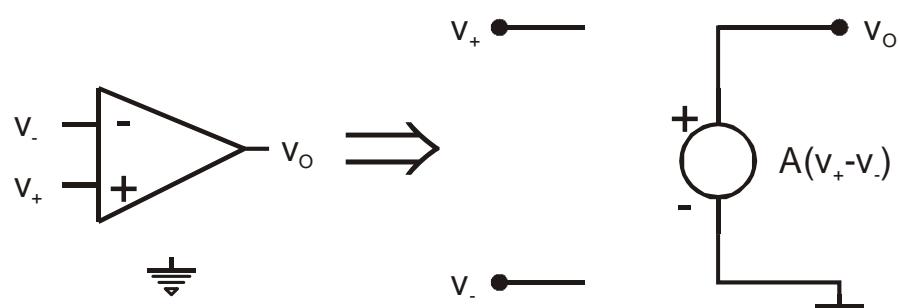
$$R_i = \infty \quad (i_+ = 0, i_- = 0)$$

$A \rightarrow \infty$ (ganancia en lazo abierto)

$B \rightarrow \infty$ (ancho de banda)

Amplificador diferencial: Rechazo en modo común.

$A \rightarrow \infty, v_o$ finito $\Rightarrow v_+ = v_-$ (cortocircuito virtual)



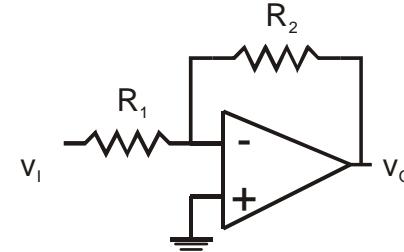
Aplicaciones. Análisis de circuitos con A.O.

Configuración inversora.

$G \equiv v_o / v_i$, ganancia en lazo cerrado.

Análisis con A finita:

$$\left. \begin{aligned} v_o &= A(v_+ - v_-) = -Av^- \\ \frac{(v_i - v_-)}{R_1} &= \frac{(v_- - v_o)}{R_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$



Análisis con $A \rightarrow \infty$

$$\left. \begin{aligned} v_- &\approx v_+ = 0 \\ \frac{(v_i - v_-)}{R_1} &= \frac{(v_- - v_o)}{R_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

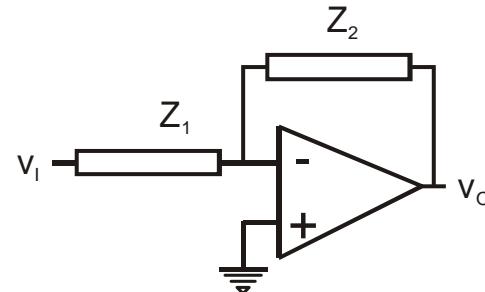
Válido para $1 + \frac{R_2}{R_1} \ll A$

Resistencia de entrada: $R_i = v_i / i_I = R_1$; $i_I = (v_i - v_-) / R_1 = v_i / R_1$

Resistencia de salida: $R_o = (v_o / i_o)_{v_I=0} = 0$

- Configuración inversora con impedancias.

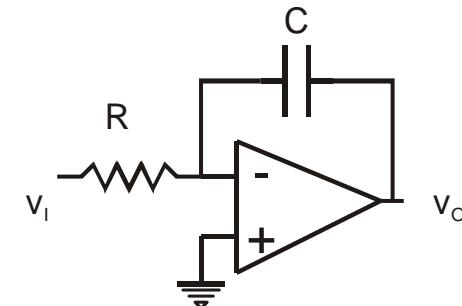
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$



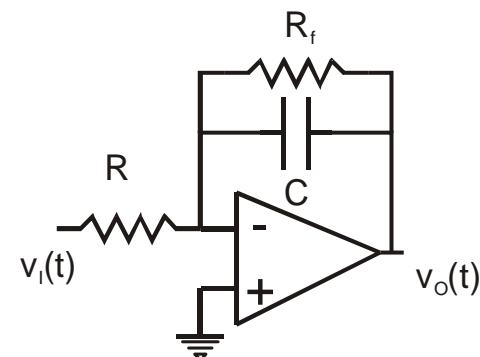
- Integrador inversor.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sRC}, \quad v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$$

Respuesta en frecuencia: $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\omega RC}, \quad \phi = +90^\circ$



- Integrador Miller: para evitar la saturación de la salida si existe componente dc a la entrada

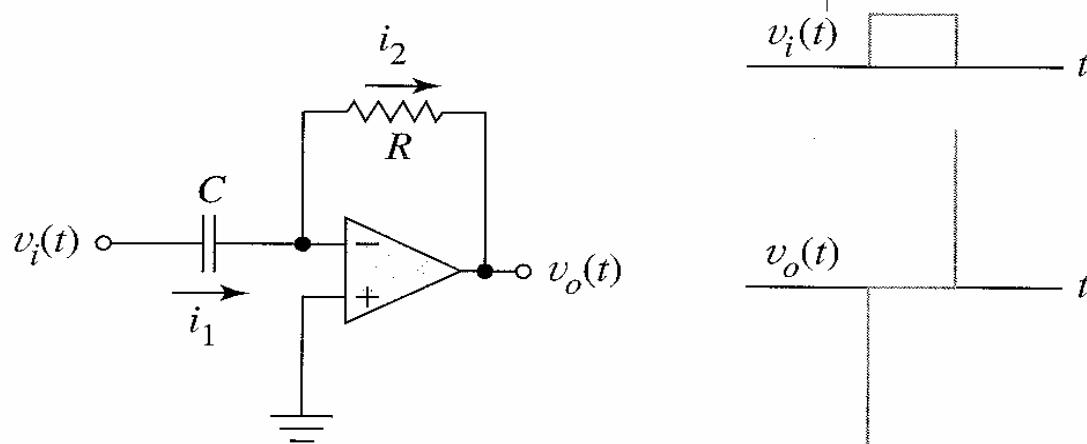


- Derivador inversor.

$$\frac{V_o}{V_i} = -sRC, \quad v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt}$$

Respuesta en frecuencia: $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \omega RC, \quad \phi = -90^\circ$

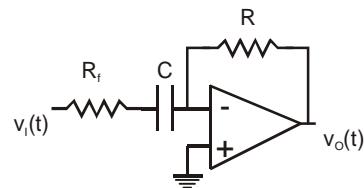
La amplitud aumenta con
20dB/dec o 6dB/oct.



Problema: El circuito amplifica en la salida las variaciones bruscas de la entrada (ruido).

Circuito inestable.

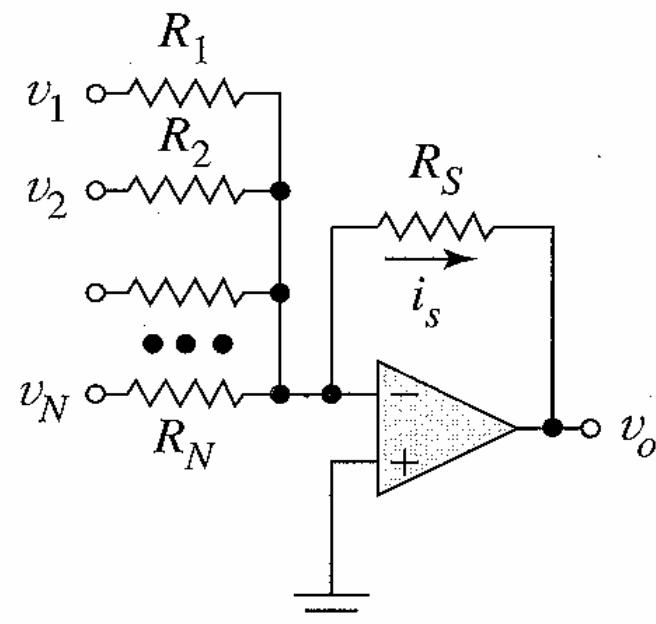
Solución: Derivador no ideal (Se puede añadir una resistencia en serie con la capacidad).



•Sumador ponderado.

$$v_o(t) = -R_F \sum_{i=1}^N \frac{v_i(t)}{R_i}$$

El A.O. nos permite realizar diferentes “operaciones” matemáticas.

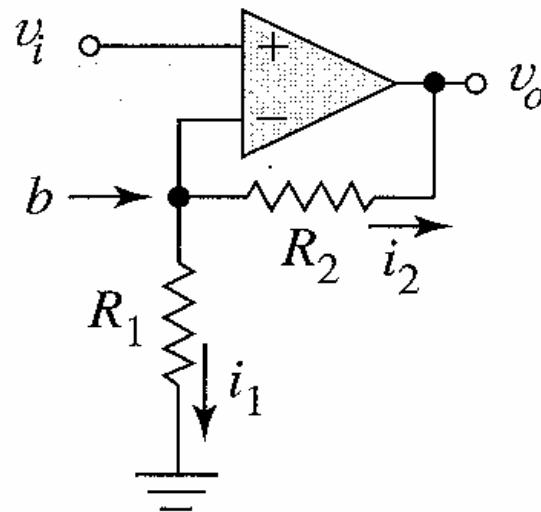


•Amplificador No Inversor

$$v_o(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i(t)$$

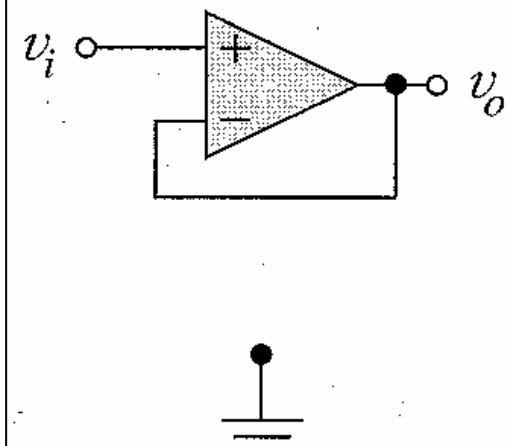
$R_i = \infty$ ya que $I_i = 0$. Suponer A finita:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$



•Seguidor de Tensión

$v_o = v_i$. Se utiliza como adaptador de impedancias. (Amplificador Buffer)
 $R_i = \infty$, $R_o = 0$.



•Amplificador diferencial.

Aplicando superposición:

$$v_a = 0 \Rightarrow v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} v_b$$

$$v_b = 0 \Rightarrow v_{o2} = v_a \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_b + \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + R_3 / R_4} v_a$$

Salida diferencial: rechazo modo común.

$v_o = 0$ cuando $v_a = v_b \Rightarrow$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}, \quad v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_a - v_b)$$

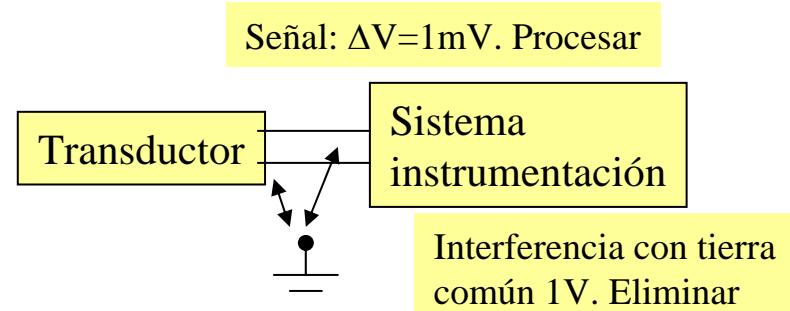
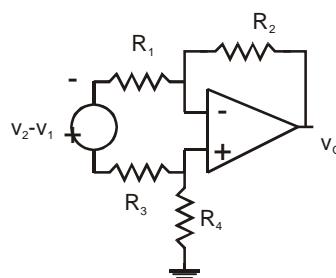
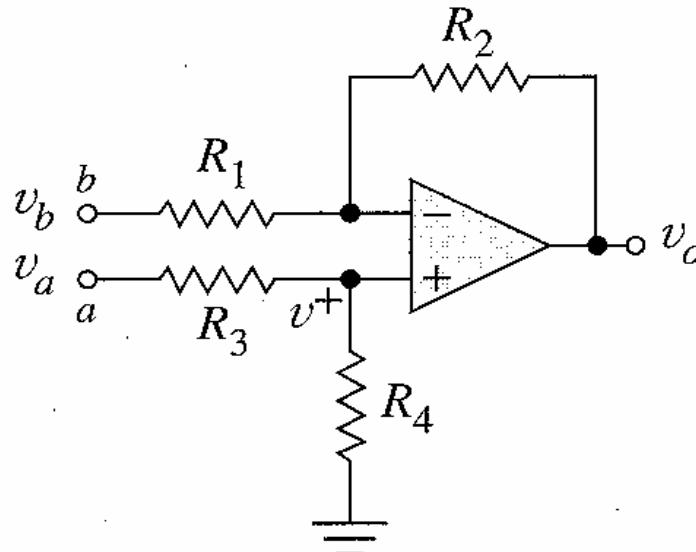
Cálculo resistencia de entrada

$$v_2 - v_1 = R_1 i + 0 + R_3 i$$

$$R_{in} = R_1 + R_3$$

Desventajas: baja R_{in} , mal ajuste de ganancia.

Solución: amplificador de instrumentación



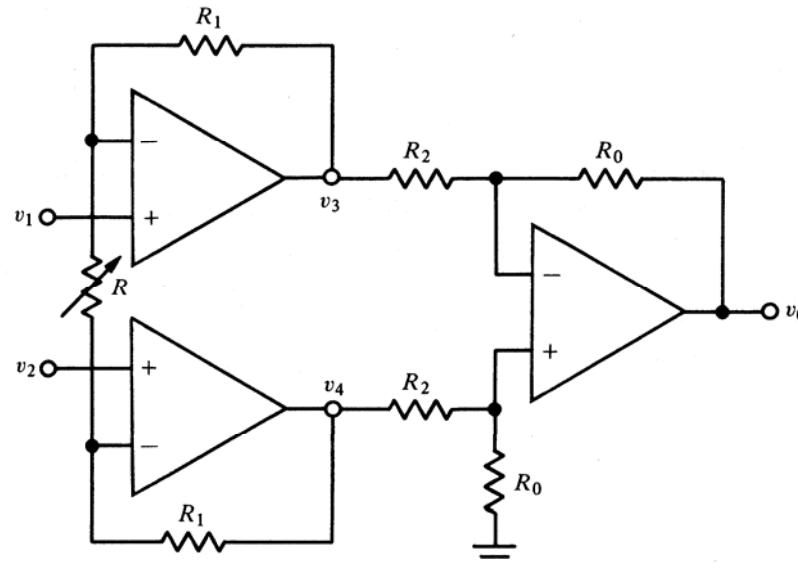
•Amplificador de instrumentación.

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_2 - v_1}{R} &= \frac{v_1 - v_3}{R_1} \\ \frac{v_2 - v_1}{R} &= \frac{v_4 - v_2}{R_1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$(v_4 - v_3) = (v_2 - v_1) \left(\frac{2R_1}{R} + 1 \right)$$

$$v_o = \frac{R_0}{R_2} (v_4 - v_3)$$

$$v_o = -\frac{R_0}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R} \right) (v_1 - v_2)$$

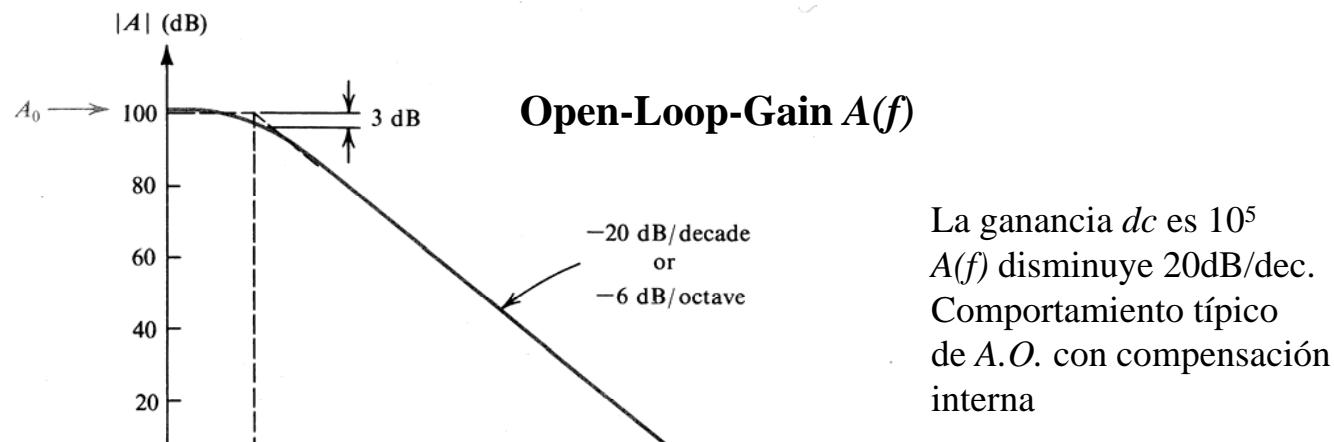


• $R_i = \infty$.

- La ganancia la determina la primera etapa. R es un potenciómetro que permite fijar la ganancia al valor deseado.
- La segunda etapa elimina el modo común. Su ganancia es unidad y las cuatro resistencias se suelen elegir del mismo valor.

- Efecto de la ganancia y ancho de banda finito.

El comportamiento real del *A.O.* difiere del ideal. La ganancia en lazo abierto es finita y disminuye con la frecuencia.



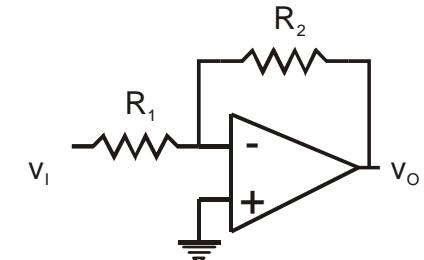
$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_b}}; \quad A_0 = 10^5 \quad \omega_b = 2\pi \times 10 \text{ rad / s}$$

$\omega_t = A_0 \omega_b$ Ancho de banda de ganancia unidad.
 Parámetro especificado en las hojas características.

- Respuesta en Frecuencia para Lazo Cerrado. Configuración Inversora.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{s}{A_0 \omega_b} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}; \quad A_0 \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{A_0 \omega_b} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{A_{VO}}{1 + \frac{s}{\omega_{3dB}}}; \quad \omega_{3dB} = \frac{A_0 \omega_b}{1 + \frac{R_2}{R_1}}; \quad A_{VO} = -\frac{R_2}{R_1}$$



El inversor presenta una respuesta paso-bajo con una única cte. de tiempo.

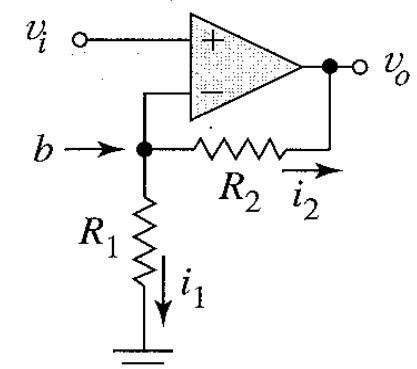
Producto Ganancia-Ancho de Banda $\equiv A_{VO} \omega_{3dB} \approx A_0 \omega_b = \text{Cte.}$

Compromiso entre ganancia y ancho de banda.

- Configuración no Inversora.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \approx \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{1 + \frac{s}{A_0 \omega_b} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{1 + \frac{s}{\omega_{3dBb}}}$$

$$A_0 \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$



- Slew Rate (Rapidez de respuesta). Tiempo de subida. Efectos de gran señal.

Parámetro que define la máxima velocidad de respuesta de un A.O.

$$SR \equiv \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max}$$

Respuesta a un escalón de tensión. Seguidor de tensión.

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t}}; \quad (R_1 \rightarrow \infty, R_2 = 0 \text{ Conf. No-inversora})$$

$$V_i(s) = \frac{V}{s} \quad \text{Suponer respuesta lineal del circuito.}$$

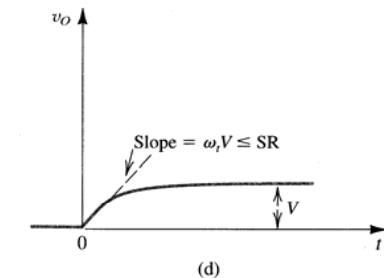
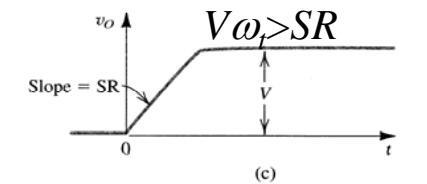
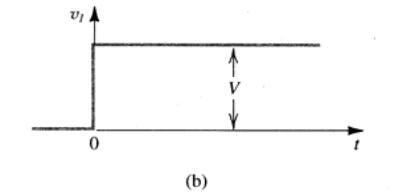
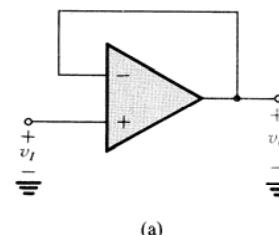
$$V_o(s) = V \frac{1}{s} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t}} = V \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_t} \right) \xrightarrow{\text{Laplace}^{-1}}$$

$$v_o(t) = V \left(1 - e^{-t\omega_t} \right)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = V \omega_t e^{-t\omega_t}, \quad \left. \frac{dv_o(t)}{dt} \right|_{t=0} = V \omega_t$$

Tiempo de subida \equiv Tiempo que tarda en pasar del 10% al 90% del valor final. $t_r \equiv t_{90\%} - t_{10\%} = \frac{2.2}{\omega_t}$

($V \omega_t < SR$)

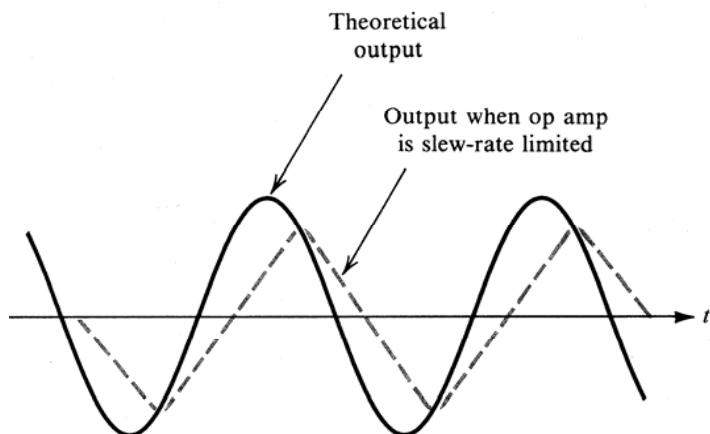


- Slew Rate (Rapidez de respuesta). Ancho de banda a plena potencia.

