

2010

UTN
FRC

Compilado:

- + Ing. Gonzalez (transcripción)
- + Ing. Celdrán
- + Ing. Olmos
- + Audios.
- + Libros:

→ Rashid u.E.

→ Gray - Seale !

→ Millman - Halkias,

→ Schilling - Belove

→ Elektronik für Ingenieure
(Spanisch)

+ Águila de Iván Cobellero

Electrónica Aplicada 2

TEÓRICO



[Marco Alvarez Reyna UTN-FRC e-mail: marcoalrey@gmail.com]



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA
DEPARTAMENTO ELECTRÓNICA**

PROGRAMA ANALÍTICO DE : ELECTRONICA APLICADA 2 (PLAN 1995)

Nivel	Cuatrimestre	Código	Hs. semanales
4to	8vo	6.2.4	10
4to	Anual (*)	6.2.4	5

(*) Para el caso de optarse por régimen anual.

Correlatividades:

Para cursar:

Cursada: Teoría de los Circ. 1 . Física 3. Electrónica Aplicada 1.

Aprobadas: Ingeniería y Sociedad. Análisis Matemático 2. Análisis de Señales y Sist.

Química General. Física 2.

Para rendir:

Aprobadas: Teoría de los Circ. 1 . Física 3. Electrónica Aplicada 1.

Estrategia Metodologica : Clases Teóricas, (Exposición del tema por parte del Docente). Clases Practicas de aula, (El Docente expone la técnica a aplicar en ejercicios y problemas tipo y luego guía a los estudiantes en la resolución de los que se plantean a la clase). Clases practicas de laboratorio: El docente guía a los estudiantes en la realización práctica de ejercicios mediante instrumental de laboratorio.

Criterios de evaluación: Evaluación continua durante el curso mediante pruebas parciales. Evaluación final mediante examen integrador.

Objetivo: Al finalizar el curso el alumno deberá conocer el funcionamiento y ser capaz de proyectar circuitos amplificadores y fuentes de alimentación, y poseer criterio para seleccionar los dispositivos aptos para distintas aplicaciones.

1 .AMPLIFICADORES REALIMENTADOS.

Realimentación negativa. Disminución de la ganancia. Aumento de la excitación para mantener la misma salida que sin realimentación. Desensibilización del amplificador al realimentarlo respecto de la dispersión de los parámetros dinámicos. Disminución del efecto de las señales espurias al realimentar. Clasificación de los amplificadores: amplificadores de tensión, corriente, transconductancia y transresistencia. Vinculación de la anterior clasificación con los niveles de impedancias de entrada y salida del amplificador realimentado. Realimentación a frecuencias medias: realimentación tensión-serie, tensión-paralelo, corriente-serie, corriente-paralelo. Vinculación de estos tipos de realimentación con la caracterización de un amplificador según la clasificación mencionada. Calculo de la impedancia de entrada y salida de los amplificadores realimentados. Calculo de la transferencia de tensión o de corriente, o de transconductancia, o de transresistencia según el tipo de realimentación empleado. Ejemplos. Verificaciones. Diseños.

2 .AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Introducción a la teoría del funcionamiento del Amplificador Operacional. Análisis del esquema interno de un A.O estándar. Análisis de las familias tecnológicas en particular. Definición y análisis de los parámetros más importantes: Relación de rechazo de modo común. Impedancia de entrada. Señales de error y desviación. Relación de rechazo de la fuente de alimentación. Tensión y corriente de ruido equivalente. Rango de tensión de

entrada. Ganancia de tensión. Respuesta en frecuencia a señal débil. Respuesta temporal a excitaciones débiles. Tiempo de crecimiento. Respuesta en frecuencia a señales fuertes. Respuesta temporal a señales fuertes. Velocidad de crecimiento. Excursión de tensión de salida. Uso de manuales.

