



Formulario
Examen General para el Egreso
de la Licenciatura en Ingeniería Electrónica
EGEL Plus IELECTRO

Formulario
Examen General para el Egreso
de la Licenciatura en Ingeniería Electrónica
EGEL Plus IELECTRO

Directorio

Carmen Enedina Rodríguez Armenta
Directora General

Alejandra Zúñiga Bohigas
Directora de los Exámenes
Generales para el Egreso de la Licenciatura

David González Ramírez
Subdirector de Evaluación de Egreso
en Diseño, Ingenierías y Arquitectura

Arturo Valverde Merlín
Responsable del EGEL Plus® Sección
Disciplinar en Ingeniería Electrónica

Formulario

D.R. © 2024
Centro Nacional de Evaluación
para la Educación Superior, A.C. (Ceneval)

Tercera edición

Contenido

Ingeniería económica	7
Interés simple	7
Interés compuesto.....	7
Valor futuro pago único	7
Valor presente pago único.....	7
Cantidad compuesta serie uniforme.....	7
Fondo de amortización.....	7
Recuperación del capital de una serie uniforme.....	8
Valor presente de una serie uniforme	8
Series de gradiente	8
Tasa efectiva de interés anual.....	8
Capitalización continua.....	8
Definición de “e”	8
Pagos continuos.....	9
Tasa mixta.....	9
Inversión inicial.....	9
Tasa mínima aceptable de rendimiento	9
Tasa mínima aceptable de rendimiento mixta	9
Valor presente neto (con TMAR).....	10
Valor presente neto (con anualidad e interés).....	10
Tasa interna de retorno.....	10
Periodo de recuperación de la inversión	10
Punto de equilibrio en ventas	11
Costo beneficio.....	11
Costo anual uniforme equivalente (CAUE).....	11
Serie uniforme equivalente.....	11
Recuperación de capital.....	11
Retiro y reemplazo	11
Líneas de transmisión	12
Impedancia característica.....	12
Línea de transmisión de tipo microcinta	13
Impedancia característica de líneas de microcinta paralelas	13
Constante de propagación	14
Velocidad de propagación	14
Tiempo de retardo	14
Ondas estacionarias.....	14
Coeficiente de reflexión.....	14
Relación de onda estacionaria (SWR) y el coeficiente de reflexión (Γ).....	15
Impedancia de entrada (Z_{in})	15
Tabla de parámetros distribuidos	16
Antenas	17
Ganancia directiva.....	17
Resistencia de radiación	17
Ancho de banda de la antena.....	17
Longitud efectiva	17
Área efectiva	17
Densidad de potencia radiada.....	17
Impedancia característica del medio	17
Potencia total radiada.....	17
Directividad.....	18
Lóbulo.....	18
Intensidad del campo eléctrico en la dirección de máxima radiación	18
Conectores	19
RJ45	19
RJ11	20
VGA.....	21
USB	22

DB9	22
DB-25	23
IEEE 488	24
RS-232 DB9	25
RS-422/485 DB-9	26
HDMI	26
Análisis de circuitos eléctricos	27
Ley de Ohm con fasores	27
Voltaje y corriente en elementos reactivos (con condiciones iniciales iguales a cero)	27
Divisor de corriente	28
Divisor de voltaje	28
Leyes de Kirchhoff	29
Potencia	29
Resonancia RLC serie	30
Resonancia RLC paralelo	31
Circuitos excitados con señales senoidales de diferentes frecuencias	32
Impedancia y admitancia de una red pasiva de dos terminales	33
Parámetros de dos puertos	33
Diagramas de Bode asintóticos	36
Sistemas acoplados	37
Sistemas trifásicos	37
Potencia trifásica	39
Electrónica analógica	40
Diodo de propósito general	40
Diodo Zener	41
Rectificadores de media onda y onda completa (fuentes de alimentación)	43
Transistor de unión bipolar (BJT)	46
Parámetros de corriente alterna (amplificador)	52
Transistor de efecto de campo (FET)	55
Transistor MOSFET	61
Amplificadores operacionales	62
Filtros activos	69
Filtros pasivos	73
Convertidores	74
Amplificadores de corriente	78
Electrónica digital	83
Álgebra de Boole	83
Mapa de Karnaugh	84
Conversión de decimal a BCD natural, BCD Aiken y BCD exceso 3	85
Circuitos digitales básicos	86
Circuitos integrados	87
Flip-flops	89
Electrónica de potencia	91
Fórmulas básicas	91
Dispositivos	92
Teoría de control	100
Terminología de la ingeniería de control	100
Modelos de control	100
Tipos de respuesta	102
Regla de Mason	105
Controladores	106
Comunicaciones	109
Velocidades de transmisión de tecnología inalámbrica	109
Radiofrecuencia	110
Parámetros de dispersión	114
Osciladores	115
Modulación y demodulación AM-FM	120
Decibel	121

Oscilador de relajación UJT	122
Oscilador de relajación PUT	123
Instrumentación.....	124
Valor promedio	124
El valor rms	124
Errores en medición	125
Puentes de Wheatstone	125
Puente de Kelvin	125
Ruido térmico o ruido de Jhonson.....	126
Termopar.....	126
Termistor	127
Varistor	128
Sensores	130
Anexos.....	135
Extracto de la NOM-001-SCFI-2018	135
Extracto de la IPC-2221A Norma genérica sobre impreso diseño de la placa	137
Extracto de la IPC-CM-770E Guidelines for printed board component mounting.....	139
Extracto de la IEC 60076 (UNE-EN 60076-6)	141
Sugerencias para el diseño y construcción de circuitos impresos.....	142
Consejo Técnico.....	145

Ingeniería económica

Glosario de términos para ingeniería económica

I : Inversión	\hat{A} : Factor de pago continuo
n : Periodo	RC : Factor de recuperación de capital
i : Tasa de interés	Vs : Valor de salvamento
P : Valor presente	Θ : Tasa mixta
F : Valor futuro	Pr : Periodo de recuperación
A : Serie uniforme	B : Beneficio
G : Gradiente	C : Costo
I_{ef} : Tasa efectiva	D : Desventaja
R : Tasa de interés divisible	e : Base de logaritmos neperianos
m : Periodo de intervalo	

Interés simple

$$I = niP$$

Interés compuesto

$$i = \sqrt[n]{\frac{F}{P}} - 1$$

Valor futuro pago único

$$F = P(1+i)^n$$

Valor presente pago único

$$P = F \frac{1}{(1+i)^n}$$

Cantidad compuesta serie uniforme

$$F = A \left[\frac{(1+i)^n - 1}{i} \right]$$

Fondo de amortización

$$A = F \left(\frac{i}{(1+i)^n - 1} \right)$$

Recuperación del capital de una serie uniforme

$$A = P \left(\frac{i(1+i)^n}{(1+i)^n - 1} \right)$$

Valor presente de una serie uniforme

$$P = A \left(\frac{1 - (1+i)^{-n}}{i} \right)$$

Series de gradiente

$$A = G \left(\frac{1}{i} - \frac{n}{(1+i)^n - 1} \right)$$

Tasa efectiva de interés anual

$$i_{ef} = \left(1 + \frac{r}{m} \right)^m - 1$$

Capitalización continua

$$i = \lim_{m \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{r}{m} \right)^m - 1 = e^r - 1$$

Definición de "e"

$$i = \lim_{m \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{1}{m} \right)^m = e$$

$$\frac{F}{P} = e^m$$

$$\frac{P}{F} = e^{-m}$$

$$\frac{F}{A} = \frac{(e^m - 1)}{(e^r - 1)}$$

$$\frac{P}{A} = \frac{(1 - e^{-m})}{(e^r - 1)}$$

$$\frac{A}{G} = \left(\frac{1}{1 - e^{-m}} \right) - \left(\frac{n}{e^m - 1} \right)$$

Pagos continuos

$$\frac{F}{\hat{A}} = \frac{(e^m - 1)}{r}$$

$$\frac{P}{\hat{A}} = \frac{(e^m - 1)}{re^m}$$

Tasa mixta

$$\theta = \frac{(i - \lambda)}{(1 - \lambda)}$$

Inversión inicial

$$I = CO + CP + CA$$

donde:

I = Inversión inicial

CO = Costos de operación

CP = Costos de producción

CA = Costos de administración y ventas

Tasa mínima aceptable de rendimiento

$$TMAR = (\mu * i)^n$$

donde:

TMAR = Tasa mínima aceptable de rendimiento

μ = Monto

i = Tasa de interés

n = Número de periodos a considerar

Tasa mínima aceptable de rendimiento mixta

$$TMAR_{mixta} = [I_1 + PR_1 + \%I_1 + \%PR_1] + [I_2 + PR_2 + \%I_2 + \%PR_2] + \dots + [I_n + PR_n + \%I_n + \%PR_n]$$

donde:

TMAR_{mixta} = Tasa mínima aceptable de rendimiento mixta

I_n = Inflación

PR_n = Premio al riesgo

%I_n = Inflación ÷ 100

%PR_n = Premio al riesgo ÷ 100

Valor presente neto (con TMAR)

$$VPN = -S_0 + \sum_{t=1}^n \frac{S_t}{(1+i)^t}$$

donde:

VPN = Valor presente neto

S_0 = Inversión inicial

S_t = Flujo de efectivo neto del periodo t

n = Número de periodos de la vida del proyecto

i = Tasa de recuperación mínima atractiva

t = periodos en años

Valor presente neto (con anualidad e interés)

$$VPN = -P + A \left[\frac{(1+i)^n - 1}{i(1+i)^n} \right] + VS$$

donde:

VPN = Valor presente neto

P = Inversión inicial

A = Anualidad

i = Tasa de interés

VS = Valor de salvamento al final del periodo n

n = Número de periodos

Tasa interna de retorno

$$TIR = \sum_{1}^n \frac{FNE_n}{(1+i)^n} + \frac{VS}{(1+i)^n}$$

donde:

TIR = Tasa interna de retorno

FNE = Flujo neto de efectivo del periodo n, o beneficio neto después de impuesto más depreciación

VS = Valor de salvamento al final del periodo n

i = Tasa de interés

n = Número de periodos

Periodo de recuperación de la inversión

$$ROI = \frac{UN}{I}$$

donde:

ROI = Periodo de recuperación de la inversión

UN = Utilidad neta

I = Inversión

Punto de equilibrio en ventas

$$PE = \frac{CF}{1 - \frac{CV}{VT}}$$

donde:

PE = Punto de equilibrio
CF = Costos fijos
CV = Costos variables
VT = Ventas totales

Costo beneficio

$$\frac{B}{C} = \frac{B - D}{C}$$

donde:

B = Beneficios asociados al proyecto
C = Costo neto del proyecto
D = Valor de las desventajas

Costo anual uniforme equivalente (CAUE)

$$Vp = \left(\sum_{j=0}^n \text{Flujo}(P/F, i, j) \right) * (A/P, i, j)$$

Serie uniforme equivalente

$$SAUE = -CAUE$$

Recuperación de capital

$$CAUE = -SAUE = RC$$

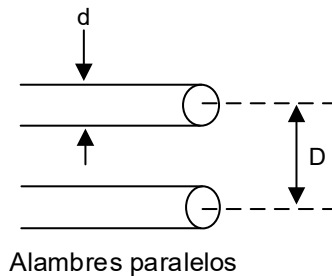
$$(P - V_s) \left(\frac{A}{P, i, n} \right) + iV_s$$

Retiro y reemplazo

$$CAUE(j) = RC(j) + A(j)$$

Líneas de transmisión

Impedancia característica



Alambres paralelos

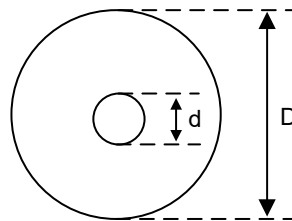
$$Z_0 = 276 \log \frac{2D}{d}$$

donde:

D = distancia entre conductores o diámetro exterior

d = diámetro del conductor o diámetro interior

Impedancia característica para cable coaxial:



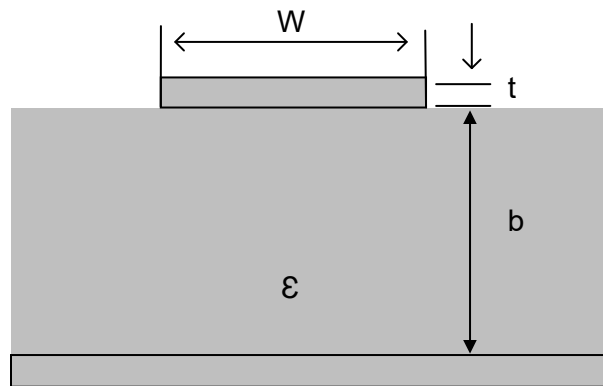
Cable coaxial

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{D}{d} \right)$$

$$\approx 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \log \left(\frac{D}{d} \right)$$

D = distancia entre conductores o diámetro exterior
 d = diámetro del conductor o diámetro interior
 μ_r y ϵ_r es la permeabilidad magnética relativa y la permitividad eléctrica relativa del material aislante, respectivamente.

Línea de transmisión de tipo microcinta



Si $t \ll W$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8b}{W} + \frac{W}{4b}\right) & \text{Si } \frac{W}{b} < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[W/b + 1.393 + 0.667 \ln(W/b + 1.444) \right]} & \text{Si } \frac{W}{b} > 1 \end{cases}$$

donde:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12b/W}}$$

En otro caso:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98b}{0.8W + t}\right)$$

ϵ_r = constante dieléctrica

W = ancho de la pista

t = espesor de la pista

b = distancia entre la pista al plano a tierra

Impedancia característica de líneas de microcinta paralelas

$$Z_0 = \frac{60}{\epsilon} \ln\left(\frac{4d}{0.67\pi W(0.8 + t/b)}\right)$$

Impedancia característica

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Constante de propagación

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

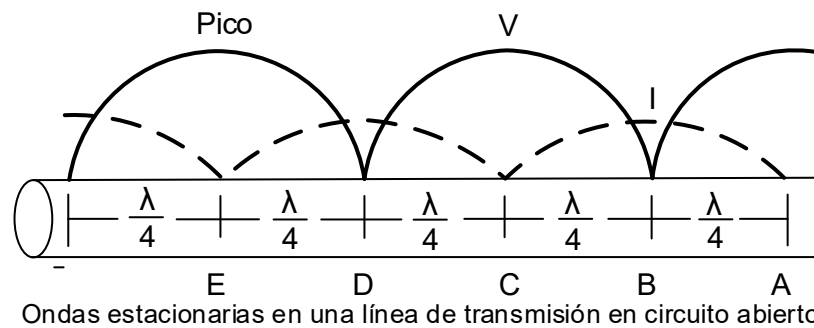
Velocidad de propagación

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Tiempo de retardo

$$t_d = \sqrt{LC}$$

Ondas estacionarias



Coefficiente de reflexión

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i}$$

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Si $V_{\text{máx}} = 1 + |\Gamma|$ y $V_{\text{mín}} = 1 - |\Gamma|$

entonces:

$$\Gamma = \frac{V_{\text{máx}} - V_{\text{mín}}}{V_{\text{máx}} + V_{\text{mín}}}$$

donde:

Γ = Coeficiente de reflexión

V_r = Voltaje reflejado

V_i = Voltaje incidente

Relación de onda estacionaria (SWR) y el coeficiente de reflexión (Γ)

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

y

$$\Gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

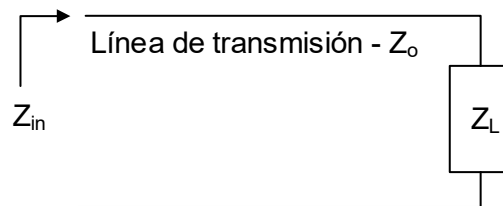
Si $Z_L \in \Re$ y $Z_L > Z_0$, entonces:

$$SWR = \frac{Z_L}{Z_0}$$

Si $Z_L \in \Re$ y $Z_L < Z_0$, entonces:

$$SWR = \frac{Z_0}{Z_L}$$

Impedancia de entrada (Z_{in})



$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$$

donde:

β = es el número angular de onda

l = es la longitud de la línea

Para una línea de transmisión de $\lambda / 2$

$$Z_{in} = Z_L$$

Para una línea de transmisión de $\lambda / 4$

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

Tabla de parámetros distribuidos

	Coaxial	Bifilar	Doble cinta
C (F/m)	$\frac{2 \pi \epsilon}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi \epsilon}{\ln(d/a)}$	$\frac{\epsilon b}{a}$
L (Hy/m)	$\frac{\mu}{2 \pi} \ln(b/a)$	$\frac{\mu}{\pi} \ln(d/a)$	$\frac{\mu a}{b}$
G ($\Omega \text{ M}$) ⁻¹	$\frac{2 \pi \sigma_{cq}}{\ln(b/a)}$	$\frac{2 \pi \sigma_{cq}}{\ln(d/a)}$	$\frac{\sigma_{cq} b}{a}$
Alta frecuencia	R (Ω/m)	$\frac{R_s}{2 \pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$	$\frac{2 R_s}{b}$
	Z ₀ (Ω)	$\frac{\eta}{2 \pi} \ln(b/a)$	$\frac{\eta a}{b}$
Baja frecuencia	R (Ω/m)	$\frac{\rho}{\pi} \left(\frac{1}{a^2} + \frac{1}{2bt} \right)$	$\frac{2\rho}{bt}$
	Z ₀ (Ω)	$\sqrt{\frac{R+i\omega L}{G+i\omega C}}$	

Antenas

Ganancia directiva

$$G_{(dB)} = \frac{P_{\text{antena de prueba}}}{P_{\text{antena de referencia}}} [dB]$$

Resistencia de radiación

$$R_r = \frac{P_{\text{radiada}}}{I_{\text{entrada}}^2} [\Omega]$$

Ancho de banda de la antena

$$f_m = \sqrt{f_L \cdot f_H}$$

Longitud efectiva

$$l_e = \frac{V_a}{E_i}$$

V_a = tensión inducida en circuito abierto

E_i = campo eléctrico incidente

Área efectiva

$$A_{ef} = \frac{W_r}{P_i}$$

Densidad de potencia radiada

$$P(\theta, \phi) = \text{Re}(E \times H^*)$$

Impedancia característica del medio

$$\frac{|E|}{|H|} = \eta$$

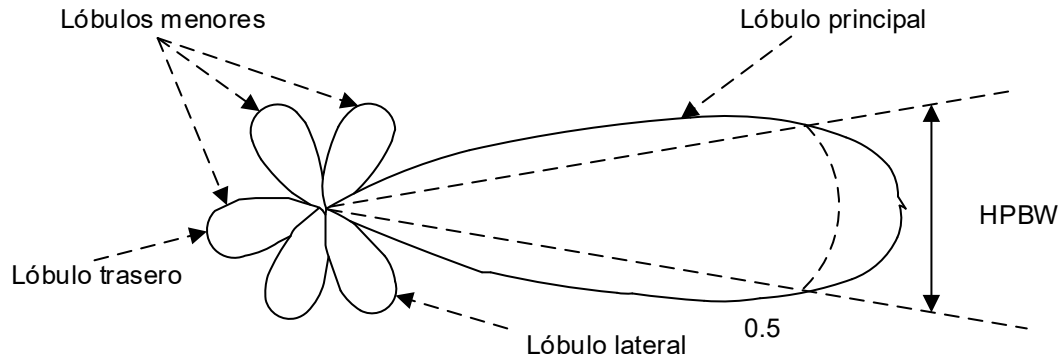
Potencia total radiada

$$W_r = \iint P(\theta, \phi) \cdot ds$$

Directividad

$$D = \frac{P_{\text{máx}}}{\frac{W_r}{4\pi r^2}}$$

Lóbulo



































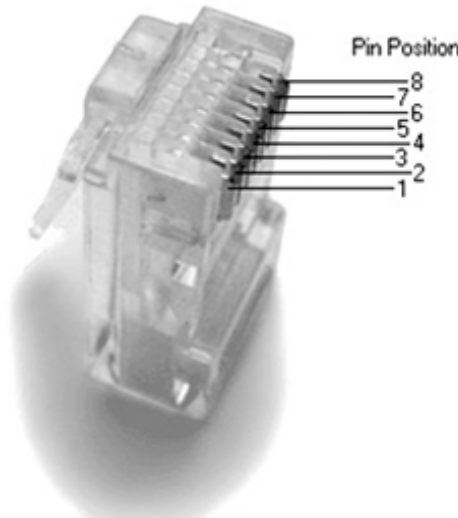
Intensidad del campo eléctrico en la dirección de máxima radiación

$$E = \frac{\sqrt{60D \cdot P}}{r}$$

























Conectores

RJ45

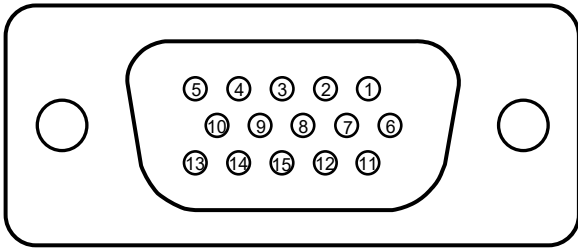
	Cable cruzado T568A		Cable cruzado T568B
TX+	 		 
1 Transceive data - TX-			
2 Transceive data - RX+	 		 
3 Receive data + BDD+	 		 
4 Bi-directional data + BDD-	 		 
5 Bi-directional data - RX-	 		 
6 Receive data - BDD+	 		 
7 Bi-directional data + BDD-	 		 
8 Bi-directional data -	 		 



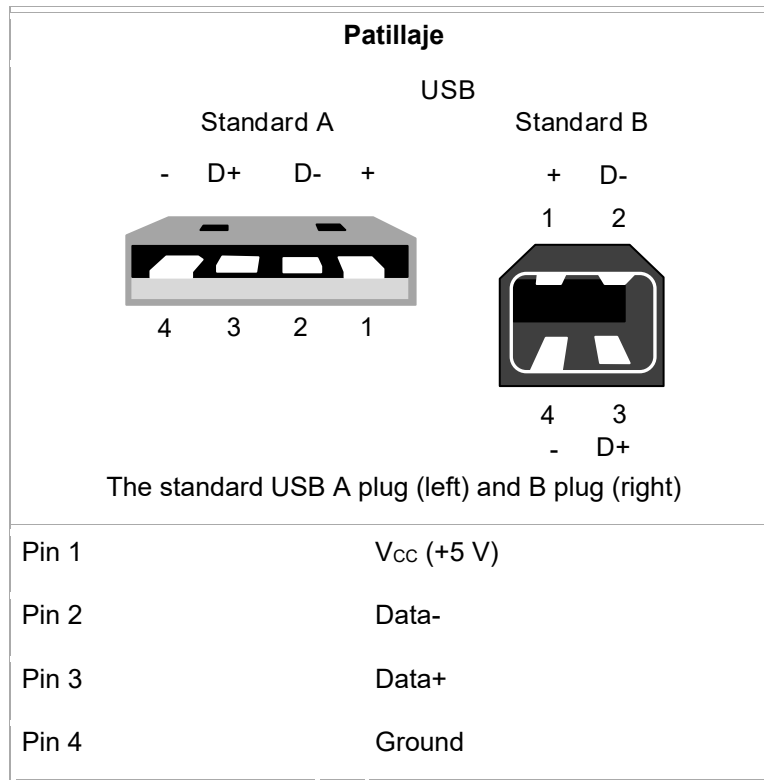
RJ11

Posición RJ11	RJ10	RJ14	Par	T/R ±	Colores cat 5e/6	Colores	Colores antiguos	Colores alemanes
1	1		3	T +	 Blanco/Verde	 Blanco/Verde	 Naranja	 Rosa
2	2	1	2	T +	 Blanco/Naranja	 Blanco/Naranja	 Negro	 Verde
3	3	2	1	R -	 Azul	 Azul/Blanco	 Rojo	 Blanco
4	4	3	2	1 T +	 Blanco/Azul	 Blanco/Azul	 Verde	 Marrón
5	5	4	2	R -	 Naranja	 Naranja/Blanco	 Amarillo	 Amarillo
6	6		3	R -	 Verde	 Verde/Blanco	 Azul	 Gris

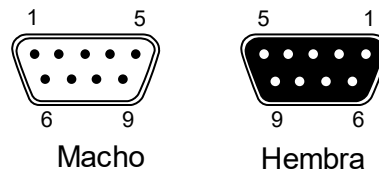
VGA

Pines		
		
Un conector DE15 hembra.		
Pin 1	RED	Canal rojo
Pin 2	GREEN	Canal verde
Pin 3	BLUE	Canal azul
Pin 4	N/C	Sin contacto
Pin 5	GND	Tierra (HSync)
Pin 6	RED_RTN	Vuelta rojo
Pin 7	GREEN_RTN	Vuelta verde
Pin 8	BLUE_RTN	Vuelta azul
Pin 9	+5 V	+5 V (Corriente continua)
Pin 10	GND	tierra (Sincr. Vert, corriente continua)
Pin 11	N/C	Sin contacto
Pin 12	SDA	I ² C datos
Pin 13	HSync	Sincronización horizontal
Pin 14	VSycn	Sincronización vertical
Pin 15	SCL	I ² Velocidad reloj

USB



DB9



Se debe tener en cuenta que existen adaptadores DB9-DB25 para convertir fácilmente un enchufe DB9 en uno DB25 y viceversa.

Pines

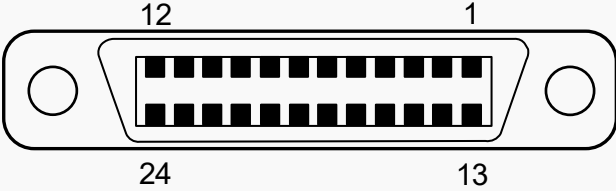
Número de clavija	Nombre
1	CD: Detector de transmisión
2	RXD: Recibir datos
3	TXD: Transmitir datos
4	DTR: Terminal de datos lista
5	GND: Señal de tierra
6	DSR: Ajuste de datos listo
7	RTS: Permiso para transmitir
8	CTS: Listo para enviar
9	RI: Indicador de llamada

DB-25

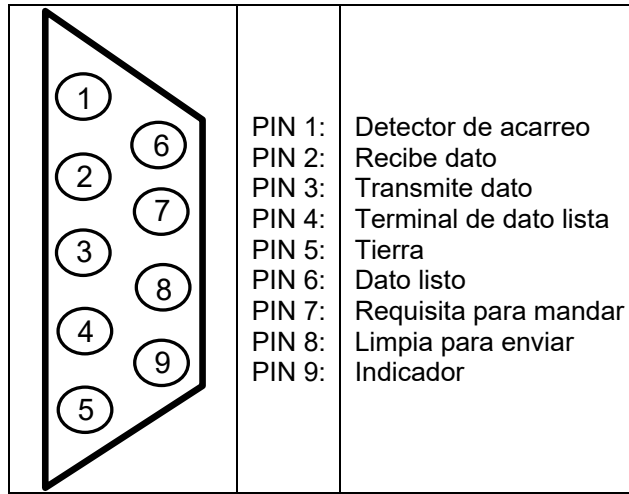
Asignaciones de patas el conector D-25 para impresoras: Este conector trabaja para el puerto paralelo.