Parámetro que define la máxima velocidad de respuesta de un A.O.

$$SR \equiv \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max}$$

Respuesta a una señal senoidal.



$$v_i = V \sin(\omega t); \quad \frac{dv_i}{dt} = \omega V \cos(\omega t)$$

El máximo se alcanza en los cruces por cero.

- No distorsión: $V\omega < SR$
- Distorsión: $V\omega > SR$.

Ancho de banda a plena potencia:

$V_{o\max}$: voltaje nominal de salida

$$\omega_M V_{o\max} \equiv SR$$

Para amplitudes $V < V_{o\max}$ la frecuencia a la que aparece la distorsión será mayor

- No idealidades dc.

Dispositivo de acoplamiento directo. Gran ganancia dc \Rightarrow Problemas

Son consecuencia de los desajustes inevitables en la etapa diferencial situada en la entrada del A.O.

o Tensión de offset V_{OS}

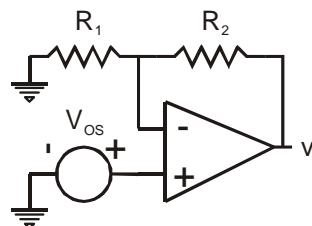
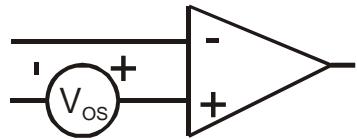
Si cortocircuitamos las entradas conectándolas a tierra $V^+ = V^- = 0$, la salida no se anula $V_O \neq 0$.

$V_{OS} \equiv$ Tensión aplicada a los terminales del A.O. que hace cero la salida.

$V_{OS} \approx 1\text{-}5 \text{ mV}$. Depende de la Temperatura y se especifica en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

No tiene polaridad definida (suceso aleatorio).

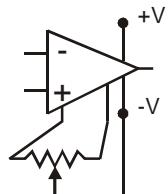
Modelo:



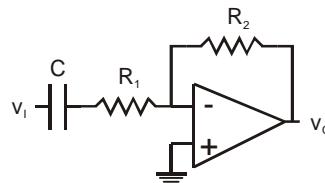
$$v_o = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Soluciones prácticas:

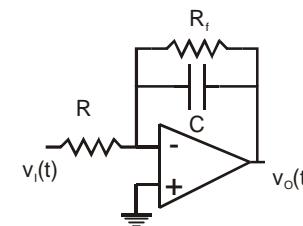
Entradas adicionales en el A.O. para ajuste del offset.



Inversor capacitivamente acoplado



Integrador Miller

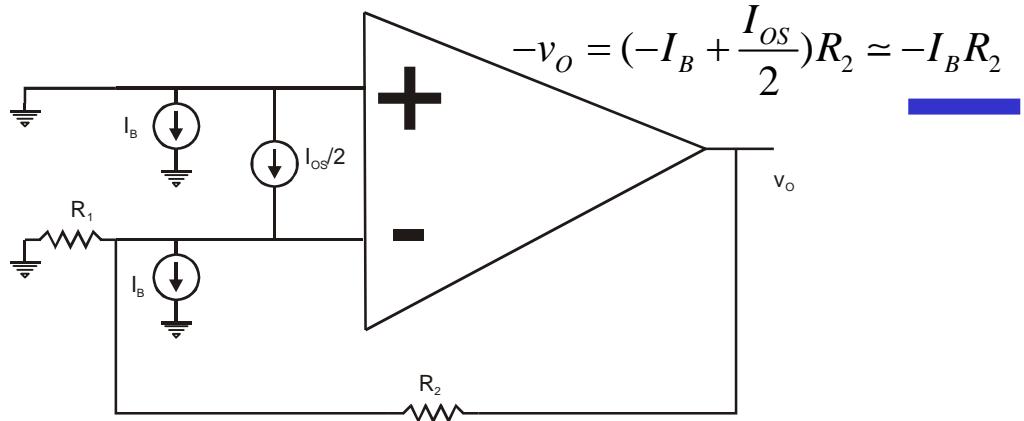
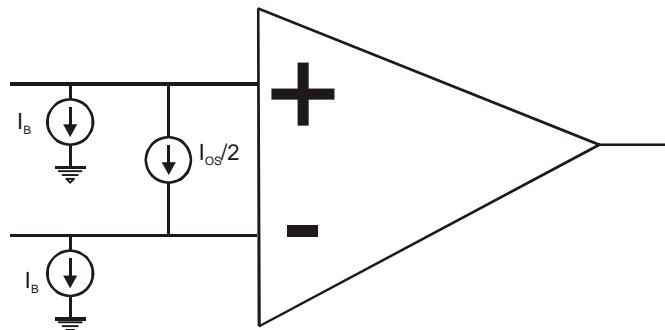


oCorrientes de polarización, I_B , I_{OS}

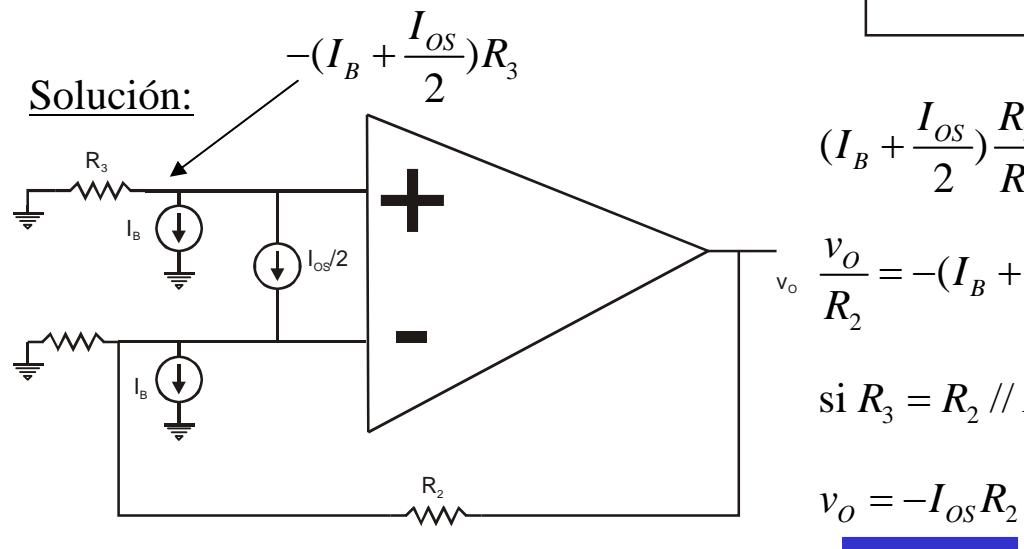
Input bias current: $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \approx 100nA$

Input offset current: $I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} \approx 10nA$

Modelo:



Solución:



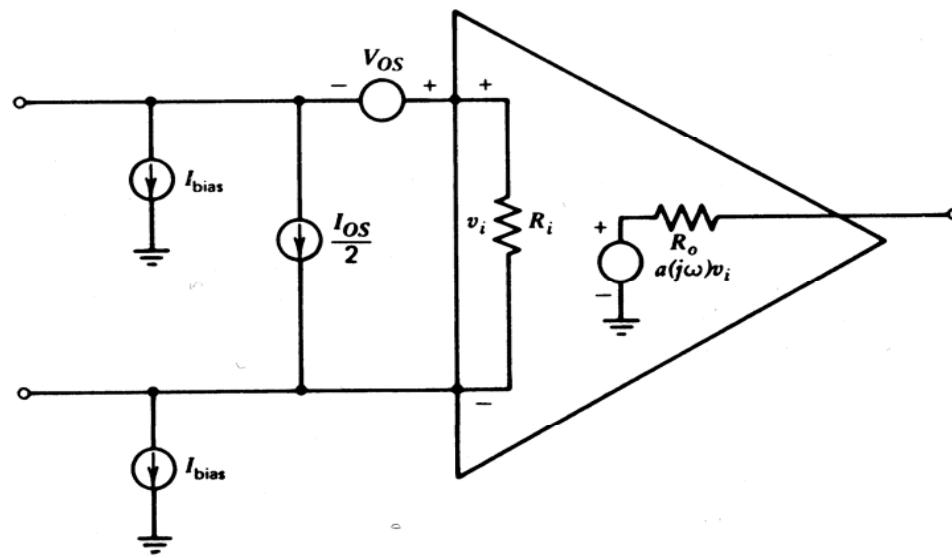
$$(I_B + \frac{I_{OS}}{2})\frac{R_3}{R_1} + (\frac{I_{OS}}{2} - I_B) = -(I_B + \frac{I_{OS}}{2})\frac{R_3}{R_2} - \frac{v_o}{R_2}$$

$$\frac{v_o}{R_2} = -(I_B + \frac{I_{OS}}{2})\frac{R_3}{R_2}(\frac{R_2}{R_1} + 1) - (\frac{I_{OS}}{2} - I_B)$$

$$\text{si } R_3 = R_2 // R_1 \Rightarrow \frac{v_o}{R_2} = -(I_B + \frac{I_{OS}}{2}) - (\frac{I_{OS}}{2} - I_B) = -I_{OS}$$

$$v_o = -I_{OS}R_2$$

Modelo completo del amplificador operacional



Bibliografía:

- A.S. Sedra y K.C. Smith, "Microelectronics Circuits", 5^a ed.,Oxford University Press, 2003.

TEMA 4. DIODOS

- 4.1. Fundamento físico de los semiconductores.
- 4.2. Fundamento físico de la unión semiconductor. Característica I-V.
- 4.3. Modelos de circuito.

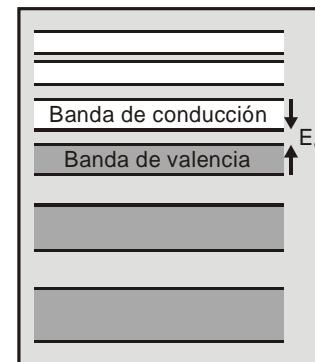
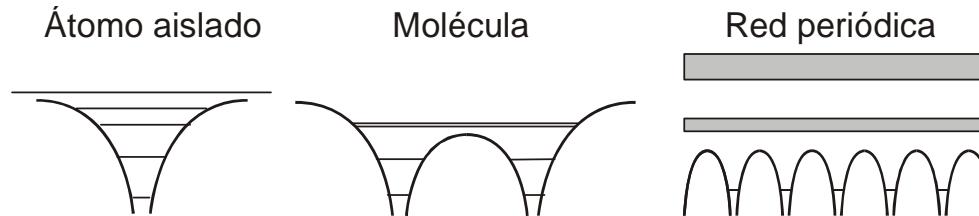
4.1 Fundamento físico de los semiconductores.

1. ¿De que están hechos la mayoría de los dispositivos electrónicos?

SEMICONDUCTORES CRISTALINOS

2. ¿Quién participa en la corriente eléctrica? ELECTRONES,...

3. ¿Dónde se encuentran esos electrones? ESTADOS ELECTRÓNICOS AGRUPADOS EN BANDAS DE ENERGÍA.

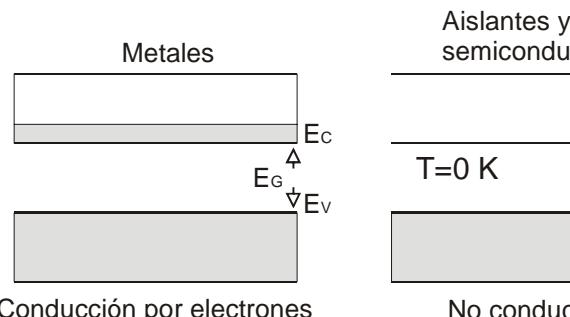


4. ¿Participan todos los electrones del cristal en la conducción?

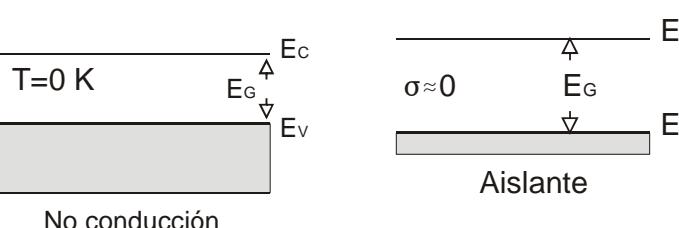
SOLO LOS DE LAS BANDAS DE MAYOR ENERGÍA

5. ¿Qué materiales son conductores de corriente eléctrica? METALES.

SEMICONDUCTORES A $T \neq 0$

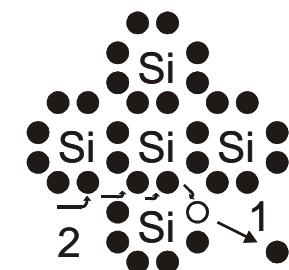


Conducción por electrones



$\sigma > 0$

Semiconductor.
Conducción por e- y huecos



6. ¿Hay conducción en la banda de valencia?

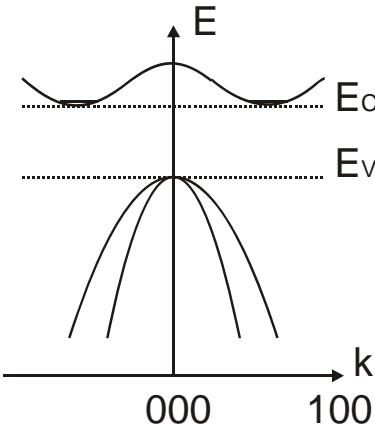
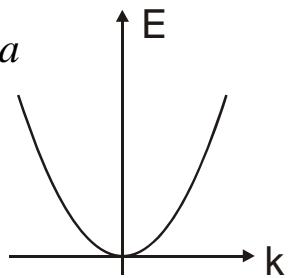
HUECOS

7. ¿Es necesario aplicar conceptos de mecánica cuántica para describir el movimiento de electrones y huecos en el semiconductor? EN LA MAYORÍA DE LOS CASOS SE DESCRIBEN CLÁSICAMENTE. LOS EFECTOS DE LAS FUERZAS INTERNAS DEL CRISTAL SE INCLUYEN EN LA MASA DE ELECTRONES Y HUECOS (MASA EFECTIVA).

Electrón libre:

$$F = -qE = \frac{dp}{dt} = \frac{d(\hbar k)}{dt} = ma$$

$$E = \frac{p^2}{2m} = \frac{\hbar^2 k^2}{2m}$$



Electrón en cristal:

$$F = -qE + F_{int} = \dots = ma$$

$$\therefore -qE = m^* a = \frac{dp^*}{dt} ??$$

$$E(k) = E(k_0) + \frac{1}{2} \frac{d^2 E}{dk^2} (k - k_0)^2 + \dots$$

$$E_n(\overline{k}_n) = E_c + \frac{\hbar^2 (\overline{k}_n - \overline{k}_{\min})^2}{2m_n^*} + \dots$$

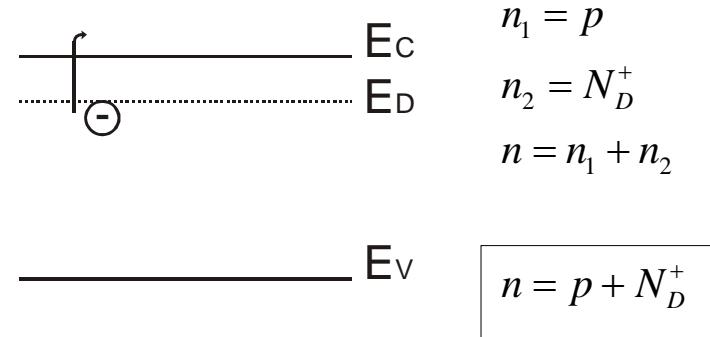
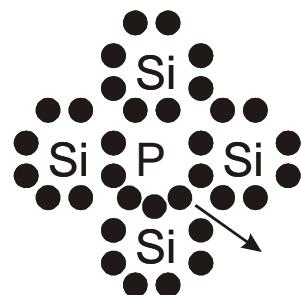
$$E_p(\overline{k}_p) = E_v + \frac{\hbar^2 \overline{k}_p^2}{2m_p^*} + \dots$$

8. ¿Se pueden conseguir semiconductores con $n \neq p$? ¿Se puede aumentar la conductividad intrínseca de un semiconductor?

AÑADIENDO IMPUREZAS. SEMICONDUCTORES EXTRÍNSECOS

SEMICONDUCTORES CON MÁS ELECTRÓNEOS

Ejemplo: Silicio dopado con fósforo en posición sustitucional



$$n_1 = p$$

$$n_2 = N_D^+$$

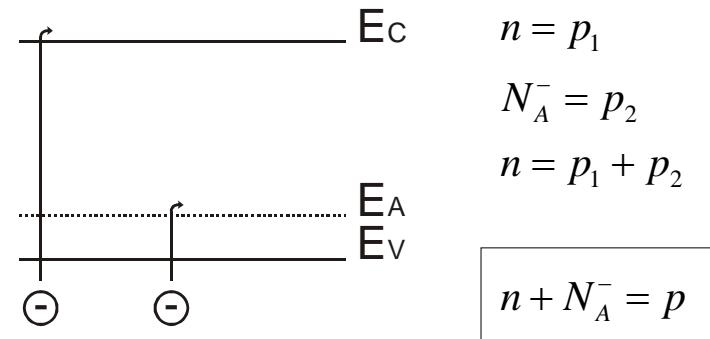
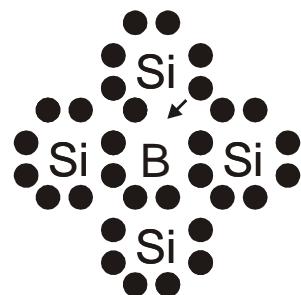
$$n = n_1 + n_2$$

$$n = p + N_D^+$$

- Ión fijo positivo \Rightarrow Impureza donadora
- $n > p$
- Caso de semiconductor tipo N
- electrones: mayoritarios.
- huecos: minoritarios

SEMICONDUCTORES CON MÁS HUECOS

Ejemplo: Silicio dopado con boro en posición sustitucional



$$n = p_1$$

$$N_A^- = p_2$$

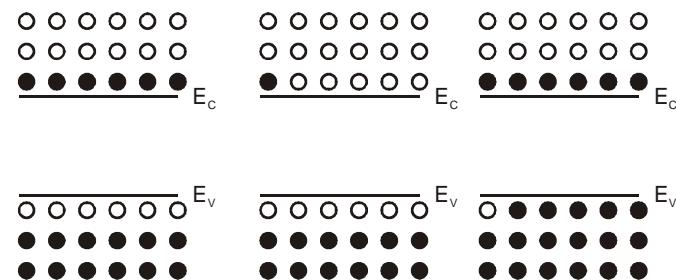
$$n = p_1 + p_2$$

$$n + N_A^- = p$$

- Ión fijo positivo \Rightarrow Imp. aceptadora
- $p > n$
- Caso de semiconductor tipo P
- huecos: mayoritarios.
- electrones: minoritarios

9. ¿Podemos definir cuándo un semiconductor en equilibrio tiene más energía que otro? En cuyo caso habrá un flujo de partículas desde donde hay más energía a donde hay menos.

NIVEL O ENERGÍA DE FERMI.



$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E - E_F}{KT}}} = \begin{cases} 1, & E \ll E_F \\ \frac{1}{2}, & E = E_F \\ 0, & E \gg E_F \end{cases}$$

Función de ocupación de Fermi-Dirac

10. ¿Cuál es la densidad de electrones y huecos de conducción?

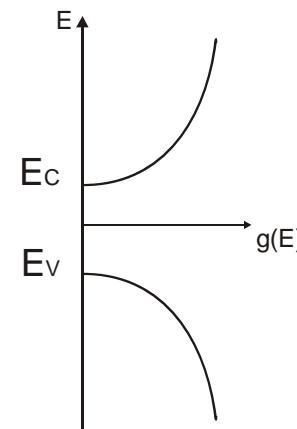
a. Densidad de estados por unidad de energía.

$$g_n(E) = c_n (E - E_c)^{\frac{1}{2}} \quad c_n \propto m_n^{*\frac{3}{2}}$$

$$g_p(E) = c_p (E_v - E)^{\frac{1}{2}} \quad c_p \propto m_p^{*\frac{3}{2}}$$

b. Ocupación de cada estado $f(E)$.

c. $n, p = \sum_{\text{banda}} f(E) g(E)$



$$n = \int_{E_c}^{E_{c\max}} g_n(E) f(E) dE \quad p = \int_{E_{v\min}}^{E_v} g_p(E) (1 - f(E)) dE$$

Cálculo de la densidad de electrones y huecos en las situaciones más corrientes.