Aplicaciones básicas: Amplificador operacional no inversor. Expresión de la transferencia de tensión teniendo en cuenta la transferencia a lazo abierto, las impedancias de entrada y salida y la de carga. Amplificador no inversor ideal: desensibilización respecto de los parámetros dinámicos del operacional. Su transferencia de tensión. Error. Determinación de la resistencia de entrada y salida del amplificador realimentado. Amplificador operacional inversor. Desarrollo de los mismos ítems que para el operacional no inversor. Errores estáticos. Influencias de: la tensión residual (offset) de entrada, corriente de polarización, corriente residual de entrada sobre el comportamiento a lazo cerrado. Compensación de la tensión residual de desbalance. Seguidor de tensión. Sumador con ganancia. Amplificador operacional diferencial. El circuito integrador y el diferenciador.

✓ 3 . RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES NO REALIMENTADOS.

Respuesta de frecuencia de amplificadores lineales. Aplicación a una etapa emisor común para transistores integrados. Determinación de la transferencia de tensión. Determinación del diagrama de polos y ceros. Resolución aplicando los métodos de polos y ceros, de Bode, y de las constantes de tiempo (inspección). Como caso particular, deducción de la respuesta usando transistores discretos. Respuesta en frecuencia de una etapa base común y de una colector común. Ejemplos usando "arrays". Respuesta en frecuencia de amplificadores multietapas. Aplicación a una etapa cascode. Relación entre la respuesta de frecuencia y la respuesta temporal.

✓ 4 .RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS. ESTABILIDAD.

Respuesta de frecuencia de amplificadores multietapas realimentados en función del margen de fase. Determinación de la máxima realimentación posible sin afectar la estabilidad (método del margen de fase). Compensación. Su uso para poder aumentar la cantidad de realimentación. Compensación interna y externa de amplificadores operacionales. Análisis del 741, 301, etc.. Mostrar como aumenta la máxima realimentación posible. Error introducido a diferentes frecuencias en la ganancia del operacional realimentado. Aplicaciones: no inversor, inversor, sumador, etc. Análisis de la respuesta de un operacional a la excitación escalón. Respuesta temporal para señales fuertes: "slew-rate" (velocidad de salida). Métodos que se usan en los integrados para mejorar el "slew-rate". Análisis del operacional con señales fuertes y excitación senoidal. Respuesta de máxima potencia. Diferenciador: análisis de su estabilidad y de la transferencia de la señal. Integrador: análisis de su estabilidad y de la tensión de salida residual (offset). Análisis de la transferencia de la señal.

✓ 5 . AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

Amplificadores de potencia simétricos clase B. Relación de potencias: potencia de salida, potencia disipada, potencia de entrada. Rendimiento. Análisis de una etapa de salida

complementaria y de una quasi-complementaria. Salida Darlington. Eliminación de la distorsión de cruce. Verificación y diseño de una etapa de salida. Etapa excitadora. Descripción. La necesidad del uso del bootstrapping" o de fuente de corriente constante. Verificación y diseño. Etapa pre-excitadora: su análisis. Análisis del amplificador completo: modificación de la sensibilidad y de la impedancia de entrada con la realimentación. Ajuste de la distorsión de cruce y ajuste para recorte simétrico. Análisis de amplificadores integrados.

✓ 6 . FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS.

Fuentes reguladas realimentadas. Principio de funcionamiento. Fuentes reguladas usando amplificadores operacionales. Calculo de la resistencia de salida y del porcentaje de regulación. Selección del Amplificador Operacional. Uso de un transistor de paso para aumentar la corriente de carga. Selección del mismo. Sensado remoto. Reguladores monolíticos de tres terminales. Circuito esquemático. Circuitos de protección: limitador de corriente, protección de área de seguridad, corte térmico. Tensiones de referencia. Reguladores de tres terminales con tensión de salida ajustable. Reguladores de tres terminales con tensión de salida variable. Regulación respecto de la línea y respecto de la carga. Reguladores de tres terminales negativos. Reguladores de tensión duales usando reguladores monolíticos de tres terminales. Reguladores duales con seguimiento (Tracking). Reguladores duales de precisión con seguimiento (tipos LM125, etc.). Reguladores monolíticos de cuatro terminales.