Pata	Señal	E/S	Definición
1	STB#	E/S	Estrobo
2	PD0	E/S	Bit 0 de datos de impresora
3	PD1	E/S	Bit 1 de datos de impresora
4	PD2	E/S	Bit 2 de datos de impresora
5	PD3	E/S	Bit 3 de datos de impresora
6	PD4	E/S	Bit 4 de datos de impresora
7	PD5	E/S	Bit 5 de datos de impresora
8	PD6	E/S	Bit 6 de datos de impresora
9	PD7	E/S	Bit 7 de datos de impresora
10	ACK#	E	Reconocimiento
11	BUSY	E	Ocupado
12	PE	E	Fin del papel
13	SLCT	E	Seleccionar
14	AFD#	S	Avance automático
15	ERR#	E	Error
16	INIT#	S	Iniciar impresora
17	SLIN#	S	Seleccionar
18–25	GND	N/D	Tierra de señal

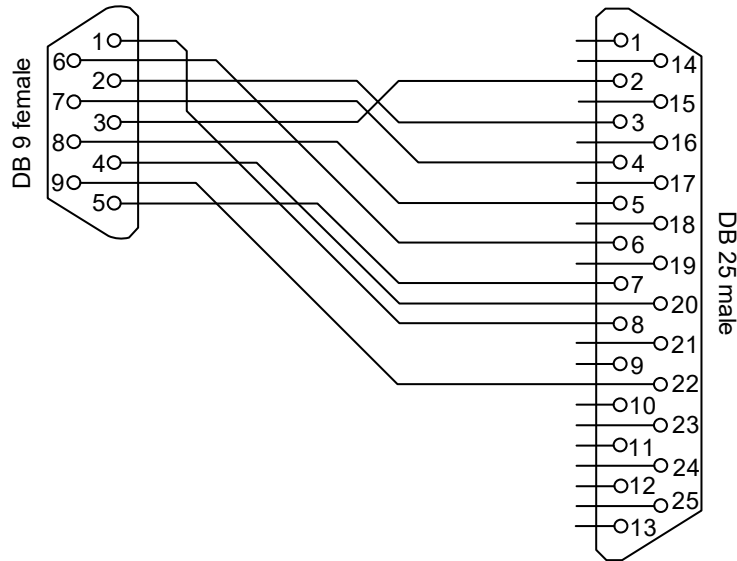
IEEE.488

Terminales		
		
Conector hembra IEEE-488		
Pin 1	DIO1	Entrada de dato / bit de salida
Pin 2	DIO2	Entrada de dato / bit de salida.
Pin 3	DIO3	Entrada de dato / bit de salida
Pin 4	DIO4	Entrada de dato / bit de salida
Pin 5	EOI	Final o identificación
Pin 6	DAV	Validación de datos
Pin 7	NRFD	No está listo para recibir dato
Pin 8	NDAC	No se acepta el dato
Pin 9	IFC	Interfaz limpia
Pin 10	SRQ	Servicio
Pin 11	ATN	Atención de datos
Pin 12	SHIELD	
Pin 13	DIO5	Entrada de dato / bit de salida
Pin 14	DIO6	Entrada de dato / bit de salida
Pin 15	DIO7	Entrada de dato / bit de salida
Pin 16	DIO8	Entrada de dato / bit de salida
Pin 17	REN	Remoto activado
Pin 18	GND	(emparejado con DAV)
Pin 19	GND	(emparejado con NRFD)
Pin 20	GND	(emparejado con NDAC)
Pin 21	GND	(emparejado con IFC)
Pin 22	GND	(emparejado con SRQ)

RS-232 DB9



Convertidor RS-232 a DB-25



Análisis de circuitos eléctricos

Ley de Ohm con fasores

$$I = \frac{V}{Z}$$

donde:

I = Corriente [A]

V= Voltaje [V]

Z = Impedancia [Ω]

Voltaje y corriente en elementos reactivos (con condiciones iniciales iguales a cero)

Capacitor

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \qquad i_C(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$$

Inductor libre de acoplamientos magnéticos

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int v(t) dt \qquad v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

Inductor con acoplamientos magnéticos

$$i_k(t) = \sum_{l=1}^N \Gamma_{kl} \int v_l(t) dt$$
$$k = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$v_k(t) = \sum_{l=1}^N L_{kl} \frac{di_l(t)}{dt}$$
$$k = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$\Gamma_{kl} = \frac{\text{cof}L_{lk}}{\Delta L_{kl}}$$

donde:

L_{kl} = Inductancia mutua entre el inductor k y el inductor l

Γ_{kl} = Invertancia mutua entre los inductores k y l

Cof L_{lk} = Cofactor de la inductancia mutua L_{lk}

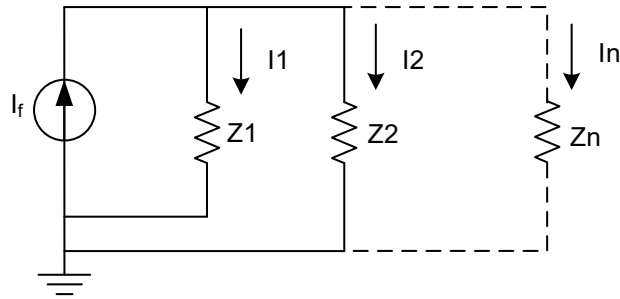
ΔL_{kl} = Determinante del sistema de inductancias propias y mutuas

k = k-ésimo inductor

N = número total de inductores que se encuentren acoplados

Divisor de corriente

Si el circuito está integrado por n elementos:



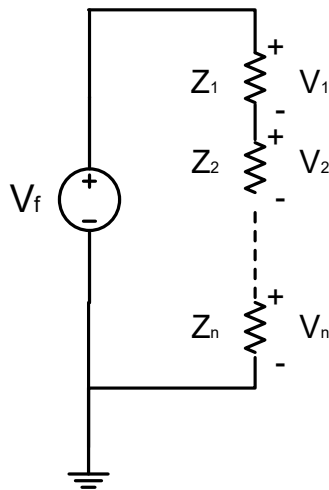
$$I_x = I_f \frac{Z_{Total\ paralelo}}{Z_x}$$

donde:

I_x = Corriente en el resistor o impedancia de interés

Z_x = Impedancia de interés

Divisor de voltaje



$$V_x = V_f \frac{Z_x}{Z_{total\ serie}}$$

Leyes de Kirchhoff

Ley de Kirchhoff de voltaje

$$\sum_{k=1}^{N_e} V_k = 0$$

Ley de Kirchhoff de corriente

$$\sum_{k=1}^{N_i} I_k = 0$$

donde:

N_e = Número de caídas o elevaciones de tensión en una malla cerrada

N_i = Número de corrientes que entran o salen a un nodo

K = k-ésimo elemento

Potencia

Potencia activa, real o media

$$P = VI \cos \theta \quad [W]$$

$$P = \frac{V^2}{|Z|} \cos \theta \quad [W]$$

$$P = I^2 |Z| \cos \theta \quad [W]$$

Potencia reactiva

$$Q = VI \sin \theta \quad [VAR]$$

$$Q = \frac{V^2}{|Z|} \sin \theta \quad [VAR]$$

$$Q = I^2 |Z| \sin \theta \quad [VAR]$$

Potencia aparente o compleja

$$S = VI^* \quad [VA]$$

Factor de potencia

$$f.p. = \cos(\theta)$$

Resonancia RLC serie

Frecuencia de resonancia

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Frecuencias de corte

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \left[-\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \right]$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \right]$$

Ancho de banda

$$BW = f_2 - f_1$$

$$BW = \frac{R}{L}$$

Factor de calidad

$$Q = \frac{\omega_0}{BW}$$

$$Q_s = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Resonancia RLC paralelo

Frecuencia de resonancia

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Frecuencias de corte

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \left[-\frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \right]$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \right]$$

Ancho de banda

$$BW = f_2 - f_1$$

$$BW = \frac{1}{RC}$$

Factor de calidad

$$Q = \frac{\omega_0}{BW}$$

$$Q_p = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Circuitos excitados con señales senoidales de diferentes frecuencias

Sea $v(t)$ una función de la forma:

$$v(t) = V_o + V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \alpha_1) + V_2 \text{sen}(\omega_2 t + \alpha_2) + \dots + V_n \text{sen}(\omega_n t + \alpha_n)$$

Entonces, el voltaje eficaz (RMS) en una red excitada con una tensión $v(t)$ es:

$$V_{rms} = \sqrt{V_o^2 + \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^n V_k^2 \right)}$$

donde $k = 1, 2, 3, \dots, n$

Sea $i(t)$ una función de la forma:

$$i(t) = I_o + I_1 \text{sen}(\omega_1 t + \beta_1) + I_2 \text{sen}(\omega_2 t + \beta_2) + \dots + I_n \text{sen}(\omega_n t + \beta_n)$$

La corriente eficaz (RMS) en una red en la que circula una corriente $i(t)$ es:

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^n I_k^2 \right)}$$

donde $k = 1, 2, 3, \dots, n$

La potencia media es:

$$P = V_o I_o + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n V_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k)$$

donde $k = 1, 2, 3, \dots, n$

Impedancia y admitancia de una red pasiva de dos terminales

Impedancia

$$Z_t = \frac{\Delta Z_{kl}}{\text{cof} Z_{kk}}$$

donde:

ΔZ_{kl} = Determinante de las impedancias propias y mutuas entre mallas
 $\text{cof} Z_{kk}$ = Cofactor de la impedancia de malla donde están las dos terminales

Admitancia

$$Y_t = \frac{\Delta Y_{kl}}{\text{cof} Y_{kk}}$$

donde:

ΔY_{kl} = Determinante de las admitancias propias y mutuas entre nodos
 $\text{cof} Y_{kk}$ = Cofactor de la admitancia de nodo donde están las dos terminales

Parámetros de dos puertos

Parámetros de impedancias(Z)

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned}$$

Los parámetros de impedancias están dados por:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Impedancia de entrada}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Impedancia de transferencia directa}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Impedancia de transferencia inversa}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Impedancia de salida}$$

Parámetros de admitancias (Y)

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0}$$

Admitancia de entrada

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0}$$

Admitancia de transferencia directa

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0}$$

Admitancia de transferencia inversa

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0}$$

Admitancia de salida

Parámetros híbridos directos

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}$$

Impedancia de entrada con terminales de salida en cortocircuito

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0}$$

Ganancia en corriente

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

Inverso de la ganancia de voltaje

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

Admitancia de salida con terminales de entrada abiertas

Parámetros híbridos inversos

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2$$

$$V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2$$

$$g_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0}$$

Admitancia de entrada con terminales de salida abiertas

$$g_{21} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0}$$

Ganancia en voltaje

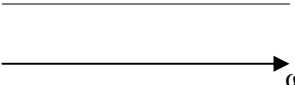
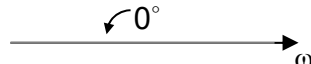
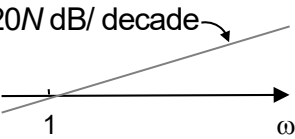
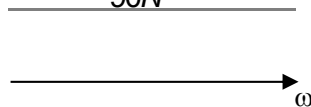
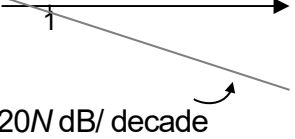
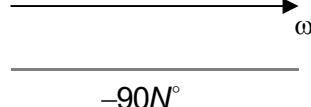
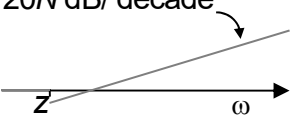
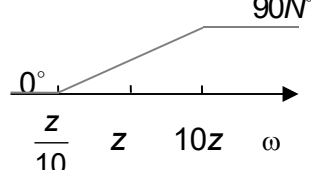
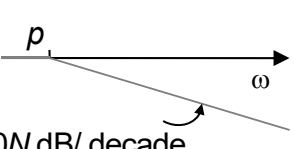
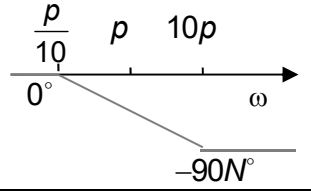
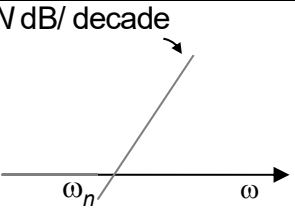
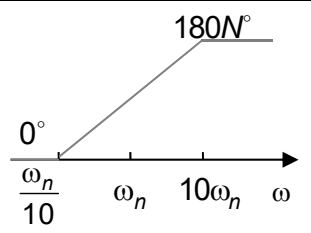
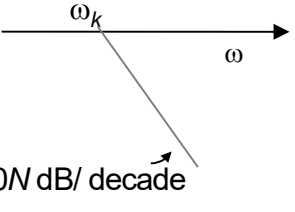
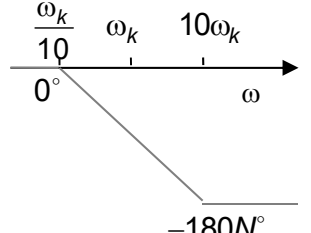
$$g_{12} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0}$$

Inverso de la ganancia corriente

$$g_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0}$$

Impedancia de salida con terminales de entrada en cortocircuito

Diagramas de Bode asintóticos

Summary of Bode straight-line magnitude and phase plots.		
Factor	Magnitude	Phase
K	$20\log_{10} K$ 	0° 
$(j\omega)^N$	$20N \text{ dB/decade}$ 	$90N^\circ$ 
$\frac{1}{(j\omega)^N}$	$-20N \text{ dB/decade}$ 	$-90N^\circ$ 
$\left(1 + \frac{j\omega}{z}\right)^N$	$20N \text{ dB/decade}$ 	$90N^\circ$ 
$\frac{1}{(1 + j\omega/p)^N}$	$-20N \text{ dB/decade}$ 	$-90N^\circ$ 
$\left[1 + \frac{2j\omega\zeta}{\omega_n} + \left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^N$	$40N \text{ dB/decade}$ 	$180N^\circ$ 
$\frac{1}{\left[1 + 2j\omega\zeta/\omega_k + (j\omega/\omega_k)^2\right]^N}$	$-40N \text{ dB/decade}$ 	$-180N^\circ$ 

Sistemas acoplados

Factor de acoplamiento

$$K_{kl} = \frac{L_{lk}}{\sqrt{L_{kk} \cdot L_{ll}}}$$

Inductancia mutua

$$L_{kl} = K_{kl} \sqrt{L_{kk} \cdot L_{ll}}$$

donde:

K_{kl} = factor de acoplamiento entre los inductores k y l

L_{kl} = inductancia mutua entre los inductores k y l

L_{ll} = inductancia propia del inductor l

L_{kk} = inductancia propia del inductor k

Sistemas trifásicos

Resistencia y reactancia en serie

La impedancia Z de una carga reactiva que está formada por una resistencia R y una reactancia en serie es:

$$Z = R + jX$$

Convirtiéndola a su admitancia equivalente Y :

$$Y = \frac{R - jX}{|Z|^2}$$

donde:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Según la ley de Ohm:

$$V = ZI$$

y

$$I = YV$$

Entonces:

$$I = \frac{VR - jVX}{|Z|^2}$$

$$I = \frac{VR}{|Z|^2} - j \frac{VX}{|Z|^2}$$

$$I = I_P - jI_Q$$

donde I_P e I_Q son las corrientes activa y reactiva, respectivamente.

La corriente activa I_P y la corriente reactiva I_Q son:

$$I_P = \frac{VR}{|Z|^2} = |I| \cos \theta$$

$$I_Q = \frac{VX}{|Z|^2} = |I| \sin \theta$$

donde θ está dada por:

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{P}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{P}{|S|}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{Q}{|S|}\right)$$

Si se aplica una tensión V , a una carga reactiva Z y la corriente I que circula en el circuito, entonces, la potencia aparente o compleja S , potencia activa, real o media P y potencia reactiva Q están dadas por:

$$S = VI^* = \frac{ZV^2}{|Z|^2} = |I|^2 Z$$

$$P = VI_P = \frac{V^2 R}{|Z|^2}$$

$$Q = VI_Q = \frac{V^2 X}{|Z|^2}$$

El factor de potencia (f.p.) y el factor reactivo (fr) son:

$$f.p. = \cos(\theta) = \frac{R}{|Z|}$$

$$fr = \sin(\theta) = \frac{X}{|Z|}$$

Potencia trifásica

Para una carga balanceada conectada en estrella con una tensión de línea $V_{línea}$ y una corriente de línea $I_{línea}$:

$$V_{estrella} = \frac{V_{línea}}{\sqrt{3}}$$

$$I_{estrella} = I_{línea}$$

$$Z_{estrella} = \frac{V_{estrella}}{I_{estrella}} = \frac{V_{línea}}{\sqrt{3}I_{estrella}}$$

$$S_{estrella} = 3V_{estrella}I_{estrella} = \sqrt{3}V_{línea}I_{línea} = \frac{V_{línea}^2}{Z_{estrella}} = 3I_{línea}^2 Z_{estrella}$$

Para una carga balanceada conectada en delta con una tensión de línea $V_{línea}$ y una corriente de línea $I_{línea}$:

$$V_{delta} = V_{línea}$$

$$I_{delta} = \frac{I_{línea}}{\sqrt{3}}$$

$$Z_{delta} = \frac{V_{delta}}{I_{delta}} = \sqrt{3} \frac{V_{línea}}{I_{línea}}$$

$$S_{delta} = 3V_{delta}I_{delta} = \frac{3V_{línea}^2}{Z_{delta}} = I_{línea}^2 Z_{delta}$$

Note que la equivalencia entre cargas balanceadas conectadas en estrella y delta es:

$$Z_{delta} = 3Z_{estrella}$$

Electrónica analógica

Diodo de propósito general

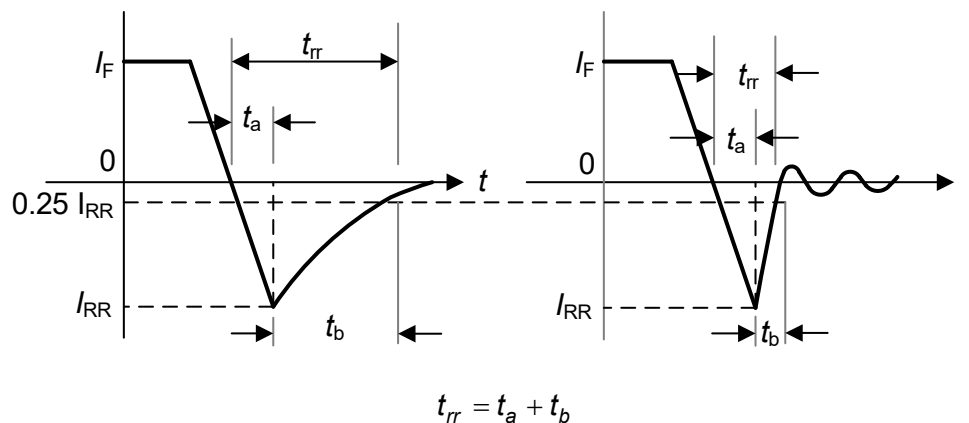
Ecuación de Shockley del diodo

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{q \cdot V_D}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right)$$

donde:

I_D : Corriente a través del diodo [A]
 I_S : Corriente de saturación (10^{-12} A)
 V_D : Voltaje de polarización directo [V]
 q : Carga del electrón (1.6022×10^{-19}) [C]
 n : Constante para Ge = 1 y para Si = 1.1 y 1.8
 k : Constante de Boltzmann 1.3806×10^{-23} [J/K]
 T : Temperatura absoluta [K]

Tiempo total de recuperación inversa (t_{rr})



donde:

t_a : Tiempo de almacenamiento de carga en la región de agotamiento[s]
 t_b : Tiempo de almacenamiento de carga en el cuerpo del semiconductor [s]

Corriente inversa pico (I_{RR})

$$I_{RR} = t_{\alpha} \frac{d_i}{d_t} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{d_i}{d_t}}$$

donde:

Q_{RR} : carga de recuperación inversa [C]

Rectificadores monofásicos de media onda

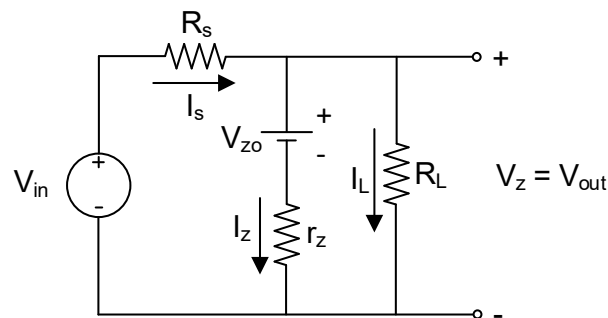
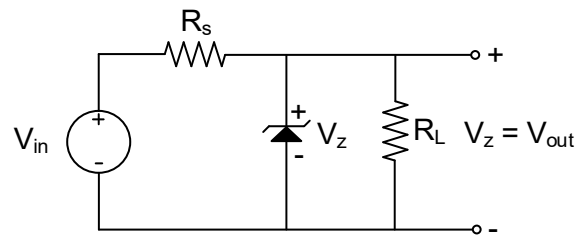
Potencia de salida en CD

$$P_{CD} = V_{CD} I_{CD}$$

Potencia de salida en CA

$$P_{CA} = V_{rms} I_{rms}$$

Diodo Zener



$$\text{Regulación de línea} = \frac{r_z}{r_z + R_s}$$

$$\text{Regulación de carga} = -(r_z \parallel R_s)$$

$$\text{Regulación Zener} = \frac{R_s}{r_z + R_s}$$

$$V_{zo} = V_z - r_z I_z$$

Para $I_L = 0$

$$I_z = \frac{(V_{in} - V_{zo})}{(r_z + R_s)}$$

El voltaje de salida está dado por:

$$V_{out} = V_z = V_{z0} + r_z I_z$$

$$R_s = \frac{V_{in} - V_{z0} - r_z I_z}{I_z + I_L}$$

En caso de conocer los rangos de V_s e I_L

$$R_{s_{m\acute{a}x}} = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_{z0} - r_z I_{z_{m\acute{a}x}}}{I_{z_{m\acute{a}x}} + I_{L_{\min}}}$$

$$R_{s_{\min}} = \frac{V_{in_{\min}} - V_{z0} - r_z I_{z_{\min}}}{I_{z_{\min}} + I_{L_{\max}}}$$

$$P_z = V_z \cdot I_z$$

Rectificadores de media onda y onda completa (fuentes de alimentación)

	Rectificador de media onda	Rectificador de onda completa
Voltaje de rizo pico-pico	$V_{r(pp)} = \frac{V_m}{f \cdot R_L \cdot C}$	$V_{r(pp)} = \frac{V_m}{2f \cdot R_L \cdot C}$
Voltaje de salida V_o	$V_{O(cd)} = \frac{V_m(2f \cdot R_L C - 1)}{2f \cdot R_L \cdot C}$	$V_{O(cd)} = \frac{V_m(4f \cdot R_L C - 1)}{4f \cdot R_L \cdot C}$
Voltaje rizo rms	$V_{r(rms)} = \frac{V_m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f \cdot R_L \cdot C}$	$V_{r(rms)} = \frac{V_m}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot f \cdot R_L \cdot C}$
Factor de rizo	$FR = \frac{1}{\sqrt{2}(2f \cdot R_L \cdot C - 1)}$	$FR = \frac{1}{\sqrt{2}(4f \cdot R_L \cdot C - 1)}$
Cálculo del capacitor	$C = \frac{1}{2f \cdot R_L} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2} \cdot FR} \right)$	$C = \frac{1}{4f \cdot R_L} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2} \cdot FR} \right)$
Relación V_{rms} y V_L	$\frac{V_{rms}}{V_L} \approx \frac{1}{420} \approx 0.0024$	
Corriente en CD	$I_{CD} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{max} \text{Sen } t \, dt$	$I_{CD} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{max} \text{Sen } t \, dt$
Corriente rms	$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{max} \text{Sen } t)^2 \, dt$	$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{max} \text{Sen } t)^2 \, dt$
Eficiencia	$\eta = \frac{P_{CD}}{P_{CA}} = \frac{I_{CD}^2 R_L}{I_{RMS}^2 (r_p + R_L)}$ <p>Despreciando r_p (pérdida por resistencia) y R_L (resistencia de carga)</p> $\eta = \frac{I_{CD}^2}{I_{RMS}^2} = \frac{\left(\frac{I_{max}}{\pi}\right)^2}{\left(\frac{I_{max}}{2}\right)^2} = \frac{0.318}{0.5} = 40.4\%$	$\eta = \frac{P_{CD}}{P_{CA}} = \frac{I_{CD}^2 R_L}{I_{RMS}^2 (r_p + R_L)}$ <p>Despreciando r_p (pérdida por resistencia) y R_L (resistencia de carga)</p> $\eta = \frac{I_{CD}^2}{I_{RMS}^2} = \frac{\left(\frac{I_{max}}{\pi}\right)^2}{\left(\frac{I_{max}}{2}\right)^2} = \frac{0.636}{0.707} = 80.9\%$
	Rectificador controlado de media onda	Rectificador controlado de onda completa
Corriente en CD	$I_{CD} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} I_{max} \text{Sen } t \, dt$ $= \frac{I_{max}}{2\pi} (1 + \text{Cos } \theta)$	$I_{CD} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi} I_{max} \text{Sen } t \, dt$ $= \frac{I_{max}}{\pi} (1 + \text{Cos } \theta)$
Corriente rms	$I_{RMS}^2 = \frac{I_{max}^2}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} (\text{Sen } t)^2 \, dt$ $= \frac{I_{max}^2}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2} + \frac{1}{4} \text{Sen } 2\theta \right)$	$I_{RMS}^2 = \frac{I_{max}^2}{\pi} \int_{\theta}^{\pi} (\text{Sen } t)^2 \, dt$ $= \frac{I_{max}^2}{2\pi} \left(\pi - \theta + \frac{1}{2} \text{Sen } 2\theta \right)$

Regulación de voltaje

$$\text{Regulación línea} = \frac{\Delta V_{sal}}{\Delta V_{ent}} \cdot 100\%$$

$$\text{Regulación carga} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}}$$

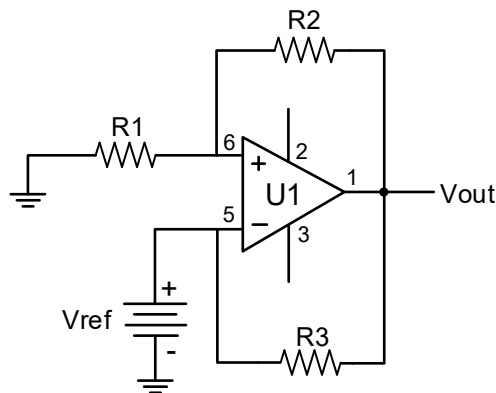
$$\text{Regulación de carga} = \frac{R_{sal}}{R_{FL}} \cdot 100$$

donde:

V_{NL} = Voltaje sin carga

V_{FL} = Voltaje a plena carga

Regulador básico en serie con OmpAm



$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) V_{ref}$$

Reguladores en paralelo lineales básico

$$I_{L(max)} = \frac{V_{in}}{R_L}$$

Reguladores de conmutación básicos

$$V_{out} = \left(\frac{t_{off}}{T} \right) V_{in}$$

donde:

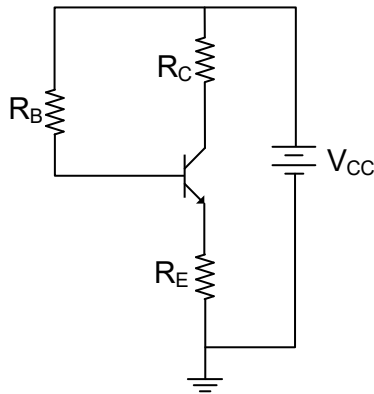
$$T = t_{in} + t_{off}$$

Reguladores de voltaje en circuito integrado

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

$$I_{L(max)} = \frac{V_{out}}{R_{11}} + I_G$$

Transistor de unión bipolar (BJT)



Parámetros de corriente directa

$$\beta_{cd} = \frac{I_c}{I_B}$$

$$\alpha_{cd} = \frac{I_c}{I_E}$$

donde:

β_{cd} = Ganancia en corriente en CD

α_{cd} = Factor de amplificación de corriente en polarización directa

I_c = Corriente de colector

I_B = Corriente de base

I_E = Corriente de emisor

Corrientes en un transistor

$$I_E = I_C + I_B$$

Voltaje entre la base y el emisor

$$V_{BE} \cong 0.7V \text{ (Si)}$$

$$V_{BE} \cong 0.3V \text{ (Ge)}$$

Corriente en la base

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

donde:

V_{BB} = Voltaje de polarización en la base

V_{BE} = Voltaje base-emisor

R_B = Resistencia de base

Voltaje en el colector con respecto al emisor

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

donde:

V_{CC} = Voltaje de polarización en el colector

V_{CE} = Voltaje colector-emisor

R_C = Resistencia de colector

Voltaje en el colector con respecto a la base

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

donde:

V_{CB} = Voltaje colector-base

V_{CE} = Voltaje colector-emisor

R_C = Resistencia de colector

Condición de corte

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC}$$

Corriente de saturación en el colector

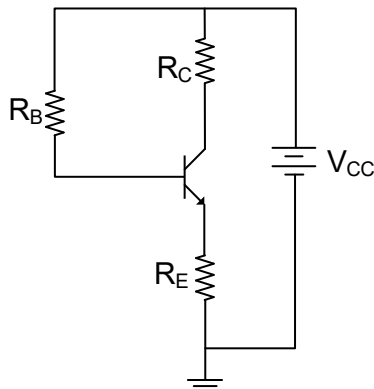
$$I_{C(\text{SAT})} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{SAT})}}{R_C}$$

Corriente de base mínima para saturación

$$I_{B(\text{min})} = \frac{I_{C(\text{SAT})}}{\beta_{cd}}$$

Polarización

Polarización con realimentación del emisor



$$V_B = I_E R_E + V_{BE}$$

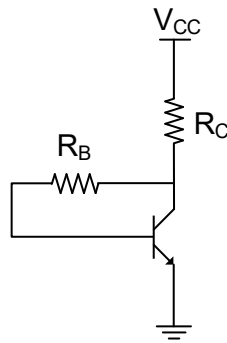
$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + (R_B / \beta_{cd})}$$

$$I_C \cong I_E$$

Polarización con realimentación del colector



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_B = V_{BE}$$

$$V_E = 0 V$$

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \quad \text{si } V_{CE} = 0 V \text{ y } \beta_{cd} \gg 1$$

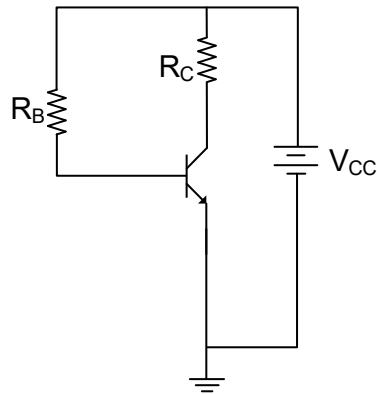
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta_{cd}}}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$I_E \cong I_C$$

$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B}$$

Polarización de base



$$V_B = V_{BE}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = 0V$$

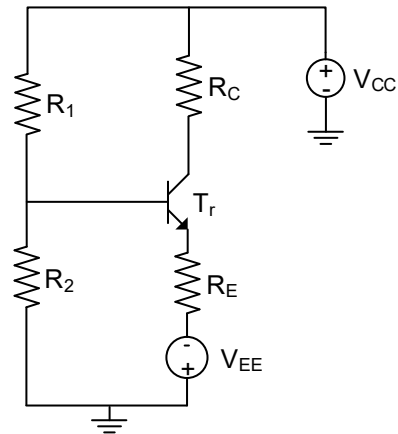
$$I_C = \beta_{cd} \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

$$I_E \cong I_C$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Polarización del emisor



$$V_B = V_E + V_{BE}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = V_{EE} + I_E R_E$$

$$I_E \cong \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

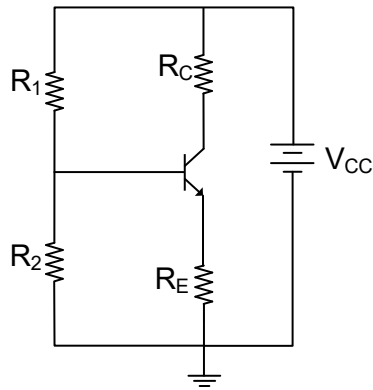
$$R_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{cd}}}$$

$$I_E \cong I_C$$

$$I_B = \frac{V_B}{R_B}$$

Polarización con divisor de voltaje



$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_E = V_{TH} - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$I_E \cong I_C$$