SEMICONDUCTORES NO DEGENERADOS ($E_v < E_F < E_c$)

a) En banda de conducción $E \geq E_c > E_F$

$$e^{\frac{E-E_F}{KT}} \gg 1 \Rightarrow f(E) \approx e^{-\frac{E-E_F}{KT}}$$

$$n = \int_{E_c}^{E_{c_{\max}} \rightarrow \infty} g_n(E)f(E)dE \approx \int_{E_c}^{\infty} c_n(E - E_c)^{\frac{1}{2}} e^{-\frac{E-E_F}{KT}} dE$$

$$u \equiv \frac{E - E_c}{KT}$$

$$n = c_n(KT)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_c - E_F}{KT}} \int_0^{\infty} u^{\frac{1}{2}} e^{-u} du = c_n(KT)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_c - E_F}{KT}} \sqrt{\frac{\pi}{2}}$$

$$n = N_C e^{-\frac{E_c - E_F}{KT}}$$

$$N_c(T) = cte \cdot T^{\frac{3}{2}} = N_c(300K) \left(\frac{T}{300} \right)^{3/2}$$

N_c , N_v =densidad efectiva de estados en la banda de conducción y valencia respectivamente.

b) En la banda de valencia: $E \leq E_v < E_F$

$$e^{\frac{E-E_F}{KT}} \ll 1 \Rightarrow f(E) \approx 1 - e^{-\frac{E-E_F}{KT}}$$

$$p = \int_{E_{v_{\min}}}^{E_v} g_p(E)(1 - f(E))dE$$

$$\approx \int_{-\infty}^{E_v} c_p(E_v - E)^{\frac{1}{2}} e^{-\frac{E-E_F}{KT}} dE$$

$$u \equiv \frac{E_v - E}{KT}$$

$$p = c_p(KT)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_v - E_F}{KT}} \int_0^{\infty} u^{\frac{1}{2}} e^{-u} du$$

$$p = N_V e^{-\frac{E_v - E_F}{KT}}$$

$$N_v(T) = cte \cdot T^{\frac{3}{2}} = N_v(300K) \left(\frac{T}{300} \right)^{3/2}$$

$$np = N_c(T)N_v(T)e^{-\frac{E_G}{KT}} = n_i^2$$

(Ley de acción de masas)

Ejemplos de uso de las ecuaciones del semiconductor en equilibrio

● SEMICONDUCTORES INTRÍNSECOS

$$n=p=n_i$$

$$n_i = \sqrt{N_c(T) N_v(T)} e^{-\frac{E_G}{2KT}}$$

Depende del material y de la temperatura
 $n_i(\text{Si}, 300K) \approx 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

- Posición del nivel de Fermi:

$$\begin{aligned} n = p \Rightarrow N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fi}}{KT}} = N_v e^{-\frac{E_v - E_{Fi}}{KT}} \Rightarrow \\ E_{Fi} = \frac{E_c + E_v}{2} + \frac{KT}{2} \ln \frac{N_v}{N_c} \\ N_c = 2.8 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3} \end{aligned}$$

$\left. \begin{aligned} En Si, T = 300K : N_v = 1.1 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3} \\ E_G = 1.12 \text{ eV} \end{aligned} \right\}$

$$\Rightarrow E_{Fi} \approx \frac{E_c + E_v}{2} - 12 \text{ meV}$$

● SEMICONDUCTORES EXTRÍNSECOS:

$$n \neq p, n \cdot p = n_i^2$$

● Con impurezas donadoras:

$$n = p + N_D^+$$

- Grado de ocupación del nivel creado por las impurezas: función de ocupación de Fermi-Dirac.

$$\frac{N_D^o}{N_D} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_D - E_F}{KT}}}$$

$$\frac{N_D^+}{N_D} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_F - E_D}{KT}}}$$

- Hipótesis: a temperaturas de interés $N_D^+ \approx N_D$
 en casos prácticos $N_D \gg n_i \Rightarrow n \gg p$

- Ejemplo: $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ en Si (¡¡1 ppm!!), $T = 300K$

$$\begin{aligned} n = p + N_D^+ &\approx N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3} \\ p = n_i^2/n &= 10^4 \text{ cm}^{-3} \end{aligned}$$

$p \ll n$ pero $p \neq 0$

$$E_c - E_F = KT \ln(N_c/n) = 205.6 \text{ meV}$$

Advertencia: a bajas temperaturas $N_D^+ \neq N_D$

- Ejercicio: $E_c - E_D = 40 \text{ meV}$. Calcular temperatura para que $N_D^+ = N_D/2$

- Con impurezas aceptadoras $p=n+N_A^-$

-Grado de ocupación del nivel creado por las impurezas: función de ocupación de Fermi-Dirac.

$$\frac{N_A^-}{N_A} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_A - E_F}{KT}}}$$

$$\frac{N_A^o}{N_A} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_F - E_A}{KT}}}$$

-Hipótesis: a temperaturas de interés

$$N_A^- \approx N_A >> n_i \Rightarrow p >> n \Rightarrow \\ p \approx N_A \quad n \approx n_i^2 / N_A$$

- Advertencia: COMPROBAR SIEMPRE LAS HIPÓTESIS!

-Ejemplo: $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ en Si , T=300K, $E_A - E_v = 40 \text{ meV}$

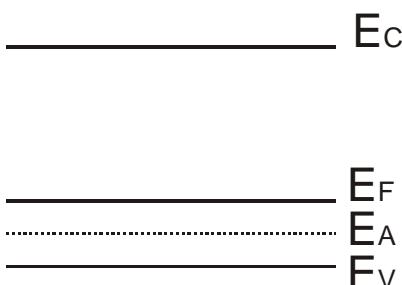
$$p = n + N_A^- \approx N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

$$n = n_i^2 / p = 10^4 \text{ cm}^{-3}$$

$n \ll p$ pero $n \neq 0$

$$E_F - E_v = KT \ln(N_v / p) = 181.4 \text{ meV}$$

$$N_A^- = 0.996 N_A \text{ (99.6%)}$$



- Semiconductores parcialmente compensados.

Semiconductores tipo P y tipo N

$$\text{si } N_D^+ > N_A^- \Rightarrow \text{tipo N}; N_{D\text{eff}}^+ = N_D^+ - N_A^-$$

$$\text{si } N_D^+ < N_A^- \Rightarrow \text{tipo P}; N_{A\text{eff}}^- = N_A^- - N_D^+$$

- Ecuación de neutralidad general y ecuaciones básicas de un semiconductor no degenerado en equilibrio:

$$n + N_A^- = p + N_D^+$$

$$n = N_C e^{-\frac{E_C - E_F}{KT}}$$

$$p = N_V e^{\frac{E_V - E_F}{KT}}$$

$$np = n_i^2$$

$$\frac{N_A^-}{N_A} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_A - E_F}{KT}}}$$

$$\frac{N_D^+}{N_D} = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_F - E_D}{KT}}}$$

11. TRANSPORTE DE ELECTRONES Y HUECOS. CONTRIBUCIONES A LA CORRIENTE.

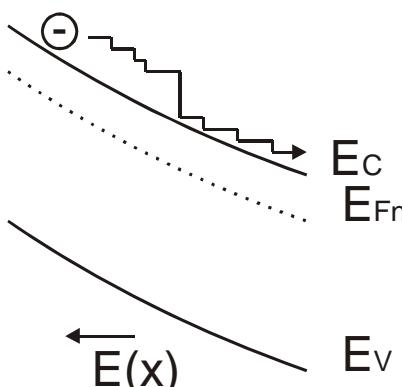
- Aplicación de un campo eléctrico.

$$E(x) = -\frac{dV(x)}{dx}$$

$$E_c(x) = -qV(x) + cte$$

- Durante un vuelo libre

$$-qE(x) = \hbar \frac{dk_n}{dt}$$



- Interrupciones del vuelo libre
(mecanismos de dispersión):

- vibraciones de la red
- impurezas ionizadas
- defectos
- otros portadores, etc

- $j_n = qn v_n$ v_n : velocidad media de los portadores.

- $v_n = \mu_n E$ transporte óhmico

μ_n : movilidad de los electrones

(depende de los mecanismos de dispersión,
"scattering")

- Corriente de arrastre:

$$j_n = qn \mu_n E = \sigma_n E$$

$$j_p = qp \mu_p E = \sigma_p E$$

$$j = j_p + j_n = (\sigma_p + \sigma_n) E$$

- Existencia de un gradiente de concentración de portadores.

⇒ Flujo de portadores en sentido contrario al gradiente

⇒ Corrientes de difusión de electrones y de huecos:

(D_n, D_p : coeficientes de difusión)

$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} \quad J_p = -qD_p \frac{dp}{dx}$$

- Corriente total.

$$J_n = qn \mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx}$$

$$J_p = qp \mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx}$$

$$J = J_n + J_p$$

12. CONCENTRACIONES DE PORTADORES DE CARGA EN DESEQUILIBRIO . GENERACIÓN-RECOMBINACIÓN.

- En desequilibrio no es aplicable el nivel de Fermi.
- Electrones en equilibrio entre sí.
- Huecos en equilibrio entre sí.
- Definición de un nivel de Fermi para cada tipo de partículas y con carácter local.

E_{Fn} , E_{Fp} : pseudoniveles de Fermi.

Situaciones:



$$n(\bar{r}) = N_c e^{-\frac{E_c(\bar{r}) - E_{Fn}(\bar{r})}{KT}} \quad p(\bar{r}) = N_v e^{\frac{E_v(\bar{r}) - E_{Fp}(\bar{r})}{KT}}$$

$$np = N_c e^{\frac{E_{Fn} - E_c}{KT}} \cdot N_v e^{\frac{E_v - E_{Fp}}{KT}} = N_c N_v e^{-\frac{E_c - E_v}{KT}} e^{\frac{E_{Fn} - E_{Fp}}{KT}}$$

$$np = n_i^2 e^{\frac{qV_{np}}{KT}}$$

exceso	$V_{np} > 0 \Rightarrow np > n_i^2$
defecto	$V_{np} < 0 \Rightarrow np < n_i^2$

- Agente causante de desequilibrio \Rightarrow reacción del semiconductor.

exceso \rightarrow activación de mecanismos de recombinación.
defecto \rightarrow activación de mecanismos de generación.

- ¿Con qué rapidez responde un semiconductor?

Definición de la probabilidad de generación recombinación.

Probabilidad de generación recombinación.

Nº de pares electrón hueco que se generan- nº de pares que se recombinan por unidad de tiempo.

$$- U_{gr} \propto np - n_i^2 = n_i^2 \left(e^{\frac{qV_{np}}{KT}} - 1 \right)$$

exceso: $np > n_i^2 \Rightarrow U_{gr} < 0$,

domina recombinación

defecto: $np < n_i^2 \Rightarrow U_{gr} > 0$,

domina generación

- Caso particular: desequilibrio de bajo nivel (los mayoritarios apenas se ven afectados)

a) TIPO N:

$$n \approx N_D, \quad p = p_0 + \delta p, \quad n_0 \cdot p_0 = n_i^2, \quad p_0 = \frac{n_i^2}{N_D}$$

$$np - n_i^2 = N_D(p_0 + \delta p) - N_D p_0 = N_D \delta p \Rightarrow$$

$$U_{gr} = -\frac{\delta p}{\tau_p}$$

b) TIPO P:

$$p \approx p_0 = N_A, \quad n = n_0 + \delta n, \quad n_0 = \frac{n_i^2}{N_A}$$

$$np - n_i^2 = N_A(n_0 + \delta n) - N_A n_0 = N_A \delta n \Rightarrow$$

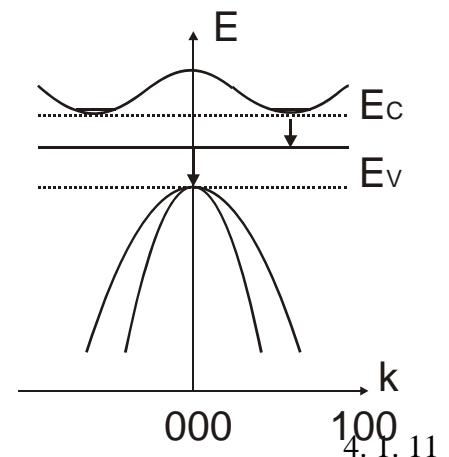
$$U_{gr} = -\frac{\delta n}{\tau_n}$$

- Si se mantiene el agente externo causante de la generación:

$$U_{gr} = G \cdot \frac{\delta p}{\tau_p} \quad \text{ó} \quad U_{gr} = G \cdot \frac{\delta n}{\tau_n}$$

τ_n, τ_p : constantes de tiempo de recombinación.

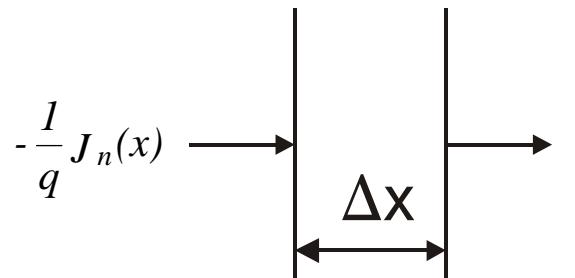
- Aumento de la velocidad de respuesta de los dispositivos mediante la introducción de impurezas metálicas que favorecen la generación-recombinación absorbiendo momento (El oro en silicio es la más usada)



13. CONCENTRACIONES DE PORTADORES DE CARGA EN DESEQUILIBRIO . ECUACIONES DE CONTINUIDAD.

- Variación de portadores en un elemento de volumen=Los que entran - los que salen + los que se generan - los que se recombinan.
- Análisis unidimensional (por unidad de área):

• Entran por unidad de área X $X+\Delta X$
y tiempo:



• Salen por unidad de área y tiempo:

$$\begin{aligned} \frac{\partial n}{\partial t} \Delta x &= -\frac{I}{q} J_n(x) - \left(-\frac{I}{q} J_n(x) - \frac{I}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} \Delta x \right) + \left(G - \frac{\delta n}{\tau_n} \right) \Delta x \Rightarrow \\ &\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{I}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} + G - \frac{n - n_0}{\tau_n} \end{aligned}$$

• De forma similar para huecos:

$$\frac{\partial p}{\partial t} \Delta x = \frac{I}{q} J_p(x) - \left(\frac{I}{q} J_p(x) + \frac{I}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} \Delta x \right) + \left(G - \frac{\delta p}{\tau_p} \right) \Delta x \Rightarrow \frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{I}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} + G - \frac{p - p_0}{\tau_p}$$

• Ecuación de Poisson:

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s}$$

Caso particular:

$$E = 0, G = 0 \Rightarrow J_n = q D_n \frac{dn}{dx}$$

$$\frac{\partial J_n}{\partial x} = q D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} \Rightarrow$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} - \frac{n - n_0}{\tau_n}$$

EJEMPLO:



situación estacionaria pero no homogénea:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = 0, \frac{\partial n}{\partial x} \neq 0$$

$$n' \equiv n - n_0 \Rightarrow 0 = D_n \frac{\partial^2 n'}{\partial x^2} - \frac{n'}{\tau_n}$$

$$L_n \equiv \sqrt{D_n \tau_n} \Rightarrow 0 = L_n^2 \frac{\partial^2 n'}{\partial x^2} - n'$$

$$n'(x) = A e^{-\frac{x}{L_n}} + B e^{\frac{x}{L_n}}$$

Si el semiconductor es infinitamente largo

$$n'(x) = A e^{-\frac{x}{L_n}}$$

$$J_n = q D_n \frac{\partial n}{\partial x} = -q n'(0) \frac{D_n}{L_n} e^{-\frac{x}{L_n}}$$

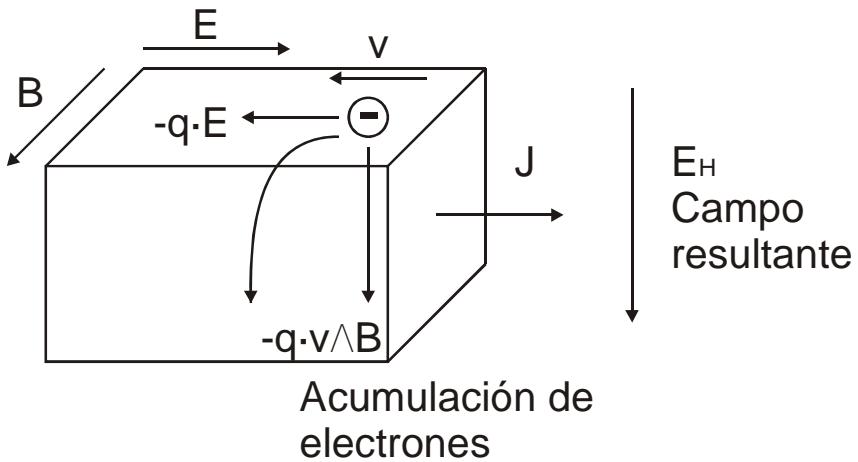
En la superficie:

$$0 = G - \frac{n'}{\tau_n}$$

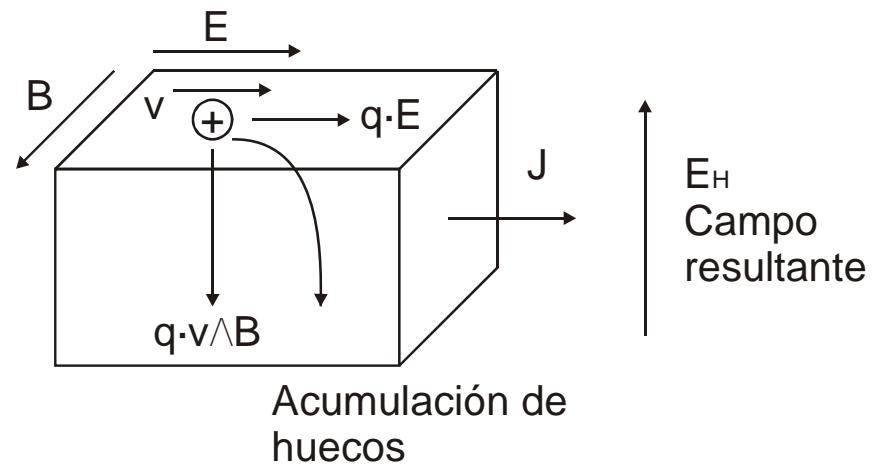
$$n' = n'(0) = G \tau_n$$

APÉNDICE. Efecto Hall.

Conducción por electrones.



Conducción por huecos.



$$F = -qE - qv \wedge B$$

APÉNDICE. Relaciones de Einstein

$$n = N_c e^{-\frac{E_c(x) - E_{Fn}(x)}{KT}} \quad \frac{dn}{dx} = -\frac{1}{KT} n \left(\frac{dE_c}{dx} - \frac{dE_{Fn}}{dx} \right)$$

$$\frac{dn}{dx} = -\frac{n}{KT} \left(-q \frac{dV(x)}{dx} - \frac{dE_{Fn}}{dx} \right)$$

$$J_n = qn \mu_n \left(-\frac{dV(x)}{dx} \right) + n \frac{q^2}{KT} D_n \frac{dV(x)}{dx} + \frac{qn}{KT} D_n \frac{dE_{Fn}}{dx}$$

En equilibrio $\frac{dE_{Fn}}{dx} = 0, J_n = 0 \Rightarrow$

$$qn \mu_n \frac{dV(x)}{dx} \left(-\mu_n + \frac{q}{KT} D_n \right) = 0$$

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{KT}{q}$$

se supone válida incluso fuera del equilibrio

$$J_n = \mu_n n \frac{dE_{Fn}}{dx}$$

$$p = N_v e^{-\frac{E_v(x) - E_{Fp}(x)}{KT}} \quad \frac{dp}{dx} = \frac{1}{KT} p \left(-q \frac{dV(x)}{dx} - \frac{dE_{Fp}}{dx} \right)$$

$$J_p = qp \mu_p \left(-\frac{dV(x)}{dx} \right) - pq \frac{D_p}{KT} \left(-q \frac{dV(x)}{dx} - \frac{dE_{Fp}}{dx} \right) =$$

$$= qp \frac{dV}{dx} \left(-\mu_p + \frac{q}{KT} D_p \right) + q D_p \frac{p}{KT} \frac{dE_{Fp}}{dx}$$

En equilibrio \Rightarrow

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{KT}{q}$$

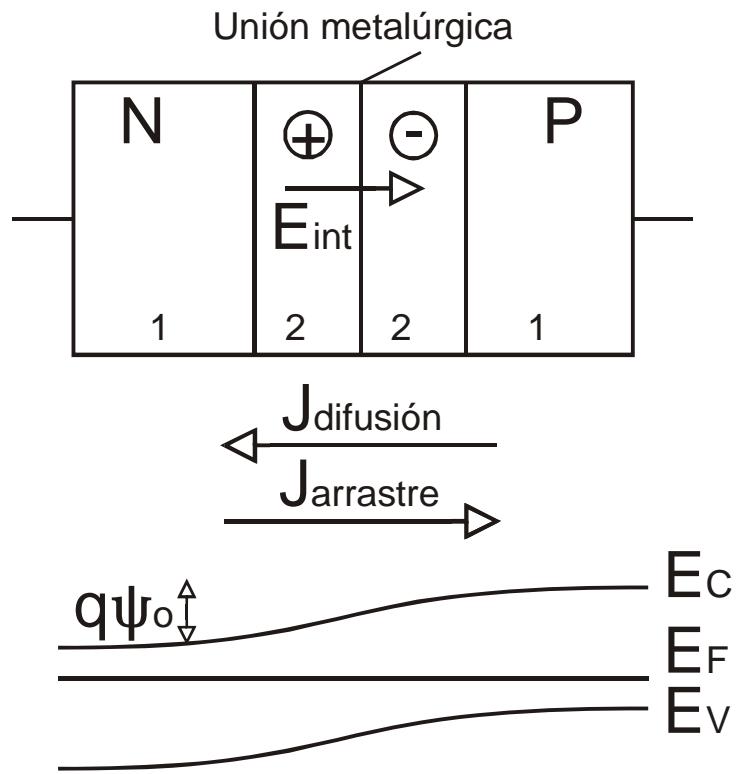
$$\text{en general } J_p = \mu_p p \frac{dE_{Fp}}{dx}$$

Bibliografía:

- <http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/> Principles of Semiconductor Devices Bart Van Zeghbroeck.

4.2. Fundamento físico de la unión semiconductor

- Unión PN en equilibrio.



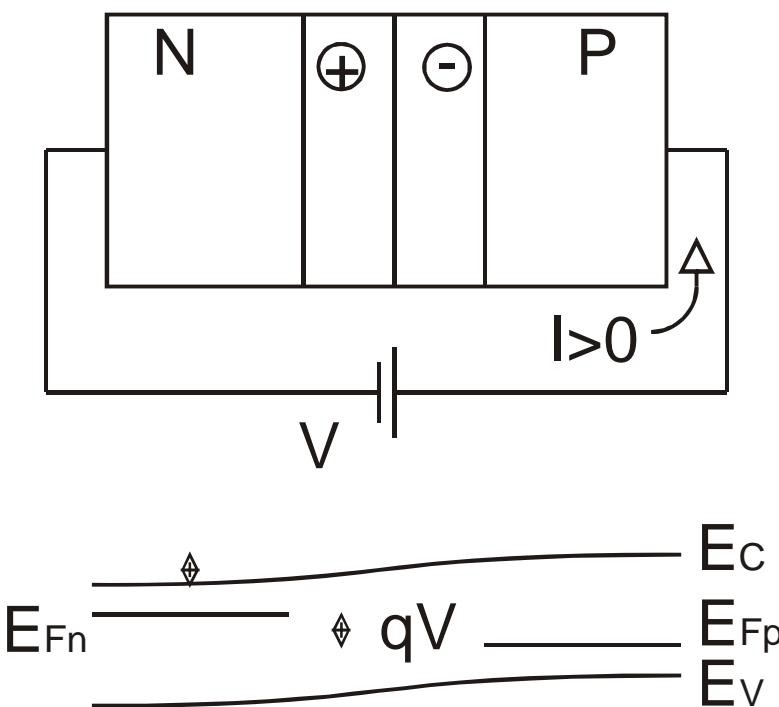
1: zonas neutras

2: zona de carga espacial (z.c.e.)