Fuentes conmutadas para baja potencia. Análisis de las configuraciones básicas de convertidores. El convertidor directo. El convertidor indirecto. El convertidor simétrico. El convertidor híbrido. Estudio de los distintos sistemas de control de la fuente conmutada

✓ 7 .APLICACIONES LINEALES DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Amplificadores de instrumentación distintos tipos. Amplificadores de instrumentación con entrada puente. Convertidores tensión-corriente. Convertidores corriente- tensión. Fuente de tensión de referencia. Defasador. Sumador no inversor. Fuente de corriente constante bilateral. Inversor algebraico. Circuito de función logarítmica. Circuito de función antilogarítmica. Multiplicadores analógicos distintos tipos. Integradores análisis de distintos tipos. Diferenciadores análisis de distintos tipos. Otras aplicaciones.

BIBLIOGRAFÍA RECOMENDADA

- ! • Millman. J y Halkias Ch : Electrónica Integrada. Realimentación
- Schilling. D y Belove. Ch Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados
- Tietze. U Schenk. CH : Electrónica avanzada y circuitos. Springer-Verlag
- Huelsman. L : Amplificadores Operacionales Teoría, ejemplos y aplicaciones. PET
- { • Bonnin Forteza. F : Fuentes de Alimentación Reguladas Electrónicamente. Marcombo.
- SP52 RCA: Circuito de Potencia de Estado Sólido

Vende fruta

Folien
F. Com.

BIBLIOGRAFÍA SOLICITADA PARA ELECTRÓNICA APLICADA II

Se sugieren los siguientes títulos por ser ~~(no solo)~~ apropiados para esta cátedra ~~(sino que)~~ también para otras de la misma área ~~temática~~.
El orden en que se sugiere guarda relación directa con el grado de importancia dado por La Cátedra

Autor	Título	Editorial
J. Rashid	Circuitos Microelectrónicas Análisis y Diseño	Thomson Editores
Allan R. Hambley	Electrónica	Prentice Hall
Robert F Coughlin Frederick F Driscoll <small>A Operacionales y Circ. Acond. Señal</small>	Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales	Prentice may

[Gray]: Fotocopias → Resp. en frecuencia!
Totalmente aconsejable

Horarios EA2

4R1 : Central 221

- Lun: 19:55 - 21:25 González. Edu.
- Mie: 20:40 - 23:05 Olmos. Carl.

4R2 : Soro 606

- Lun: 18:15 - 19:45 Celadrán. Carl.
- Mie: 18:15 - 20:40 Olmos. Carl.

Electrónica Aplicada

23/10/2009

2

Resumen de las clases del Ing. González, Audio + Carpetas. → 2004! (CD en LTD)
Ing. Celidran; Notes de clases. 2003/2004

Ing. Olmos. Métodos analíticos. 2004
Mét. resolv. práct. + Apunte de I. Calderon 2007

Introducción a la materia:

Materia heterogénea compuesta de tres grupos principales de unidades temáticas:

(I) Unidades teóricas de:

✓
Tienen a la formación
especializada del Ing. Electrónico

- Realimentación.
- Respuesta en frecuencia:
 - A lazo abierto.
 - A lazo cerrado.
- Amplificadores operacionales:
 - Introducción.
 - Aplicaciones.

(II) Amplificadores de potencia de audiofrecuencia:

La ganancia de pot. depende de paráms. externos al amplificador;

por ello no se realiza sobre la func. de transf. principal.