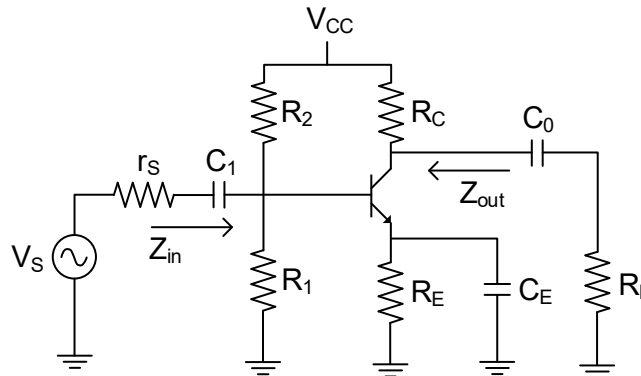
$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_E = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta_{cd}}}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_{cd}}$$

Parámetros de corriente alterna (amplificador)

Amplificador emisor común



Ecuaciones considerando el modelo T en señal pequeña de primer orden

$$r'_e = \frac{25mV}{I_E}$$

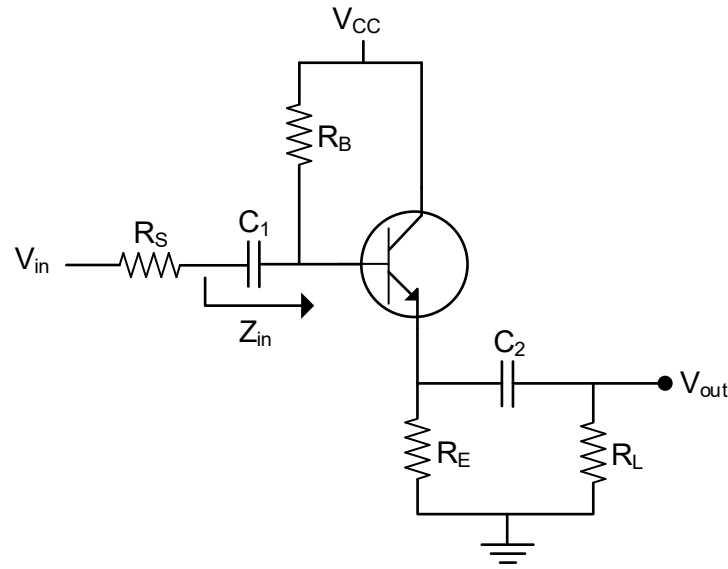
$$Z_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_{ca} r'_e$$

$$Z_{out} \approx R_C \parallel R_L$$

$$A_v = \frac{R_C \parallel R_L}{r'_e}$$

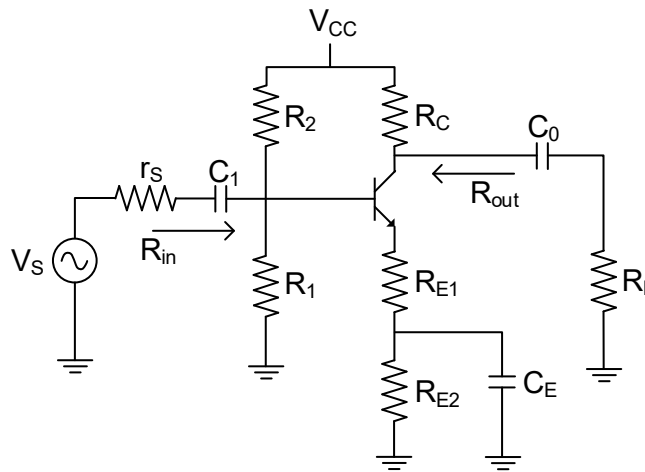
$$A_I = \frac{I_C}{I_{in}}$$

Impedancia de entrada de un seguidor de voltaje



$$Z_{in} = R_{in} = R_B \parallel (R_s + (R_E \parallel R_L) \beta)$$

Amplificador con compensación para variación de temperatura

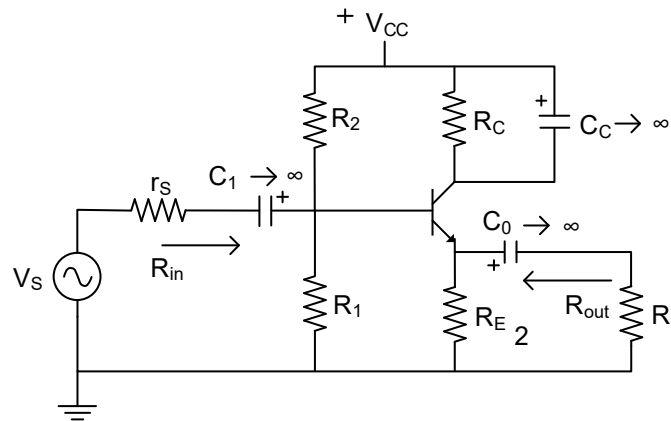


$$A_V \cong \frac{R_C \parallel R_L}{R_{E1}}$$

$$R_{out} = R_C \parallel R_L$$

$$R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel [(\beta_{ca} + 1) \cdot (r'_e + R_{E1})]$$

Amplificador colector común



Ecuaciones considerando el modelo T en señal pequeña de primer orden

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

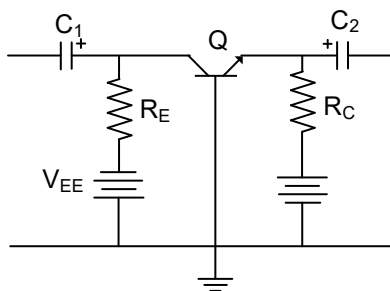
$$R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta_{ca} + 1) [r'_e + (R_E \parallel R_L)]$$

$$R_{out} = (R_E \parallel R_L) \parallel [r'_e + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{out} + (\beta_{ca} + 1)]$$

$$A_V = \frac{\bar{R}_e}{r'_e + R_e} \approx 1$$

$$A_i = \frac{I_e}{I_{in}}$$

Amplificador en base común



Ecuaciones considerando el modelo T en señal pequeña de primer orden

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

$$R_{ent(emisor)} = r'_e$$

$$R_{sal} \cong R_C$$

$$A_V \cong \frac{R_C}{r'_e}$$

$$A_i \cong 1$$

donde:

r'_e = Resistencia interna de CA en el emisor

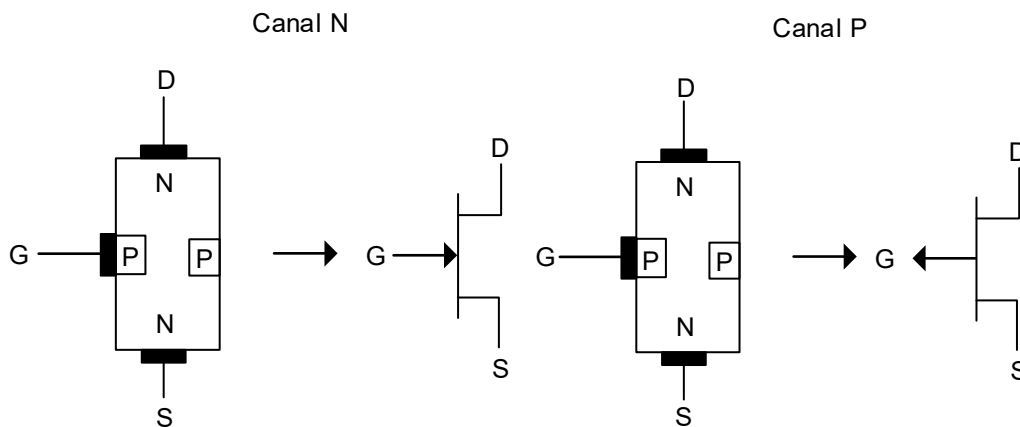
R_{ent} = Resistencia de entrada

R_{sal} = Resistencia de salida

A_V = Ganancia en voltaje

A_i = Ganancia en corriente

Transistor de efecto de campo (FET)



Parámetros de corriente directa

Características de transferencia de un JFET

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(corte)}} \right)^2$$

Transconductancia

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(corte)}} \right)$$

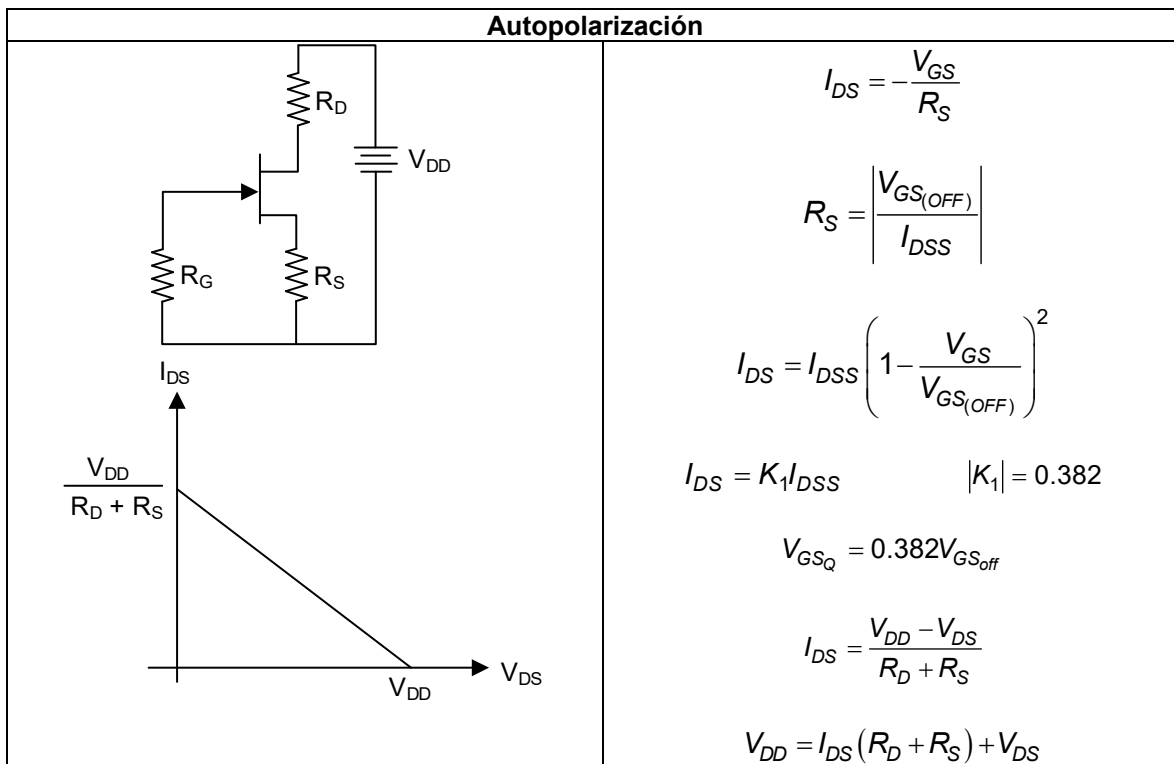
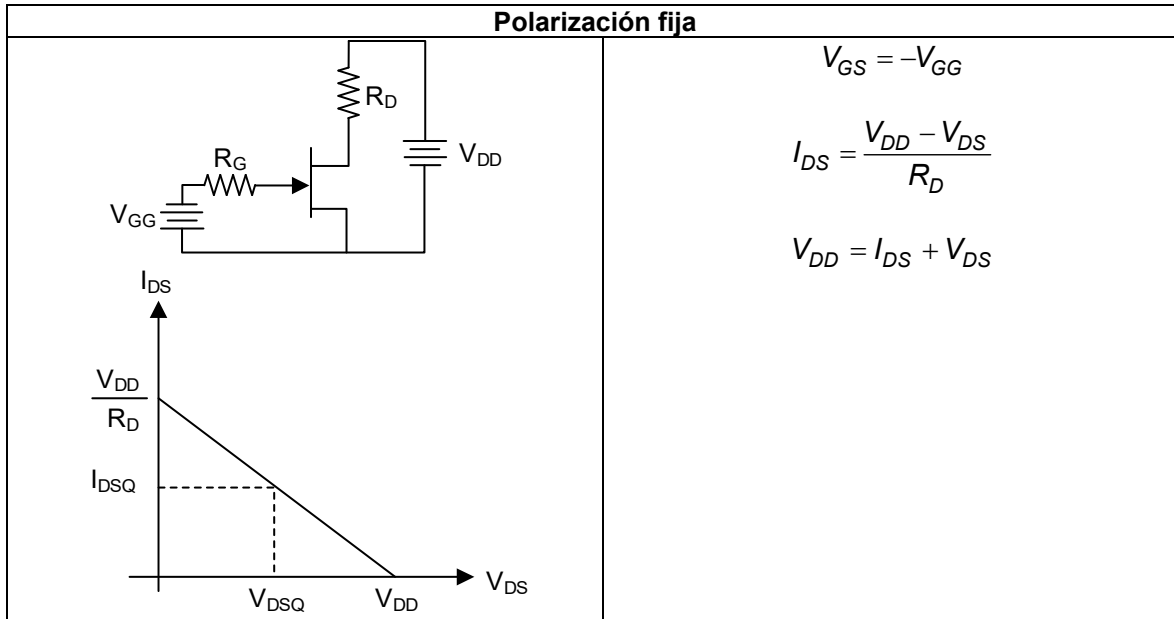
Transconductancia con $V_{GS} = 0$

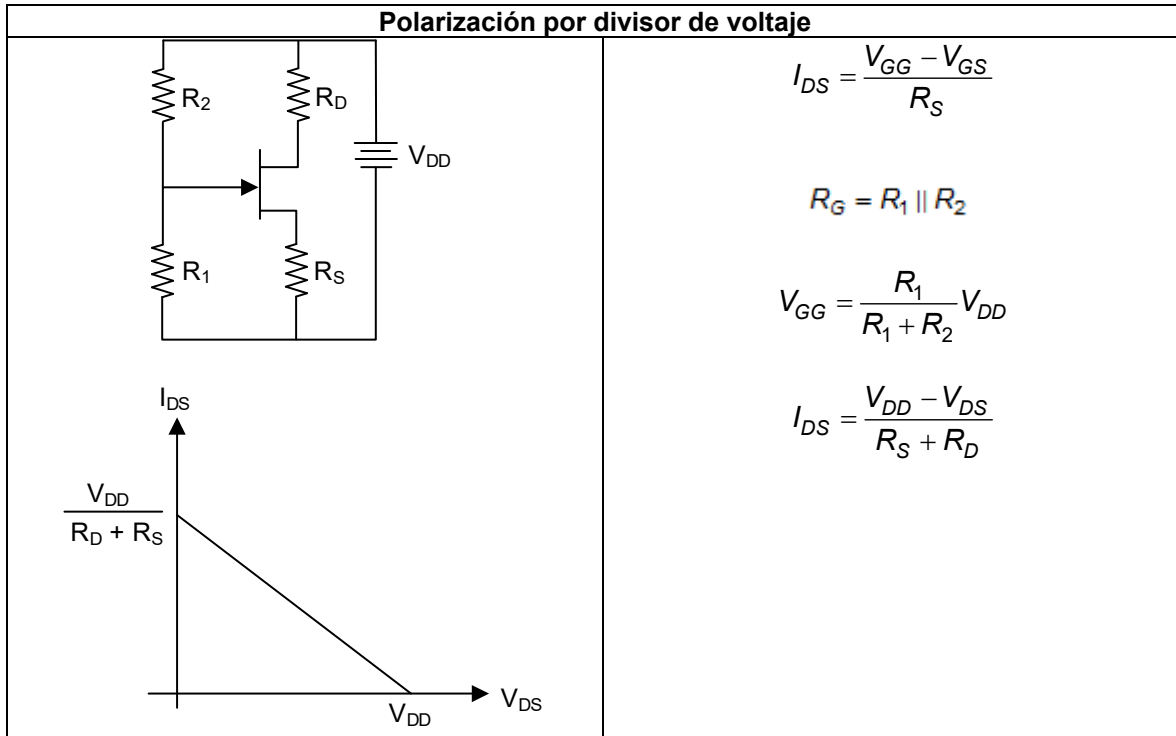
$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS(corte)}|}$$

Característica de transferencia de E – MOSFET

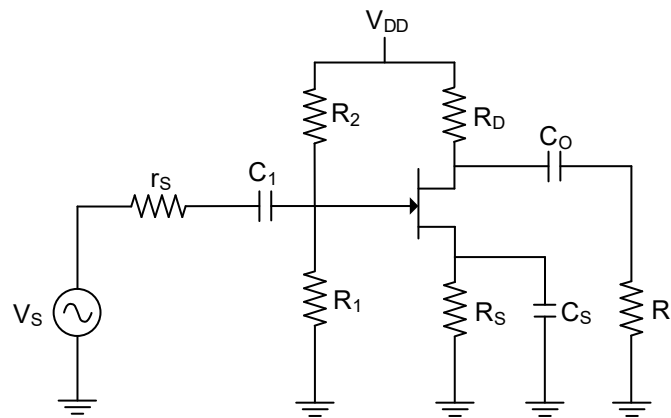
$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(umbral)})^2$$

Polarización





Amplificador fuente común



$$R_G = R_1 \parallel R_2$$

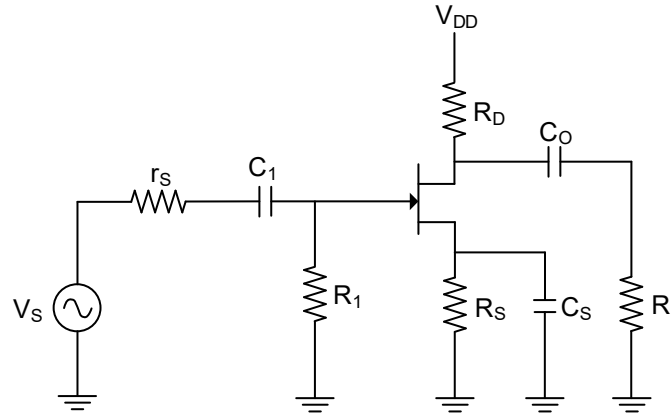
$$R_L = R_D \parallel R_S$$

$$Z_i = R_G$$

$$Z_o = r_{ds} \parallel R_D$$

$$A_v = \frac{V_L}{V_S} = -g_m (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L) \frac{R_G}{R_G + r_s}$$

$$A_i = \frac{I_L}{I_S} = -\frac{r_{ds} \parallel R_D}{r_{ds} \parallel R_D + R_L} g_m R_G$$



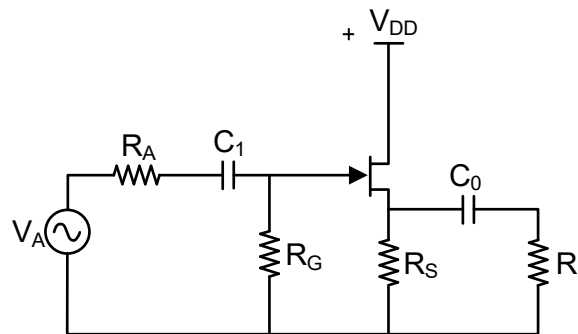
$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{I_D R_S}{V_{GS(\text{CORTE})}} \right)^2$$

$$A_V = -g_m R_D$$

$$R_{ent} = R_G \parallel \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \right)$$

Parámetros de corriente alterna (amplificador)

Amplificador drenaje común



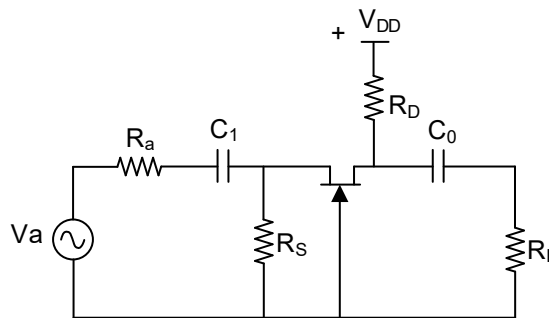
Característica	Drenaje común
Z_i	R_G
Z_o	$R_S \parallel \left(\frac{r_{ds}}{\mu + 1} \right)$
$A_{V1} = \frac{V_L}{V_{in}}$	$\frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_S \parallel R_L}{R_S \parallel R_L + \frac{r_{ds}}{\mu + 1}}$
$A_{I1} = \frac{I_L}{I_{in}}$	$A_{V1} = \frac{Z_{in}}{R_L}$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{I_D R_S}{V_{GS(corte)}} \right)^2$$

$$A_V = \frac{gmR_S}{1 + gmR_S}$$

$$R_{ent} = R_G \parallel \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \right)$$

Amplificador en compuerta común



Característica	Compuerta común
Z_i	$R_S \parallel \left(\frac{r_{ds} + R_D \parallel R_L}{\mu + 1} \right)$
Z_0	$R_D \parallel [r_{ds} + (\mu + 1)(R_S \parallel r_a)]$
$A_{V1} = \frac{V_L}{V_{in}}$	$\frac{\mu + 1}{1 + \frac{r_{ds}}{R_D \parallel R_L}} \approx g_m (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L)$
$A_{I1} = \frac{I_L}{I_{in}}$	$A_{V1} \cdot \frac{Z_{in}}{R_L}$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(corte)}} \right)^2$$

$$A_V = gmR_D$$

$$R_{ent} = \left(\frac{1}{gm} \right) \parallel R_S$$

donde:

I_D = Corriente a través de un FET autopolarizado

A_v = Ganancia en voltaje

R_{ent} = Resistencia de entrada

I_{DSS} = Corriente en drenaje

V_{GS} = Voltaje en la compuerta

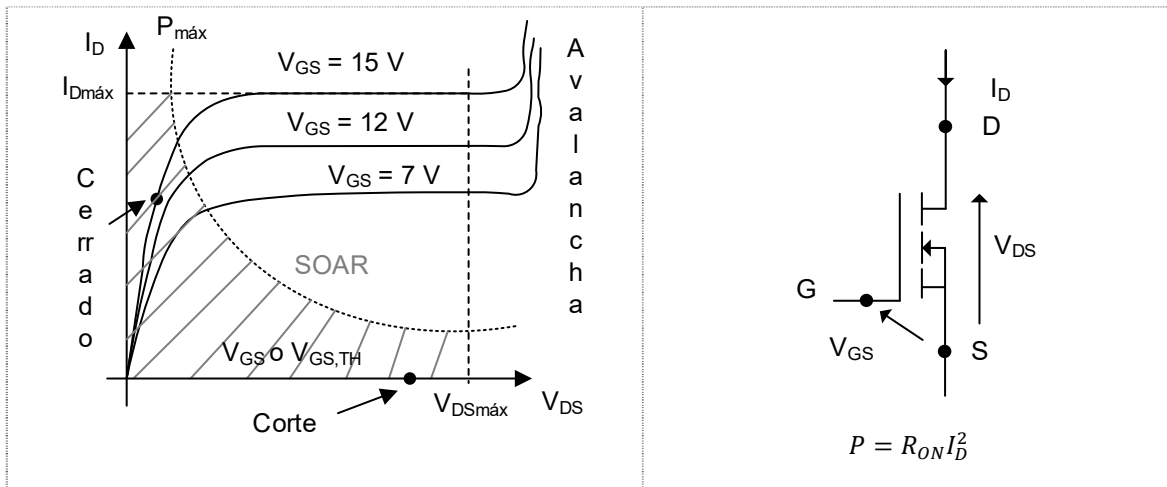
R_s = Resistencia en la fuente

I_{GSS} = Corriente de fuga en inversa

Capacitancia	Compuerta común	Drenaje común
C_i	$\frac{1}{2\pi(F_L)(r_a + Z_{in})}$	$\frac{1}{2\pi\left(\frac{F_L}{10}\right)(r_a + Z_{in})}$
C_o	$\frac{1}{2\pi\left(\frac{f_L}{10}\right)(r_L + Z_{out})}$	$\frac{1}{2\pi(f_L + Z_o)}$

Transistor MOSFET

Curva característica



Para un MOSFET de canal inducido tipo n en su región lineal:

$$I_{D(Act)} = K \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

donde: $K = \frac{b\mu_n\epsilon}{LW}$ en la que b es el ancho del canal, μ_n la movilidad de los electrones, ϵ es la permitividad eléctrica de la capa de óxido, L la longitud del canal y W el espesor de capa de óxido.

Cuando el transistor opera en la región de saturación, la fórmula pasa a ser la siguiente:

$$I_{D(sat)} = \frac{K+1}{K_0} (V_{GS} - V_T)^2$$

Amplificadores operacionales

Características

Razón de rechazo de modo común

$$CMRR = \frac{A_{Vd}}{A_{Vc}}$$

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_{Vd}}{A_{Vc}} \right)$$

Rapidez de variación de voltaje (slew-rate)

$$SR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t}$$

Corriente de polarización de entrada

$$I_{polarización} = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

Desequilibrio de corriente de entrada

$$I_{os} = |I_1 - I_2|$$

Voltaje de error de salida

$$V_{out(error)} = A_v I_{os} R_{in}$$

Frecuencia máxima de operación

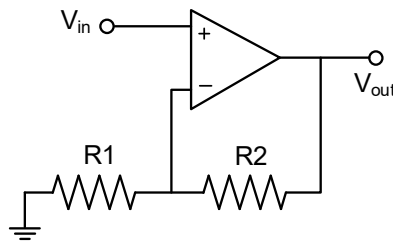
$$f_{m\acute{a}x} = AB \quad \text{si} \quad AB \leq \frac{SR}{2\pi V_p}$$

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{SR}{2\pi V_p} \quad \text{si} \quad AB > \frac{SR}{2\pi V_p}$$

Configuraciones de amplificadores

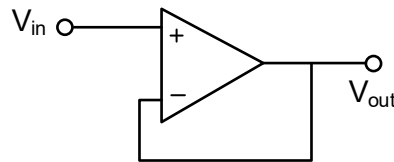
Amplificador no inversor

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$



Seguidor de voltaje

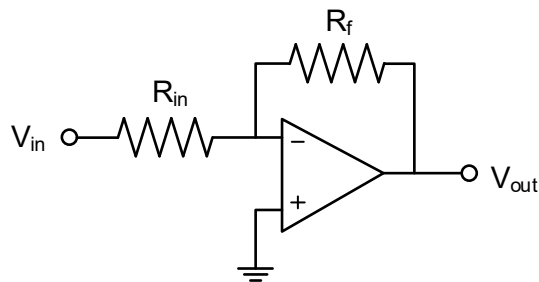
$$V_{out} = V_{in}$$



Amplificador inversor

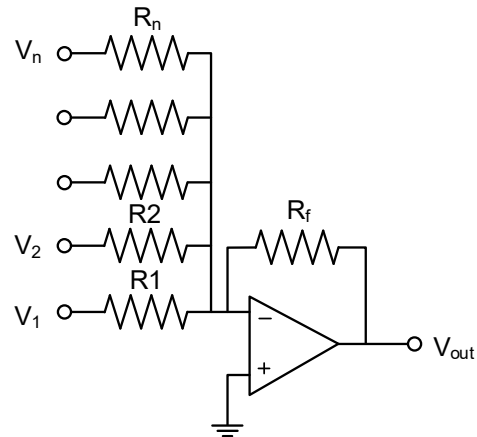
$$V_{out} = -V_{in} \frac{R_f}{R_{in}}$$

$$Z_{in} \cong R_{in}$$



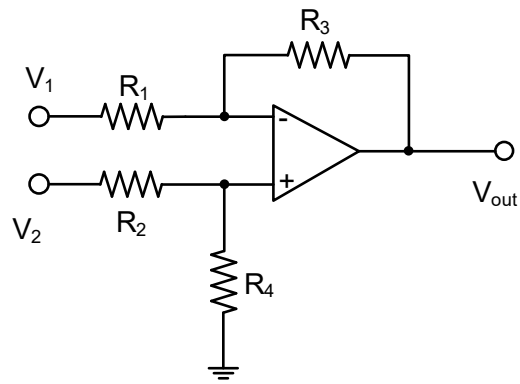
Amplificador sumador inversor con ganancia de n entradas

$$V_{out} = -R_f \left(\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2} + \dots + \frac{V_{in_n}}{R_n} \right)$$