ψ_o : potencial barrera

($\psi_o = V_b$)

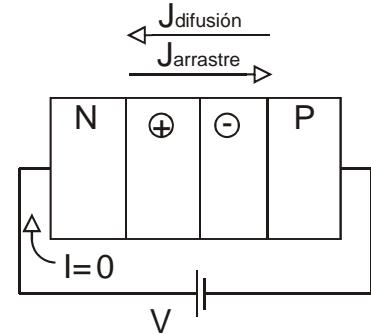
- Unión PN polarizada en directo.



- Campo externo opuesto al interno
 - ⇒ Disminución de este campo
 - ⇒ Disminución carga que soporta el campo
 - ⇒ Disminución zona de carga espacial

- Disminución de la barrera en al unión
 - ⇒ $J_{difusión} > J_{arrastre}$
 - ⇒ CORRIENTE NETA (muy sensible al decrecimiento de la barrera).

• Unión PN polarizada en inverso.



Campo externo del mismo signo que el interno
→ aumento neto del campo, aumento de la barrera
→ sólo participan los minoritarios en la corriente (corriente muy débil)

$$I = I_s = \alpha \frac{n_i^2}{N_D} + \beta \frac{n_i^2}{N_A}$$

$I_s \propto n_i^2(T)$, I_s se duplica cada $10^\circ C$

• Característica I-V

$$I = I_s (e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$$

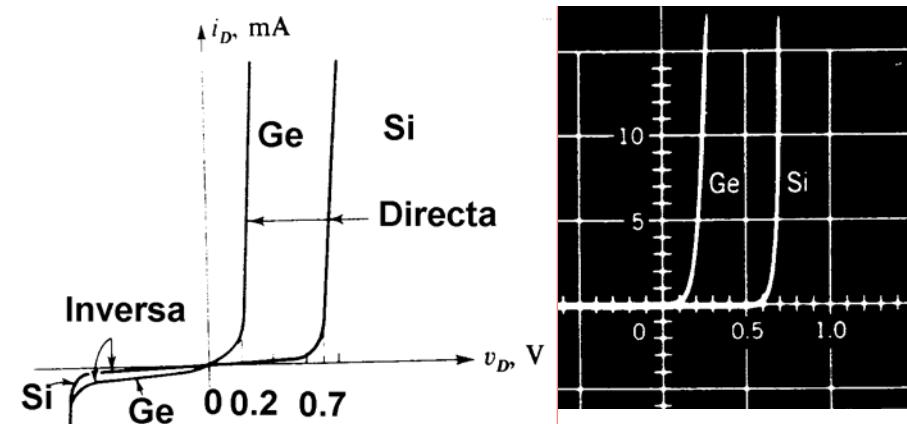
$$V_T = \frac{nKT}{q}, \frac{KT}{q} = 26mV \text{ (300K)}$$

n: factor de idealidad, refleja situaciones no ideales:

- generación recombinación en z.c.e. a bajas corrientes.
- alta inyección de portadores (caída de potencial en z. neutra)

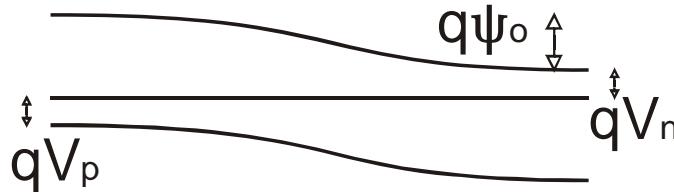
$$\text{Directo : } V > 0 \quad V \gg V_T \Rightarrow I \approx I_s \frac{e^{\frac{V}{V_T}}}{V_T}$$

$$\text{Inverso : } V < 0 \quad -V \gg V_T \Rightarrow I \approx I_s \quad \text{cuando } V \rightarrow -\infty$$



Análisis de una unión PN en inverso

- Cálculo del **potencial barrera** ($V=0V$)



$$q\psi_0 = E_G - qV_n - qV_p$$

$$= E_G - KT \ln \frac{N_c}{n} - KT \ln \frac{N_v}{p}$$

$$E_G = KT \ln \frac{N_c N_v}{n_i^2} \Rightarrow q\psi_0 = KT \ln \frac{np}{n_i^2}$$

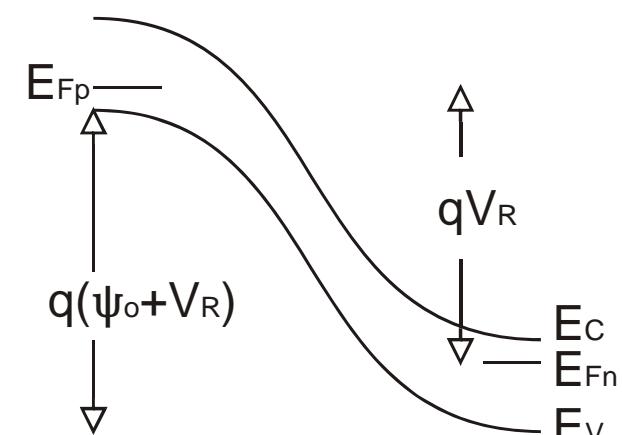
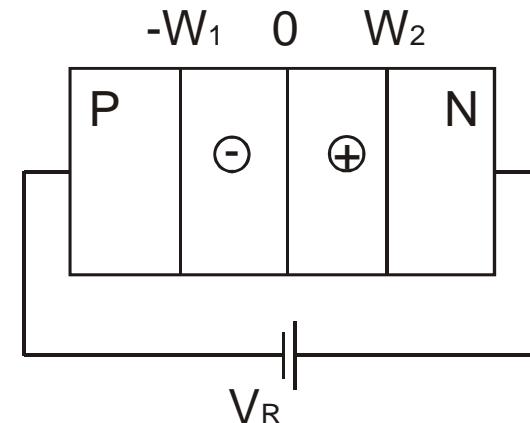
Ejemplo: Caso particular (dopados uniformes $n=N_D$, $p=N_A$):

$$\psi_0 = V_T \ln \frac{N_D N_A}{n_i^2}$$

- Condición de **neutralidad**

$$\int_{-W_1}^0 -q N_A(x) dx = \int_0^{W_2} q N_D(x) dx$$

Dopados uniformes : $N_A W_1 = N_D W_2$



- Relación anchura de la z.c.e. con la barrera de potencial ($\psi_0 + V_R$)

- Ecuación de Poisson + condiciones de contorno en los extremos de la z.c.e.

- Caso unidimensional y dopados uniformes.

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s} = \begin{cases} \frac{qN_A}{\epsilon_s} & -W_1 < x < 0 \\ -\frac{qN_D}{\epsilon_s} & 0 < x < W_2 \end{cases}$$

$$-W_1 < x < 0 \quad \frac{dV}{dx} = \frac{qN_A}{\epsilon_s}x + C_1 \quad E(x) = -\left(\frac{qN_A}{\epsilon_s}x + C_1\right)$$

$$V(x) = \frac{qN_A}{\epsilon_s} \left(\frac{x^2}{2} + W_1 x \right) + C_2$$

$$0 < x < W_2 \dots \quad V(x) = -\frac{qN_D}{\epsilon_s} \left(\frac{x^2}{2} - W_2 x \right) + C_3$$

continuidad en $x=0 \Rightarrow C_2 = C_3$

$$\psi_0 + V_R = V(W_2) - V(-W_1) = \frac{qN_D}{\epsilon_s} \frac{W_2^2}{2} + \frac{qN_A}{\epsilon_s} \frac{W_1^2}{2}$$

$$\psi_0 + V_R = \frac{q}{2\epsilon_s} N_D W_2 (W_1 + W_2) - x N_A \quad \left. \right\}$$

$$\psi_0 + V_R = \frac{q}{2\epsilon_s} N_A W_1 (W_1 + W_2) - x N_D \quad \left. \right\}$$

$$(N_A + N_D)(\psi_0 + V_R) = \frac{q}{2\epsilon_s} W^2 N_A N_D$$

$$W = W_1 + W_2 = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} (\psi_0 + V_R)}$$

$$W_1 = \frac{2\epsilon_s}{q} \frac{\psi_0 + V_R}{N_A W} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (\psi_0 + V_R)}{q N_A (1 + \frac{N_A}{N_D})}}$$

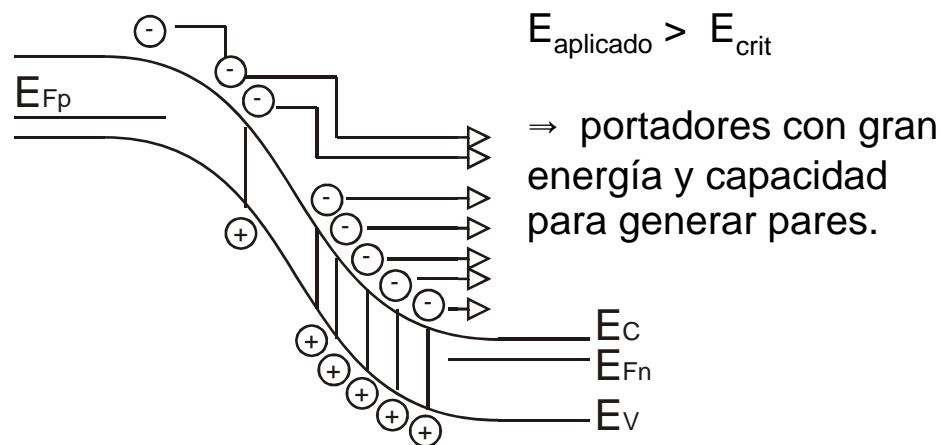
$$W_2 = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (\psi_0 + V_R)}{q N_D (1 + \frac{N_D}{N_A})}}$$

EJEMPLO: Sea una unión PN abrupta, $N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, 300K, $V_R = 10 \text{ V} \Rightarrow \psi_0 = 638 \text{ mV}$
 $W_1 = 3.5 \mu\text{m}$, $W_2 = 0.35 \mu\text{m}$. Campo máximo:

$$E_{\max} = -\frac{qN_A}{\epsilon_s} W_1 = -5.4 \cdot 10^4 \frac{V}{cm}$$

Conducción en inversa. Mecanismos de ruptura.

- Ruptura por **avalancha**



$$N = 10^{15}-10^{16} \text{ cm}^{-3}; E_{\text{crit}} \sim 3 \times 10^5 \text{ V/cm}$$

$$N \sim 10^{18} \text{ cm}^{-3}; E_{\text{crit}} \sim 10^6 \text{ V/cm}$$

Expresión empírica para la corriente:

$$I_{RA} = M I_R$$

$$M = \frac{I}{I - \left(\frac{V_r}{BV} \right)^n}$$

I_{RA} : corriente con avalancha

I_R : corriente sin avalancha

M: factor de multiplicación

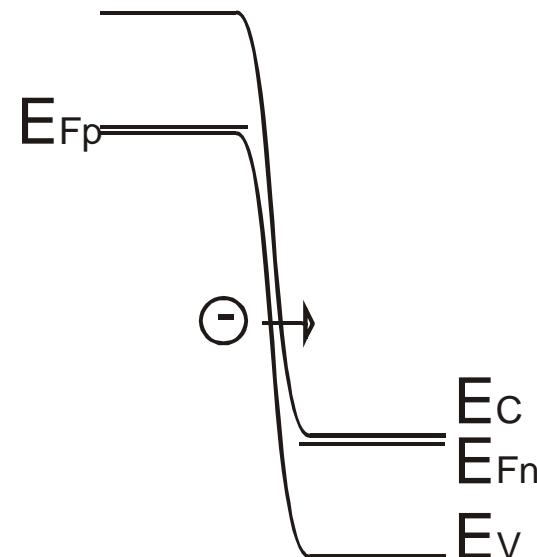
$n \in [3, 6]$

V_r : tensión inversa aplicada

BV: tensión de ruptura ($E_{\text{max}} = E_{\text{crit}}$)

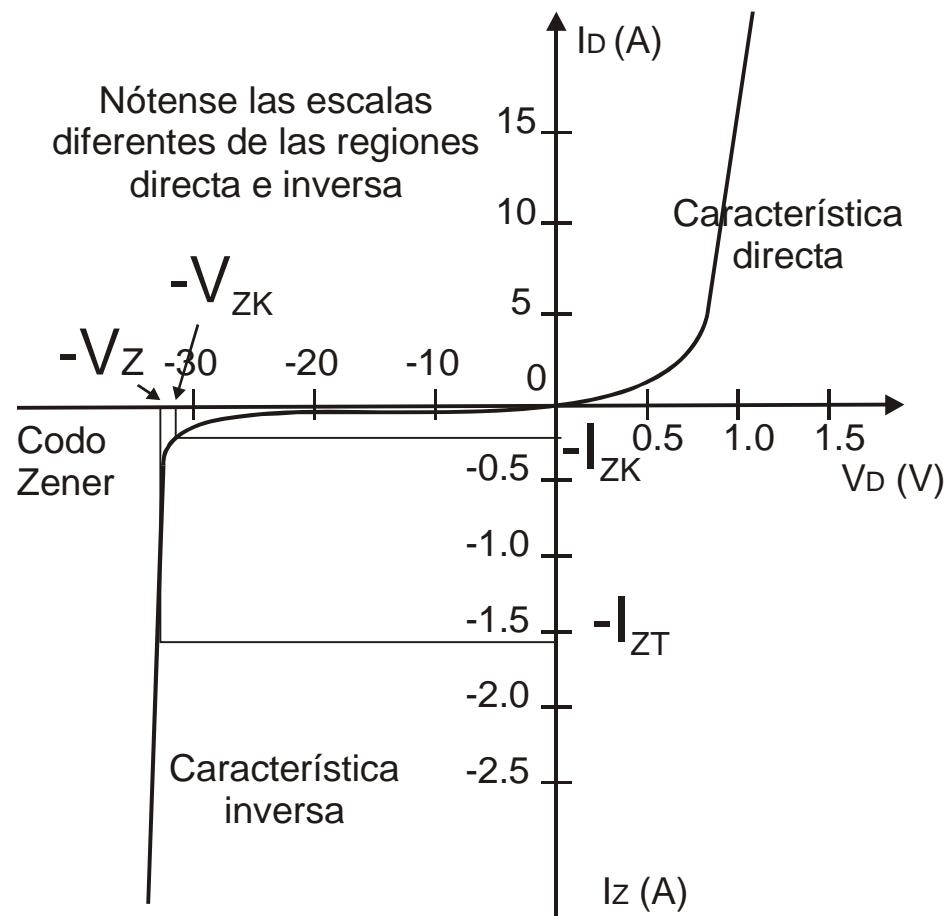
- Ruptura **Zéner**:

- Solo en uniones muy dopadas.
- Corriente túnel de electrones



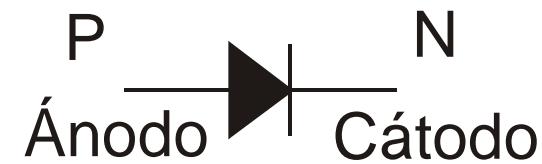
- Domina el mecanismo que se produzca a menores tensiones de polarización.

- Curva I-V



- Dispositivos basados en uniones

- Diodo de unión:
unión PN con terminales externos.



- Diodo Zéner:
diseñado para conducir en inversa

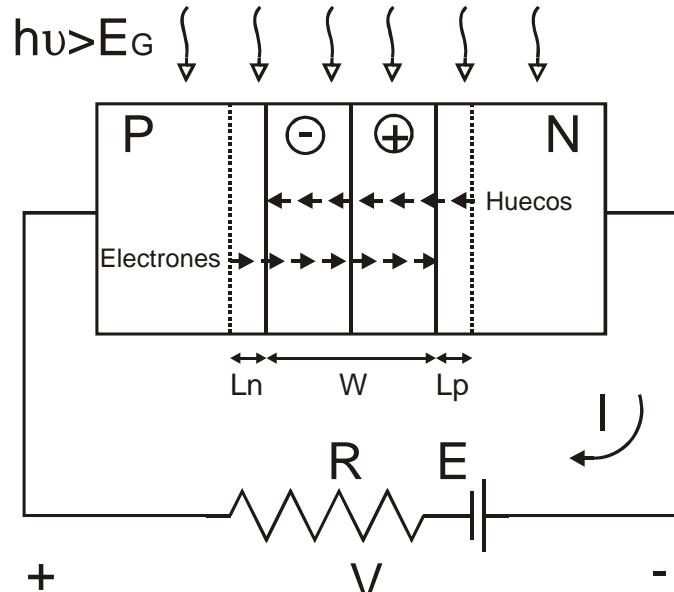


- Diodo Schottky:
unión metal semiconductor.

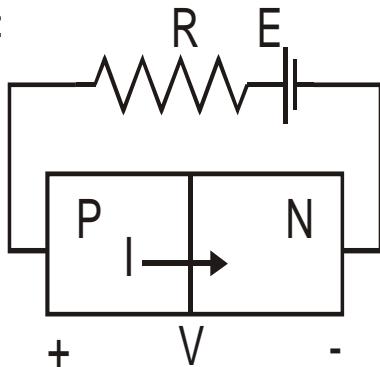


• **Fotodiodos***

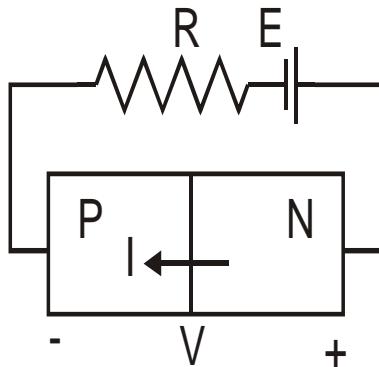
Dispositivos de dos terminales. Responden a la absorción de fotones.



Aplicaciones:



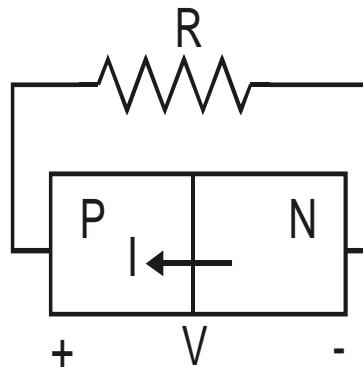
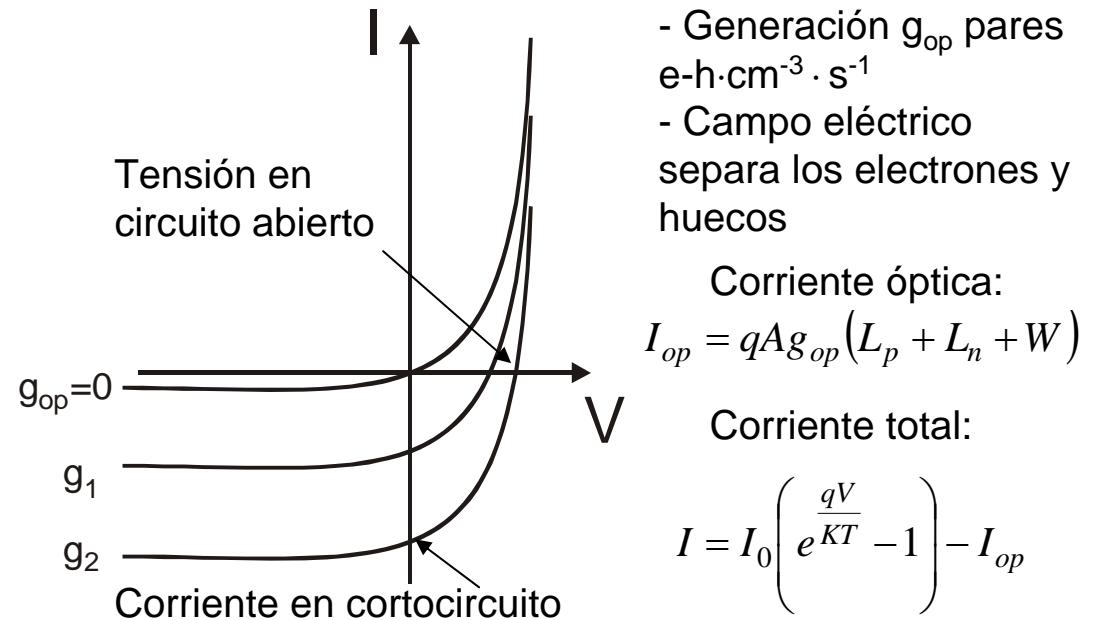
1^{er} cuadrante
 $I \cdot V > 0$



3^o cuadrante
 $I \cdot V > 0$

Fotodetector

• **Dispositivos basados en uniones**



4^o cuadrante
 $I \cdot V < 0$

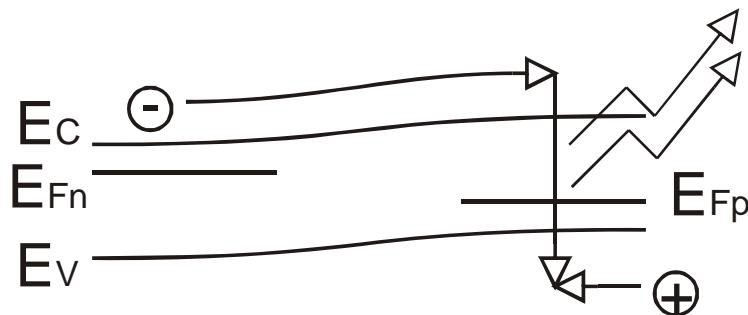
Célula solar

- Dispositivos basados en uniones

- LEDs y láseres

Unión en directo.

Recombinación en zonas neutras y z.c.e.