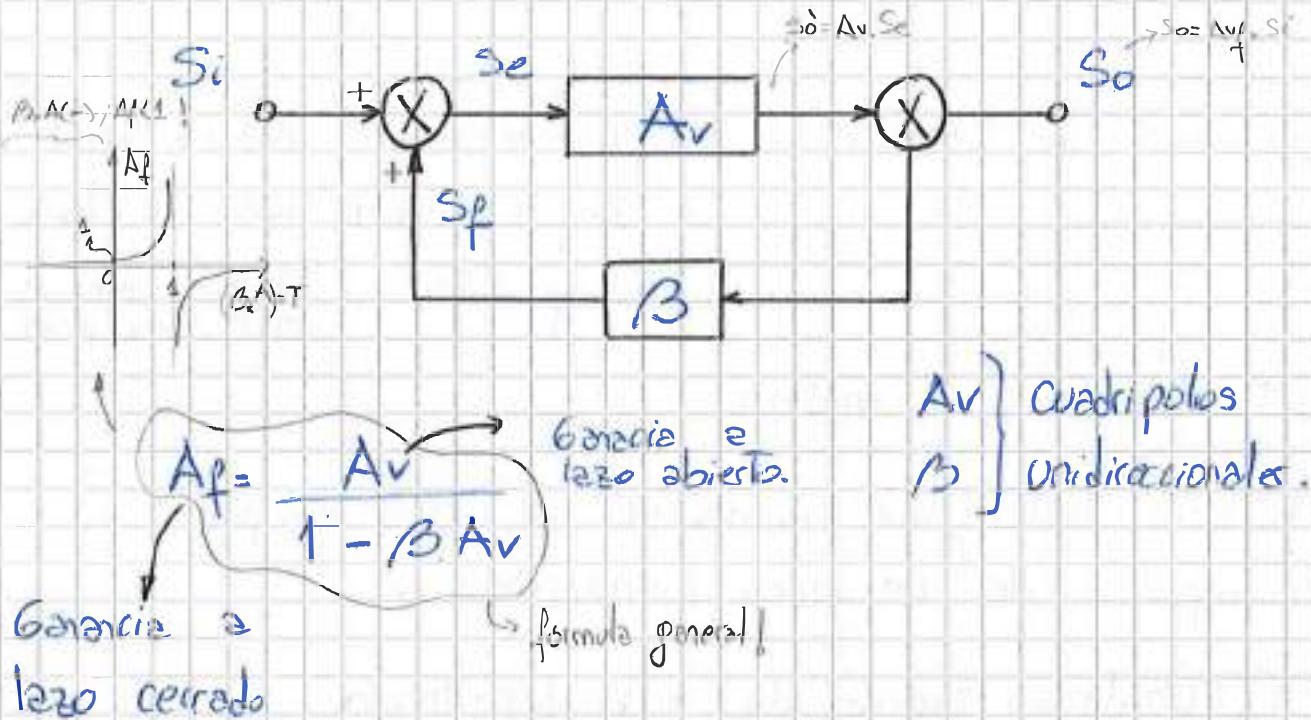
Se estabiliza la ganancia de tensión. - Difícil de estabilizar -

(III) Introducción a fuentes de alimentación:

- Lineales
- Comutadas

Descripción general de los temas:

Realimentación: Reinyección de una muestra de la señal de salida a la entrada
(generalizado)



Respuesta en frecuencia: Capacidad de transmitir un ancho de banda determinado de la entrada a la salida.

→ Es más apropiado hablar de respuesta dinámica: temporal + frecuencia.

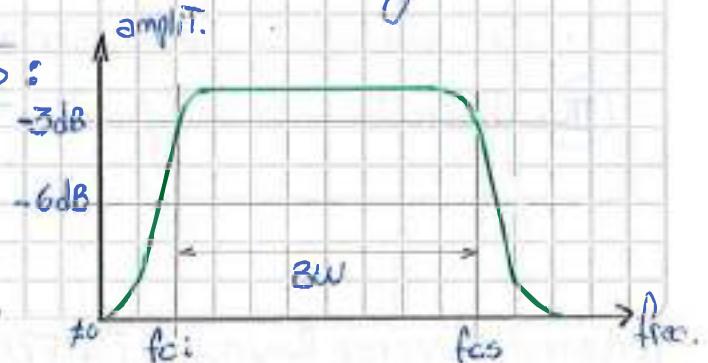
→ Esto es asociado a las propiedades del circuito.

→ Se representa gráficamente mediante el diagrama de Bode.

* Amplificador a lazo abierto:

$$\left. \begin{array}{l} f_{ci} \Rightarrow \omega_{ci}/\pi = f_{rec. \text{ corte inferior}} \\ f_{cs} \Rightarrow \omega_{cs}/\pi = f_{rec. \text{ corte superior}} \end{array} \right\}$$

$BW \Rightarrow$ ancho de banda.