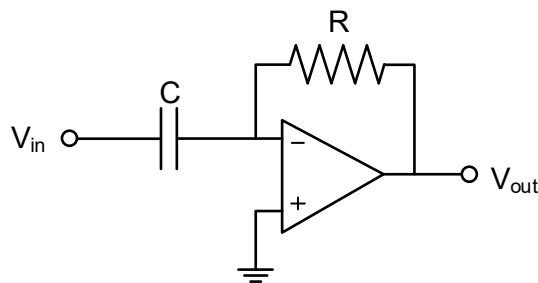
Amplificador restador

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \right)$$

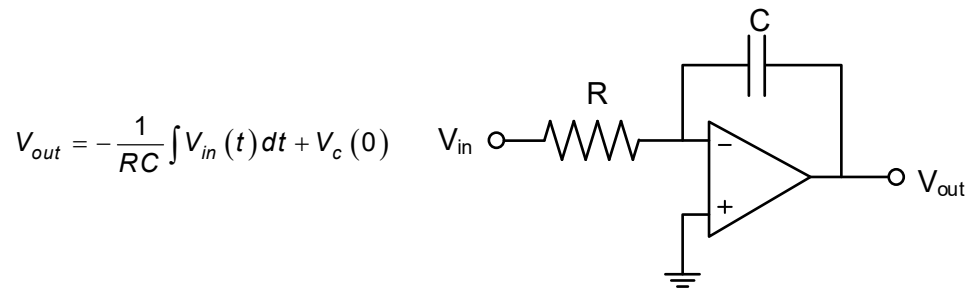


Amplificador derivador

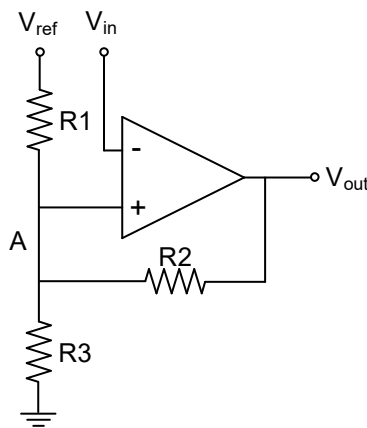
$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$



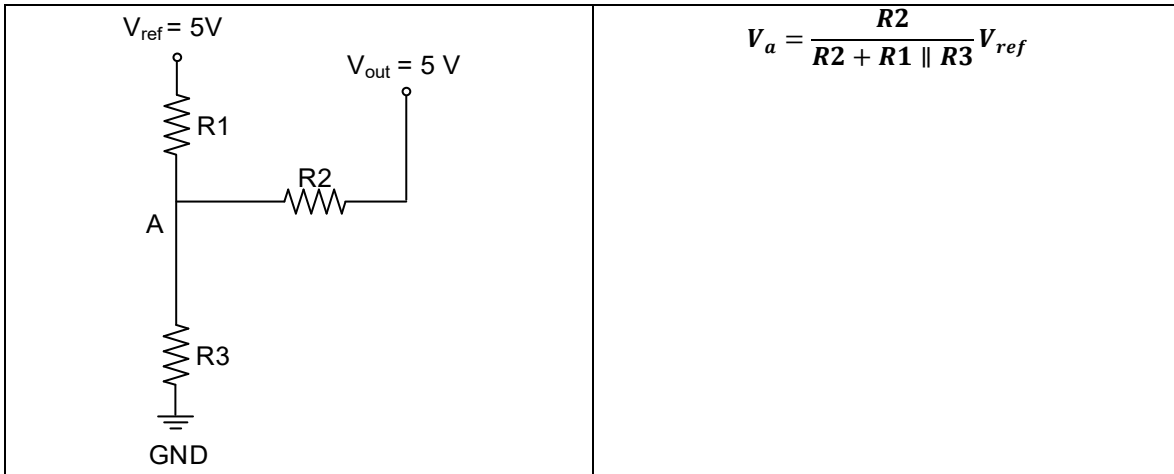
Amplificador integrador



Disparador Schmitt



	$V_a = \frac{R2 \parallel R3}{R1 + R2 \parallel R3} V_{ref}$
--	--



$$V_{disparo\ alto} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2) \parallel R_3} (+V_{ref\ max})$$

$$V_{disparo\ bajo} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{out\ max})$$

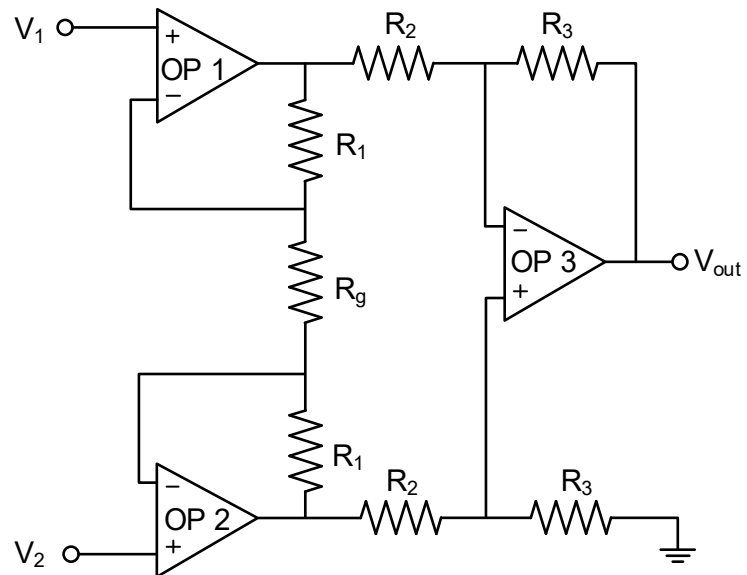
$$V_H = V_{disparo\ alto} - V_{disparo\ bajo}$$

Amplificador de instrumentación

$$I_g = (V_2 - V_1) \left(\frac{1}{R_g} \right)$$

$$V_{intermedio} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right)$$

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \frac{R_3}{R_2}$$



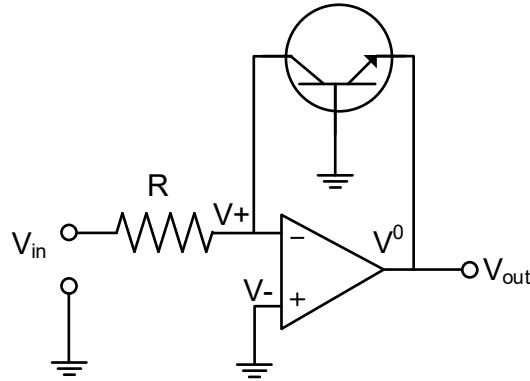
Amplificador de aislamiento

$$A_{v1} = \frac{R_{f1}}{R_{i1}} + 1$$

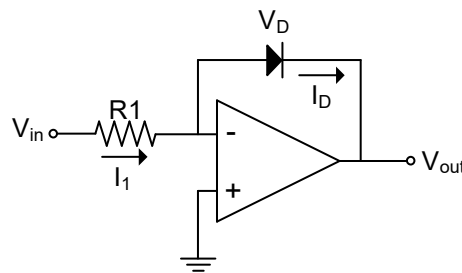
$$A_{v2} = \frac{R_{f2}}{R_{i1}} + 1$$

Amplificador logarítmico

$$V_{out} = -(0.025) \ln \left(\frac{V_{in}}{I_{EBO} R} \right)$$

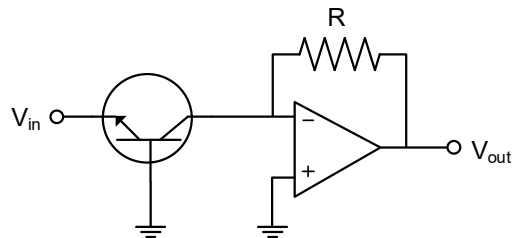


$$V_{out} = -\eta V_T \ln \left(\frac{V_{in}}{I_S R1} \right)$$

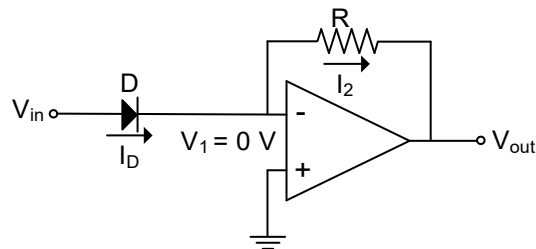


Amplificador anti logarítmico

$$V_{out} = -R I_{EBO} \ln^{-1} \left(\frac{V_{in}}{25mV} \right)$$

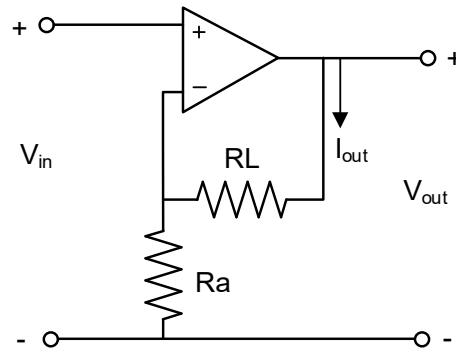


$$V_{out} = -I_S R \left(\frac{V_{in}}{e^{\eta V_T}} \right)$$



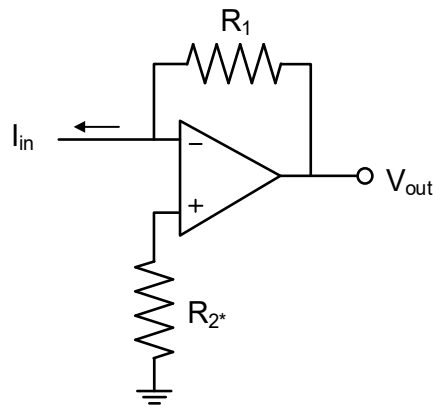
Convertidor de voltaje a corriente

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R_a}$$



Convertidor de corriente a voltaje

$$V_{out} = I_{in} R_1$$



Filtros activos

Ancho de banda de un filtro pasa bajas

$$AB = f_c$$

Ancho de banda de un filtro pasa banda

$$AB = f_{cs} - f_{ci}$$

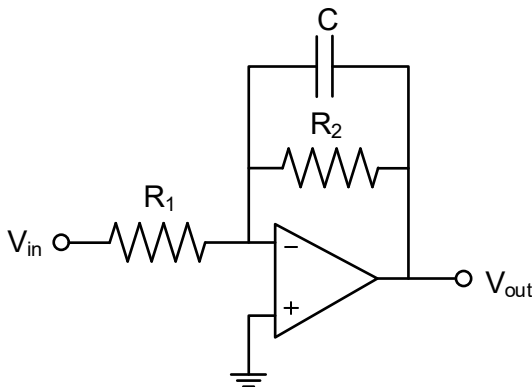
Frecuencia central de un filtro pasa banda

$$f_0 = \sqrt{f_{cs} \cdot f_{ci}}$$

Factor de calidad de un filtro pasa banda

$$Q = \frac{f_0}{AB}$$

Filtro pasa bajas de primer orden



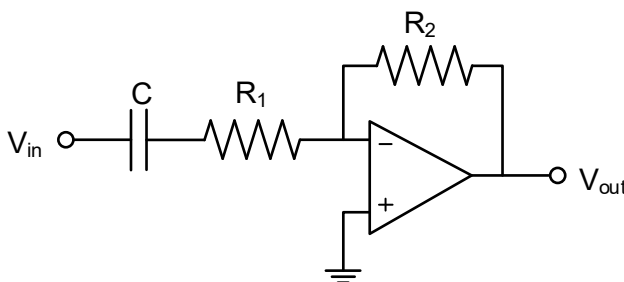
Ganancia en la región de paso

$$H_{0LP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Filtro pasa altas de primer orden



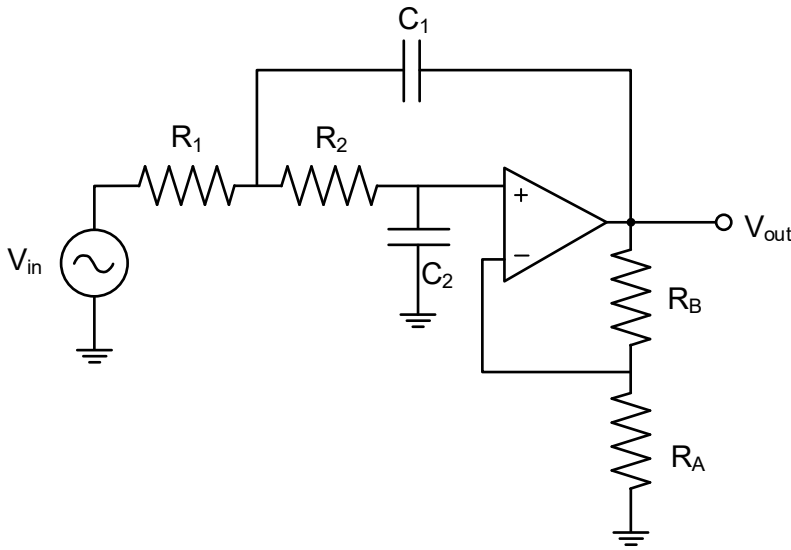
Ganancia en la región de paso

$$H_{0HP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Filtro pasa bajas Sallen&Key (KRC) de segundo orden



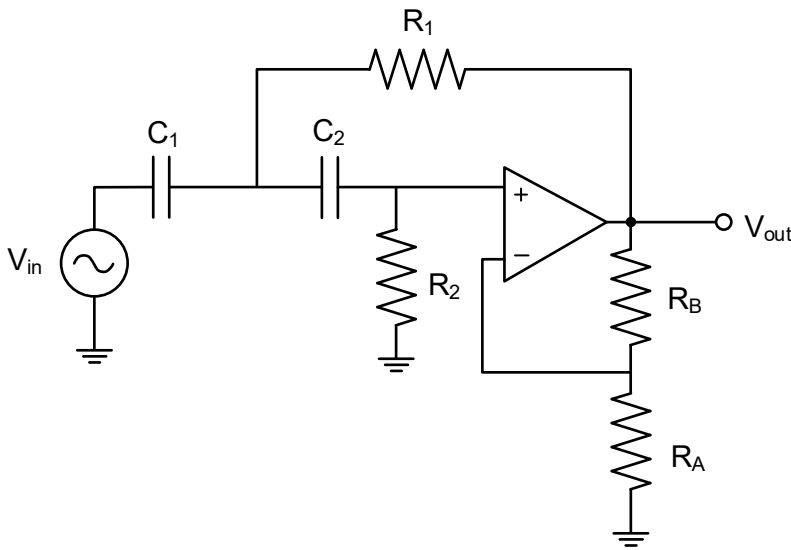
Si $R_1 = R_2 = R$ y
 $C_1 = C_2 = C$

$$H_{0LP} = K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{1}{3 - K}$$

Filtro pasa altas Sallen&Key (KRC) de segundo orden



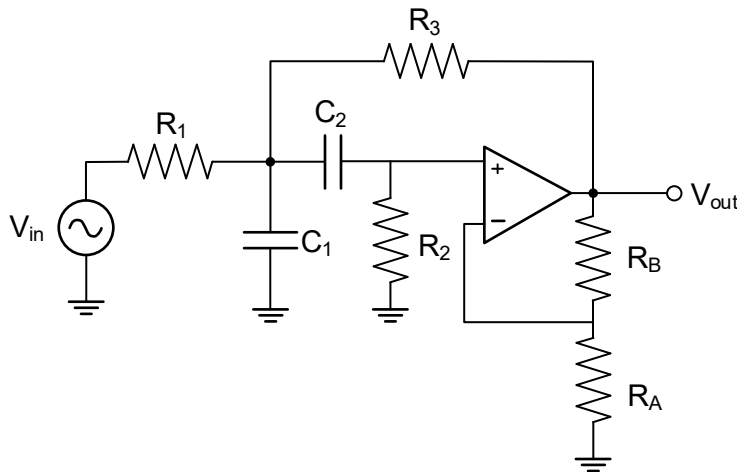
Si $R_1 = R_2 = R$ y
 $C_1 = C_2 = C$

$$H_{0HP} = K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{1}{3 - K}$$

Filtro pasa banda Sallen&Key (KRC) de segundo orden



Si $R_1 = R_2 = R_3 = R$ y
 $C_1 = C_2 = C$

$$H_{0BP} = \frac{K}{4 - K}$$

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}$$

$$Q = \frac{\sqrt{2}}{4 - K}$$

Tabla de diseño de filtros activos

Butterworth low-pass filter						
n	f ₀₁	Q ₁	f ₀₂	Q ₂	f ₀₃	Q ₃
2	1	0.707				
3	1	1.000	1			
4	1	0.541	1	1.306		
5	1	0.618	1	1.620	1	

Bessel low-pass filter						
n	f ₀₁	Q ₁	f ₀₂	Q ₂	f ₀₃	Q ₃
2	1.274	0.577				
3	1.453	0.691	1.327			
4	1.419	0.522	1.591	0.806		
5	1.561	0.564	1.760	0.917	1.507	

0.10-dB ripple Chebyshev low-pass filter						
n	f ₀₁	Q ₁	f ₀₂	Q ₂	f ₀₃	Q ₃
2	1.820	0.767				
3	1.200	1.341	0.969			
4	1.153	2.183	0.789	0.619		
5	1.093	3.282	0.797	0.915	0.539	

1.00-dB ripple Chebyshev low-pass filter						
n	f ₀₁	Q ₁	f ₀₂	Q ₂	f ₀₃	Q ₃
2	1.050	0.957				
3	0.997	2.018	0.494			
4	0.993	3.559	0.529	0.785		
5	0.994	5.556	0.655	1.399	0.289	

donde:

n = orden del filtro

$\omega_0 = 2\pi f_c f_{0n}$ para el filtro pasa bajas

$\omega_0 = 2\pi f_c / f_{0n}$ para el filtro pasa altas

Filtros Butterworth

La magnitud de la función de transferencia al cuadrado es:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}$$

La función de transferencia para un filtro Butterworth se expresa como:

$$H(s) = \frac{1}{B_n(s)}$$

Los polinomios normalizados para los filtros Butterworth son:

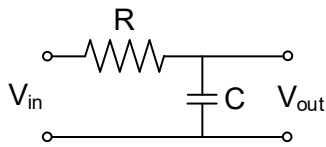
$$B_1(s) = s + 1$$

$$B_2(s) = s^2 + 1.4142s + 1$$

$$B_3(s) = s^3 + 2s^2 + s + 1$$

Filtros pasivos

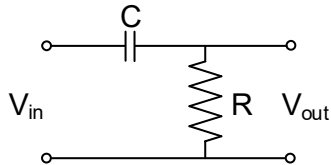
Filtro pasa bajas de primer orden



Frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

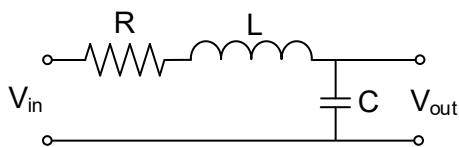
Filtro pasa altas de primer orden



Frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

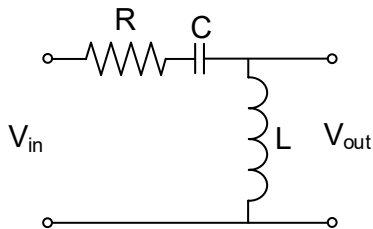
Filtro pasa bajas de segundo orden



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

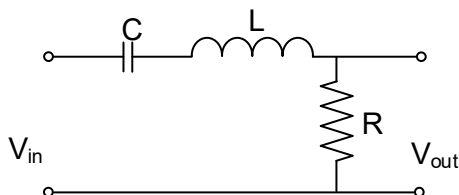
Filtro pasa altas de segundo orden



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Filtro pasa banda de segundo orden

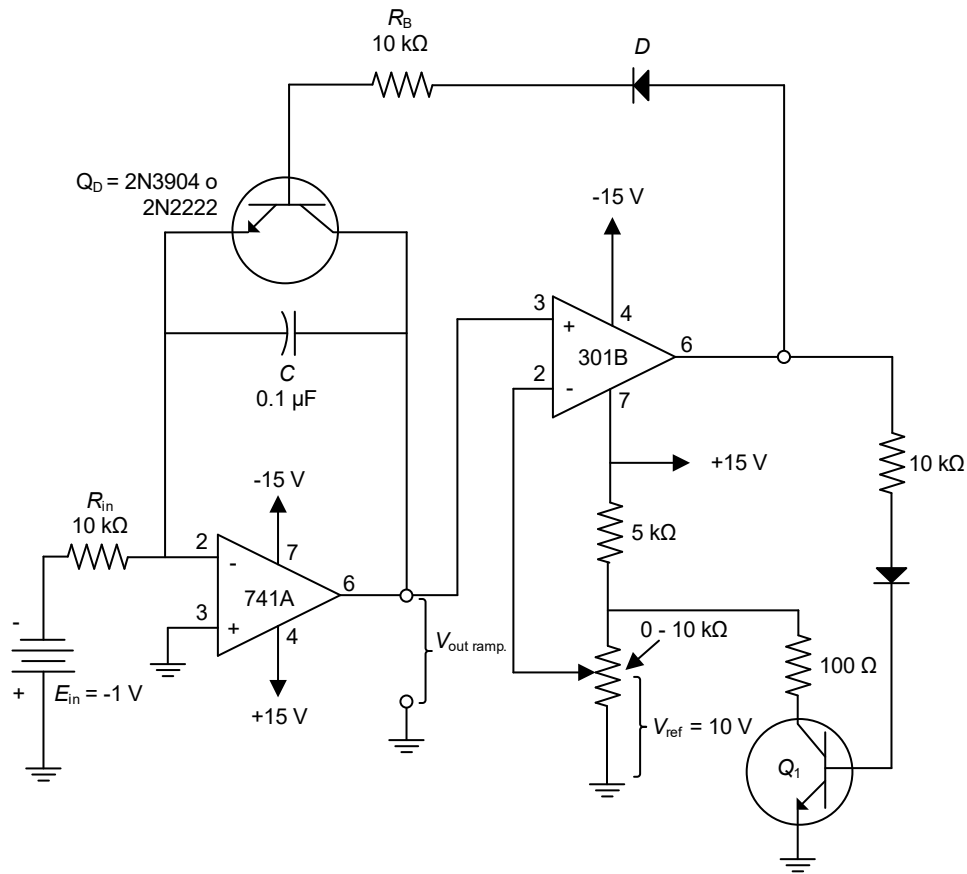


$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Convertidores

Convertidores de voltaje a frecuencia



Circuito generador de onda diente de sierra

$$f_0 = \frac{V_1}{|V_{ref}| R_{ent} C_{ref}}$$

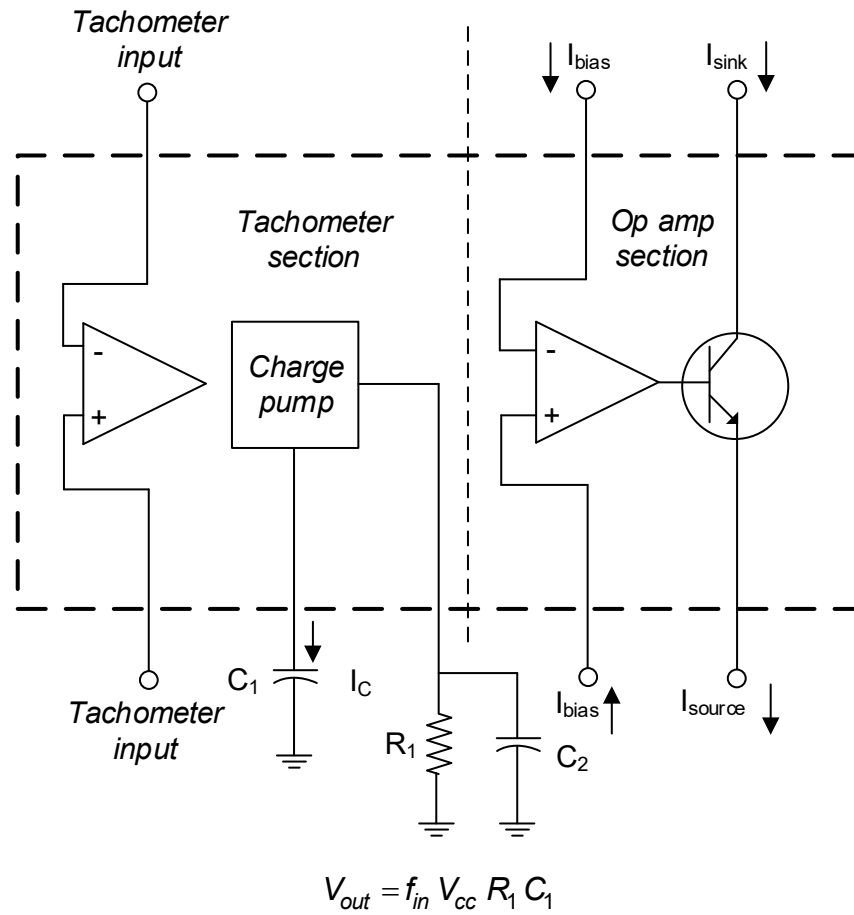
donde:

V_1 = voltaje de entrada

V_{ref} = voltaje de referencia

C_{ref} = capacitancia de referencia

Convertidores de frecuencia a voltaje

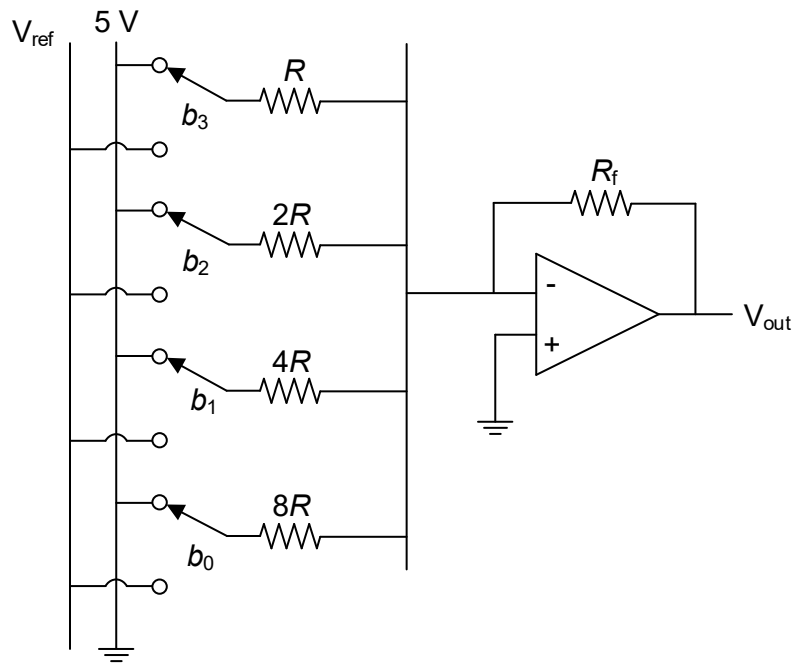


donde:

f_{in} = frecuencia de entrada en Hz

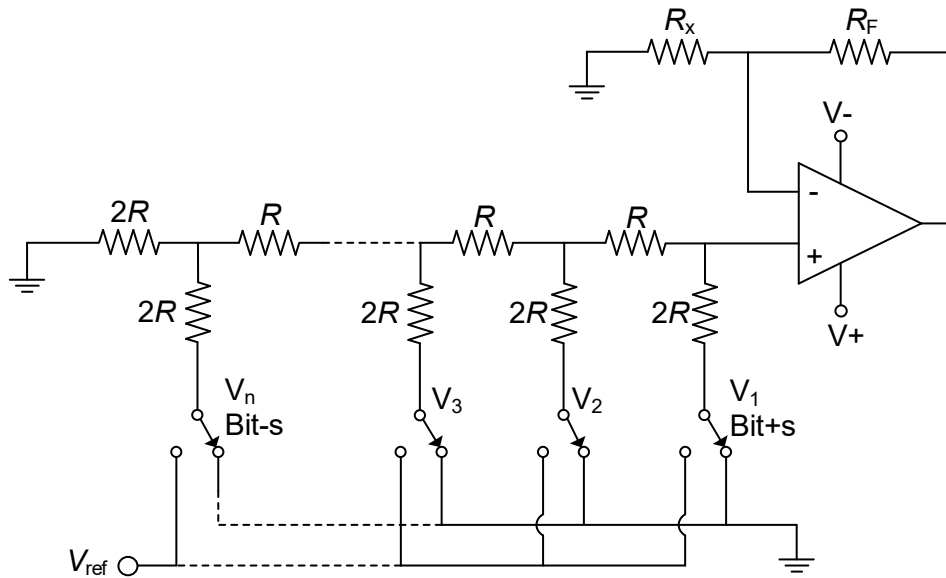
V_{cc} = voltaje de alimentación en V

Convertidores digital analógico



$$V_{out} = -R_f \left(\frac{b_3}{R} + \frac{b_2}{2R} + \frac{b_1}{4R} + \frac{b_0}{8R} \right) V_{ref}$$

Convertidor digital analógico con red de escalera R – 2R



$$V_{out} = \frac{R_F}{R} \left(\frac{V_1}{2^1} + \frac{V_2}{2^2} + \frac{V_3}{2^3} + \dots + \frac{V_n}{2^n} \right)$$

$$V_{out} = A \left(\frac{V_1}{2^1} + \frac{V_2}{2^2} + \frac{V_3}{2^3} + \dots + \frac{V_n}{2^n} \right) \left(\frac{2^n}{2^n - 1} \right)$$

$$R_F = \frac{AR}{1 - \frac{1}{2^n}}$$

Convertidor analógico digital de aproximaciones sucesivas

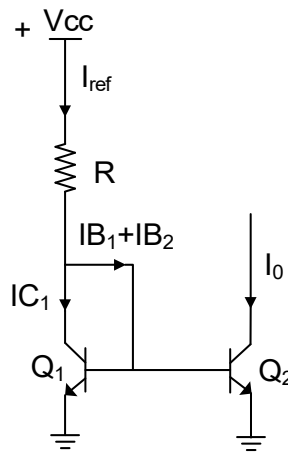
$$V_{conv} = \text{sgn}(V_a - V_b) = \begin{cases} 1 & \text{para } V_a > V_b \\ 0 & \text{para } V_a < V_b \end{cases}$$

Proceso de aproximaciones sucesivas

Paso	V _b	B ₃	B ₂	B ₁	B ₀	Comparaciones	Respuesta
1	8 V	1	0	0	0	¿Es V _a > 8 V?	Sí
2	12 V	1	1	0	0	¿Es V _a > 12 V?	No
3	10 V	1	0	1	0	¿Es V _a > 10 V?	Sí
4	11 V	1	0	1	1	¿Es V _a > 11 V?	No
	10 V	1	0	1	0	Leer salida	