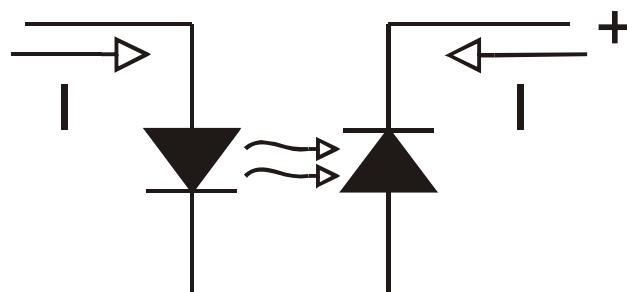
- Optoacoplador.

Ejemplo de sistema de comunicación óptica:

Par optoelectrónico: Láser o LED + fotodiodo

Se puede intercalar información entre emisor y receptor (CDs)

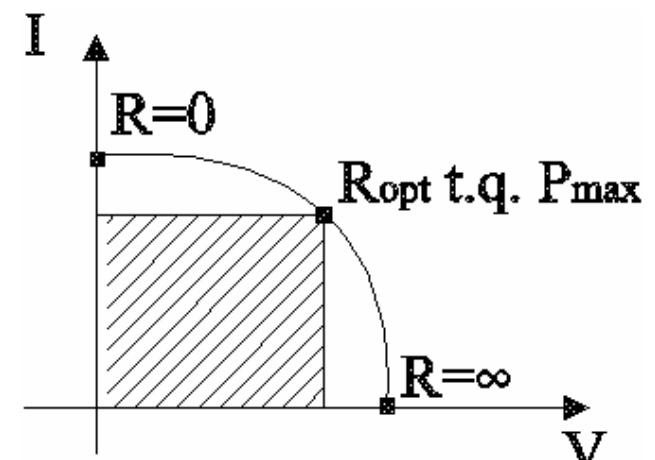
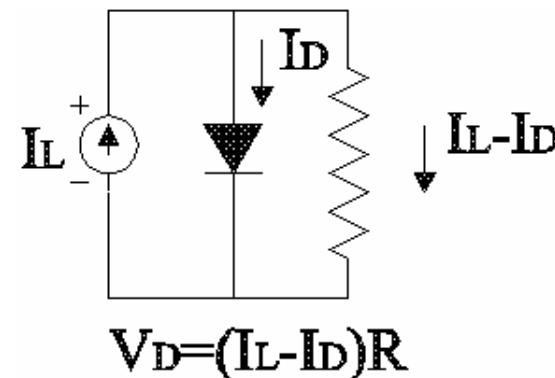
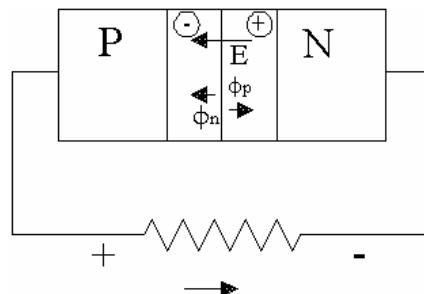
Perfecto aislamiento



Apéndice: El fotodetector

El fotodetector puede funcionar como célula fotovoltaica si no se le aplica tensión externa tal y como se ve en la figura 1. Si incide luz sobre el diodo los pares electrón hueco generados son acelerados por el campo eléctrico interno. Se crea por tanto una corriente, I_L , que partiendo de la zona P atraviesa la resistencia y llega a la N (o de la N a la P en el interior del diodo). Aparece una diferencia de potencial en los extremos de la resistencia que polariza al diodo en directa. Esta tensión da lugar a su vez a una corriente, I_D , que circula por el diodo de la zona P a la N , es decir, opuesta a la generada por iluminación. Estos dos mecanismos se pueden modelar por una fuente de corriente de valor I_L y un diodo en oscuridad por el que circula una corriente I_D . La corriente que circula por la resistencia es la diferencia de las dos, $I = I_L - I_D$, como se ve en la figura 2.

Modificando el valor de la resistencia externa se puede variar el valor de la corriente que circula por ella, así como la diferencia de potencial que cae en sus extremos. Y por consiguiente la potencia que se puede extraer de la célula. Existe un valor óptimo para la resistencia para el cual la potencia es máxima y por tanto el rendimiento es mayor. La relación $I-V$ típica de una célula fotovoltaica se puede ver en la figura 3.



Apéndice: No idealidades en el diodo

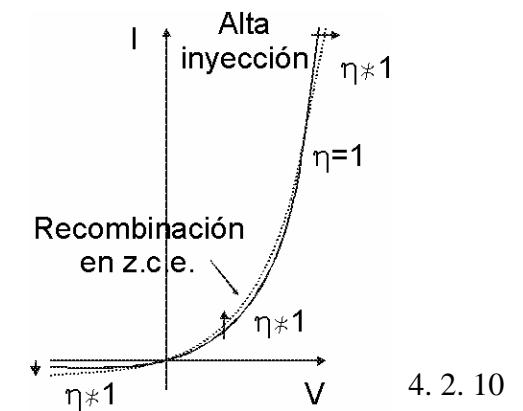
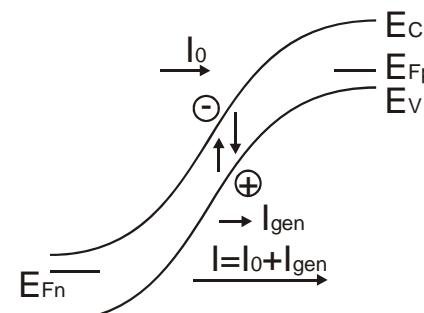
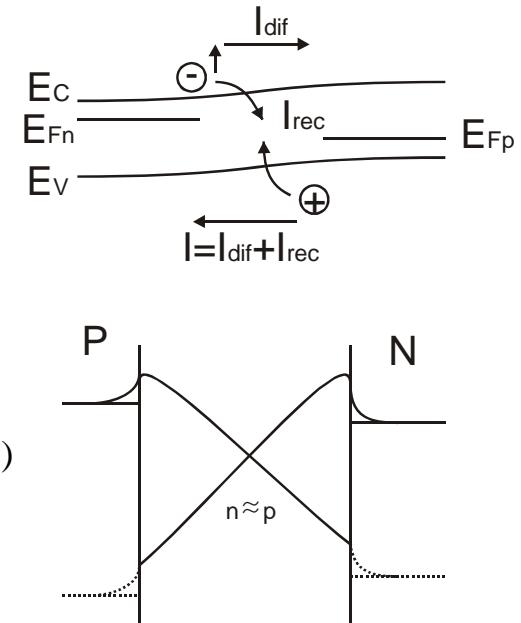
Corriente generación-recombinación.

-En directa hay una recombinación de portadores en la zona de carga espacial y por tanto no llegan a las zonas neutras. Para mantener la misma relación campo-carga en la unión y que llegue la misma corriente de difusión debemos aportar más corriente a igualdad de tensión. Dicho incremento coincide con la corriente de recombinación.

- En la z.c.e. hay exceso de portadores de los dos tipos. Como debe haber continuidad de la concentración de portadores habrá un punto en el que $n=p$. Se puede estimar en promedio que en la zona de carga espacial se cumple $n=p$. Con esta condición podemos calcular la corriente de recombinación que hay que añadir a la de difusión.

- En inversa hay defecto de portadores en la z.c.e. por lo que se generan pares electrón-hueco.

$$\begin{aligned}
 n \cdot p &= n_i^2 \exp(qV / KT) \\
 n \approx p &\approx n_i \exp(qV / 2KT) \\
 U &= \frac{c_n c_p N_T (np - n_i^2)}{c_n (n + n_1) + c_p (p + p_1)} \\
 &\approx \frac{c_n c_p N_T n_i^2 (\exp(qV / KT) - 1)}{(c_n + c_p) n_i \exp(qV / 2KT)} \\
 &= \frac{c_n c_p}{(c_n + c_p)} N_T n_i \exp(qV / 2KT) \\
 I &= \int qAUdx \\
 &= \frac{qAWn_i^2}{\tau_{rec}} \exp(qV / 2KT)
 \end{aligned}$$

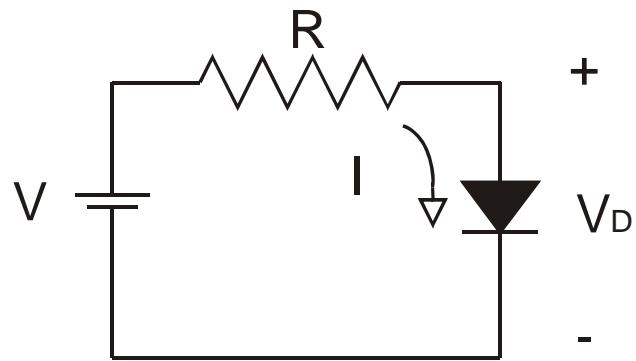


Bibliografía:

- <http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/> Principles of Semiconductor Devices Bart Van Zeghbroeck.

4.3. Modelos de circuito.

- Análisis de circuitos con diodos

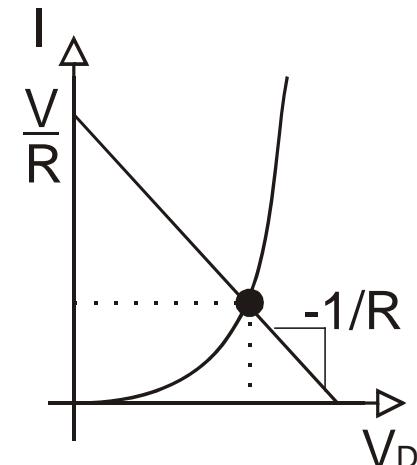


$$I = I_S (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1) \approx I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

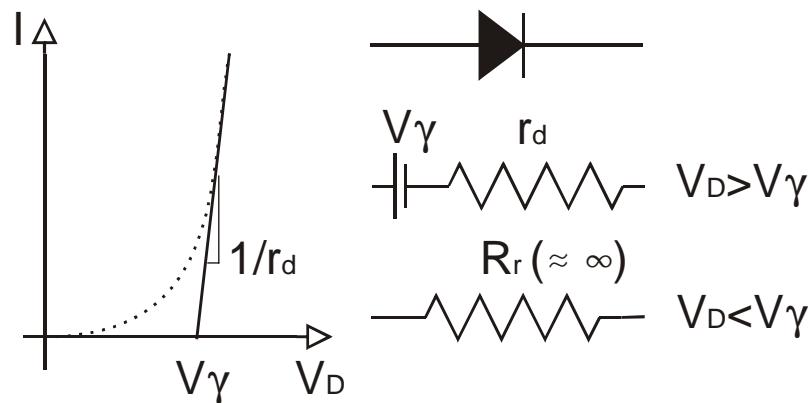
$$V = IR + V_D$$

$$I = -\frac{V_D}{R} + \frac{V}{R}$$

Solución: punto de intersección
(punto de operación, polarización...)



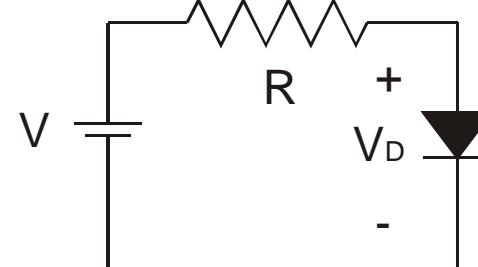
- Modelo lineal a tramos:



EJEMPLO:

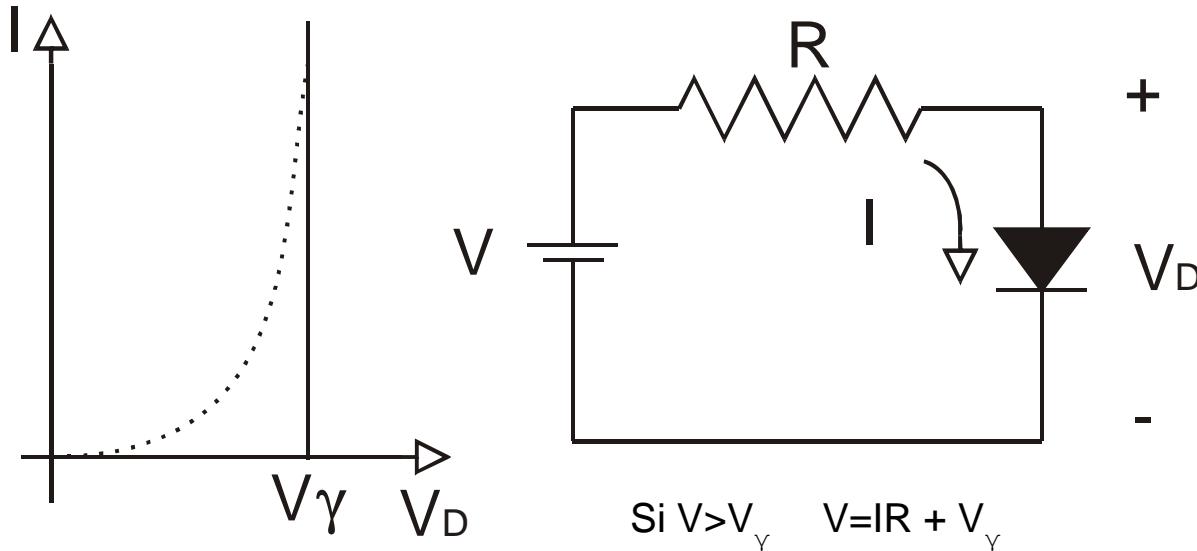
$$a) Si V < V_\gamma \Rightarrow D OFF, I = \frac{V}{R + R_r} \approx 0, V_D = V$$

$$b) Si V > V_\gamma \Rightarrow V = IR + V_\gamma + I r_d, I = \frac{V - V_\gamma}{R + r_d}$$

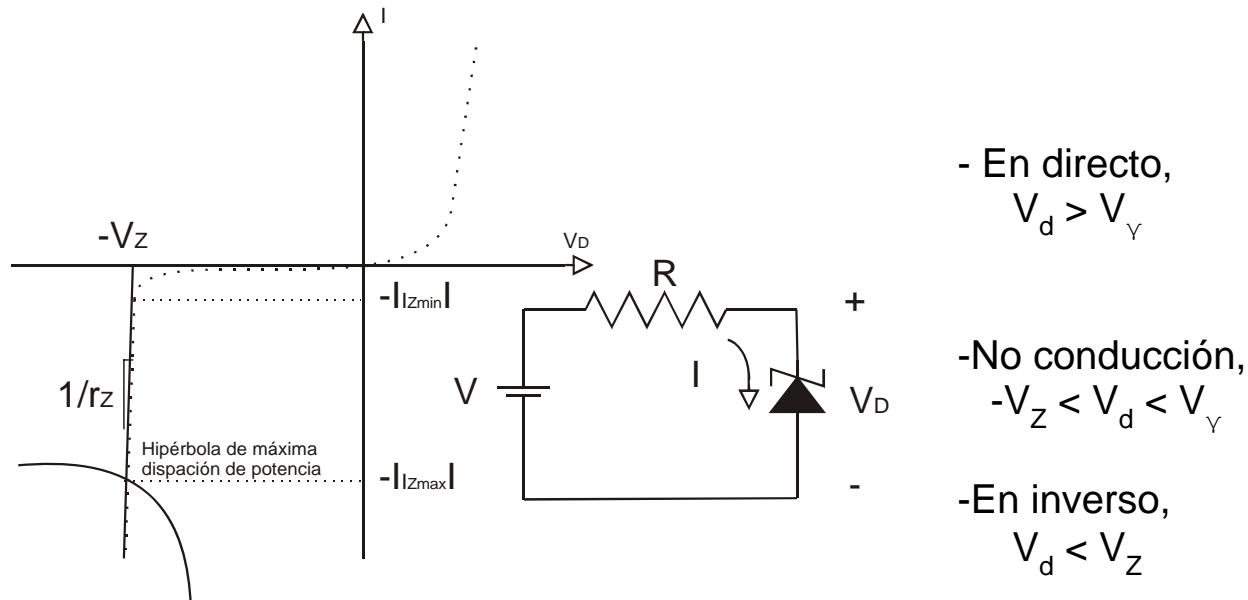


$$V = 5V, V_\gamma = 0.65V, r_d = 10\Omega, R = 2k\Omega \Rightarrow I = 2.16mA$$

- Modelo simplificado ($r_d=0$):



- Modelo lineal para el diodo Zéner:



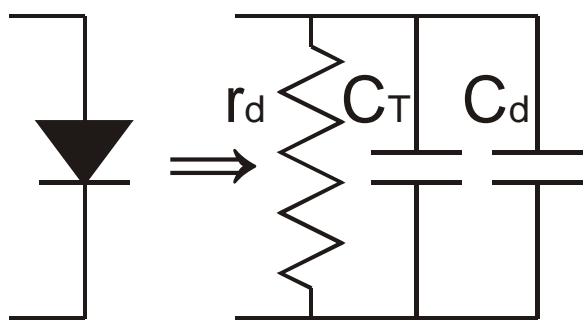
- En directo,
 $V_d > V_Y$

- No conducción,
 $-V_Z < V_d < V_Y$

- En inverso,
 $V_d < V_Z$



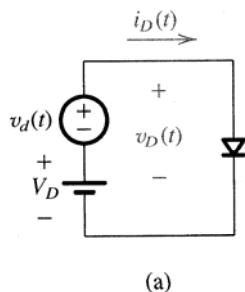
• Modelo de pequeña señal



- Resistencia dinámica r_d :

$$r_d = \left(\frac{dI}{dV} \right)^{-1} \approx \left(\frac{d}{dV} I_S e^{\frac{V}{V_T}} \right)^{-1} = \frac{V_T}{I}$$

- Capacidades:



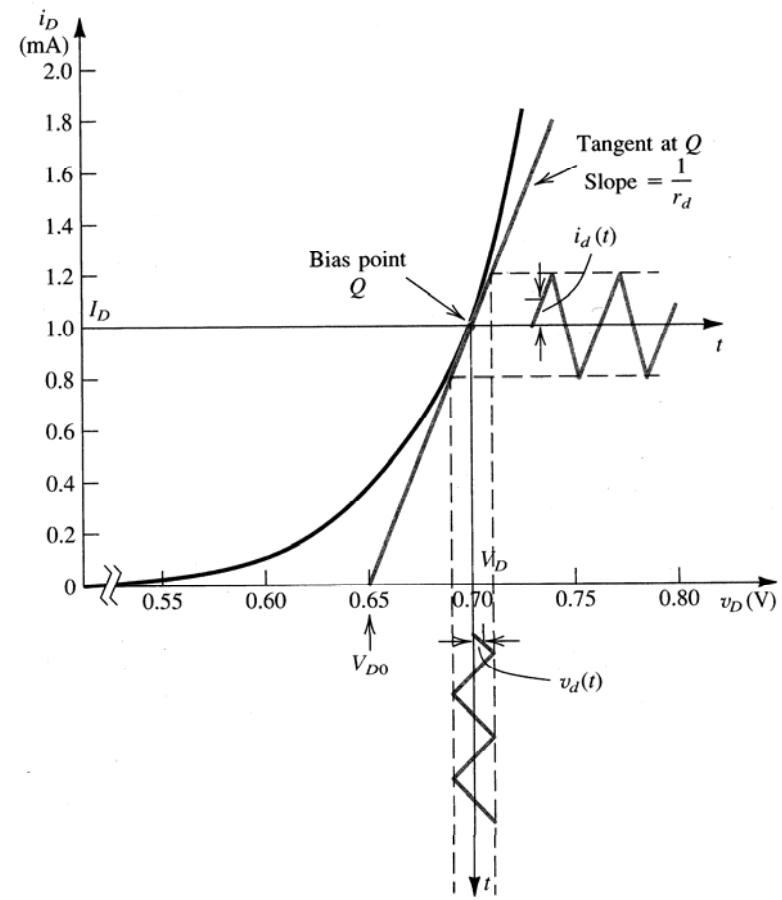
- modificación de la carga en zonas neutras
- modificación de la carga en la zona de carga espacial.

1) Polarización directa

carga dominante: minoritarios en zonas neutras

$$C_d = \frac{dQ_d}{dV} = \frac{d}{dV} (\tau_T I_0 e^{\frac{V}{V_T}}) = \frac{\tau_T}{V_T} I$$

$$I = Q_d / \tau_T, \tau_T = L_p^2 / D_p : \text{tiempo de tránsito}$$



2) Polarización inversa. Carga dominante: carga fija en z.c.e.

- Unión abrupta

$$C_T \equiv C_j = \frac{dQ}{dV_R} = \frac{dQ}{dW_1} \frac{dW_1}{dV_R}$$

$$dQ = AqN_A dW_1$$

$$\frac{dW_1}{dV_R} = \left(\frac{\epsilon_s}{2qN_A \left(1 + \frac{N_A}{N_D} \right) (\psi_0 + V_R)} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$C_j = A \left(\frac{q\epsilon_s N_A N_D}{2(N_A + N_D)} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{I}{\sqrt{\psi_0 + V_R}}$$

$$= \frac{\epsilon_s A}{W}$$

$$Si V_D \equiv -V_R \quad C_j = A \left(\frac{q\epsilon_s N_A N_D}{2(N_A + N_D)} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{I}{\sqrt{\psi_0 - V_D}} = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{\psi_0}}}$$

(válido para $V_D > 0$ pequeños)

- Unión lineal

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_D}{\psi_0} \right)^{\frac{1}{3}}}$$

- Unión cualquiera

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_D}{\psi_0} \right)^m}, V_D < 0$$

$$C_j \approx 2C_{j0}, V_D > 0$$

Parámetros de modelo SPICE de diodo

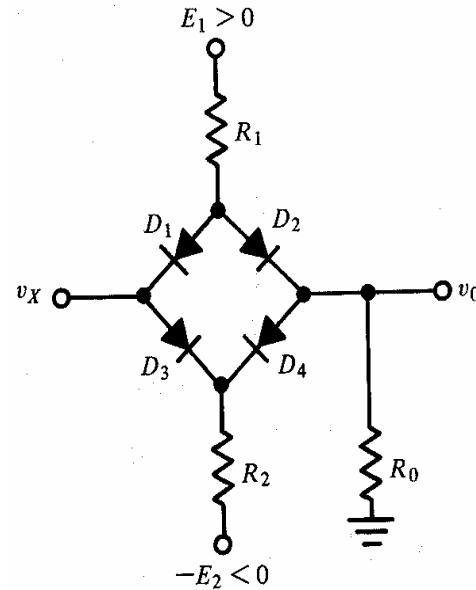
Parámetro de modelo	Símbolo	Nombre SPICE	Unidades	Valor predeterminado
Corriente de saturación	I_s	IS	A	10^{-14}
Coeficiente no idealidades	N	N		1
Resistencia serie	R_s	RS	Ω	0
Tensión barrera	ψ_0, V_b	VJ	V	1
Capacidad unión sin polarización	C_{j0}	CJ0	F	0
Coeficiente gradualidad de unión	m	M		0.5
Tiempo de tránsito	τ_T	TT	S	0
Tensión de ruptura	V_{ZK}	BV	V	∞
Corriente inversa a V_{ZK}	I_{ZK}	IBV	A	10^{-10}

Bibliografía:

- A.S. Sedra y K.C. Smith, "Microelectronics Circuits", 5^a ed., Oxford University Press, 2003.
- <http://deyte.ugr.es>
- K.V. Shalimova, Física de los semiconductores, Mir, 1975
- **Bart Van Zeghbroeck.** [Principles of Semiconductor Devices](http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/)
<http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/>

Tema 5. Aplicaciones: Funciones analógicas no lineales.