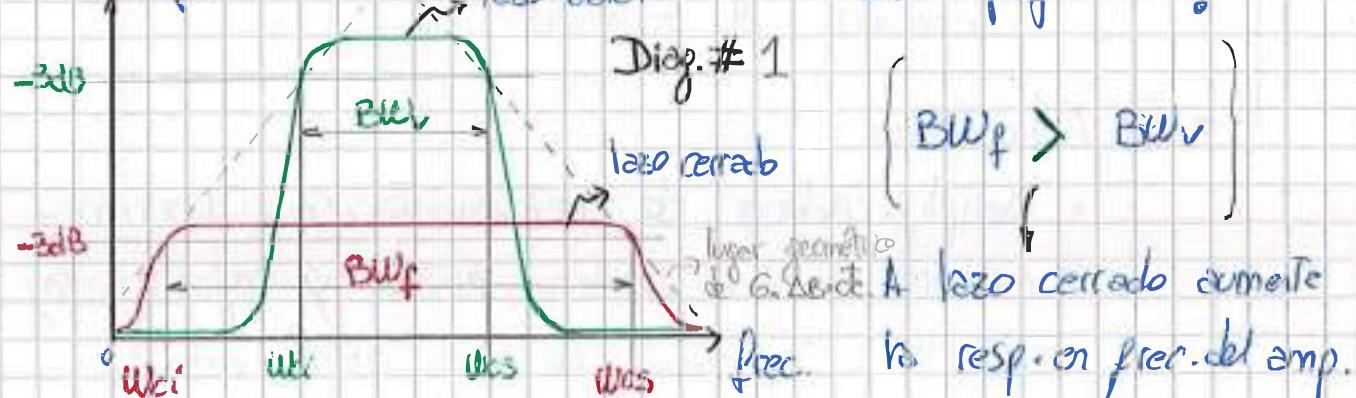
- El ancho de banda del amp. se puede analizar mediante un osciloscopio. Se hace pasar por el amp. una onda cuadrada lo más parecida a una ideal y luego se la visualiza. Dado que ésta onda está compuesta por infinitas armónicas (descomposición en serie de Fourier), el amplificador filtrará las armónicas de orden superior pudiéndose determinar así el BW del mismo.

- El amp. se comporta como un filtro pasa bajo -

Para que este análisis sea válido:

Resp. freq. del Osciloscopio \gg Resp. freq. del amp.

* Amplificador a lazo cerrado: Cambie la resp. en freq. ampl.



Amplificador de "un polo" → Singularidad; Define la freq. de corte -
(polo simple o dominante)

Otro en base y Amp: 1; 2 o 3 polos!
puede oscilar

Amplificadores Operacionales: El nombre deriva de su aplicación primigenia:

- Operaciones analógicas -

→ * Esquema interno: Diferencial + fuente corriente.

[• Dispositivo amplificador con entrada diferencial y en general salida referida a masa (mz).

→ * Descripción de los parámetros y criterios de selección (no suelen estar en los libros)

[• Ganancia a lazo abierto A_v muy grande;
independiente de la impedancia de la
fuente de señal y de la carga.
 Z_i muy alta y Z_o muy baja.

→ * Configuración básica:

[• Inversa; No inversa; etc.]

→ * Aplicaciones:

[• Amplificadores de instrumentación: Discriminación crítica entre señal e información;
RRMC: Capacidad de discriminar entre
ruído e información. Se opera con
entrada diferencial. El ruido proviene
generalmente de una fuente ajena al
dispositivo y referida a mz.]

[• Filtros: Dado que los 50 Hz no se

pueden blindar, se polímeran o se usan extrudados de poliamida.
con elevado RRMCD

Capacidad de penetración de
una OEM en un blindaje \Rightarrow proporc. $\approx \frac{1}{1}$

Amplificadores de potencia:

* Amplificadores en clase B : Push-Pull
 Complementarios
 Cross-Complement.

Fuentes de alimentación:

* Fuentes reguladoras lineales (serie y paralelo)
 ↳ Hibridas.