Amplificadores de corriente

Fuente de corriente con BJT



$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{CE1} = 0.7 \text{ V (Si)}$$

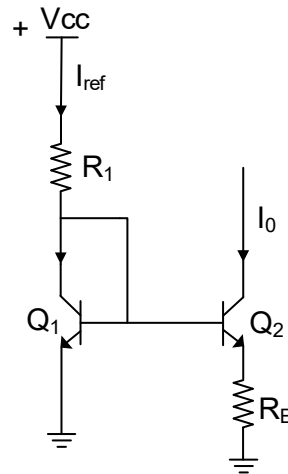
$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{CE1} = 0.3 \text{ V (Ge)}$$

La corriente en el colector

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta_F}}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{I_R}$$

Fuente de corriente Widlar



La suma de las tensiones en la base de los transistores

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{C2}R_E = 0$$

Para el análisis de esta fuente de corriente es preciso utilizar la ecuación de Ebers-Moll simplificada de un transistor en la región lineal que relaciona la IC con la tensión VBE:

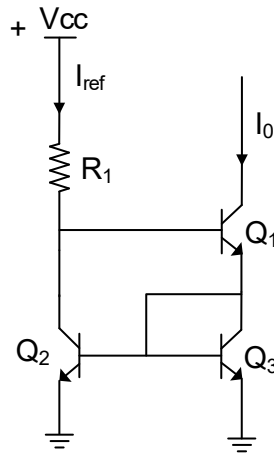
$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} = I_S R_E$$

donde: $I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}$

La resistencia de salida de esta fuente es:

$$Z_O = h_{oe2}^{-1} \left(1 + \frac{\beta_F R_E}{h_{ie2} + R_E} \right)$$

Fuente de corriente Wilson



$$I_{E2} = (1 + \beta_F) I_{B2}$$

Si los transistores son idénticos

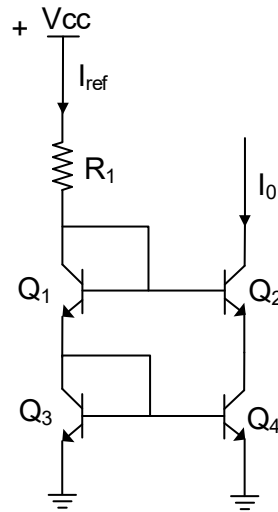
$$I_{E2} = I_{C3} + I_{B3} + I_{B1} = \left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta_F}$$

$$I_{OUT} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1}$$

Resistencia de salida

$$Z_{out} = \frac{h_{fe} h_{oe}^{-1}}{2}$$

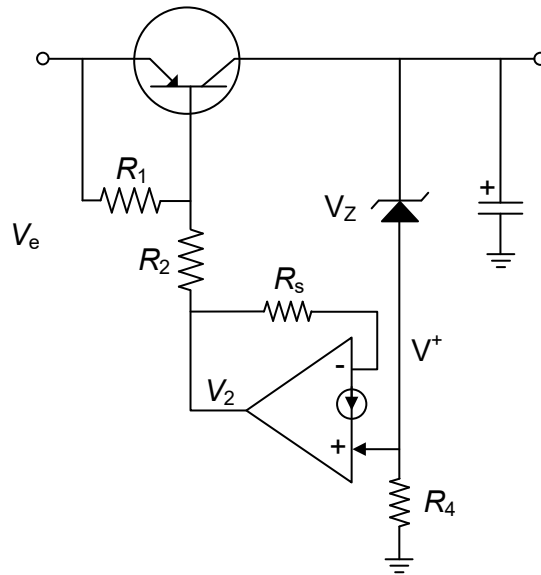
Fuente de corriente Cascode



$$I_{out} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1}$$

$$Z_{out} = h_{fe} \cdot h_{oe}^{-1}$$

Fuentes de corriente controlada con voltaje



Si $R_2 = R_4$

$$I_S = \frac{R_2 V_e}{R_S R_1}$$

Para que el operacional esté en equilibrio se debe de cumplir que:

$$\frac{V^+}{R_4} = \frac{V_e}{R_1} + \frac{V^+ - R_S I_S}{R_2}$$

Para la polarización del transistor

$$V_2 = V^+ - R_S I_S$$

Electrónica digital

Algebra de Boole

a) Propiedad conmutativa:

$$\begin{aligned} a + b + c + d &= d + c + b + a \\ a \cdot b \cdot c \cdot d &= d \cdot c \cdot b \cdot a \\ d \cdot c \cdot b \cdot a + d \cdot c \cdot a + b \cdot c &= d \cdot c \cdot a + c \cdot b + d \cdot a \cdot c \cdot b \end{aligned}$$

b) Propiedad asociativa:

$$\begin{aligned} a + b + c + d &= (a + b) + (c + d) \\ d \cdot c \cdot b \cdot a &= (d \cdot c) \cdot (b \cdot a) \end{aligned}$$

c) Propiedad distributiva:

$$\begin{aligned} a \cdot (b + c) &= a \cdot b + a \cdot c \\ a + (b \cdot c) &= (a + b) \cdot (a + c) \end{aligned}$$

d) Propiedad de identidad de elementos neutros 0 y 1:

$$\begin{aligned} 0 + a &= a \\ 1 \cdot a &= a \end{aligned}$$

e) Leyes del algebra de Boole:

$$\begin{array}{lll} a + 0 = a & a \cdot 0 = 0 & \bar{\bar{a}} = a \\ a + 1 = 1 & a \cdot 1 = a & a + ab = a \\ a + a = a & a \cdot a = a & a + \bar{a}b = a + b \\ a + \bar{a} = 1 & a \cdot \bar{a} = 0 & (a+b)(a+c) = a + bc \end{array}$$

f) Suma y resta binaria:

$$\begin{array}{ll} 0 + 0 = 0 & 0 - 0 = 0 \\ 0 + 1 = 1 & 0 - 1 = 1 \\ 1 + 0 = 1 & 1 - 0 = 1 \\ 1 + 1 = 10 & 1 - 1 = 0 \end{array}$$

g) Teorema de Shanon: Cualquier expresión booleana negada es equivalente a la misma expresión en la que todas las variables son negadas y se sustituyen las operaciones (+) por (·) y viceversa:

$$((a + b) \cdot c)' = (a \cdot b)' + c'$$

- h) Primer teorema de De Morgan: El complemento de un producto de variables es igual a la suma de los complementos de las variables:

$$(a \cdot b)' = a' + b'$$

- i) Segundo teorema de De Morgan: El complemento de una suma de variables es igual al producto de los complementos de las variables:

$$(a + b)' = a' \cdot b'$$

Mapa de Karnaugh

Reglas para simplificar una función mediante mapas de Karnaugh

- Determinar el número de variables involucradas
Ejemplo: A y B
- Realizar un mapa que cumpla con la relación 2^N . Donde N representa el número de variables y 2^N el número de combinaciones posibles

Ejemplo: Si N es igual a 2 entonces $2^2 = 4$ combinaciones posibles

A	B	Salida
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

- Debe de existir un cuadro para cada combinación de entrada.

		B	
		0	1
A	0		
	1		

- Introducir el valor lógico de cada minitérmino en su cuadro correspondiente.

Ejemplo: $F(A,B) = \sum m(0,1)$.

		B	
		0	1
A	0	1	1
	1		

- Buscar encerrar 2^N cuadros adyacentes. Hacer encierros de 1,2,4,8, etc.

		B	
		0	1
A	0	1	1
	1		

Determinar la función de salida correspondiente:

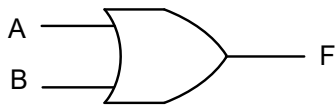
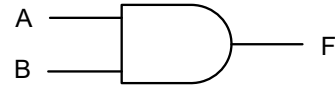
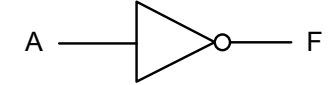
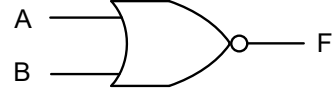
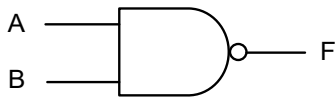
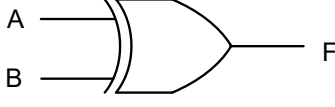
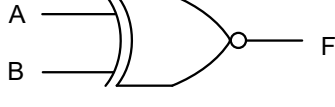
Ejemplo: Salida = /B

- Aspectos a considerar
 - a) Tratar de hacer el máximo encierro posible
 - b) Buscar que no exista redundancia en los encierros seleccionados

Conversión de decimal a BCD natural, BCD Aiken y BCD exceso 3

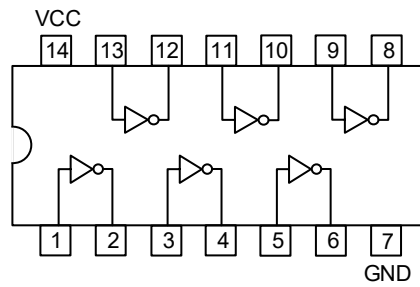
Decimal	BCD natural	BCD Aiken	BCD exceso 3
	8 4 2 1	2 4 2 1	
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 1 1
1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 1 0 0
2	0 0 1 0	0 0 1 0	0 1 0 1
3	0 0 1 1	0 0 1 1	0 1 1 0
4	0 1 0 0	0 1 0 0	0 1 1 1
5	0 1 0 1	1 0 1 1	1 0 0 0
6	0 1 1 0	1 1 0 0	1 0 0 1
7	0 1 1 1	1 1 0 1	1 0 1 0
8	1 0 0 0	1 1 1 0	1 0 1 1
9	1 0 0 1	1 1 1 1	1 1 0 0

Circuitos digitales básicos

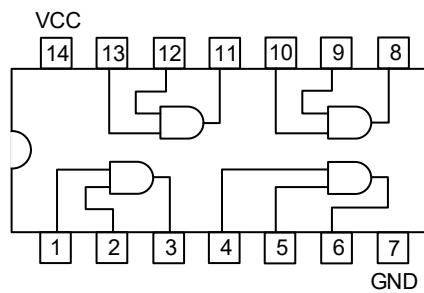
Compuerta	Función	Tabla de verdad	Símbolo															
OR	$F = A + B$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	F	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	
A	B	F																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	1																
AND	$F = A \cdot B$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	F	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	
A	B	F																
0	0	0																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																
NOT	$F = \bar{A}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	F	0	1	1	0										
A	F																	
0	1																	
1	0																	
NOR	$F = \overline{A + B}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	F	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	
A	B	F																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	0																
NAND	$F = \overline{A \cdot B}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	F	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	
A	B	F																
0	0	1																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
XOR	$F = A \oplus B$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	F	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	
A	B	F																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
XNOR	$F = \overline{A \oplus B}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	F	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1	
A	B	F																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																

Circuitos integrados

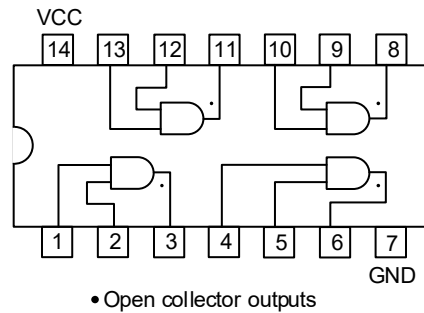
SN54/74LS04



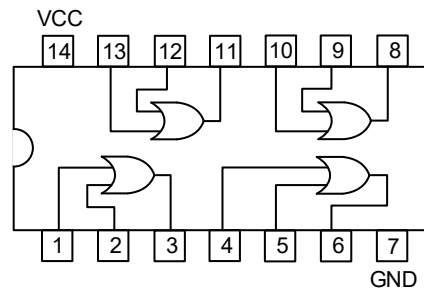
SN54/74LS08



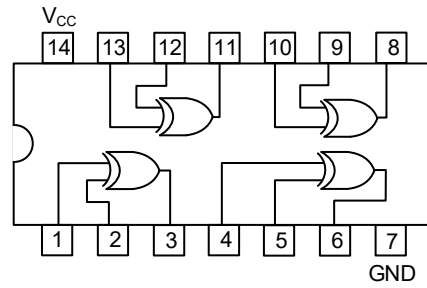
SN54/74LS09



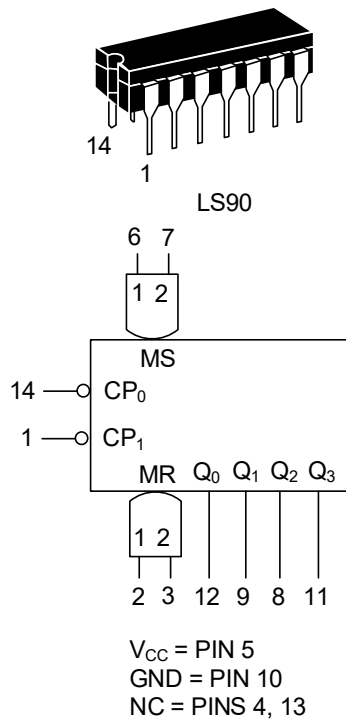
SN54/74LS32



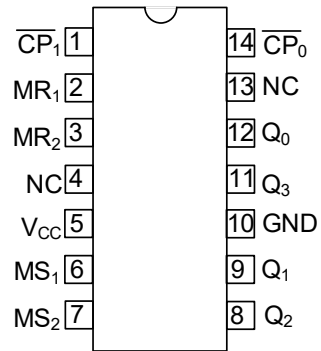
SN54/74LS86



SN54/74LS90



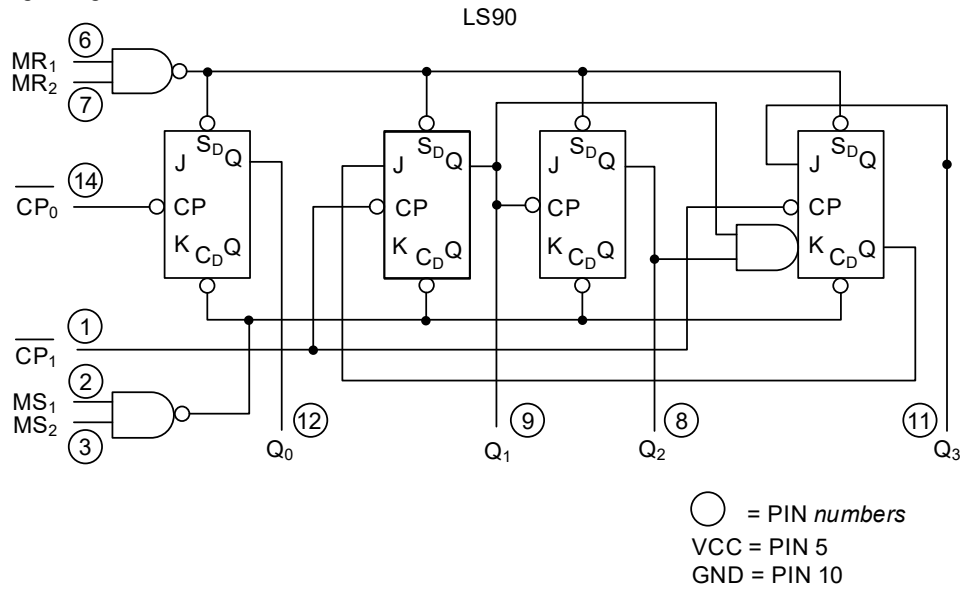
Connection diagram DIP
(Top View)



NC = No internal connection

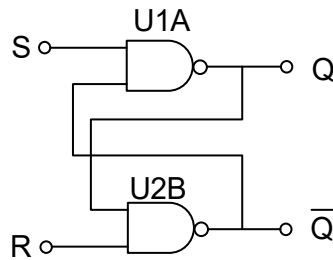
Note:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual in-Line Package

Logic diagram



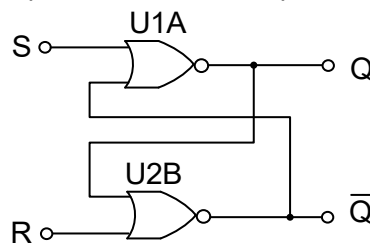
Flip-flops

Flip-flop SR básico con compuerta NAND



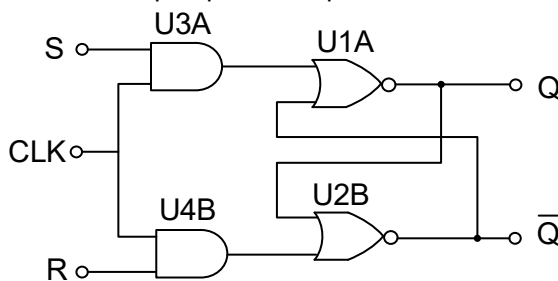
S	R	Q(t+1)	$\bar{Q}(t+1)$
0	0	inválido	inválido
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	Q(t)	$\bar{Q}(t)$

Flip-flop SR básico con compuerta NOR

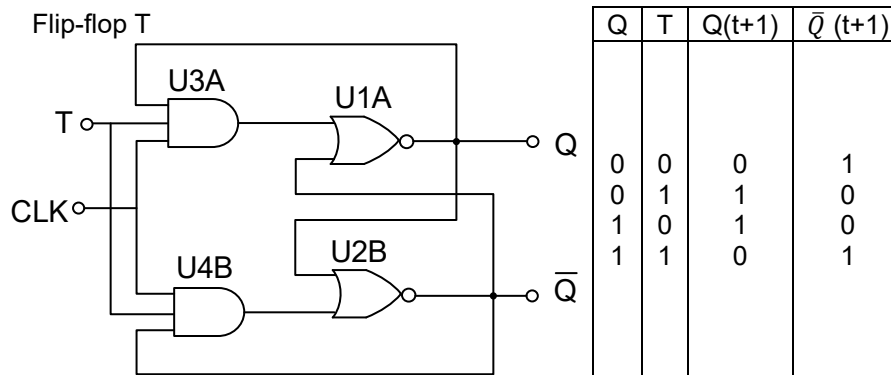
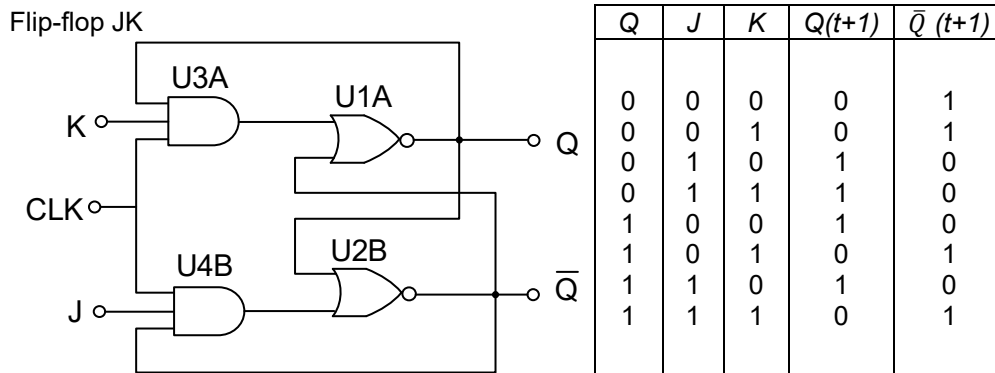
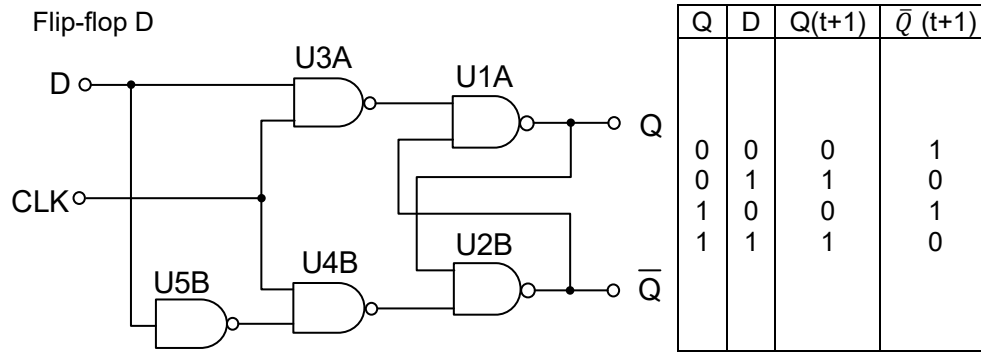


S	R	Q(t+1)	$\bar{Q}(t+1)$
0	0	Q(t)	$\bar{Q}(t)$
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	inválido	inválido

Flip-flop SR Temporizado



Q	S	R	Q(t+1)	$\bar{Q}(t+1)$
0	0	0	0	1
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	indeterminado	indeterminado
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	indeterminado	indeterminado



Electrónica de potencia

Fórmulas básicas

Eficiencia

$$\eta = \frac{P_{CD}}{P_{CA}}$$

Valor efectivo CA

$$V_{CA} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{CD}^2}$$

El factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{P_{CD}}{V_s I_s}$$

donde:

V_s = Voltaje rms en el secundario del transformador [V]

I_s = Corriente rms en el secundario del transformador [A]

Distorsión armónica total THD

$$THD = \left(\frac{I_s^2 - I_{S1}^2}{I_{S1}^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Rectificador monofásico de onda completa

$$V_{CD} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \text{sen} \omega t dt = \frac{2V_m}{\pi}$$

donde:

V_m = Voltaje máximo inverso [V]

Corriente promedio de carga es

$$I_{CD} = \frac{V_{CD}}{R}$$

Corriente rms de salida

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R}$$

Voltaje rms salida

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{T} \int_0^T V_m^2 \text{sen}^2 \omega t dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

Rectificador trifásico en puente

$$V_{CD} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos \omega t dt = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

donde:

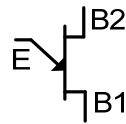
V_m = Voltaje máximo [V]

El voltaje rms de salida es:

$$V_{cd} = \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m^2 \cos^2 \omega t dt \right]^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{\frac{1}{2}} V_m$$

Dispositivos

UJT



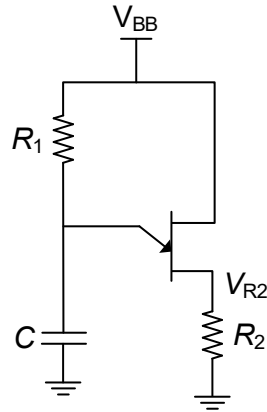
El disparo ocurre entre el emisor y la base1 y el voltaje al que ocurre este disparo está dado por la fórmula:

$$V_p = 0.7 + nV_{B_2B_1}$$

donde:

n = *intrinsic standoff ratio* (dato del fabricante)

$V_{B_2B_1}$ = Voltaje entre las dos bases

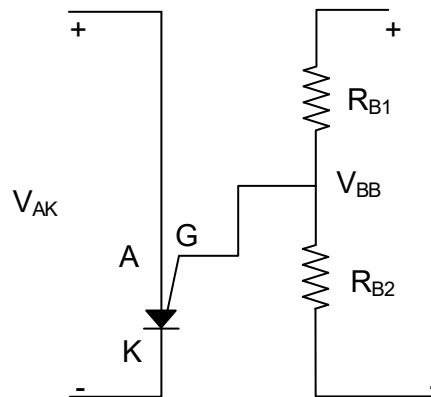


Condición para encendido y apagado

$$\frac{V_{BB} - V_P}{I_P} > R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

PUT

Este transistor se polariza de la siguiente manera:



Cuando $I_G = 0$

$$V_G = V_{BB} \left[\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right]$$

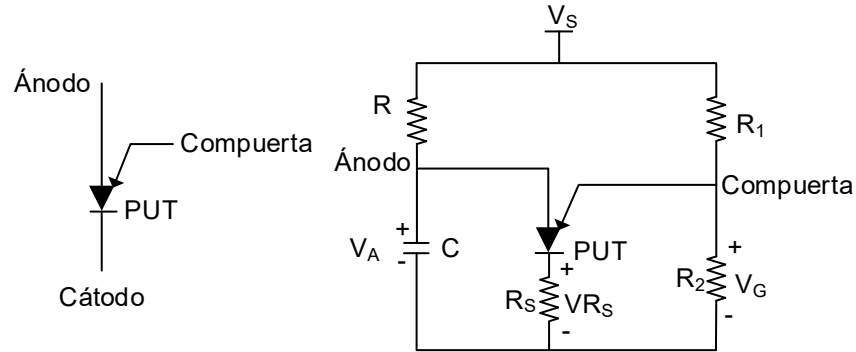
$$V_G = n V_{BB}$$

donde:

$$n = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

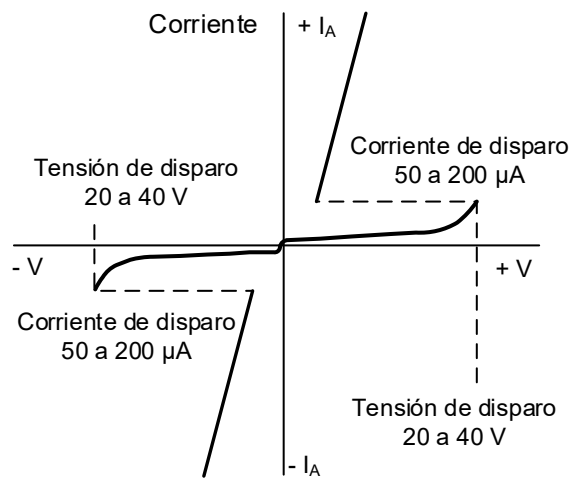
El periodo de oscilación T está dado en forma aproximada por:

$$T = \frac{1}{f} = RC \ln \left(\frac{V_s}{V_s - V_p} \right) = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$



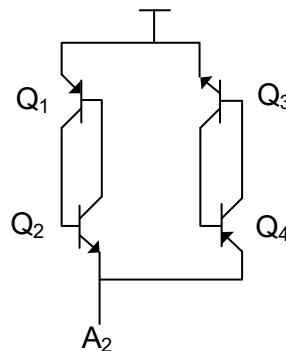
Circuito de disparo para un PUT

DIAC



Si (+V) o (-V) es menor que la tensión de disparo, el DIAC se comporta como un circuito abierto.

Si (+V) o (-V) es mayor que la tensión de disparo, el DIAC se comporta como un cortocircuito.



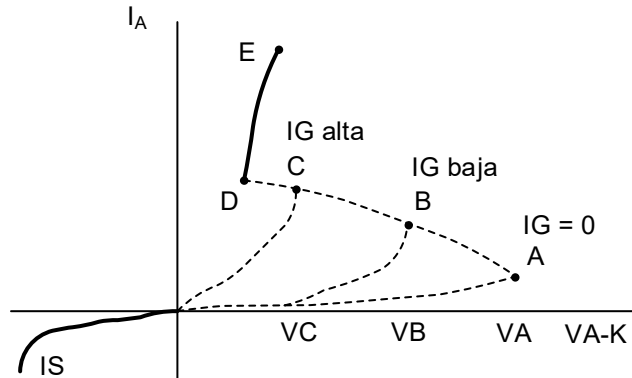
Circuito equivalente del DIAC

SCR

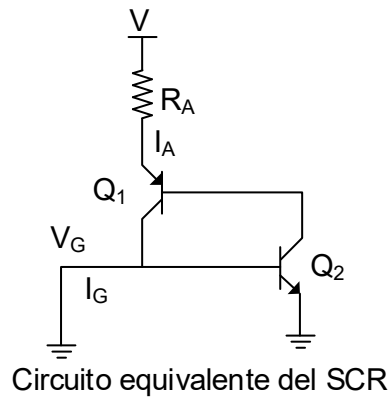
Cuando el SCR está polarizado en inversa se comporta como un diodo común (ver la corriente de fuga I_s).

En la región de polarización en directo el SCR se comporta también como un diodo común, siempre que el SCR ya haya sido activado (On). Ver los puntos D y E.

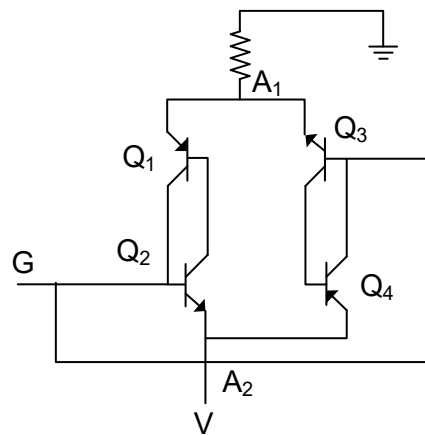
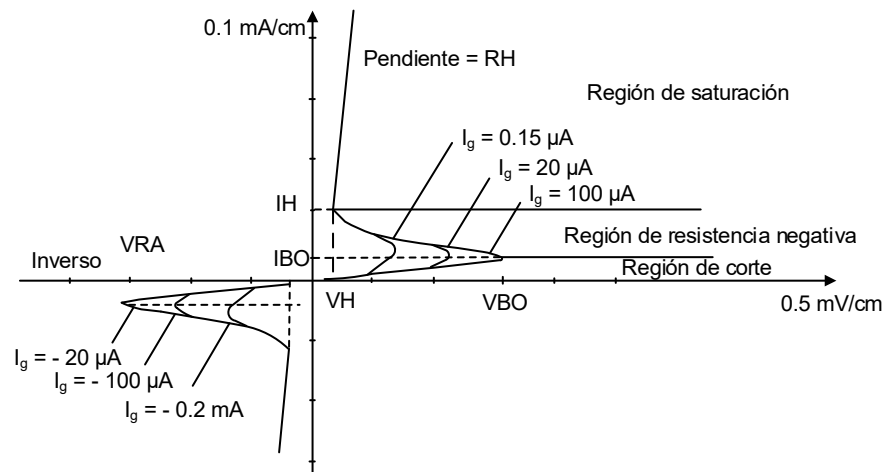
Para valores altos de corriente de compuerta (I_G) (ver punto C), el voltaje de ánodo a cátodo es menor (VC).