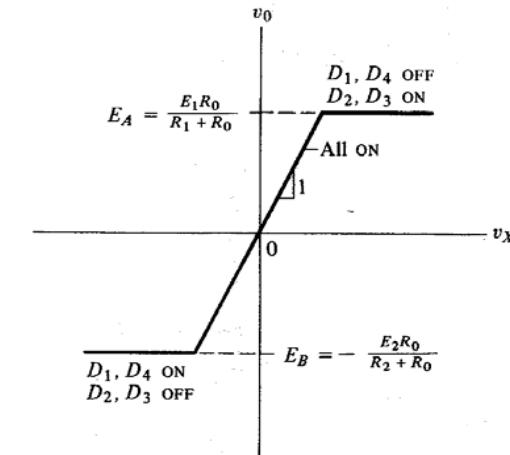
- Puente de Diodos



$$v_x \gg 0 \text{ } D2 \text{ y } D3 \text{ on; } v_o = \frac{E_1 - V_\gamma}{R_1 + R_0} R_0 \equiv E_A$$

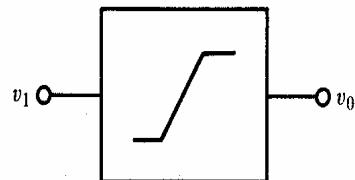
$$v_x \ll 0 \text{ } D1 \text{ y } D4 \text{ on; } v_o = \frac{-E_2 + V_\gamma}{R_2 + R_0} R_0 \equiv E_B$$

$$E_B \leq v_x \leq E_A \quad v_o = v_x$$



- Circuitos limitadores y comparadores

Diagrama de bloque de un limitador



Característica de transferencia típica

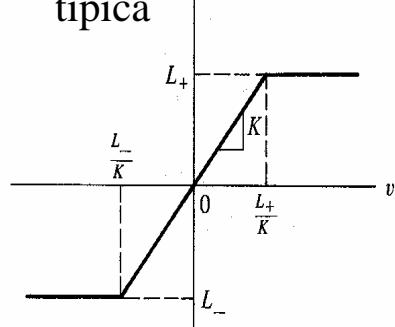
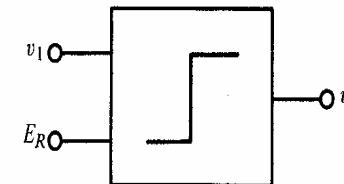
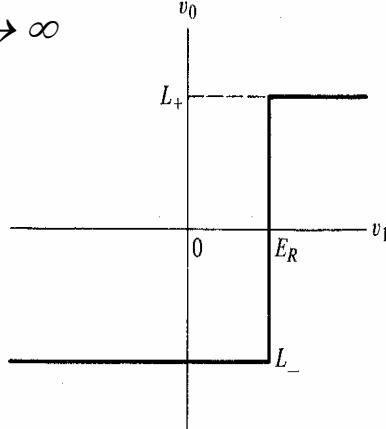


Diagrama de bloque de un comparador

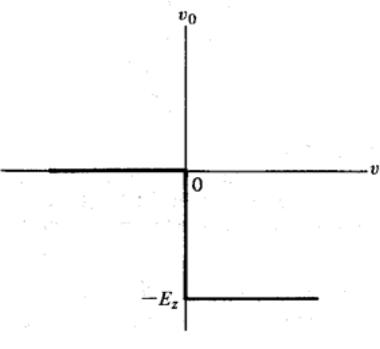
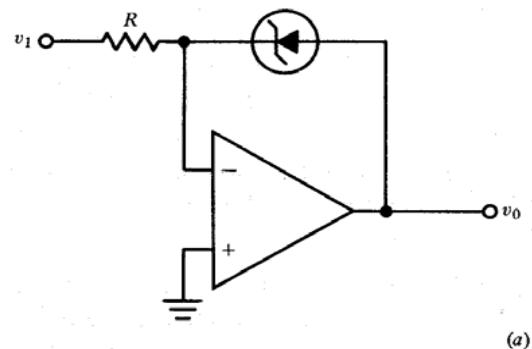


Característica de transferencia. E_R = Nivel de comparación.

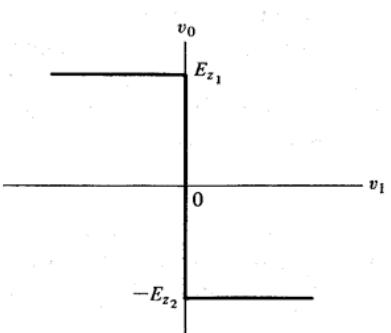
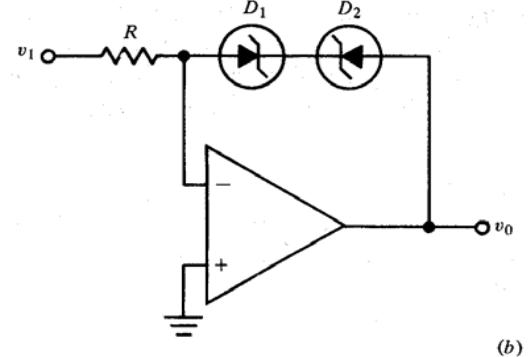
$$K \rightarrow \infty$$



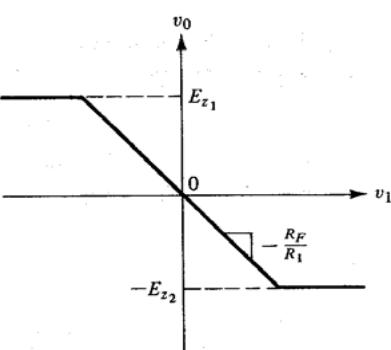
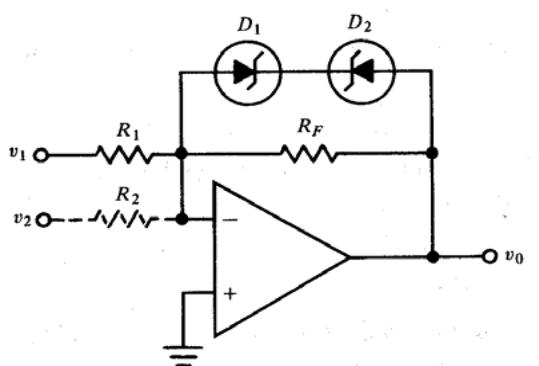
• Circuitos comparadores con diodos Zener



$$v_I > 0, \quad v_O = -V_Z \\ v_I < 0, \quad v_O = +V_D$$



$$v_I > 0, \quad v_O = -(V_D + V_{Z2}) \\ v_I < 0, \quad v_O = V_{Z1} + V_D$$



inicio conducción hacia derecha

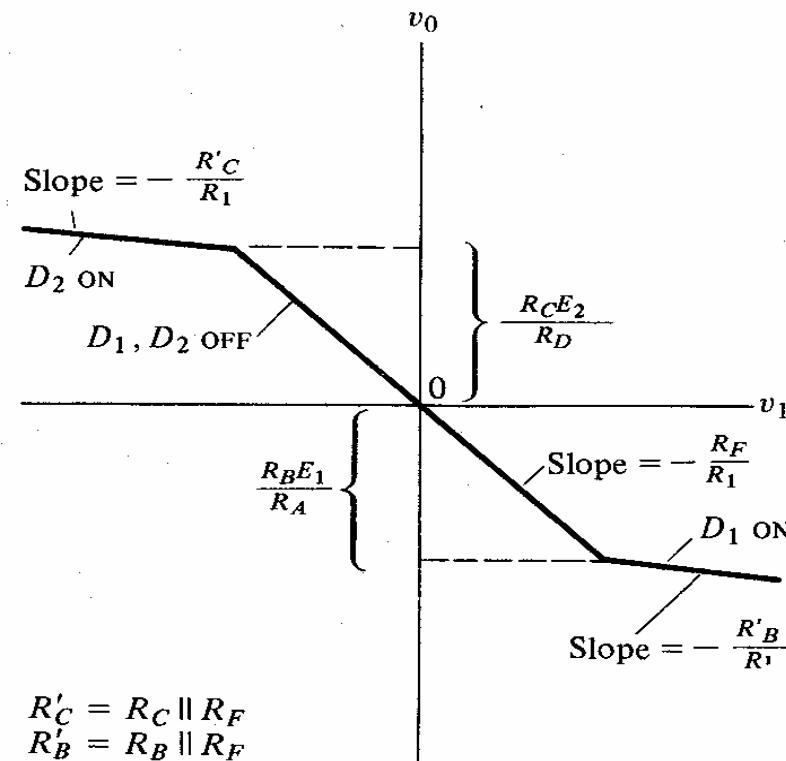
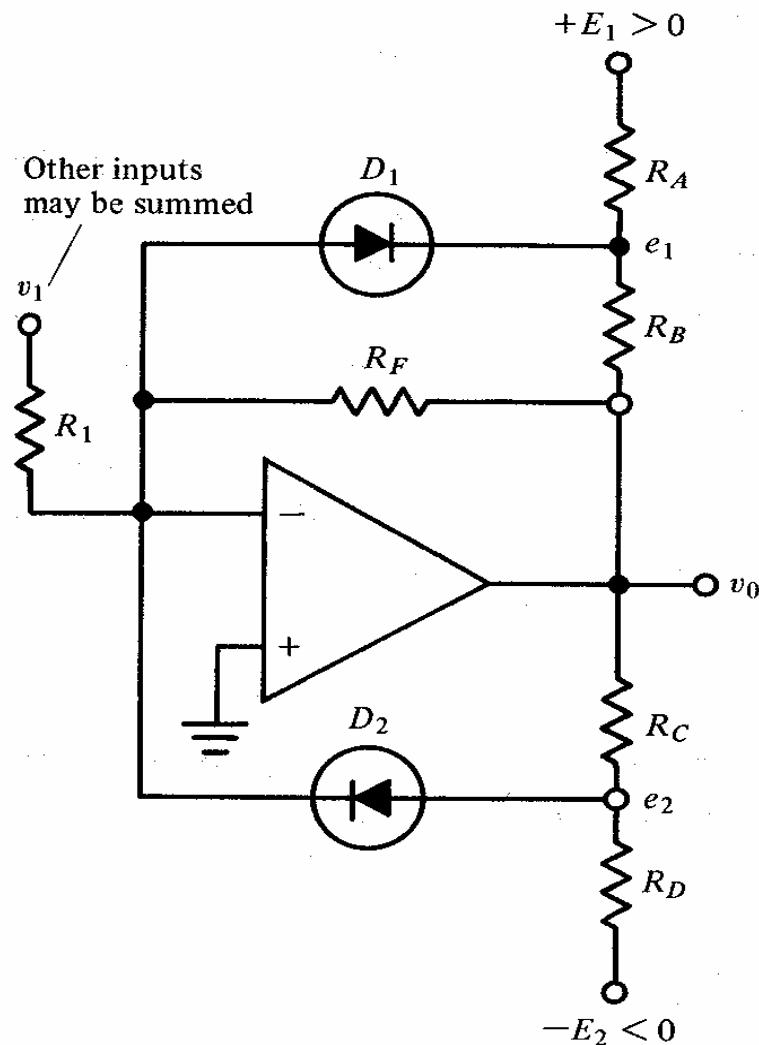
$$v_O \leq -(V_D + V_{Z2}), \\ v_I = -(R_1 / R_F)v_O > (R_1 / R_F)(V_D + V_{Z2})$$

inicio conducción hacia izquierda

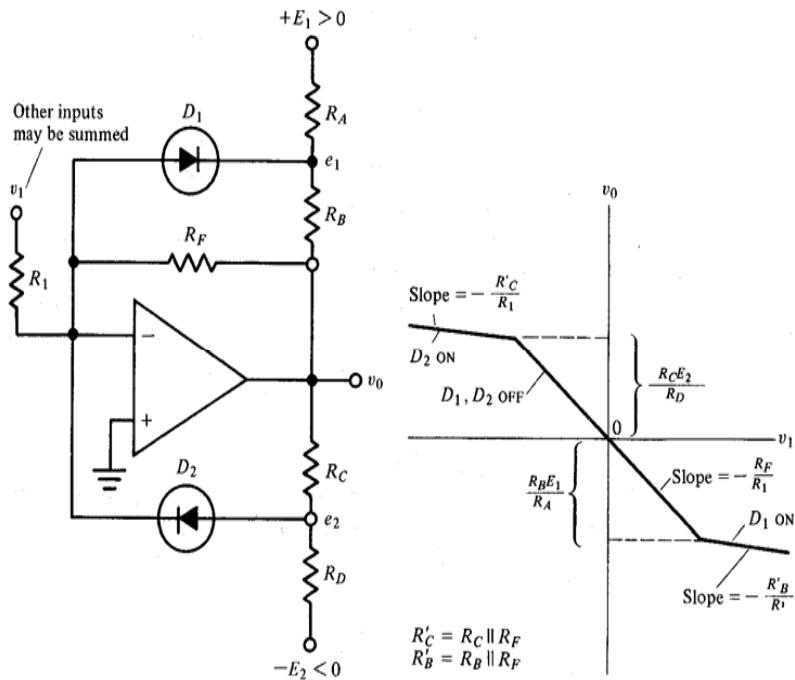
$$v_O \geq V_{Z1} + V_D, \\ v_I = -(R_1 / R_F)v_O < -(R_1 / R_F)(V_{Z1} + V_D)$$

La presencia de R_F transforma el comparador en limitador.

● Limitador de propósito general (I)



Limitador de propósito general



$$\left. \begin{aligned} \text{D 1 y D 2 off } v_0 &= -\frac{R_F}{R_1} v_1 \\ e_1 &= E_1 \frac{R_B}{R_A + R_B} + v_0 \frac{R_A}{R_A + R_B} \\ e_2 &= -E_2 \frac{R_C}{R_C + R_D} + v_0 \frac{R_D}{R_C + R_D} \end{aligned} \right]$$

D 1 conduce cuando $e_1 = -V_\gamma$

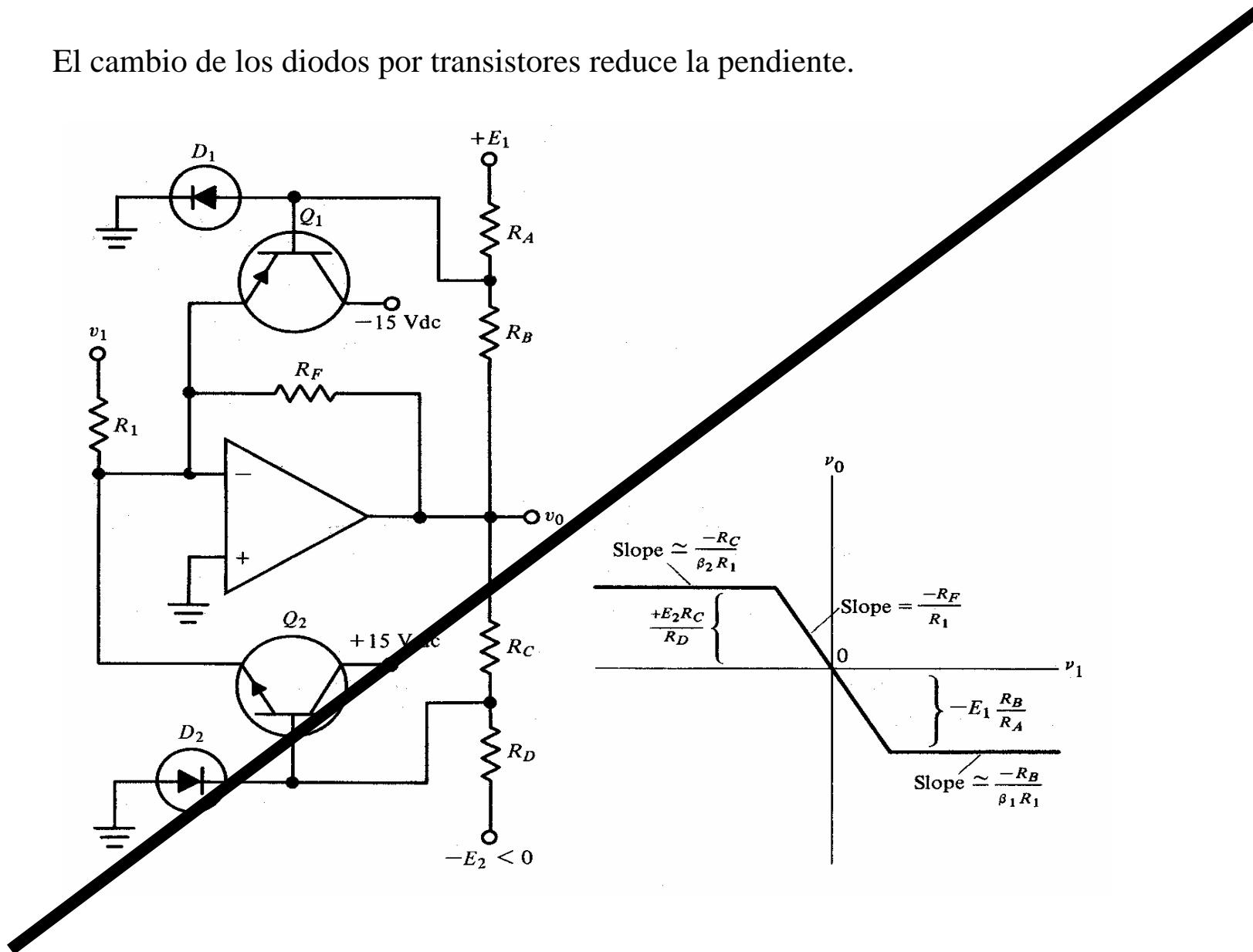
$$v_0 = -(R_F \parallel R_B) \left\{ \frac{V_\gamma}{R_A \parallel R_B} + \frac{E_1}{R_A} + \frac{v_1}{R_1} \right\}$$

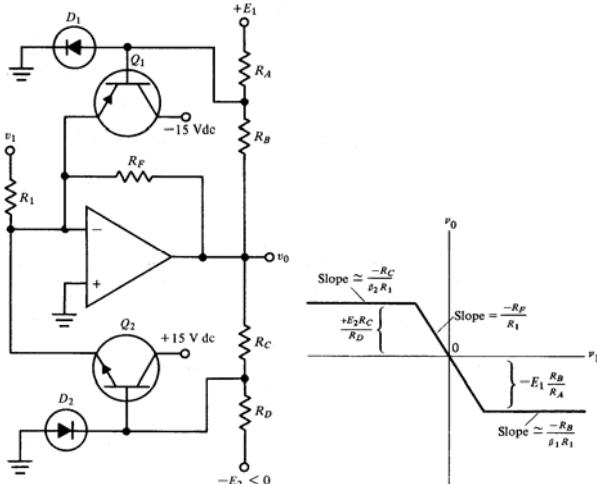
D 2 conduce cuando $e_2 = +V_\gamma$

$$v_0 = (R_C \parallel R_F) \left\{ \frac{V_\gamma}{R_C \parallel R_D} + \frac{E_2}{R_D} - \frac{v_1}{R_1} \right\}$$

● Limitador de propósito general (II)

El cambio de los diodos por transistores reduce la pendiente.





$$Q1 \text{ y } Q2 \text{ off} \quad v_0 = -\frac{R_F}{R_1} v_1$$

$$\left. \begin{aligned} v_{B1} &= E_1 \frac{R_B}{R_A + R_B} + v_0 \frac{R_A}{R_A + R_B} \\ v_0 &= -\frac{R_F}{R_1} v_1 \quad v_1 > 0 \end{aligned} \right]$$

$$\left. \begin{aligned} v_{B2} &= -E_2 \frac{R_C}{R_C + R_D} + v_0 \frac{R_D}{R_D + R_C} \\ v_0 &= -\frac{R_F}{R_1} v_1 \quad v_1 < 0 \end{aligned} \right]$$