* Fuentes commutadas básicas : { Directas
 Indirectas
 1/2 Puente.

Objetivo de la materia: Saber utilizar los Amp. Operacion.

Examen final:

- 3 hs de examen
- Resultado en una semana
- 3 instancias \Rightarrow
 - 1) Multiple choice: Ej. desarr. cortos; Gallo.
 - 2) Ejerc. tipo parcial; Olmos.
 - 3) 2 Técnicos a resolver, González.

 Si encuentran errores en este apunte (probablemente existen varios -perdón!) por favor envíen sus comentarios con referencias y/o correcciones a:

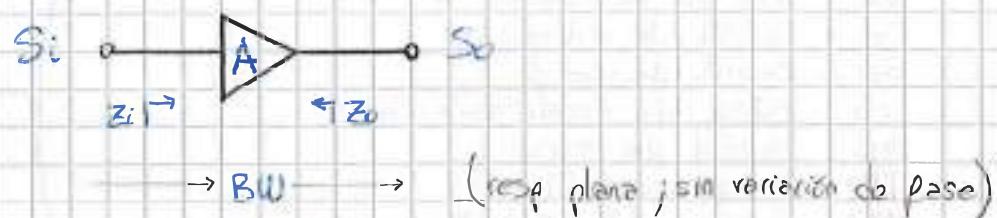
Marco AR marcoalrey@gmail.com

Gracias!



Unidad N° 1 Amplificadores Realimentados

Amplificador Ideal:



Características:

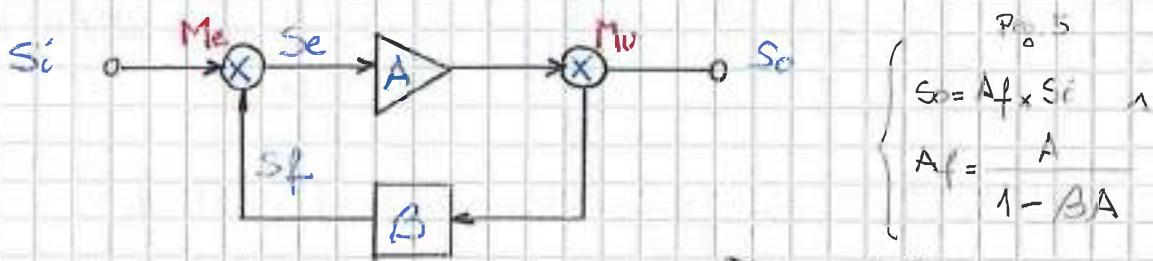
- Dispositivo unilateral
- Ganancia infinita; $A = \infty$
- Imp. de entrada infinita; $Z_i = \infty$
- Imp. de salida cero; $Z_o = 0$
- Ancho de banda infinito; $BW = \infty$
↳ Respuesta temporal instantánea.
- No existe distorsión de ningún tipo ni generación de ruido.

Amplificador Real:

En un amp. real deben garantizarse sus parámetros (A , Z_i , Z_o ; etc.) dentro de una banda de frecuencias determinada.

(Tomado de una)

Realimentación: "Muestreo de la señal de salida y reinserción de la misma a la entrada"



Diag. #2

Descripción:

- A amplificador (ganancia)
- B red de realimentación
- Si señal de entrada
- So señal de salida
- Sf señal de realimentación
- Se señal de error
- Me bloque de mezcla
- Mu bloque de muestra

} Cuadripolos unidireccionales

- El cuadripolo sobre el cual se toma la muestra también debe ser un dispositivo unidireccional. La red B no debe transmitir la señal de entrada hacia la salida, éste solo debe condicionar la salida a la entrada.
- La mezcla se produce con condiciones adecuadas:
 - ⊖ Mezcla en fase con la señal de entrada: la ganancia del amplificador aumenta. Realimentación Positiva.
↳ Hasta $BA=1$; luego invierte la fase y tiembla.
 - ⊖ Mezcla en contrafase con la señal de entrada: la ganancia del amplificador disminuye. Realimentación Negativa.
↳ Siempre $BA < 1$

Realimentación Positiva:

La realimentación positiva conlleva a un reforzamiento de la señal de entrada, pudiendo llevar al corte o saturación a la señal de salida.