Si la I_G disminuye, el voltaje ánodo-cátodo aumenta. (ver el punto B y A, y el voltaje ánodo-cátodo V_B y V_A).

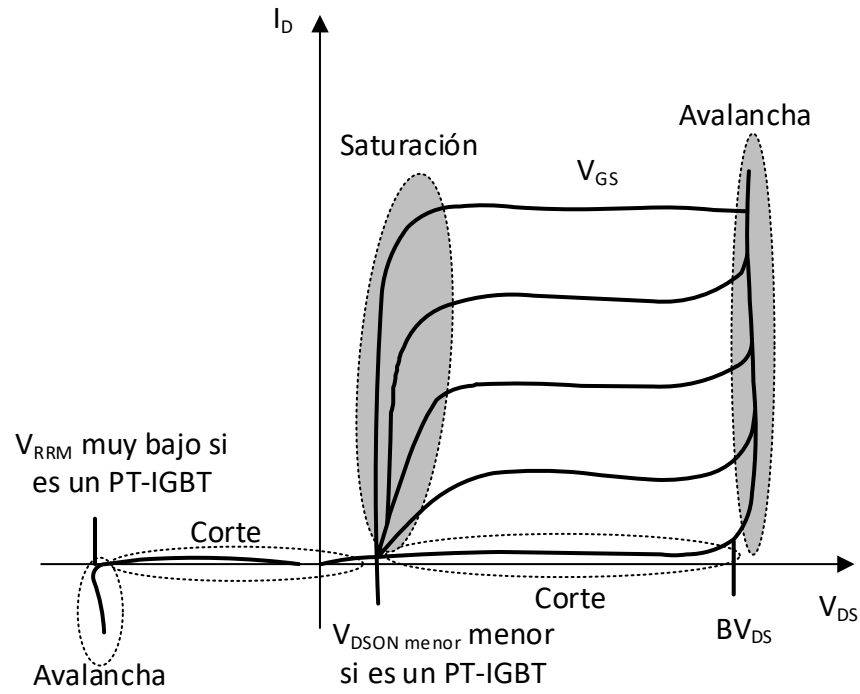


TRIAC



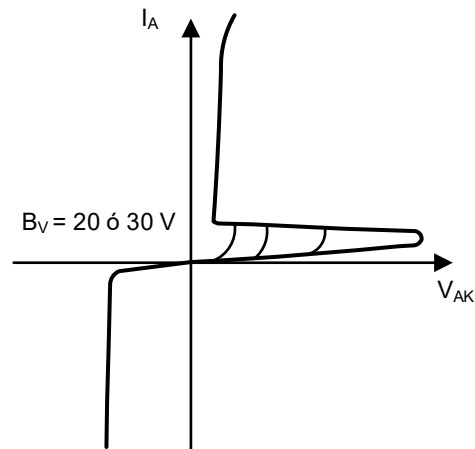
Circuito equivalente del TRIAC

IGBT



GTO

Característica estática



Al cebarlo por corriente entrante de puerta, tenemos exactamente el mismo proceso que en el SCR normal.

Para bloquearlo, será necesario sacar los transistores de saturación aplicando una corriente de puerta negativa:

$$\text{luego } I_G^- > \frac{I_A}{\beta_{off}}$$

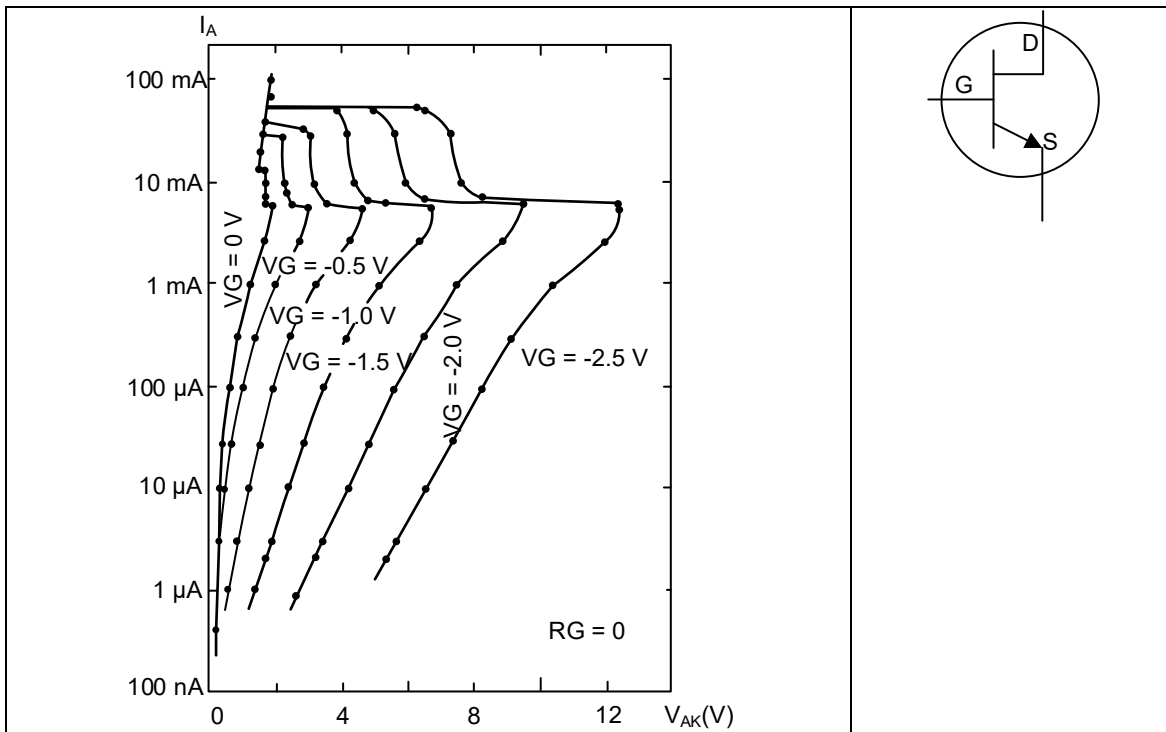
donde β_{off} es la ganancia de corriente en el momento del corte y vendrá expresada por:

$$\beta_{off} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}$$

Para conseguir cortar el GTO, con una corriente soportable por la puerta, debe ser β_{off} mayor posible, para ello debe ser: $\alpha_2 \approx 1$ (lo mayor posible) y $\alpha_1 \approx 0$ (lo menor posible).

SIT

Curva característica



Nota: A = D y K = S

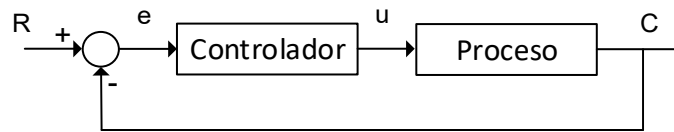
$$-I_G = \frac{\beta}{1 + \beta} I_A + I_{CBO}$$

$$-I_G = \frac{I_A}{1 + gmR_G}$$

$$I_A = \frac{I_{CBO}(1 + gmR_G)}{1 + \frac{\beta}{1 + \beta}(1 + gmR_G)}$$

Teoría de control

Terminología de la ingeniería de control



donde:

R = señal de referencia o set point
e = señal de error ($e = R - C$)
u = acción de control (variable manipulada)
C = señal de salida (variable controlada)

Modelos de control

Los modelos clásicos de control clásico comprenden ecuaciones diferenciales de orden n.

$$a_0 \frac{d^n c(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} c(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-2} \frac{dc(t)}{dt} + a_{n-1} c(t) + a_n = k u(t)$$

Modelo diferencial de primer orden

$$\dot{C} + \frac{1}{\tau} c = \frac{k}{\tau} R$$

donde:

τ = Constante de tiempo
k = ganancia del sistema

Modelo diferencial de segundo orden

$$\ddot{C} + 2\zeta\omega_n \dot{C} + \omega_n^2 C = \omega_n^2 R$$

Atenuación: $\sigma = \zeta\omega_n$

Frecuencia natural amortiguada

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

donde:

ζ : coeficiente de amortiguamiento
 ω_n : Frecuencia natural no amortiguada

Porcentaje de sobrepaso:

$$\%S = e^{-\left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\pi} \times 100$$

Tiempo pico: $t_p = \frac{\pi}{\omega_d}$

Tiempo de asentamiento:

$$t_s = \frac{4}{\sigma} = \frac{4}{\zeta\omega_n}$$

Tiempo de pico máximo:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$$

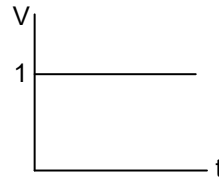
Tiempo de subida:

$$t_r = \frac{\pi - \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$$

Tipos de respuesta

Respuesta escalón

La respuesta escalón es la variación, respecto al tiempo, de la variable de salida de un elemento de transferencia, cuando la variable de entrada es una función escalón $r(t) = c$, $c = cte$.



Respuesta al escalón de sistemas de primer orden

Forma estándar del sistema de primer orden:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{\tau_c s + 1}$$

La respuesta es:

$$c(t) = 1 - e^{-t/\tau_c}$$

Respuesta al escalón de sistemas de segundo orden

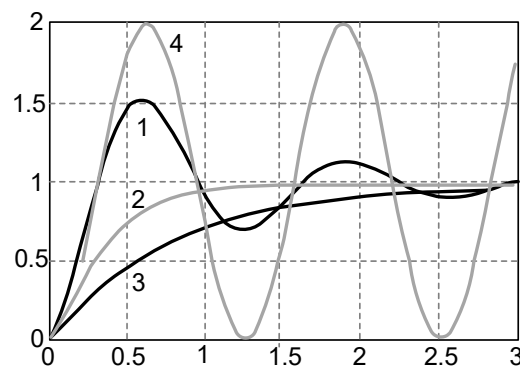
Forma estándar del sistema de segundo orden:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

donde:

ζ : factor de amortiguamiento relativo del sistema

ω_n : frecuencia angular natural no amortiguada



1. Subamortiguado $0 < \zeta < 1$, raíces complejas conjugadas.

$$c(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right)$$

$$c(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \operatorname{sen} \left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)$$

2. Críticamente amortiguado $\zeta = 1$, raíces reales e iguales.

$$c(t) = 1 - e^{-\omega_n t} - \omega_n t e^{-\omega_n t}$$

3. Sobreamortiguado $\zeta > 1$, raíces reales y diferentes.

$$c(t) = 1 + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left(\frac{e^{-s_1 t}}{s_1} - \frac{e^{-s_2 t}}{s_2} \right)$$

donde:

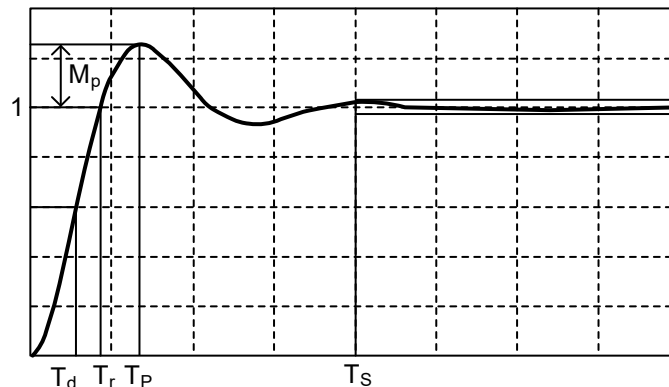
$$s_1 = \left(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \omega_n$$

$$s_2 = \left(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \omega_n$$

4. No amortiguado $\zeta = 0$, raíces imaginarias puras.

$$c(t) = 1 - \cos\omega_n t$$

Parámetros de la respuesta transitoria



Tiempo de retardo (T_d)

Es el tiempo que tarda la respuesta del sistema en alcanzar por primera vez la mitad del valor final.

Tiempo de crecimiento (Tr)

Es el tiempo requerido para que la respuesta crezca del 0 al 100% de su valor final o del 10 al 90%.

$$Tr = \frac{\pi - \beta}{\omega_d}$$

$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_d}{\zeta \omega_n} \right)$$

Tiempo pico (Tp)

Es el tiempo en el cual la respuesta del sistema alcanza el primer pico del sobreimpulso.

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_d}$$

Máximo sobreimpulso (Mp)

Es el valor pico máximo de la respuesta medido desde la unidad.

$$M_p = e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \pi}$$

Tiempo de establecimiento (Ts)

Es el tiempo requerido por la curva de respuesta para alcanzar y mantenerse dentro de determinado rango alrededor del valor final especificado en porcentaje absoluto del valor final. Se usa generalmente el 5 % o 2 %

Para un criterio de 2 %, $T_s = \frac{4}{\zeta \omega_n}$

Para un criterio de 5 %, $T_s = \frac{3}{\zeta \omega_n}$

Tiempo de autonomía de una máquina

$$t = \frac{H}{\left(\frac{I H}{C} \right)^k}$$

donde:

t = Tiempo de autonomía de una máquina [h]

C = Tiempo de carga del fabricante [Ampere h]

H = Tiempo indicado por el fabricante [h]

I = Corriente total que demanda el sistema [A]

k = Coeficiente de Peukert (1.1 para baterías de gel y 1.3 para baterías de plomo-ácido)

Temperatura

$$Temp = kA \left(1 - e^{-t/\tau} \right)$$

donde:

Temp = Temperatura [°C]

t = tiempo [s]

τ = Constante de tiempo [s]

Regla de Mason

La función de transferencia entre una entrada U(s) y una salida Y(s) está dada por:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{\Delta} \sum G_i \Delta_i$$

donde:

G_i = ganancia de la trayectoria directa i-ésima entre $Y_{entrada}$ y Y_{salida}

Δ = determinante del sistema = $1 - \sum$ (ganancia de todos los lazos individuales) + \sum (productos de las ganancias de todas las combinaciones posibles de dos lazos que no se tocan) - \sum (productos de las ganancias de todas las combinaciones posibles de tres lazos que no se tocan) +...

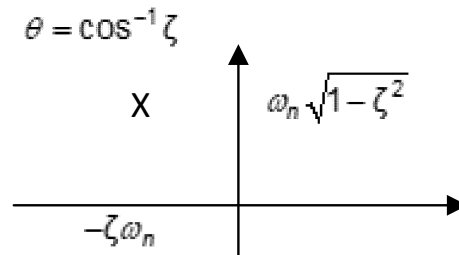
Δ_i = el valor de Δ para aquella parte del diagrama de bloques que no toca la k-ésima trayectoria directa

Tabla 1. Fórmulas para sintonización por el método de ganancia última

Tipo de controlador	Ganancia proporcional	Tiempo integral	Tiempo derivativo
Proporcional P	$K_u/2.0$	--	--
Proporcional-Integral PI	$K_u/2.2$	$T_u/1.2$	--
Proporcional-Integral-Derivativo PID	$K_u/1.7$	$T_u/2.0$	$T_u/8.0$

Controladores

Raíces en el plano complejo



Controlador	Ganancia
P	$G_c(s) = Kc$
PI	$G_c(s) = Kc \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right)$
PD	$G_c(s) = Kc (1 + \tau_d s)$
PID	$G_c(s) = Kc \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right)$

Controladores PID

Estructura ideal

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = Kc \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right)$$

donde:

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$

R(s) es la transformada de Laplace de la referencia

Y(s) es la transformada de Laplace de la variable de proceso controlada

U(s) es la transformada de Laplace de la variable de manipulación

Sintonización por criterios integrales para cambios en perturbación para un PID ideal

Proporcional-Integral

ISE
 IAE
 ITAE

$$K_c = \frac{1.305}{K} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{-0.959}$$

$$K_c = \frac{0.984}{K} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{-0.986}$$

$$K_c = \frac{0.859}{K} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{-0.977}$$

$$\tau_i = \frac{\tau}{0.492} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.739}$$

$$\tau_i = \frac{\tau}{0.608} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.707}$$

$$\tau_i = \frac{\tau}{0.674} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.680}$$

Proporcional-Integral-Derivativo

ISE
IAE
ITAE

$$K_c = \frac{1.495}{K} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{-0.945}$$

$$K_c = \frac{1.435}{K} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{-0.921}$$

$$K_c = \frac{1.357}{K} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{-0.947}$$

$$\tau_i = \frac{\tau}{01.101} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.771}$$

$$\tau_i = \frac{\tau}{0.878} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.749}$$

$$\tau_i = \frac{\tau}{0.842} \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.738}$$

$$\tau_d = 0.560\tau \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{1.006}$$

$$\tau_d = 0.482\tau \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{1.137}$$

$$\tau_d = 0.381\tau \left(\frac{t_o}{\tau} \right)^{0.995}$$

donde:

K = la ganancia del proceso de primer orden

τ = constante de tiempo

t_o = tiempo muerto

Sintonización por criterios integrales para cambios en referencia para un PID ideal

Proporcional-Integral

IAE

ITAE

Proporcional-Integral-Derivativo

IAE

ITAE

Comunicaciones

Velocidades de transmisión de tecnología inalámbrica

Especificaciones y características (velocidades máximas) de las diferentes versiones de IEEE 802.11, Bluetooth y ZigBee

802.11b	802.11g	Bluetooth 2.4 GHz	ZigBee
2.4 GHz Band, hasta 11 Mbps	2.4 GHz Band, hasta 54 Mbps	Bluetooth 1.1 732.2 kb/s	2.4 GHz, 868 MHz (Europa) y 915 MHz (EEUU) 20 kB/s y 250 kB/s a) 40 kbs en 915 MHz b) 20 kbs en la de 868 MHz
		Bluetooth 2.1 más de 2 Mb/s	

Table I
 Comparison of the Bluetooth, UWB, ZigBe, and Wi-Fi protocols

Standard	Bluetooth	UWB	ZigBee	Wi-Fi
IEEE spec.	802.15.1	802.15.3a *	802.15.4	802.11a/b/g
Frequency band	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	868/915 MHz; 2.4 GHz	2.4 GHz; 5 GHz
Max signal rate	1 Mb/s	110 Mb/s	250 Kb/s	54 Mb/s
Nominal range	10 m	10 m	10 - 100 m	100 m
Nominal TX power	0 - 10 dBm	-41.3 dBm/MHz	(-25) - 0 dBm	15 - 20 dBm
Number of RF channels	79	(1-15)	1/10; 16	14 (2.4 GHz)
Channel bandwidth	1 MHz	500 MHz - 7.5 GHz	0.3/0.6 MHz; 2 MHz	22 MHz
Modulation type	GFSK	BPSK, QPSK	BPSK (+ ASK), O-QPSK	BPSK, QPSK COFDM, CCK, M-QAM
Spreading	FHSS	DS-UWB, MB-OFDM	DSSS	DSSS, CCK, OFDM
Coexistence mechanism	Adaptive freq. hopping	Adaptive freq. hopping	Dynamic freq. selection	Dynamic freq. selection, transmit power control (802.11h)
Basic cell	Piconet	Piconet	Star	BSS
Extension of the basic cell	Scatternet	Peer-to-peer	Cluster tree, Mesh	ESS
Max number of cell nodes	8	8	> 65000	2007
Encryption	E0 stream cipher	AES block cipher (CTR, counter mode)	AES block cipher (CTR, counter mode)	RC4 stream cipher (WEP), AES block cipher
Authentication	Shared secret	CBC-MAC (CCM)	CBC-MAC (ext. of CCM)	WPA2 (802.11i)
Data protection	16-bit CRC	32-bit CRC	16-bit CRC	32-bit CRC

* Unapproved draft.

• Acronyms: ASK (amplitude shift keying), GFSK (Gaussian frequency SK), BPSK/QPSK (binary/quadrature phase SK), O-QPSK (offset-QPSK), OFDM (orthogonal frequency division multiplexing), COFDM (coded OFDM), MB-OFDM (multiband OFDM), M-QAM (M-ary quadrature amplitude modulation), CCK (complementary code keying), FHSS/DSSS (frequency hopping/direct sequence spread spectrum), BSS/ESS (basic/extended service set), AES (advanced encryption standard), WEP (wired equivalent privacy), WPA (Wi-Fi protected access), CBC-MAC (cipher block chaining message authentication code), CCM (CTR with CBC-MAC), CRC (cyclic redundancy check).

Table II
 Typical system parameters of the wireless protocols

Standard	Bluetooth	UWB	ZigBee	Wi-Fi
IEEE Spec.	802.15.1	802.15.3	802.15.4	802.11a/b/g
Max data rate (Mbit/s)	0.72	110*	0.25	54
Bit time (μs)	1.39	0.009	4	0.0185
Max data payload (bytes)	339 (DH5)	2044	102	2312
Max overhead (bytes)	158/8	42	31	58
Coding efficiency ⁺ (%)	94.41	97.94	76.52	97.18
* Unapproved 802.15.3a.	+ Where the data is 10 kbytes.			

The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON) (2007) *A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi*, IEEE

Radiofrecuencia

Criterio de estabilidad de Linville

$$C = \frac{|Y_r Y_t|}{2g_1 g_0 - \text{Re}(Y_r Y_t)}$$

Si $C < 1$ el transistor es incondicionalmente estable

Si $C > 1$ el transistor es potencialmente inestable

Factor de estabilidad de Stern

$$K = \frac{2(g_1 + G_s)(g_0 + G_L)}{|Y_r Y_t| + \text{Re}(Y_r Y_t)}$$

Ganancia máxima disponible en el transistor (MAG)

$$MAG = \frac{|Y_r|^2}{4g_1 g_0}$$

donde:

Y_r = La admitancia de transferencia inversa

Y_t = La admitancia de transferencia directa

g_1 = La conductancia de entrada

g_0 = La conductancia de salida

Re = La parte real del producto entre paréntesis

G_s = La conductancia de la fuente

G_L = La conductancia de la carga

Criterio de estabilidad incondicional en términos de los parámetros S

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

donde:

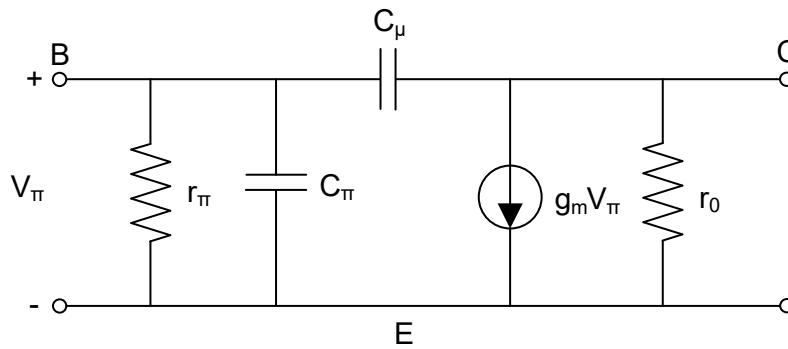
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1$$

Teorema de Miller

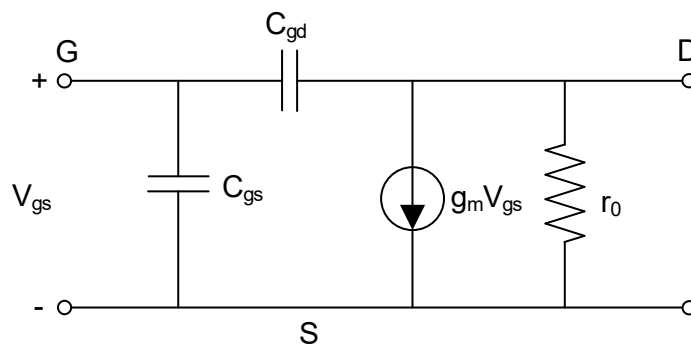
$C_{ent(Miller)} = C_{bo} (1 + A_V)$	Capacitancia de entrada Miller, donde $C=C_{bo}$
$C_{sal(Miller)} = C_{bo} \left(\frac{1 + A_V}{A_V} \right)$	Capacitancia de salida Miller, donde $C=C_{bo}$

donde: C_{bo} es la capacitancia entre la entrada y la salida del amplificador.

Respuesta en frecuencia de un amplificador



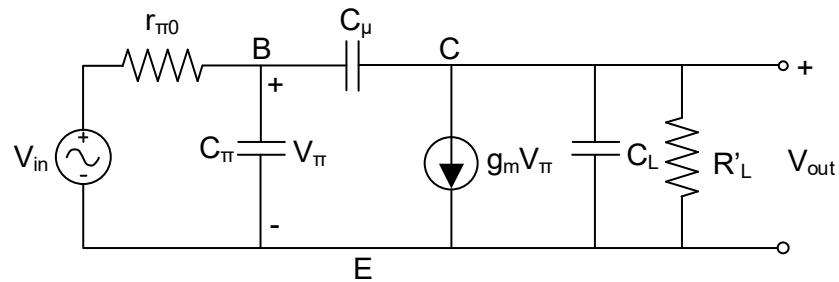
E
Modelo de señal pequeña del BJT



S
Modelo de señal pequeña del FET

Respuesta en altas frecuencias de un amplificador emisor común (BJT)

Modelo equivalente de señal pequeña del amplificador



Los polos del circuito son:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi r_{\pi 0} \left([C_{\pi} + C_{\mu} (1 + g_m R_L)] + \frac{R_L}{r_{\pi 0}} [(C_{\mu} + C_L)] \right)}$$

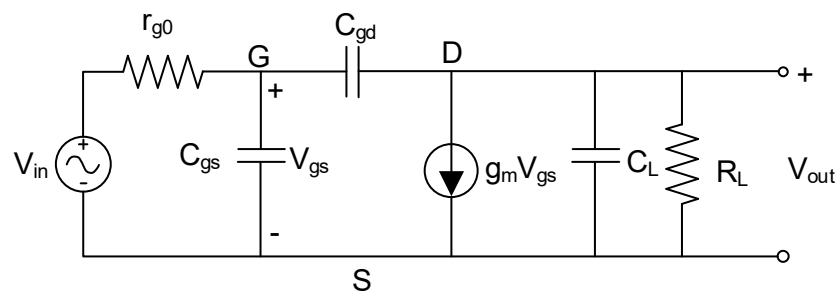
$$f_{p2} = \frac{C_{\pi} g_L + C_{\mu} (g_m + g_{\pi 0} + g_L) + C_L g_{\pi 0}}{2\pi C_{\pi} (C_{\mu} + C_L) + C_{\mu}} \cong \frac{g_m}{C_{\pi} + C_L}$$

donde:

$$R_L = \frac{1}{g_L}$$

$$r_{\pi 0} = \frac{1}{g_{\pi 0}}$$

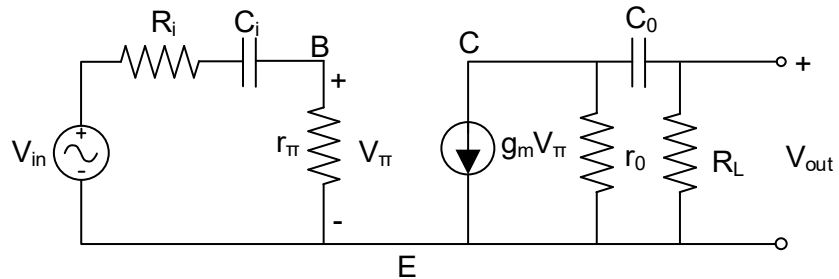
Respuesta en altas frecuencias de un amplificador fuente común (FET)



Considere el caso anterior (Respuesta en altas frecuencias de un amplificador emisor común (BJT)) y en las expresiones según la figura.