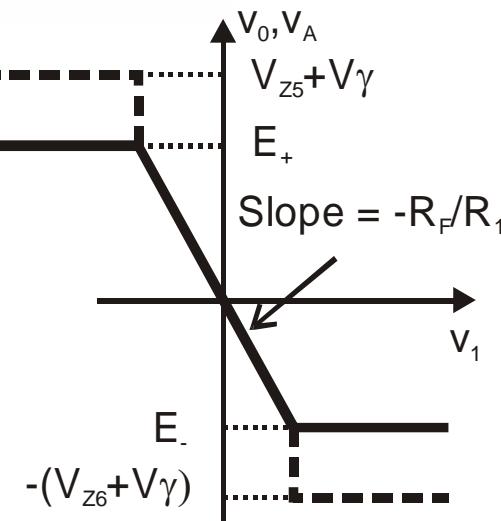
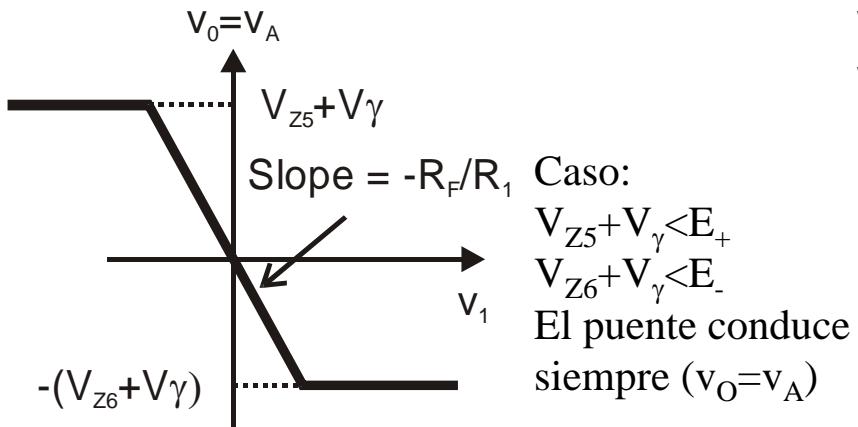
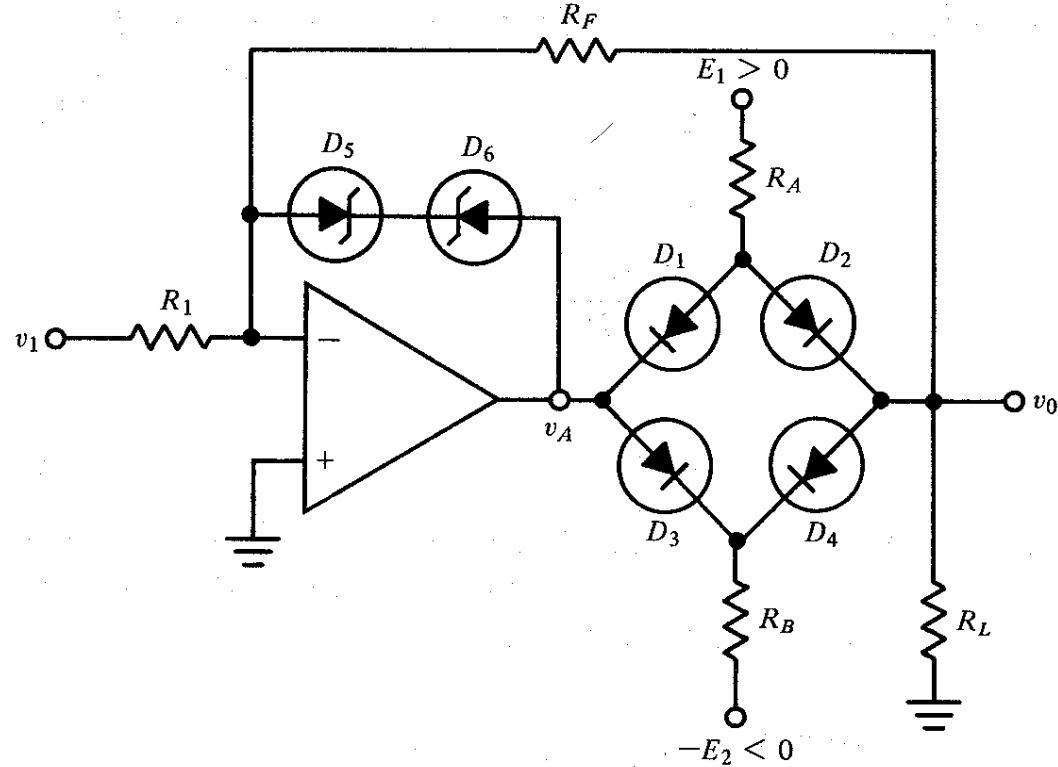
Q1 conduce cuando $v_{B1} = -v_{BE}$

Q2 conduce cuando $v_{B2} = +v_{BE}$

$$v_0 = \frac{\frac{E_1}{R_A} + \frac{v_1}{(1+\beta)R_1} + v_{BE} \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_B} \right)}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{(1+\beta)R_F}}$$

$$v_0 = \frac{\frac{E_2}{R_D} - \frac{V_1}{(1+b)R_1} + v_{BE} \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_D} \right)}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{(1+b)R_F}}$$

● Limitador de propósito general (III)



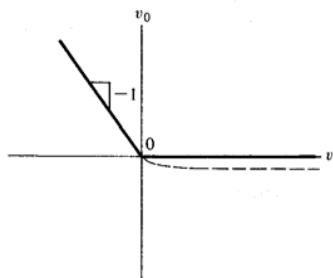
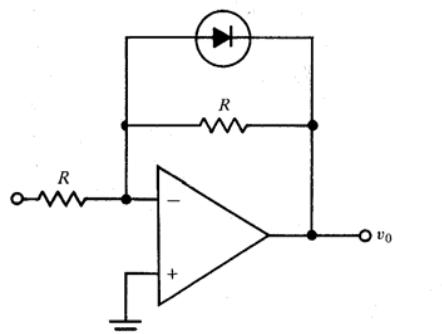
Límites del puente:

$$\left. \begin{aligned} E_+ &= (E_1 - V_\gamma) \frac{R_F \parallel R_L}{R_A + R_F \parallel R_L} \\ E_- &= -(E_2 - V_\gamma) \frac{R_F \parallel R_L}{R_B + R_F \parallel R_L} \end{aligned} \right\}$$

• Circuitos rectificadores

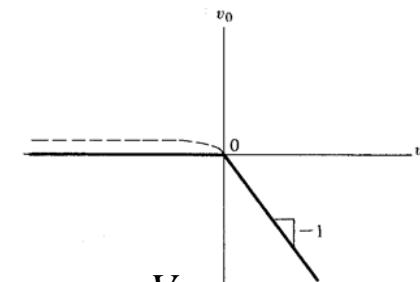
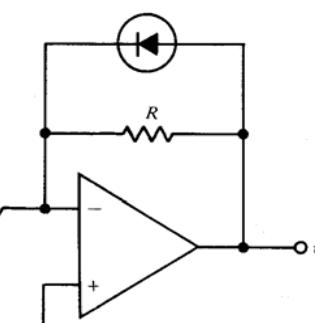
Problemas: 12.46 al 12-56 Sedra-Smith

Rectificadores de media Onda (Limitadores de Cero)



$$v_I < V_\gamma, \quad D \text{ off}, \quad v_O = -v_I$$

$$v_I > V_\gamma, \quad D \text{ on}, \quad v_O = -V_\gamma$$

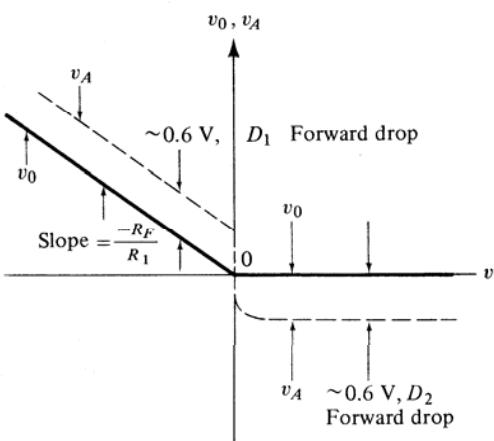
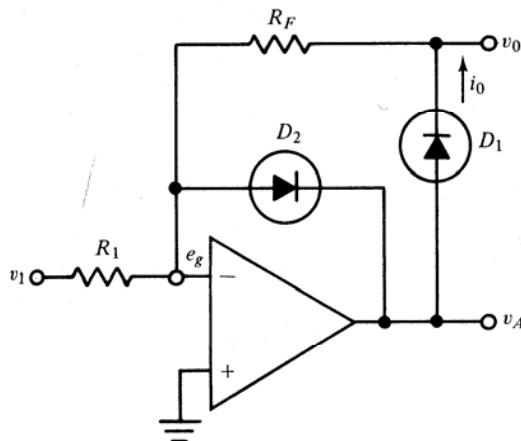


$$v_I < -V_\gamma, \quad D \text{ on}, \quad v_O = V_\gamma$$

$$v_I > -V_\gamma, \quad D \text{ off}, \quad v_O = -v_I$$

Nota: La caída de tensión en el diodo no permite un límite preciso en cero. No permite trabajar con señales de poca amplitud.

Rectificador de media onda de precisión



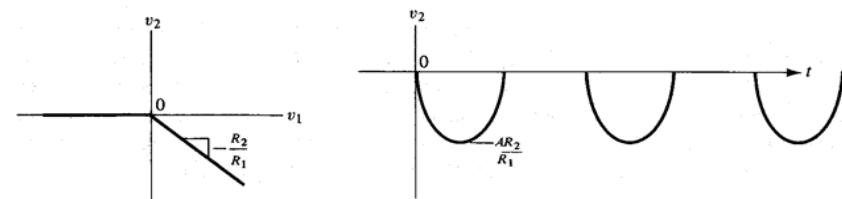
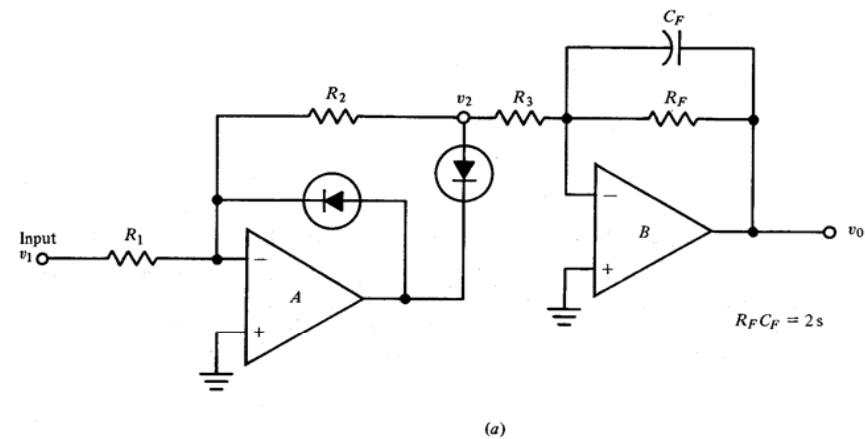
$$v_1 > 0 \quad v_a = -V_\gamma \quad v_0 = 0 \quad D1 \text{ off} \quad D2 \text{ on}$$

$$v_1 < 0 \quad v_0 = -\frac{R_F}{R_1} v_1 \quad D1 \text{ on} \quad D2 \text{ off}$$

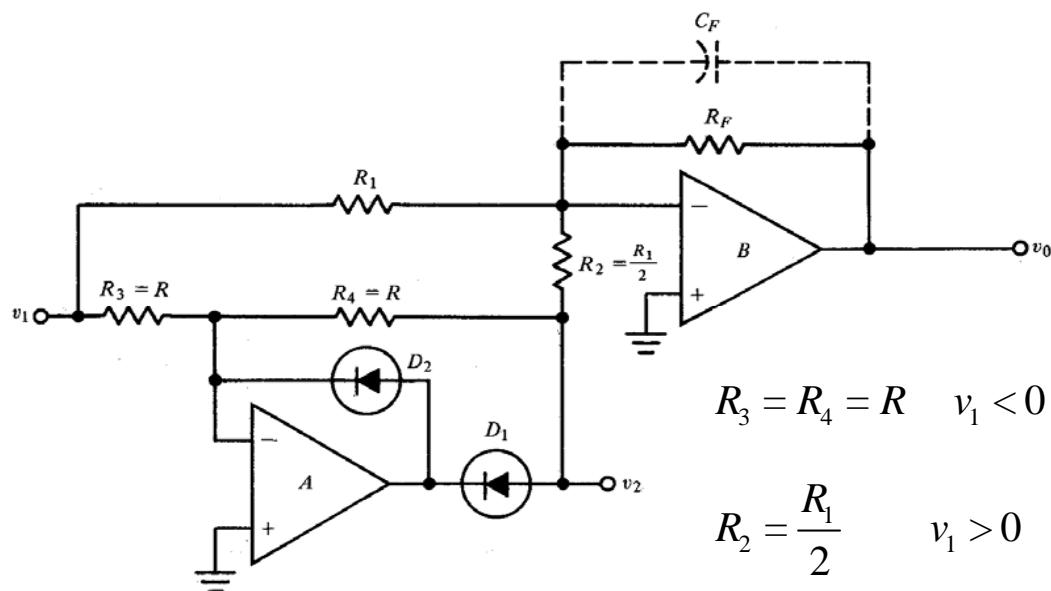
● Rectificadores de media Onda (Voltímetro)

$$\frac{1}{C_F R_F} \ll \omega_{\min} \Rightarrow v_O = \frac{V_{pico}}{\pi} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_F}{R_3}$$

Controlando los valores de las resistencias podemos dar lectura de valores rms.



● Rectificador de onda completa (Generador de valor absoluto)



$$\left. \begin{array}{l} v_1 > 0 \quad D1 \text{ on } D2 \text{ off} \quad v_2 = -\frac{R_4}{R_3} v_1 \\ v_1 < 0 \quad D1 \text{ off } D2 \text{ on} \quad v_2 = 0 \end{array} \right\}$$

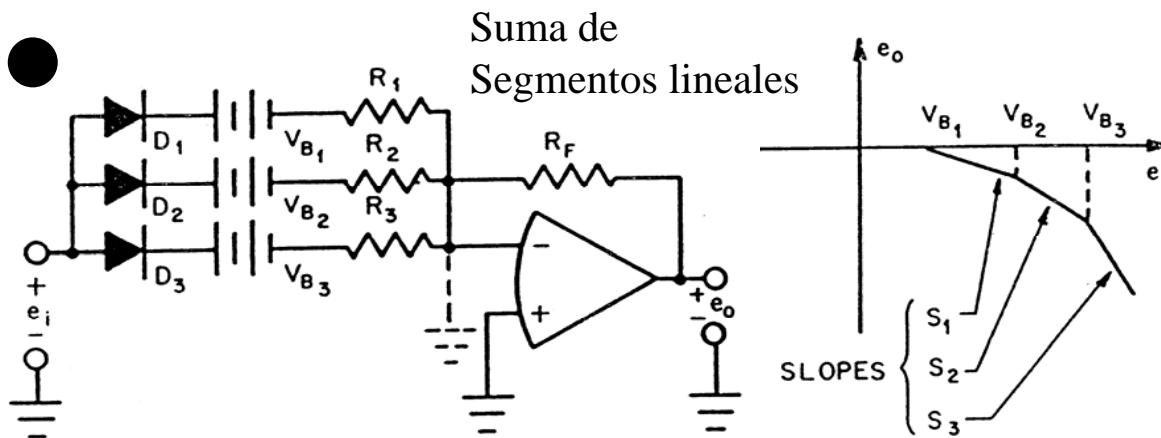
$$v_0 = -\frac{R_F}{R_1} v_1 - \frac{R_F}{R_2} v_2$$

$$\left. \begin{array}{l} R_3 = R_4 = R \quad v_1 < 0 \quad v_0 = -\frac{R_F}{R_1} v_1 \\ R_2 = \frac{R_1}{2} \quad v_1 > 0 \quad v_0 = \frac{R_F}{R_1} v_1 \end{array} \right\}$$

$$v_0 = -\frac{R_F}{R_1} v_1 + 2 \frac{R_F}{R_1} v_1$$

Si $R_F = R_1 \rightarrow v_O = |v_1|$

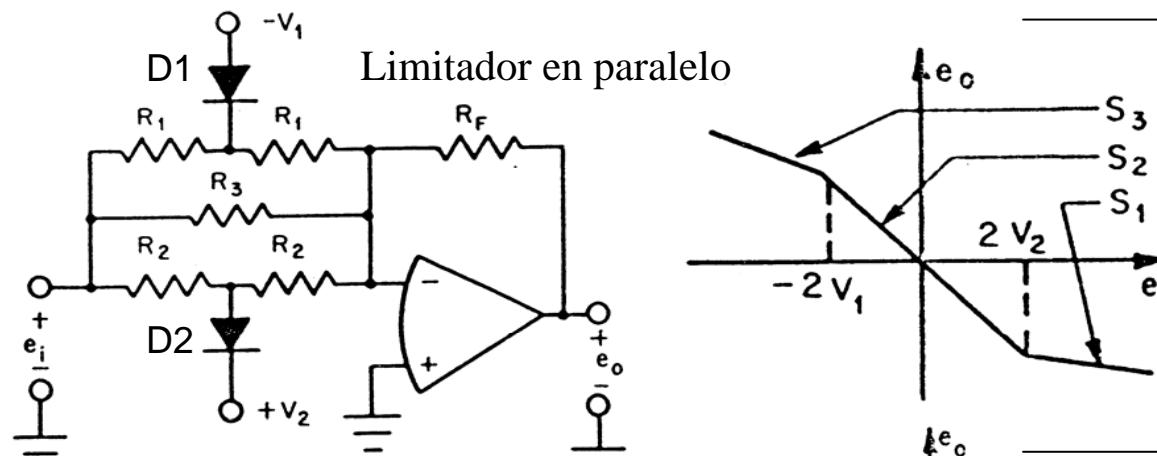
• Generadores de función a tramos lineales



$$S_1 = -\frac{R_F}{R_1};$$

$$S_2 = -\left(\frac{R_F}{R_1} + \frac{R_F}{R_2}\right);$$

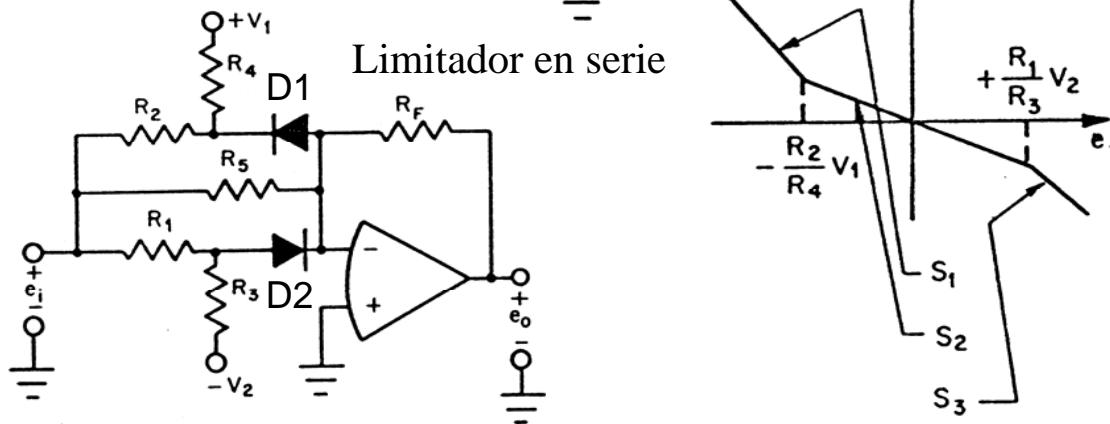
$$S_3 = -\left(\frac{R_F}{R_1} + \frac{R_F}{R_2} + \frac{R_F}{R_3}\right)$$



$$S_1 = -\left(\frac{R_F}{2R_1} + \frac{R_F}{R_3}\right);$$

$$S_3 = -\left(\frac{R_F}{2R_2} + \frac{R_F}{R_3}\right)$$

$$S_2 = -\left(\frac{R_F}{2R_1} + \frac{R_F}{2R_2} + \frac{R_F}{R_3}\right)$$



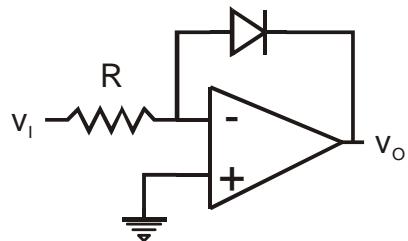
$$S_1 = -\left(\frac{R_F}{R_2} + \frac{R_F}{R_5}\right);$$

$$S_2 = -\left(\frac{R_F}{R_5}\right);$$

$$S_3 = -\left(\frac{R_F}{R_1} + \frac{R_F}{R_5}\right)$$

• Amplificadores logarítmicos.

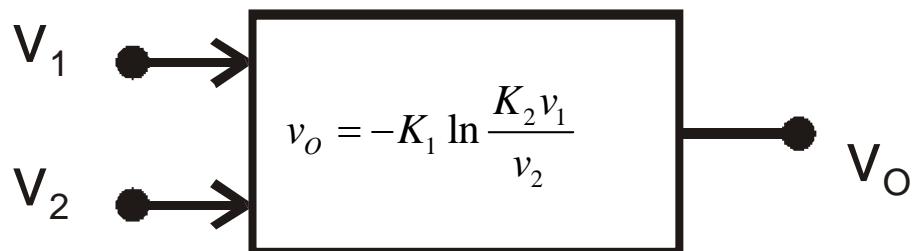
Función logarítmica



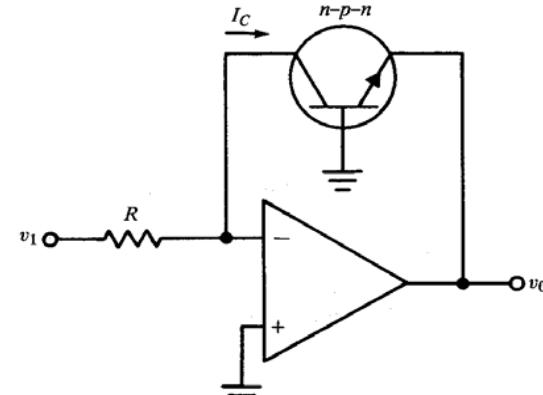
$$\frac{v_I}{R} = I = I_s \exp\left(\frac{-qv_O}{nKT}\right)$$

$$v_O = -nKT \ln\left(\frac{v_I}{RI_s}\right), v_I > 0$$

Símbolo asociado al diagrama de bloque.