Respuesta en bajas frecuencias de un amplificador emisor común (BJT)

Si $C_i \gg C_\pi$ y C_μ es despreciable



La función de transferencia está dada por:

$$H(s) = \frac{\frac{r_\pi}{R_i + r_\pi} \frac{r_o}{R_L + r_o} g_m R_L s^2}{\left(s + \frac{1}{C_i (R_i + r_\pi)} \right) \left(s + \frac{1}{C_o (r_o + R_L)} \right)}$$

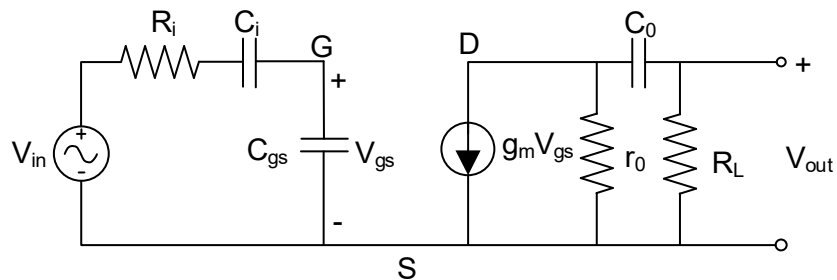
Los polos del circuito están dados por:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_i (R_i + r_\pi)}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_o (r_o + R_L)}$$

Respuesta en bajas frecuencias de un amplificador fuente común (FET)

Si C_μ es despreciable:



La función de transferencia está dada por:

$$H(s) = \frac{1}{R_i C_{gs}} \frac{r_o}{R_L + r_o} g_m R_L s$$

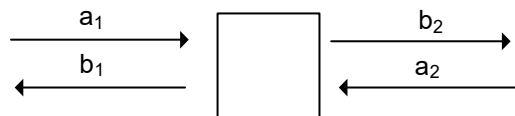
$$\left(s + \frac{1}{R_i} \frac{C_i + C_{gs}}{C_i C_{gs}} \right) \left(s + \frac{1}{C_o (r_o + R_L)} \right)$$

y los polos del circuito son:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_i \frac{C_i C_{gs}}{C_i + C_{gs}}}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_o (r_o + R_L)}$$

Parámetros de dispersión



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Coefficiente de reflexión del puerto 1 (Entrada)

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Coefficiente de transmisión del puerto 1 al 2 (Ganancia)

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Coeficiente de transmisión del puerto 2 al 1 (Ganancia en inversa)}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Coeficiente de reflexión del puerto 2 (Salida)}$$

Osciladores

Oscilador controlado por voltaje

Modo de carga

Tiempo de carga en el capacitor

$$\Delta f_1 = \frac{C_1}{I_Q} \Delta V_C = \frac{C_1}{I_Q} (V_H - V_L)$$

Modo de descarga

$$\Delta f_2 = -\frac{C_1}{I_Q} \Delta V_C = -\frac{C_1}{I_Q} (V_L - V_H) = \frac{C_1}{I_Q} (V_H - V_L)$$

$$T = \Delta f_1 + \Delta f_2 = \frac{2C_1(V_H - V_L)}{I_Q}$$

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{I_Q}{2C_1(V_H - V_L)}$$

$$I_Q = G_m (V_{CN} + V_{CO})$$

donde:

G_m = Transconductancia de la fuente de corriente, en A/V

V_{CN} = voltaje de control aplicado, en V

V_{CO} = voltaje constante

$$K_{VF} = \frac{df_0}{dV_{CN}} = \frac{G_m}{2C_1(V_H - V_L)}$$

Oscilador de corrimiento de fase

La función de transferencia del oscilador es:

$$\beta(s) = \frac{V_F(s)}{V_O(s)} = \frac{R^3 C^3 s^3}{R^3 C^3 s^3 + 6R^2 C^2 s^2 + 5RCs + 1}$$

La ganancia de voltaje de lazo cerrado es:

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_F(s)} = -\frac{R_F}{R_1}$$

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

La resistencia de retroalimentación es:

$$R_F = R_1 \left[\frac{5}{R^2 C^2 \omega^2} - 1 \right]$$

Osciladores de cuadratura

La función de transferencia es:

$$\beta(s) = \frac{V_f(s)}{V_o(s)} = \frac{\frac{1}{Cs}}{\frac{R+1}{1+RCs}} = \frac{1}{Cs}$$

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

La ganancia en lazo cerrado es:

$$A_f = \frac{1}{\beta} = \sqrt{2}$$

El voltaje en la salida es:

$$V_o = \frac{RV_{o1}}{1+RCs}$$

Osciladores de Puente Wien

La función de transferencia es:

$$\beta(s) = \frac{V_F(s)}{V_o(s)} = \frac{RCs}{R^2C^2s^2 + 3RCs + 1}$$

La ganancia en voltaje de lazo cerrado es:

$$A(s) = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

La condición para la oscilación es:

$$\frac{R_F}{R_1} = 2$$

Oscilador Colpitts

La ganancia de lazo cerrado es:

$$1 - A\beta = 0$$

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Oscilador de Harley

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{C(L_1 + L_2)} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Osciladores de cristal

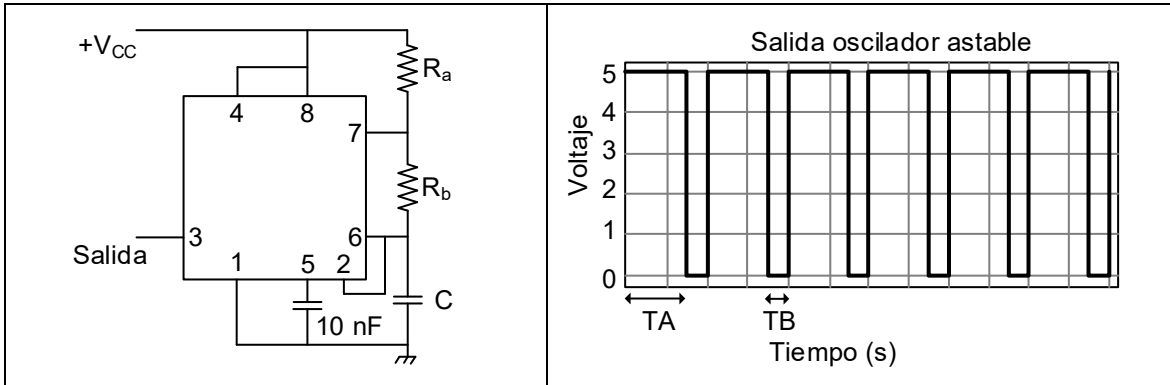
La impedancia del cristal está dada por:

$$Z(s) = \frac{1}{sC_p} \frac{s^2 + \omega_s^2}{s^2 + \omega_p^2}$$

La frecuencia de oscilación es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

555/556 (Multivibrador astable)



donde:

$$TA = 0.693(R_a + R_b)C$$

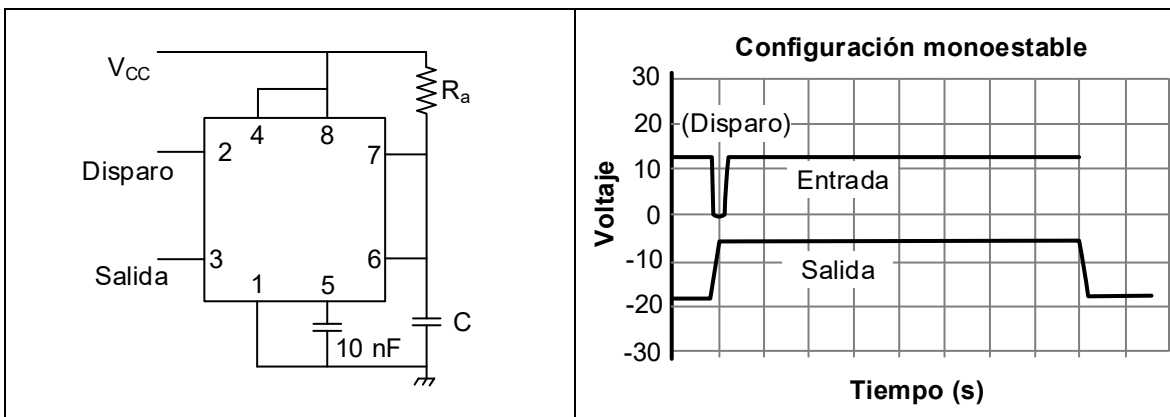
$$TB = 0.693R_bC$$

La frecuencia con que la señal de salida oscila está dada por la fórmula:

$$f_0 = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C}$$

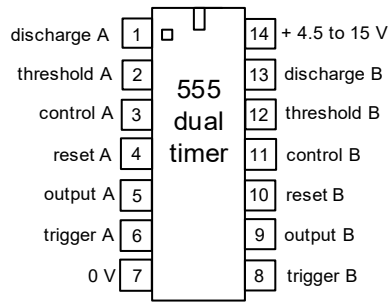
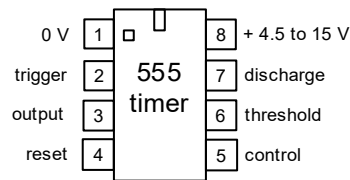
y el período es simplemente: $T = \frac{1}{f_0}$

555/556 (monoestable)



El tiempo o periodo es igual a:

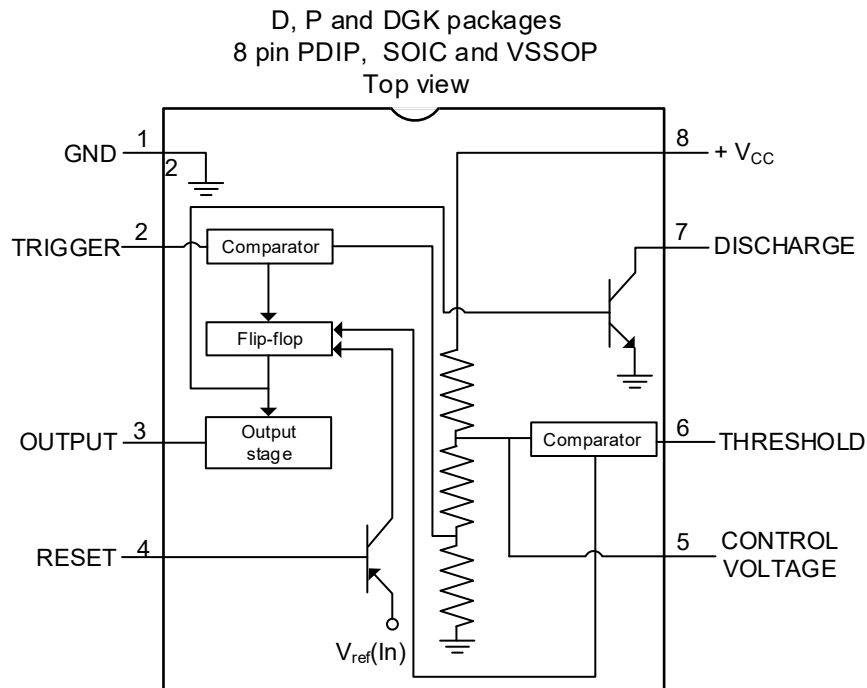
$$T = 1.1R_a C$$



La especificación mínima de muestras por segundo de una tarjeta DAQ

Frecuencia mínima de muestreo = $2 \cdot f_{max}$

Diagrama interno del 555



Modulación y demodulación AM-FM

Modulación en amplitud

Señal moduladora

$$y_s(t) = A_s \cos(\omega_s t)$$

Señal portadora

$$y_p(t) = A_p \cos(\omega_p t)$$

Señal modulada

$$y(t) = A_p [1 + mA_p x_n(t)] \cos(\omega_p t)$$

donde:

$y(t)$ = señal modulada

$x_n(t)$ = señal moduladora normalizada con respecto a su amplitud = $y_s(t) / A_s$

m = índice de modulación (suele ser menor que la unidad) = A_s / A_p

Índice de modulación en A.M.

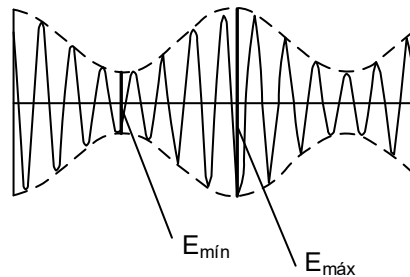
$$m = \frac{E_{\text{máx}} - E_{\text{mín}}}{E_{\text{máx}} + E_{\text{mín}}}$$

donde:

$y(t)$ = señal modulada

$x_n(t)$ = señal moduladora normalizada con respecto a su amplitud

m = índice de modulación (suele ser menor que la unidad)



Factor de modulación:

$$m_t = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots}$$

donde:

m_t = índice de modulación total

m_1, m_2, m_3 = índice de modulación de las señales moduladoras

Potencia total transmitida

$$P_t = P_c + \frac{m^2}{2} P_c$$

donde:

P_t = potencia total transmitida (W)

P_c = potencia de portadora (W)

m = índice de modulación

La expresión matemática de la señal modulada en frecuencia está dada por:

$$V(t) = V_p \text{sen} \left[2\pi f_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \cos(2\pi f_m t) \right]$$

El índice de modulación es:

$$m = \frac{\Delta f}{f_m}$$

donde:

m_f = índice de modulación

Δf = variación de la frecuencia de la portadora

f_m = frecuencia de la portadora

Decibel

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)$$

El decibel referenciado a 1 mW

$$P(dBm) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{1 \text{ mW}} \right)$$

Densidad de flujo (W/m²)

$$S(dB_{W/m^2}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{1 \text{ W/m}^2} \right)$$

Decibel referenciado a μV

$$U(dB_{\mu V}) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_1}{1 \mu V} \right)$$

Acoplamiento de impedancias

Decibel en antenas

dBi = Ganancia de una antena referenciada a una antena isotrópica

dBd = Ganancia de una antena referenciada a una antena dipolo

dBq = Ganancia de una antena referenciada a una antena de un cuarto longitud de onda

Decibel en acústica

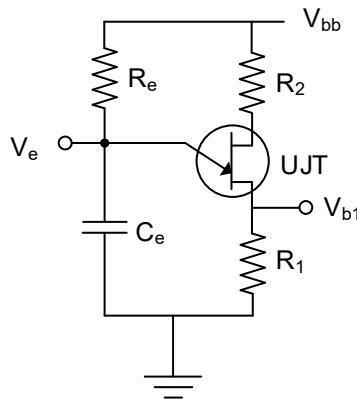
dB(SPL) = Nivel de presión del sonido relativo a 20 μPa

dB(PA) = dB relativo a un pascal

dB SIL = intensidad de nivel de sonido referenciado a 10 E-12 W/m²

dB SWL = Nivel de potencia del sonido referenciado a 10E – 12W

Oscilador de relajación UJT



donde:

$$V_p = V_d + V_a = V_d + nV_{bb}$$

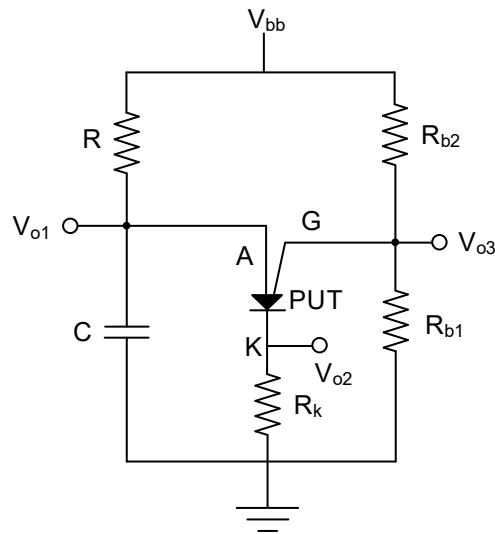
$$n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_{bb}}$$

$$T = R_e C_e \ln \frac{1}{1-n}$$

$$R_{em\acute{a}x} = \frac{(V_{bb} - V_p)}{I_p}$$

$$V_{bb} = R_{emin} I_v + V_v$$

Oscilador de relajación PUT



donde:

$$V_g = \frac{V_{bb} R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} = nV_{bb}$$

$$V_{ak} = V_p = V_d + V_g = 0.7 + nV_{bb}$$

$$T = RC \ln \frac{1 + R_{b1}}{R_{b2}}$$

$$R_{m\acute{a}x} = \frac{(V_{bb} - V_p)}{I_p}$$

$$R_{m\acute{i}n} = \frac{V_{bb} - V_v}{v}$$

Instrumentación

Valor promedio

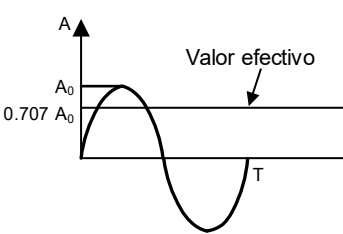
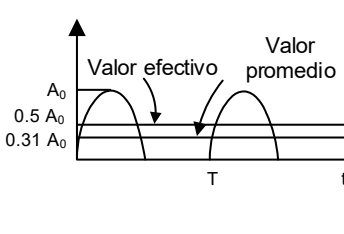
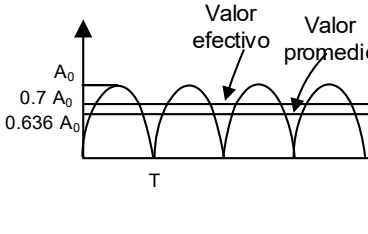
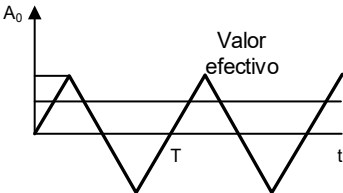
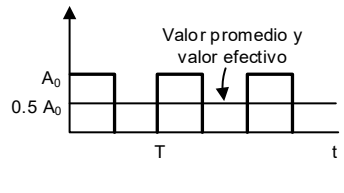
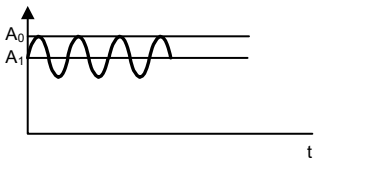
$$A_{prom} = \frac{\text{área bajo la curva}}{\text{longitud del periodo}}$$

Siendo A_{prom} el valor promedio de la onda

$$A_{prom} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

El valor rms

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt}$$

 <p>Valor efectivo</p>	 <p>Valor efectivo Valor promedio</p>	 <p>Valor efectivo Valor promedio</p>
<p>Onda senoidal</p> <p>Valor promedio = 0</p> <p>Valor efectivo = $\frac{A_0}{\sqrt{2}} = 0.707 A_0$</p>	<p>Media onda senoidal rectificada</p> <p>Valor promedio = $0.31 A_0$</p> <p>Valor efectivo = $0.5 A_0$</p>	<p>Onda completa senoidal rectificada</p> <p>Valor promedio = $\frac{2}{\pi} A_0 = 0.636 A_0$</p> <p>Valor efectivo = $\frac{A_0}{\sqrt{2}}$</p>
 <p>Valor efectivo</p>	 <p>Valor promedio y valor efectivo</p>	
<p>Onda triangular</p> <p>Valor promedio = 0</p> <p>Valor efectivo = $\sqrt{\frac{A_0^2}{3}}$</p>	<p>Onda cuadrada</p> <p>Valor promedio = $\frac{A_0}{2}$</p> <p>Valor efectivo = $\frac{A_0}{2}$</p>	<p>Onda senoidal superpuesta a un nivel de CD</p> <p>Valor promedio = A_1</p> <p>Valor efectivo = $\sqrt{A_1^2 + \frac{1}{2}(A_0 - A_1)^2}$</p>

Nota: T es la longitud de un periodo

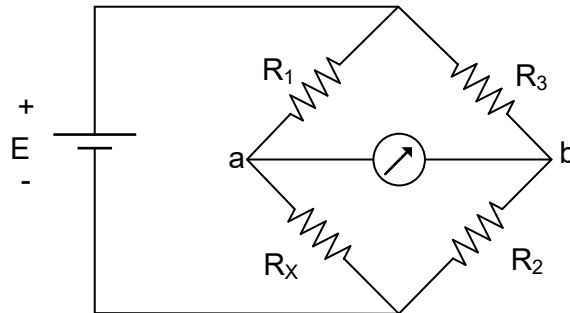
Errores en medición

Error absoluto = Resultado - Valor verdadero

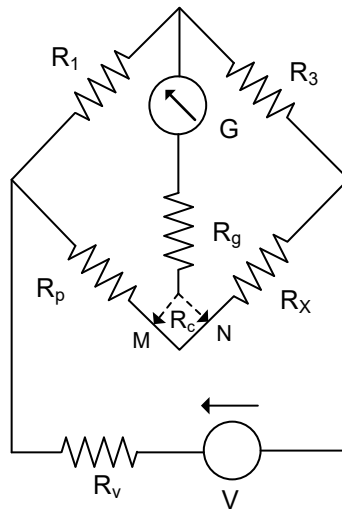
$$\text{Error relativo} = \frac{\text{Error absoluto}}{\text{Valor verdadero}}$$

Puentes de Wheatstone

$$R_x = \frac{R_1 R_2}{R_3}$$



Puente de Kelvin



$$\frac{R_x}{R_p} = \frac{R_3}{R_1}$$

Ruido térmico o ruido de Jhonson

$$E_n = \sqrt{4kTR(f_H - f_L)}$$

donde:

k = constante de Boltzmann = $1.38E-23$ J/K

T = temperatura (K)

R = Valor de la resistencia (Ω)

f_H = frecuencia máxima de operación (Hz)

f_L = frecuencia mínima de operación (Hz)

Termopar

La relación de temperatura voltaje es:

$$V_0 = AT + BT^2$$

Características de los termopares				
Tipo	Composición	Rango de medición continua (°C)	Sensibilidad aprox. ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	Notas
B	Platino 30% Rodio (+) Platino 6% Rodio (-)	50 a 1 800	10	Fácilmente contaminado, requiere protección.
C	Tungsteno 5% Renio (+) Tungsteno 26% Renio (-)	0 a 2 300		Sin resistencia a la oxidación. Para usos en vacío, hidrógeno o atmósferas inertes.
E	Cromel (+) Constantán (-)	-40 a 800	68	No someterlo a la corrosión en temperaturas criogénicas.
J	Hierro (+) Constantán (-)	-100 a 750	55	Recomendado en ambientes reductores o secos. El cable de hierro se oxida en altas temperaturas, por lo que se usan calibres gruesos para compensar.
K	Cromel (+) Alumel (-)	-180 a 1 300	41	No recomendado en ambientes con presencia de azufre. Se usa en ambientes inertes o levemente oxidantes.
N	Nicrosil (+) Nisil (-)	-270 a 1 300	39	Mayor resistencia a la oxidación y al sulfuro que el tipo "K"; estable a alta temperatura.

Características de los termopares				
Tipo	Composición	Rango de medición continua (°C)	Sensibilidad aprox. (μV/°C)	Notas
R	Platino 13% Rodio (+) Platino (-)	0 a 1 600	10	Recomendado en atmósferas oxidantes. Fácil de contaminarse, requiere protección.
S	Platino 10% Rodio (+) Platino (-)	0 a 1 600	10	Patrón de laboratorio, altamente reproducible. Buena resistencia a ambientes oxidantes, pobre resistencia a ambientes reductores.
T	Cobre (+) Constantán (-)	-185 a 400	43	El más estable en rangos de temperatura criogénica. Excelente en atmósferas reductoras y oxidantes dentro del rango de temperatura.

Termistor

El cambio de resistencia de los termistores en respuesta a cambios en la temperatura

$$\frac{1}{T} = A + B(\ln R) + C(\ln R)^3$$

donde:

T = temperatura (K)

R = resistencia del termistor (Ω)

A, B, C = constantes del ajuste de curva

La aproximación de la resistencia se obtiene con:

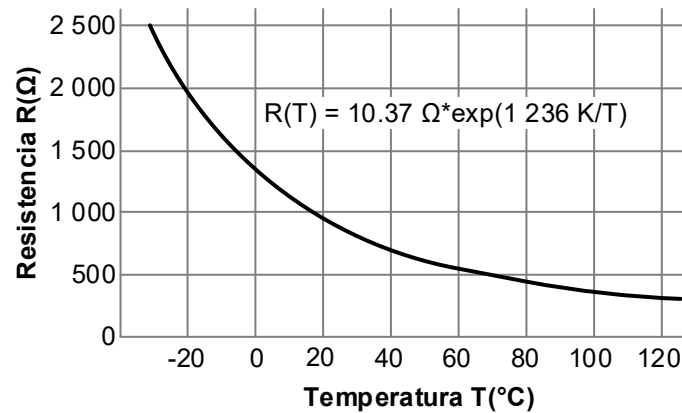
$$R = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

donde:

R = resistencia a la temperatura T (K)

R_0 = resistencia a T_0 (K)

β = constante del ajuste de curva



Varistor

Cálculo de energía durante la aplicación de un impulso de corriente viene dado por la fórmula:

$$E = V_{\text{peak}} \times I_{\text{peak}} \times t_2 \times K$$

donde:

I_{peak} = corriente de pico

V_{peak} = voltaje a la corriente de pico

K es un constante que depende de t_2 , ver Tabla 1.

t_2 (μs)	K
20	1
50	1.2
100	1.3
1000	1.4

La relación entre la tensión y corriente en un varistor viene dada por:

$$V = C \times I^b$$

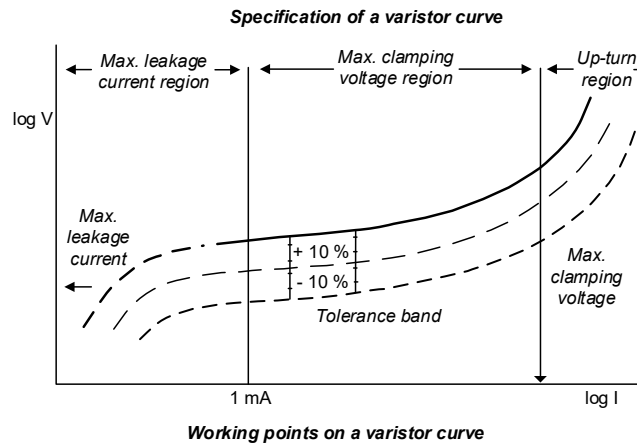
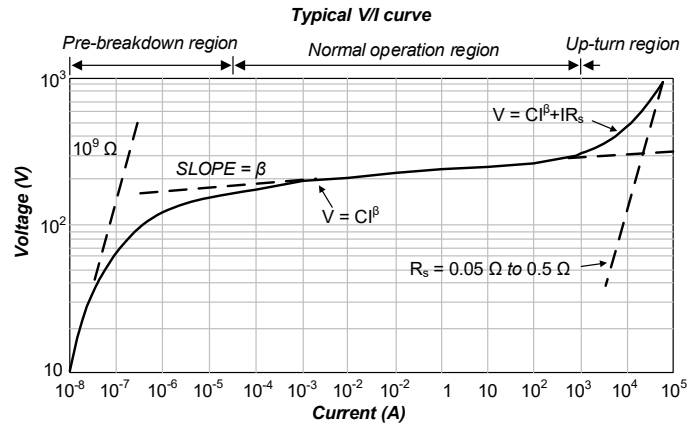
donde:

V es el voltaje

C es el voltaje del varistor para una corriente de 1 A

I es la corriente actual que atraviesa el varistor

b es la tangente del ángulo que forma la curva con la horizontal. Este parámetro depende del material con que está fabricado el varistor.



Sensores

Sensores resistivos

Potenciómetros

$$R = \frac{\rho}{A} l (1 - \alpha) = \frac{\rho}{A} (l - x)$$

donde:

x = distancia recorrida desde un punto fijo

α = fracción de longitud correspondiente en un punto fijo

ρ = coeficiente de resistividad del material

l = longitud del material

A = sección transversal del material

Galgas extensométricas

Las galgas extensométricas se basan en la variación de la resistencia de un conductor o un semiconductor cuando es sometido a un esfuerzo mecánico.

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

Si se somete a un esfuerzo en la dirección longitudinal R cambia.

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A}$$

El cambio de longitud que resulta se determina a través de la ley de Hooke

$$\sigma = \frac{F}{A} = E\varepsilon = E \frac{dl}{l}$$

donde:

E = módulo de Young

σ = tensión mecánica

ε = deformación unitaria

Fotorresistencia

Energía de la radiación óptica

$$E = hf$$

donde:

E = energía

h = constante de Planck $6.62 \times 10^{-34} \text{Ws}^2$

f = frecuencia

Para la longitud de onda de radiación

$$\lambda = \frac{hc}{E}$$

donde:

c = velocidad de la luz
 h = constante de Plack
 $E = 1.602E-19$ J

Sensores capacitivos

Condensadores variables

$$C \approx \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} (n-1)$$

donde:

A = área de las placas
 d = distancia entre pares de placas
 ε_r = constante dieléctrica relativa
 $\varepsilon_0 = 8.85$ pF/m

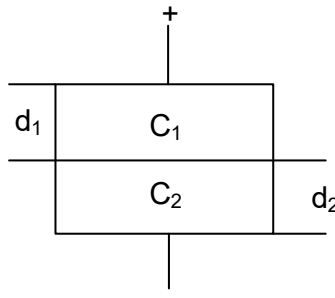
Los sensores capacitivos no son lineales, su linealidad depende del parámetro que varía y del tipo de medición. En un condensador plano, si varía A o ε_r por lo cual:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d(1+\alpha)}$$

donde:

$$\alpha = \frac{d}{x} \quad \alpha = \frac{d}{x}$$

Condensador diferencial



$$C_1 = \frac{\varepsilon A}{d_1 + x}$$

$$C_2 = \frac{\epsilon A}{d_2 + x}$$

$$V_i = V \frac{\frac{1}{d_i - x}}{\frac{1}{d_i + x} + \frac{1}{d_i - x}} = V \frac{d_i - x}{2d_i}$$

Por lo cual, para el caso en que d_1 y d_2 , se tiene:

$$V_1 - V_2 = V \frac{x}{d}$$

Sensores inductivos

La inductancia se expresa como:

$$L = N \frac{d\phi}{di}$$

donde:

N = número de vueltas del circuito

I = corriente

ϕ = flujo magnético

El flujo magnético se obtiene con:

$$\Phi = \frac{M}{R}$$

donde:

M = fuerza electromotriz

R = reluctancia magnética

Para una bobina de sección A y de longitud l , la reluctancia magnética es:

$$R = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A}$$

Sensores electromagnéticos

Sensor basado en la ley de Faraday

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt}$$

Tacogeneradores

La tensión inducida por el generador es:

$$e = NBA\omega \int \sin\omega t dt$$

Si ω es constante

$$e = -NBA\omega \cos\omega t$$

Sensores de velocidad lineal

$$e = Blv$$

donde:

L = longitud del conductor

v = velocidad lineal

Sensores de efecto Hall

$$A_H = \frac{V_H t}{IB}$$

Aportación de magnitud y fase para cada término de la función de transferencia

Término	Magnitud logarítmica	Ángulo de fase	Magnitud logarítmica	Ángulo de fase
K	$20\log K$	$\phi = 0^\circ$	$20\log K$	$\phi = 0^\circ$
$j\omega$	$20\log \omega$	$\phi = 90^\circ$	Línea diagonal con pendiente 20 dB/dec que cruza el punto ($\omega=1$, $db=0$)	$\phi = 90^\circ$
$\frac{1}{j\omega}$	$-20\log \omega$	$\phi = -90^\circ$	Línea diagonal con pendiente -20 dB/dec que cruza el punto ($\omega=1$, $db=0$)	$\phi = -90^\circ$
$j\omega\tau + 1$	$20\log \omega\tau$	$\phi = \tan^{-1} \omega\tau$	0 db, hasta la frecuencia de corte $\omega = \frac{1}{\tau}$ Pendiente 20 dB/dec a partir de $\omega > \frac{1}{\tau}$	de $\phi = 0^\circ$ a 90° en $\omega = \frac{1}{\tau} = 45^\circ$
$\frac{1}{j\omega\tau + 1}$	$-20\log \omega\tau$	$\phi = -\tan^{-1} \omega\tau$	0 db, hasta la frecuencia de corte $\omega = \frac{1}{\tau}$ Pendiente -20 dB/dec a partir de $\omega > \frac{1}{\tau}$	de $\phi = 0^\circ$ a -90° en $\omega = \frac{1}{\tau} = -45^\circ$
$-\frac{\omega^2}{\omega_n^2} + \frac{j\omega}{\omega_n} + 1$	$40\log\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)$	$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \right]$	Línea horizontal 0 db hasta $\omega = \omega_n$ Pendiente 40 dB/dec para $\omega > \omega_n$	de $\phi = 0^\circ$ a 180° en $\omega = \omega_n = 90^\circ$
$\frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_n^2} + \frac{j\omega}{\omega_n} + 1}$	$-40\log\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)$	$\phi = -\tan^{-1} \left[\frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \right]$	Línea horizontal 0 db hasta $\omega = \omega_n$ Pendiente -40 dB/dec para $\omega > \omega_n$	de $\phi = 0^\circ$ a 180° en $\omega = \omega_n = -90^\circ$
$e^{-j\omega t_0}$	0	$\phi = -57.3 \omega t_0$	0	$\phi = -57.3 \omega t_0$

Anexos

Extracto de la NOM-001-SCFI-2018

4. Generalidades para las pruebas

4.1 Condiciones generales para las pruebas e informe de resultados

A menos que se especifique lo contrario, para la realización de las pruebas de los equipos electrónicos y/o sistemas en el alcance de esta Norma Oficial Mexicana se debe observar lo siguiente:

4.1.1 Tensión de alimentación de prueba

La tensión de alimentación para las pruebas debe ser 127 V c.a. \pm 1% monofásico o 220 V c.a. \pm 1% trifásico.

Si el equipo electrónico está previsto solamente para su conexión a una fuente equivalente a una red en corriente alterna, tal como un motogenerador, una fuente de alimentación ininterrumpida, o a una fuente diferente a la red de alimentación, se debe utilizar la tensión de alimentación antes mencionadas.

Si el equipo electrónico está previsto para su conexión a la red de alimentación en corriente continua, las tolerancias deben estar comprendidas entre el +20 % y el -15 % a menos que el fabricante declare otra cosa.

Cuando se prueba un equipo electrónico diseñado para su alimentación únicamente en corriente continua se debe tener en cuenta la posible influencia de la polaridad y utilizar el mismo tipo y número de baterías especificadas por el fabricante.

4.1.2 Frecuencia de alimentación de prueba

La frecuencia de alimentación para las pruebas debe ser 60 Hz \pm 1 Hz para equipos con tensión en corriente alterna.

4.1.3 Instrumentos de medición

Los instrumentos de medición deben tener un ancho de banda adecuado para proporcionar lecturas precisas, teniendo en cuenta todos los componentes (corriente continua, frecuencia de la red de alimentación en corriente alterna, alta frecuencia y contenido de armónicos) de los parámetros a medir. Si se mide el valor eficaz (r.c.m.) se debe tener cuidado de que los instrumentos de medición den los valores eficaces reales tanto de formas de onda sinusoidales como no sinusoidales.

4.1.3.1 Fuente de alimentación de tensión

La fuente de alimentación de tensión de prueba debe ser capaz de entregar al menos una magnitud 10 veces superior a la potencia de placa del EBP.

La distorsión armónica total de la fuente de tensión no debe exceder el 2 % (hasta la 13.^a armónica). El valor pico de la tensión eléctrica de alimentación en c. a. aplicada al EBP, debe mantenerse dentro de 1.34 a 1.49 veces del valor r.c.m.

La tensión eléctrica de alimentación en c. a. (r.c.m.) aplicada al EBP, debe tener una regulación de \pm 2%, bajo carga.

4.1.4 Productos operados con otras fuentes de energía

Los productos operados por otras fuentes de energía tales como pilas, baterías, acumuladores, autogeneración y fuentes alternativas de alimentación, se deben probar a la tensión nominal del producto.

4.1.5 Informe de resultados

Los resultados de las mediciones, pruebas y de las inspecciones que realice el personal del laboratorio de pruebas, contenidas en este capítulo deben quedar plasmados en el informe de resultados

4.2 Condiciones generales del recinto de pruebas

A menos que se especifique otra condición, las pruebas se llevan a cabo, bajo las siguientes condiciones ambientales normalizadas. Temperatura ambiente: de 15 °C a 35 °C. Humedad relativa ambiente: de 45% a 75%. Presión atmosférica ambiente: de 733 mbar a 1 066 mbar (550 mm Hg - 800 mm Hg). Cuando los equipos electrónicos requieran cumplir con lo establecido en el Apéndice T de la NMX-I-60950-1-NYCE-2015, los recintos de prueba también deben cumplir con lo que concierna en dicho Apéndice.

Extracto de la IPC-2221A Norma genérica sobre impreso diseño de la placa

1 Alcance

Esta norma establece los requisitos genéricos para el diseño de placas de circuito impreso orgánicos y otras formas de montaje de componentes o estructuras de interconexión. Los materiales orgánicos pueden ser homogéneos, reforzada, o se utiliza en combinación con materiales inorgánicos; las interconexiones pueden ser individuales, dobles, o de varias capas.

1.1 Propósito Los requisitos contenidos en el presente documento están destinadas a establecer principios y recomendaciones de diseño que deben utilizarse en conjunción con los requisitos detallados de un estándar en sección estructura de interconexión específico (véase 1.2) para producir diseños detallados destinados para montar y conectar componentes pasivos y activos. Esta norma no está destinada para su uso como una especificación de rendimiento para las placas terminadas ni como un documento de aceptación de conjuntos electrónicos. Para los requisitos de aceptabilidad de conjuntos electrónicos, ver IPC / EIA-J-STD-001 y IPC-A-610.

Los componentes pueden ser a través de hoyos, montaje en superficie, de paso fino, pitch ultra-fino, matriz de montaje o troquel desnudo sin embalar. Los materiales pueden ser cualquier combinación capaz de realizar la función física, térmica, del medio ambiente, y electrónicos.

1.2 Jerarquía documentación Esta norma identifica los principios genéricos de diseño físico, y se complementa con diversos documentos que proporcionan detalles seccionales y centrarse más en aspectos específicos de la tecnología de placa de circuito impreso. Los ejemplos son:

IPC-2222 rígido diseño de la estructura orgánica placa de circuito impreso
IPC-2223 diseño de la estructura placa de circuito impreso flexible
IPC-2224 orgánico, formato de tarjeta de PC, placa de circuito impreso diseño de la estructura
IPC-2225 orgánico, MCM-L, placa de circuito impreso diseño de la estructura
IPC-2226 de alta densidad de interconexión (IDH) diseño de la estructura
IPC-2227 Dispositivos pasivos embebidos impresos diseño de la placa (en proceso)

La lista es un resumen parcial y no es de por sí una parte de esta norma genérica. Los documentos son una parte de la PCB Diseño conjunto de documentos que se identifica como IPC-2220. El número de IPC-2220 es de solicitar únicamente propósitos e incluirá todos los documentos que forman parte del conjunto, ya sea en libertad o formato de propuesta en proceso en el momento de realizar el pedido.

1.3 Presentación Todas las dimensiones y tolerancias en esta norma se expresan en unidades de disco duro SI (métricas) y las unidades entre paréntesis suaves imperiales (pulgadas). Se espera que los usuarios de esta y las correspondientes especificaciones de desempeño y capacitación para utilizar las dimensiones métricas.

1.4 Interpretación " Shall, " la forma imperativa del verbo, se usa en todo este estándar cada vez que un requisito se pretende expresar una disposición que es obligatorio. La desviación de un requisito " debe " puede ser considerada si los datos se suministran suficiente para justificar la excepción.

Las palabras " debe " y " mayo " se utilizan siempre que sea necesario para expresar disposiciones no obligatorias. " Will " se utiliza para expresar una declaración de propósito. Para ayudar al lector, la palabra " deberá " se presenta en negrita.

1.5 Definición de términos La definición de todos los términos utilizados en el presente documento será el especificado en IPC-T-50.

1.6 Clasificación de Productos Esta norma reconoce que los circuitos impresos rígidos y los circuitos impresos están sujetos a las clasificaciones de uso previsto producto final. Clasificación de

producibilidad se relaciona con la complejidad del diseño y la precisión necesaria para producir la placa de circuito impreso en particular o conjunto de placa impresa.

Cualquier nivel producibilidad o producibilidad característica de diseño se pueden aplicar a cualquier categoría del equipo del producto final. Por lo tanto, un producto de alta fiabilidad designado como Clase " 3 " (véase 1.6.2), podría requerir nivel " A " la complejidad del diseño (producibilidad preferida) para muchos de los atributos de la placa de circuito impreso o conjunto de placa impresa (ver 1.6.3).

1.6.1 Tipo de placa Esta norma proporciona información de diseño para diferentes tipos de mesa. tipos de mesa varían por la tecnología y por lo tanto se clasifican en las seccionales de diseño.

1.6.2 Las clases de rendimiento Tres clases de productos finales generales se han establecido para reflejar aumentos progresivos en la sofisticación, los requisitos de rendimiento funcional y frecuencia de ensayo / inspección. Se debe reconocer que puede haber una superposición de equipo entre las clases. El usuario placa de circuito impreso tiene la responsabilidad de determinar la clase a la que pertenece el producto. El contrato deberá especificar la clase

Clase 1 General Electronic productos incluye productos de consumo, algunos informáticos y periféricos informáticos, así como equipos militares en general adecuado para aplicaciones en las imperfecciones cosméticas no son importantes y los requisitos principales es la función de la placa de circuito impreso completado o placa impresa.

Clase 2 Dedicado Servicio electrónico de productos incluye equipos de comunicaciones, equipos de oficina sofisticado, instrumentos y equipos militares, donde se requiere un alto rendimiento y larga duración, y para el cual se desea la continuidad del servicio, pero no es crítico. se permiten ciertas imperfecciones cosméticas.

Clase 3 Alta fiabilidad productos electrónicos incluyen el equipo para los productos comerciales y militares, donde el mantenimiento o cumplimiento de la demanda es crítica. tiempo muerto del equipo no puede ser tolerada, y debe funcionar cuando sea necesario, como para los elementos de soporte vital, o sistemas de armas críticos. placas de circuito impreso y los circuitos impresos de esta clase son adecuados para aplicaciones donde se requieren altos niveles de garantía y el servicio es esencial.

1.6.3 Nivel producibilidad Cuando sea apropiado este estándar proporcionará tres niveles de diseño de producibilidad de características, tolerancias, mediciones, montaje, pruebas de finalización o la verificación del proceso de fabricación que reflejan aumentos progresivos en la sofisticación de las herramientas, materiales o el procesamiento y, por lo tanto, los aumentos progresivos en coste de fabricación. Estos niveles son:

Nivel A Diseño general producibilidad Preferida B Diseño Moderado producibilidad-Standard nivel C de alta Diseño producibilidad-Reducido

Los niveles de producibilidad no son para ser interpretados como un requisito de diseño, pero un método de comunicación el grado de dificultad de una característica de entre las instalaciones de diseño y fabricación / montaje. El uso de un nivel de una característica específica no quiere decir que otras características deben ser del mismo nivel. La selección debe basarse siempre en la necesidad mínimo, al tiempo que reconoce que los requerimientos de precisión, rendimiento, densidad patrón conductor, equipos, montaje y pruebas determinan el nivel de diseño producibilidad. Los números que aparecen dentro de las numerosas mesas son para ser utilizado como una guía para determinar cuál es el nivel de producibilidad será para cualquier función. El requisito específico para cualquier característica que debe ser controlado en el producto final se especificará en el dibujo maestro de la placa de circuito impreso o el plano de conjunto de placa impresa.

1.7 Nivel de revisión Cambios Los cambios realizados en esta revisión del IPC-2221 se indican en todo momento por grayshading de la subsección (s) relevante. Cambios a una figura o tabla se indican mediante gris-shading de la figura o tabla de cabecera.

Extracto de la IPC-CM-770E Guidelines for printed board component mounting

1. SCOPE

This document provides information for preparation of components for assembly to printed boards, contains a review of some pertinent design criteria, impacts and issues, techniques of general interest for assembly (both manual and machines) and discusses considerations of, and impacts upon, subsequent soldering, cleaning, and coating processes. The information herein consists of compiled data representing commercial and industrial applications.

This section discusses general recommended assembly guidelines. Later sections discuss information concerning specific packaging types.

Sections 2 through 5 provide guidelines for the specific component within each sectional document. The parts are described in detail and each section outlines specifics affecting the part class. The descriptions and classifications provided are those generally used in the industry with reference to military and commercial applications.

Due to the rapid progress and evolution in packaging and assembly technology today, this document may not cover all currently available components or assembly techniques such as lead free.

1.1 Purpose The purpose of this document is to illustrate and guide the user seeking answers to questions related to accepted, effective methods of mounting components to printed wiring boards.

1.2 Classification of Board Types and Assemblies

1.2.1 Performance Classes Three general end-product classes have been established to reflect progressive increases in sophistication, functional performance requirements and testing/inspection frequency. It should be recognized that there could be an overlap of equipment between classes. These performance classes are the same for both bare boards and assemblies. The printed board user has the responsibility to determine the class to which his product belongs. The contract shall specify the performance class required and indicate any exceptions to specific parameters, where appropriate.

Class 1 – General Electronic Products

Includes consumer products, some computers and computer peripherals suitable for applications where cosmetic imperfections are not important and the major requirement is the function of the completed electronic assembly.

Class 2 – Dedicated Service Electronic Products

Includes communications equipment, sophisticated business machines, and instruments where high performance and extended life is required and for which uninterrupted service is desired but not critical. Certain cosmetic imperfections are allowed.

Class 3 – High Performance Electronic Products

Includes the equipment and products where continued performance or performance-on-demand is critical, such as in life support items or flight control systems. Equipment downtime cannot be tolerated and must function when required. Assemblies in this class are suitable for applications where high levels of assurance are required, service is essential, or the end-use environment may be uncommonly harsh.

1.2.2 Producibility Levels IPC standards usually provide three design complexity levels of features, tolerances, measurements, assembly, testing of completion or verification of the manufacturing process that reflect progressive increases in sophistication of tooling, materials or processing and, therefore, progressive increases in fabrication cost.

These levels are:

- Level A – General Design Complexity - Preferred

- Level B – Moderate Design Complexity - Standard
- Level C – High Design Complexity – Reduced Producibility

The producibility levels are not to be interpreted as a design requirement, but a method of communicating the degree of difficulty of a feature between design and fabrication/assembly facilities. The use of one level for a specific feature does not mean that other features must be of the same level. Selection should always be based on the minimum need, while recognizing that the precision, performance, conductive pattern density, assembly and testing requirements determine the design producibility level. The numbers listed within the numerous tables are to be used as a guide in determining what the level of producibility is for any feature. The specific requirement for any feature that must be controlled on the end item should be specified on the master drawing of the printed board or the printed board assembly drawing.

These levels for assemblies are:

- Level A – Through-hole component mounting only.
- Level B – Surface mounted components only.
- Level C – Simplistic through-hole and surface mounting intermixed assembly.

Extracto de la IEC 60076 (UNE-EN 60076-6)

Transformadores de potencia Parte 6: Reactancias

Esta parte de la Norma IEC 60076 se aplica a los siguientes tipos de reactancias:

- Reactancias shunt;
- Reactancias serie incluyendo reactancias limitadoras de corriente, reactancias de puesta a tierra del neutro, reactancias de control del flujo de potencia, reactancias para arranque de motor, reactancias serie para horno de arco;
- Reactancias de filtrado (sintonía);
- Reactancias de amortiguamiento;
- Reactancias de descarga de condensador;
- Transformadores de puesta a tierra (acoplador de neutro);
- Reactancias de supresión de arco;
- Reactancias de aislamiento para HVDC y aplicación industrial;

Con la excepción de las reactancias siguientes:

- Reactancias con un dimensionamiento menor que 1 kVAR en monofásica y 5 kVAR en trifásica;
- Reactancias para usos especiales tales como interceptores de líneas de alta frecuencia o reactancias montadas en material rodante;

donde no existen normas IEC para reactancias especiales o pequeñas, esta parte de la Norma IEC 60076 se puede aplicar en todo o en parte.

Normas para consulta

IEC 60060-1:1989 *Técnicas de ensayo de alta tensión. Parte 1: Definiciones generales y requisitos de ensayo.*

IEC 60076-1:1993 *Transformadores de potencia. Parte 1: Generalidades*

IEC 60076-2:1997 *Transformadores de potencia. Parte 2: Calentamiento*

IEC 60076-3:2000 *Transformadores de potencia. Parte 3: Niveles de aislamiento, ensayos dieléctricos y distancias en el aire.*

IEC 60076-4:2002 *Transformadores de potencia. Parte 4: Guía para el ensayo de impulso tipo rayo e impulso tipo maniobra. Transformadores de potencia y reactancias*

IEC 60076-5:2006 *Transformadores de potencia. Parte 5: Aptitud para soportar cortocircuitos*

IEC 60076-7:2005 *Transformadores de potencia. Parte 7: Guía de carga para transformadores de potencia sumergidos en aceite.*

IEC 60076-8:1997 *Transformadores de potencia. Parte 8: Guía de aplicación*

IEC 60076-10:2005 *Transformadores de potencia. Parte 10: Determinación de los niveles de ruido*

IEC 60076-11:2004 *Transformadores de potencia. Parte 11: Transformadores de tipo seco*

IEC 60137 *Aisladores pasantes para tensiones alternas superiores a 1 000 V.*

IEC 60270 *Técnicas de ensayo en alta tensión. Medidas de las descargas parciales*

IEC 60721-2-6 *Clasificación de las condiciones ambientales. Parte 2: Condiciones ambientales de origen natural. Vibración e impacto de los terremotos.*

IEC 60815 *Guía para la selección de aisladores con respecto a las condiciones de contaminación.*

IEC 60905:1987 *Guía de carga para transformadores de potencia de tipo seco.*

IEC 60943:1998 *Guía relativa al calentamiento admisible para los componentes de equipos eléctricos, en particular para los bornes de conexión.*

Sugerencias para el diseño y construcción de circuitos impresos

Espesor de la placa

En placas de una o dos caras conductoras, los espesores del material aislante pueden ser de: 0.2, 0.5, 0.7, 0.8, 1.0, 1.2, 1.5, 1.6, 2.0, 2.4, 3.2 ó 6.4 mm. Siendo la más común de 2 mm, 18 o 35 μm de material conductor.

Montaje

La forma de conectar los componentes a la capa conductora puede ser con:

- Agujeros sin metalizar con nudos
- Agujeros metalizados con nudos
- Agujeros metalizados sin nudos
- Nudos sin agujeros (montaje superficial)

Tamaño de nudos y agujeros

Dependen de los componentes a utilizar. Para ello es necesario consultar los diámetros y toleración en la tabla siguiente:

Agujeros sin metalizar (UNE 20-621-84/3)

Φ Nominal de agujero (mm)	Tolerancia (mm)
0.4	±0.05
0.5	
0.6	
0.8	
0.9	
1.0	±0.1
1.3	
1.6	
2.0	

Agujeros metalizados (UNE 20-621-84/3)

Φ Nominal de agujero (mm)	Tolerancia (mm)
0.4	0.35
0.5	0.45
0.6	0.55
0.8	0.75
0.9	0.85
1.0	0.9
1.3	1.2
1.6	1.5
2.0	1.9

Tamaño del nodo (UNE 20-621-84/3)

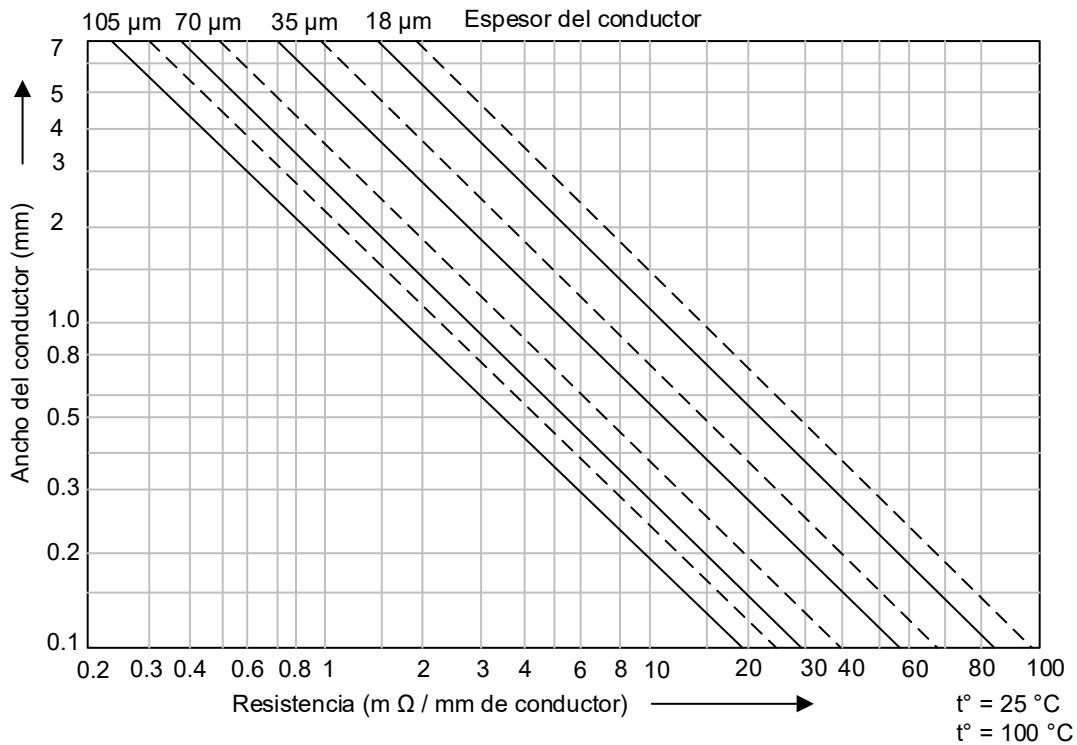
Φ Nominal de agujero (mm)	Φ Mínimo del nodo (mm)
0.6	1.8
0.8	2.3
1.0	2.5
1.3	2.8
1.6	3.1
2.0	3.5

Tamaño de los conductores

En general, una pista de 0.8 mm puede soportar puede soportar alrededor de 2 A; 2 mm, 5 A; y 4.5 mm, 10 A. Las pistas de alimentación deberán ser de 2 mm mínimo. Por lo general, la separación entre conductores es la misma que su anchura.

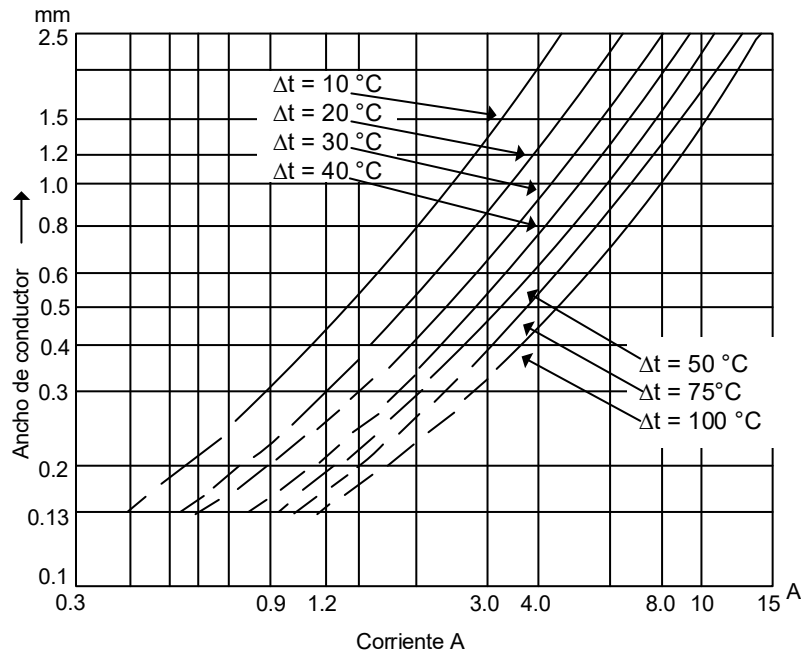
Cálculo de la resistencia de las pistas

Se calcula tomando en cuenta la relación entre la anchura del conductor, su espesor, la temperatura y la resistencia por cada 10 mm de longitud tal como se indica en la figura:



Máxima intensidad admisible

Se puede determinar en función del incremento de temperatura. En la figura se muestra la relación entre los incrementos de temperatura y la corriente para diferentes anchuras de pista, considerando un espesor de 35 μm , que resulta el más habitual.



Ruido y acoplamientos

La radiación, conducción, emisión, ruido, interferencia o perturbación electromagnética es aquella que emana de los propios circuitos digitales de elevada frecuencia y de los circuitos de potencia. Estas radiaciones pueden afectar a circuitos o equipos próximos alterando su correcto funcionamiento. En general son las pistas portadoras de señales de alta frecuencia, las pistas de alimentación, las pistas y cables de entrada-salida y los cables de interconexión. De manera particular, para evitar ruido capacitivo a partir del incremento de la capacidad parásita entre pistas muy cercanas, que consiste en una interacción que produce un acoplamiento de tensiones a altas frecuencias, la norma UNE-20-621-84/3 recomienda:

- No usar zócalos para los circuitos integrados. En caso de ser necesario, utilizar zócalos de bajo perfil.
- Utilizar planos y rejillas de masa y positivo.
- Emplear tarjetas multicapa.
- Diseñar un trazado lo más corto posible para las pistas y siempre rodeada de pistas de masa.

Consejo Técnico

Representantes de Instituciones de Educación Superior

Dr. Jorge Dionisio Fierro Rojas
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

Dra. Elvia Ruth Palacios Hernández
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

M. en C. Nataly Medina Rodríguez
Centro de Enseñanza Técnica y Superior

Mtro. Emmanuel Gutiérrez Rojas
Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo

Ing. Rafael Bencomo Hernández
Instituto Tecnológico Superior de Lerdo

Dr. Anuar Benjamín Beltrán
Universidad de Guadalajara

Dr. Raúl Crespo Saucedo
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey

Ing. Enrique Martínez Pérez
Universidad Politécnica de Aguascalientes

Dr. Alejandro Román Loera
Universidad Autónoma de Aguascalientes

Mtro. Arcadio Bruno Cornelio
Universidad Tecnológica de México

Dr. José Luis González Vázquez
Universidad Autónoma de Baja California

Este Formulario es un instrumento de apoyo para quienes sustentarán el Examen General para el Egreso de la Licenciatura en Ingeniería Electrónica (EGEL Plus® IELECTRO).

El Formulario para el sustentante es un documento cuyo contenido está sujeto a revisiones periódicas. Las posibles modificaciones atienden a los aportes y críticas que hagan los miembros de las comunidades académicas de instituciones de educación superior de nuestro país, los usuarios y, fundamentalmente, las orientaciones del Consejo Técnico del examen.

El Ceneval y el Consejo Técnico del EGEL Plus® IELECTRO agradecerán todos los comentarios que puedan enriquecer este material. Sírvase dirigirlos a:

**Centro Nacional de Evaluación para la Educación Superior, A.C.
Subdirección de Evaluación de Egreso
en Diseño, Ingenierías y Arquitectura**

Av. Camino al Desierto de los Leones (Altavista) 37,
Col. San Ángel, Álvaro Obregón,
C.P. 01000, Ciudad de México.
Tel: 55 53 22 92 00 ext. 5107
www.ceneval.edu.mx
arturo.valverde@ceneval.edu.mx

El Centro Nacional de Evaluación para la Educación Superior es una asociación civil sin fines de lucro constituida formalmente el 28 de abril de 1994, como consta en la escritura pública número 87036 pasada ante la fe del notario 49 del Distrito Federal.

Sus órganos de gobierno son la Asamblea General, el Consejo Directivo y la Dirección General. Su máxima autoridad es la Asamblea General, cuya integración se presenta a continuación, según el sector al que pertenecen los asociados:

Asociaciones e instituciones educativas: Asociación Nacional de Universidades e Instituciones de Educación Superior, A.C.; Federación de Instituciones Mexicanas Particulares de Educación Superior, A.C.; Instituto Politécnico Nacional; Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey; Universidad Autónoma del Estado de México; Universidad Autónoma de San Luis Potosí; Universidad Autónoma de Yucatán; Universidad Nacional Autónoma de México*; Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla; Universidad Tecnológica de México.

Asociaciones y colegios de profesionales: Barra Mexicana Colegio de Abogados, A.C.; Colegio Nacional de Actuarios, A.C.; Colegio Nacional de Psicólogos, A.C.; Federación de Colegios y Asociación de Médicos Veterinarios y Zootecnistas de México, A.C.; Instituto Mexicano de Contadores Públicos, A.C.

Organizaciones productivas y sociales: Academia de Ingeniería, A.C.; Academia Mexicana de Ciencias, A.C.; Academia Nacional de Medicina, A.C.; Fundación ICA, A.C.

Autoridades educativas gubernamentales: Secretaría de Educación Pública.

El Centro está inscrito en el Registro Nacional de Instituciones Científicas y Tecnológicas del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología con el número 506 desde el 10 de marzo de 1995. También es miembro de la International Association for Educational Assessment.

* A petición de la institución, sus derechos y obligaciones en el Ceneval se encuentran suspendidos.



CENEVAL®

ceneval.edu.mx



@SomosCeneval