● Amplificador logarítmico básico.
Este circuito presenta una dependencia muy fuerte frente a variaciones de temperatura.



$$v_0 = -2.3 \frac{kT}{q} \log_{10} \frac{v_1}{R \alpha I_{ES}}$$

Para v_{BE} no muy elevadas:

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \exp\left(\frac{qv_{BE}}{kT}\right)$$

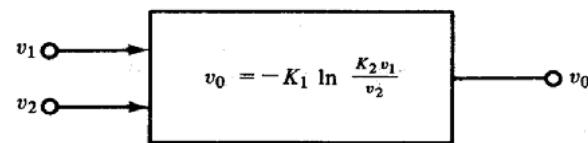
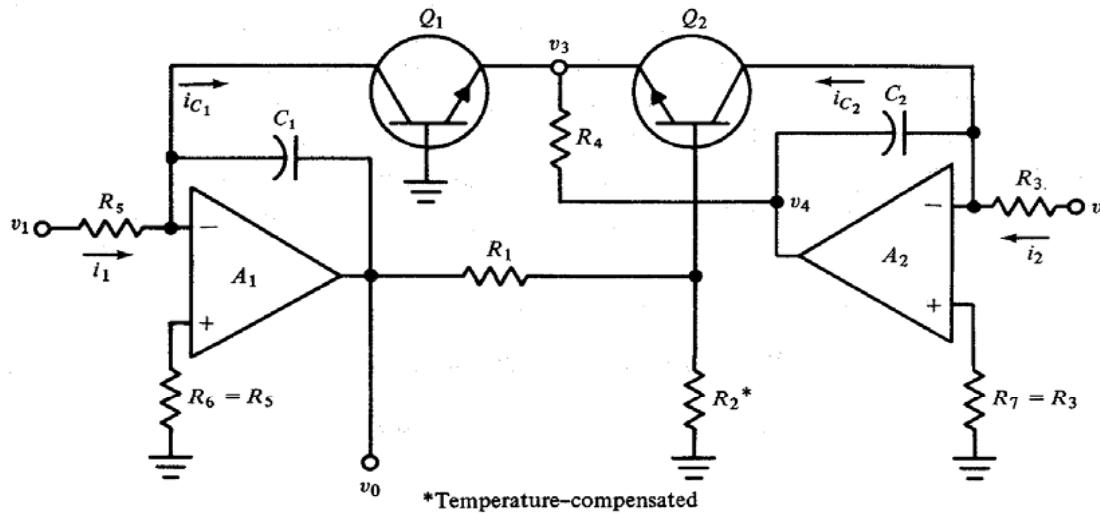
$$v_{BE} = -v_0$$

$$\Rightarrow v_0 = v_{EB} \approx -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{\alpha_F I_{ES}}\right); v_1 = I_C R$$

$$\Rightarrow v_0 \approx -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{v_1}{\alpha_F I_{ES} R}\right)$$



Implementación de un amplificador logarítmico.



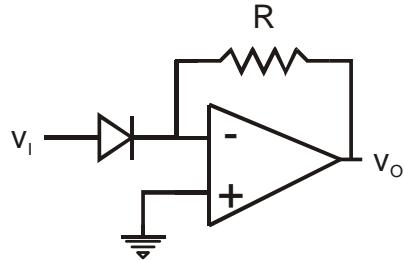
$$\left. \begin{aligned} \frac{v_1}{R_5} &= I_{C1} = \alpha_F I_{ES} \exp\left(-\frac{qV_3}{kT}\right) \\ \frac{v_2}{R_3} &= I_{C2} = \alpha_F I_{ES} \exp\left(\frac{q(v_5 - v_3)}{kT}\right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_3 v_1}{R_5 v_2} = \exp\left(-\frac{qV_5}{kT}\right)$$

$$v_5 = v_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{R_3 v_1}{R_5 v_2}\right) \Rightarrow v_0 = -K_1 \ln\left(\frac{K_2 v_1}{v_2}\right)$$

$$\text{donde } K_1 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{kT}{q} \quad \text{y} \quad K_2 = \frac{R_3}{R_5}$$

• Amplificadores antilogarítmicos.

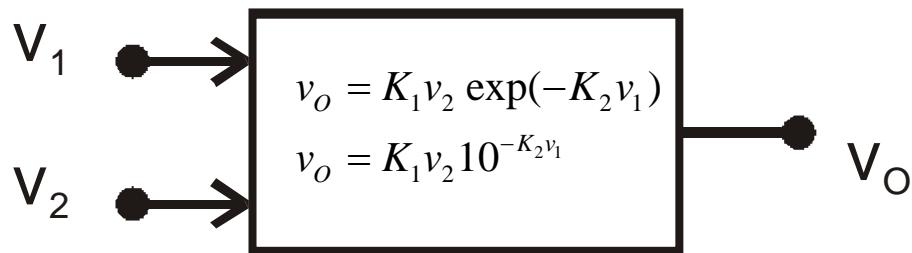
Función antilogarítmica



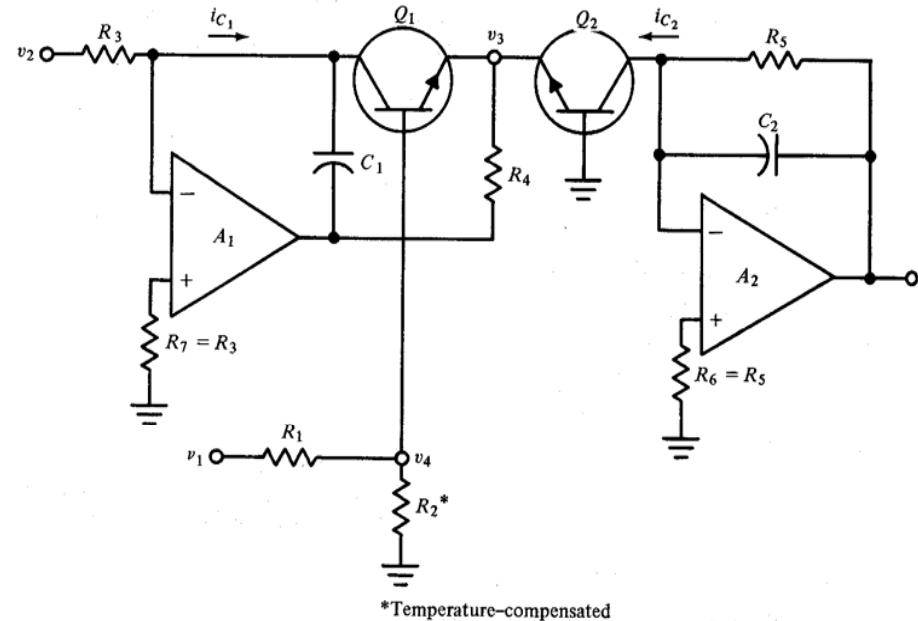
$$-\frac{v_O}{R} = I = I_s \exp\left(\frac{-qv_I}{nKT}\right)$$

$$-v_O = RI_s \exp\left(\frac{-qv_I}{nKT}\right), v_I > 0$$

Símbolo asociado al diagrama de bloque.



● Amplificador antilogarítmico



$$I_{C1} = \frac{v_2}{R_3} = \alpha_F I_{ES} \exp\left(\frac{q}{kT} \left(v_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - v_3 \right) \right)$$

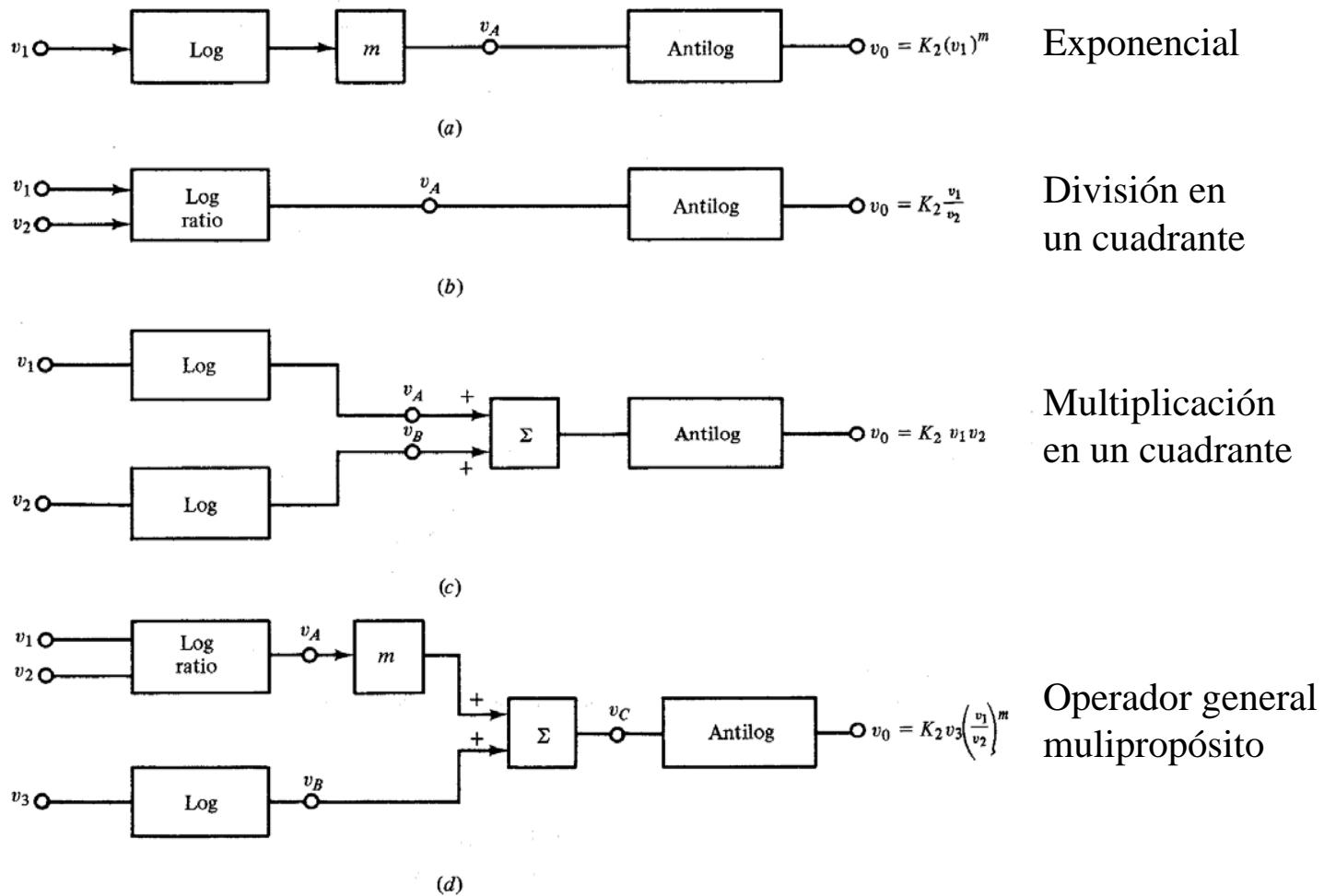
$$I_{C2} = \frac{v_0}{R_5} = \alpha_F I_{ES} \exp\left(-\frac{qv_3}{kT}\right)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{v_0 R_3}{v_2 R_5} = \exp\left(-\frac{qv_1}{kT} \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

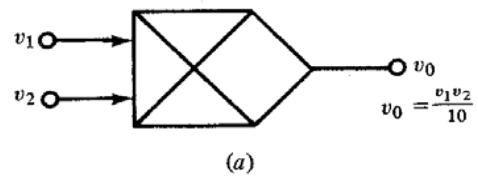
$$\rightarrow v_O = K_1 v_2 \exp(-K_2 v_1)$$

$$\text{donde } K_1 = \frac{R_5}{R_3} \quad \text{y} \quad K_2 = \frac{q}{kT} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

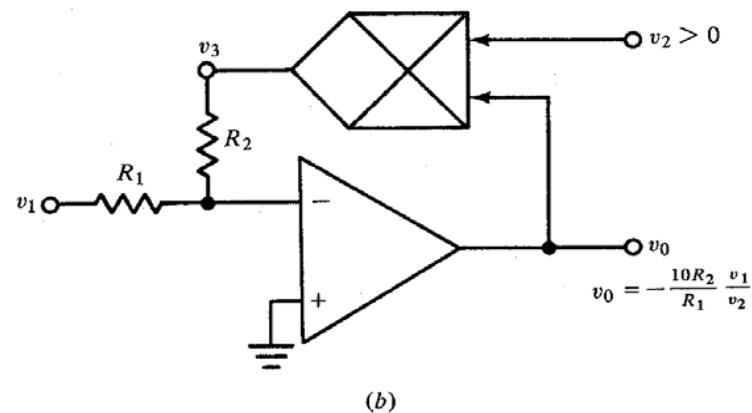
Aplicaciones de los amplificadores logarítmicos: Generadores de función.



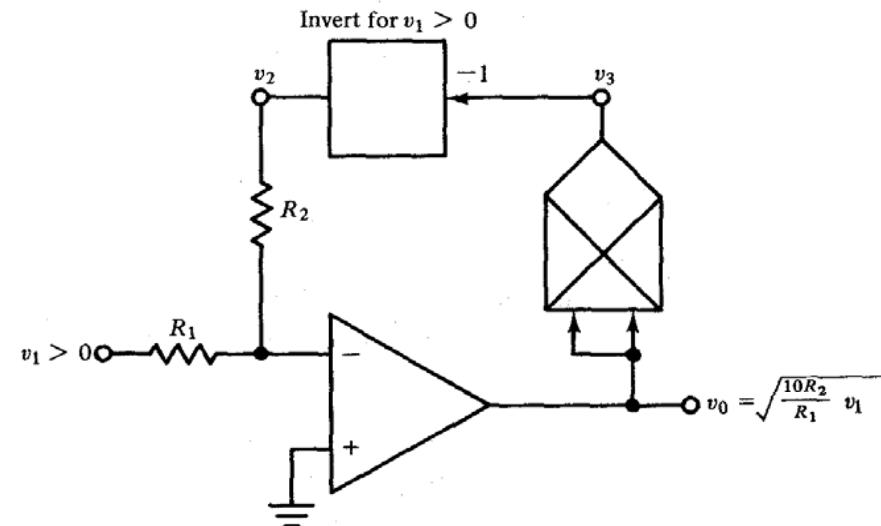
Multiplicadores analógicos. Aplicaciones.



(a)



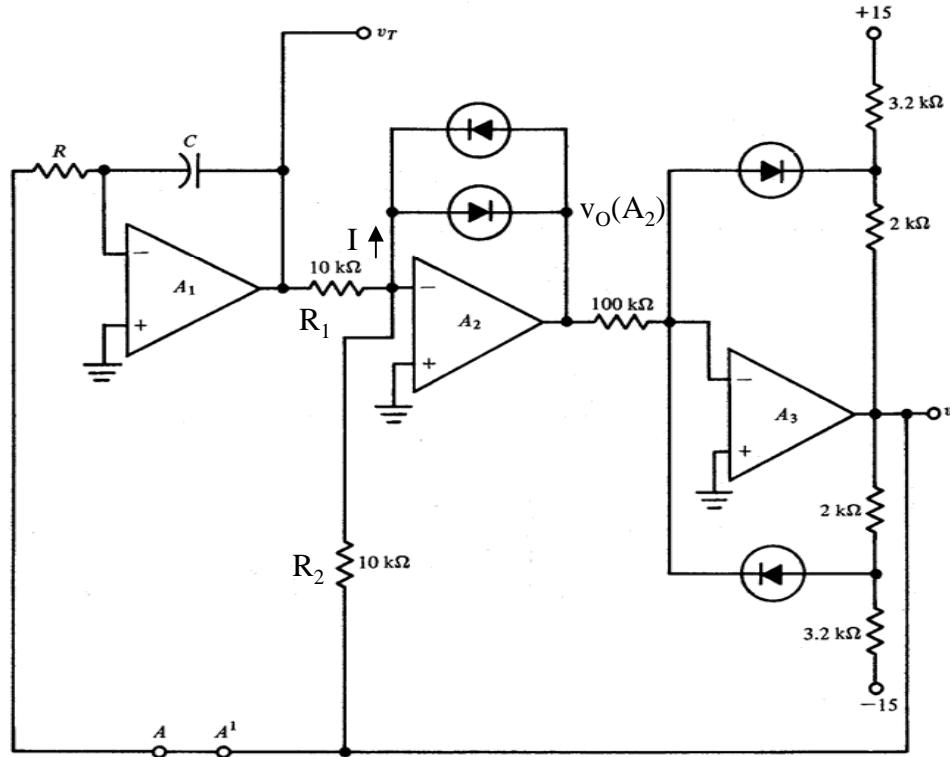
(b)



Multiplicación y División

Raíz Cuadrada

● Generadores de Señal. Circuito generador de señales cuadradas (v_S) y triangulares (v_T).



$$\frac{v_T}{R_1} + \frac{v_S}{R_2} = I$$

$$v_S = \begin{cases} I > 0 & V_0(A_2) = -V_\gamma \quad I(R=100k) < 0 \\ I < 0 & V_0(A_2) = +V_\gamma \quad I(R=100k) > 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} I > 0 & \frac{v_S - V_\gamma}{2} = \frac{V_\gamma}{100} + \frac{15 + V_\gamma}{3.2} \quad v_S = V_H \gg 0 \\ I < 0 & \frac{V_\gamma}{100} + \frac{15 + V_\gamma}{3.2} = \frac{-V_\gamma - v_S}{2} \quad v_S = V_L \ll 0 \end{cases}$$

$$v_T = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_S dt = -\frac{v_S t}{RC} + v_T(0)$$

v_T = Señal triangular

$$T = \Delta V \frac{R_1}{R_2} RC \left(\frac{-1}{V_L} + \frac{1}{V_H} \right)$$

$$v_T = -\frac{R_1}{R_2} v_S \quad \Delta V = (V_H - V_L)$$

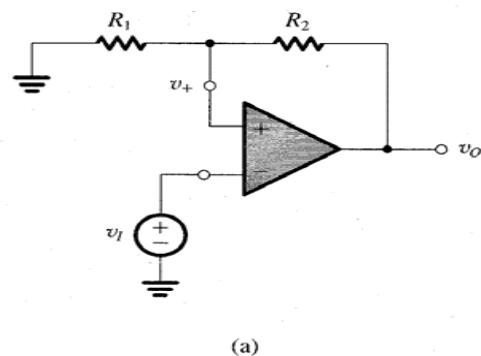
Los diodos de A2 conmutan cuando $I=0$.

• Multivibrador biestable

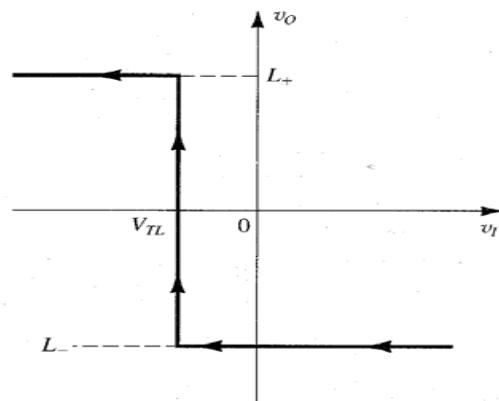
Problemas: 12.24 al 12-29 Sedra-Smith

Realimentación Positiva. Comparación con Histéresis

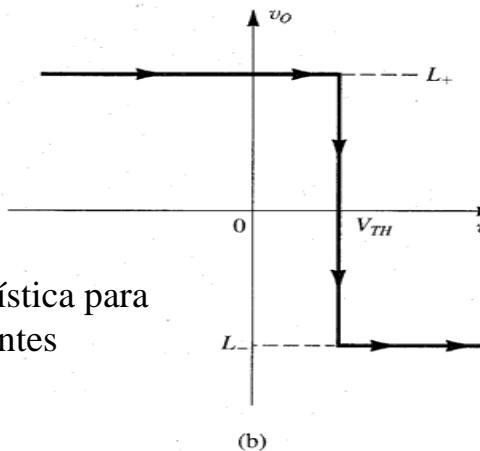
● Carácter inversor



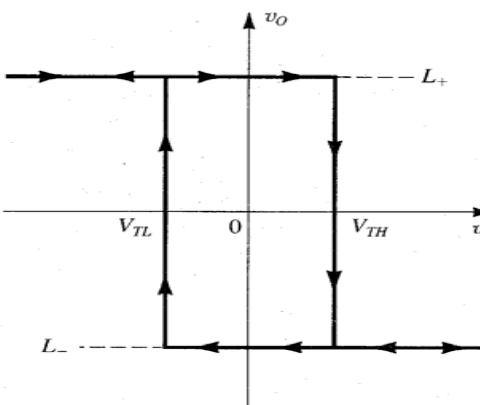
Círculo Biestable



Característica para
 V_i decrecientes



Característica para
 V_i crecientes

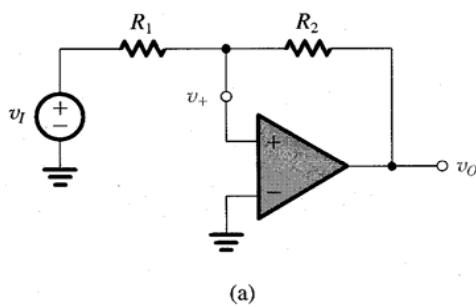


Característica de transferencia completa.

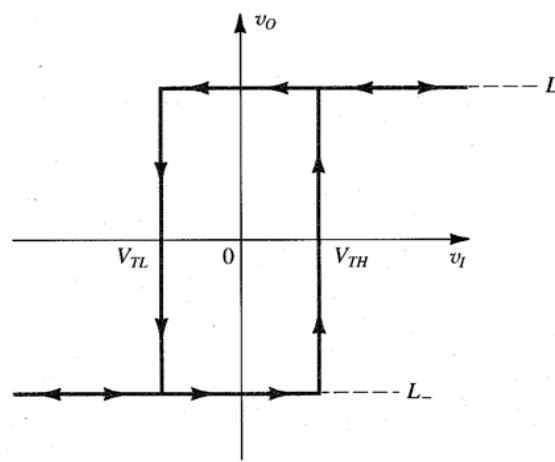
$$v_+ = v_O \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \begin{cases} L_+ \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{TH} \\ L_- \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{TL} \end{cases}$$



Carácter no inversor.



(a)



$$\frac{v_I - v_+}{R_1} = \frac{v_+ - v_O}{R_2}$$

$$v_I = R_1 \left(-\frac{v_O}{R_2} + v_+ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right)$$

$$V_{TH} = \frac{-R_1}{R_2} L_-; \quad V_{TL} = \frac{-R_1}{R_2} L_+;$$

Bibliografía:

- J.V. Wait, L.P. Huelsman, G.A. Korn "Introducción al amplificador operacional. Teoría y aplicaciones", Ed. Gustavo Gili, S.A.
- A.S. Sedra y K.C. Smith, "Microelectronics Circuits", 5^a ed., Oxford University Press, 2003.