La realimp. pos. no se utiliza ya que el amp. tendería a oscilar.

↳ cuando $|1 + A| \approx 1$
 $\approx 180^\circ$

Oscilación: Un caso especial de la realimentación es el ^{Se explica} oscilador; "oscilación" \Rightarrow señal autoestable.

^{a partir de h = 17} Para que una oscilación ^{se} perpetue se debe cumplir con el criterio de Barkhausen y ^{187 Mil n.s.}

$$|A \cdot B| = 1 \quad [0, n \cdot 2\pi] \quad n: \text{num. entero}$$

^{In. Gonzales}
Incidencia.

Realimentación Negativa:

Cuando se remite a la entrada del amplificador una corriente o tensión proporcional a la corriente o tensión de salida (o una combinación de ambas) en contrafase, la ganancia del amplificador disminuye si se está en presencia de "realimentación negativa".

La mezcla se realiza con un circuito de diferencias.



Modifica el comportamiento y características del amplificador
(A ; Z_i ; Z_o ; $B(s)$)

Análisis general del diagrama de realim.: (Diag. #2; Diag. 4)

$$S_o = A \times S_e \quad \wedge \quad S_e = S_i + S_f$$

$$\therefore S_o = A \cdot (S_i + S_f) = A \cdot S_i + A \cdot S_f \quad \wedge \quad S_f = B \cdot S_o$$

$$\therefore S_o = A \cdot S_i + A \cdot B \cdot S_o \quad \Rightarrow \text{Despejando } \frac{S_o}{S_i} = A_f$$

$$S_o - A \cdot B \cdot S_o = A \cdot S_i$$

$$S_o (1 - A \cdot B) = A \cdot S_i \quad \therefore A_f = \frac{S_o}{S_i} = \frac{A}{1 - B \cdot A}$$

A_f se denomina "ganancia de lazo cerrado" o "ganancia de realimentación".

→ Con realimentación negativa, $S_i \rightarrow S_f$ se encuentran en contrafase: $S_e = S_i - S_f$

Así:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \rightarrow \text{y dado el caso de que } |A \cdot \beta| \gg 1 \text{ y que}$$

$$A \text{ y } \beta \text{ sean disp. unidireccional.}$$

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

→ La fase depende de los componentes reactivos en el sistema, que a su vez dependen de la frecuencia.

Consecuencia: La ganancia del amp. = lazo cerrado
↑
Válido solo si no de
A es muy grande

Ventaja: La red β puede comparse de elementos sencillos y muy confiables \Rightarrow resistores!

Factor de realimentación: $|A \cdot \beta|$ Ganancia de bucle o lazo = T
(imp. addit.)

Tendremos que $S_o = A \cdot S_e \wedge S_f = \beta \cdot S_o$

igualando por S_o : $A \cdot S_e = \frac{S_f}{\beta}$

$$\therefore A \cdot \beta = \frac{S_f}{S_e} \rightarrow \text{Factor de realimentación}$$

Ejemplo:

$$\left. \begin{array}{l} A = 200 \rightarrow \text{con un cambio} \\ \Delta A = 100 (-50\%) \\ \downarrow \\ \text{que Cambio de Transist.} \end{array} \right\} A_f = \frac{A}{1+2A} = \frac{200}{1+0,1 \cdot 200} = 9,52 \quad \Delta A_f = 4,5\%$$

$$\left. \begin{array}{l} B = 0,1 \rightarrow \text{sin variación} \\ \downarrow \\ \text{resistores fijos.} \end{array} \right\} A_f = \frac{A}{1+2AB} = \frac{100}{1+0,1 \cdot 100} = 9,09$$

* Con una variación de gan. leyo abierto $\Delta A = 50\%$; la gan. a leyo cerrado varia $\Delta A_f = 4,5\%$.
 → "A" debe hacerse lo suficientemente grande como

para que $A_f \approx \frac{1}{B}$, $A_f = \frac{1}{0,1} = 10$

Propiedades de la realimentación negativa:

- (a) Estabilidad de la ganancia; "Función de Sensibilidad".
- (b) Efecto sobre señales espirales; Disminución del ruido.
- (c) Efecto sobre los niveles de impedancia.
- (d) Efecto sobre la distorsión no lineal y en frecuencia.
- (e) Aumento del ancho de banda. Demarcación en pag. 112.
- (f) Cambio de la función de transferencia.
- (g) Reducción de la relación de señal de salida (Más tarde pag. 7-12)

Descripción detallada:

- a) Estabilidad de la ganancia; Sensibilidad: Como A_f depende débilmente de A , siendo A_f dependiente

de la red β , existe la posibilidad de independizar la ganancia del amplificador con respecto a la ganancia del dispositivo (transistor), dependiendo casi exclusivamente de β , si A_f es lo suficientemente grande.

De esta manera el amplificador resultante regresivamente también se independiza en gran medida de la temperatura; el envejecimiento; punto Q; y la sustitución del transistor.

Función de sensibilidad: La función de sensibilidad es una medida cuantitativa \Rightarrow variación relativa de A_f con respecto a A .

$$S = \frac{\Delta A_f \%}{\Delta A \%} = \frac{\frac{\partial A_f}{A_f}}{\frac{\partial A}{A}} = \overset{①}{\left(\frac{\partial A_f}{\partial A} \right)} \cdot \overset{②}{\left(\frac{A}{A_f} \right)}$$

$$\left(A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \right) \quad \text{haciendo } \beta A = -T \quad \begin{matrix} \hookrightarrow \text{Frecuencias del bucle} \\ (\text{ap. Cola}) \end{matrix}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_f}{\partial A} &\Rightarrow \frac{\partial A}{\partial A} \frac{\partial A \times (1-T) - \partial(1-T) \cdot A}{(1-T)^2} \\ \frac{\partial A_f}{\partial A} &\Rightarrow \frac{1 \times (1-T) - \beta A}{(1-T)^2} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial A_f}{\partial A} = \frac{\frac{\partial A_f}{\partial A} + \frac{\partial A_f}{\partial (1-T)} \times \frac{\partial (1-T)}{\partial A}}{\frac{\partial A}{\partial A}}$$

$$\frac{\partial A_f}{\partial A} = \frac{1}{1-T} + \left(\frac{A}{(1-T)^2} \times -\beta \right)$$

$$\frac{\partial A_f}{\partial A} = \frac{(1-T) - \beta A}{(1-T)^2} = \frac{1 + \beta A - \beta A}{(1 + \beta A)^2}$$

$$\frac{\partial A_f}{\partial A} = \frac{1}{(1 + \beta A)^2}$$

$$S = \frac{1}{(1+\beta A)^2} \left(\cancel{A} \times \frac{(1+\beta A)}{\cancel{A}} \right)^2$$

$$S = \frac{1}{(1+\beta A)}$$

→ Función o factor de sensibilidad

Factor de realimentación (Fig 5')

$$D = 1/S$$

→ Desensibilidad.

$$Af = \frac{A}{D} = A \times S$$

Ejemplo:

$$\begin{cases} S = 0,05 \\ Af = 10 \end{cases}$$

$$Af = A \times S \therefore A = \frac{Af}{S} = \frac{10}{0,05} = 200$$

$$S = \frac{\Delta A_{\text{yo}}}{\Delta A_{\text{yo}}} ; \Delta A_{\text{yo}} = A \cdot D$$

$$Af = \frac{A}{1+\beta A} \quad B = \frac{A - Af}{Af \cdot A} = \frac{200 - 10}{200 \times 10} = 0,095$$

$$\frac{\Delta A_{\text{yo}}}{A} = \frac{5\%}{200} = 0,005$$

Valor mínimo de A (para no superar un $\Delta Af = 5\%$) $\Rightarrow 200$.

dime qué AA?

Conclusiones:

- El uso de realim negativa disminuye la ganancia del amplificador en $(1+\beta A)$, pero su estabilidad mejora en el mismo factor.
- Si la realimentación es fuerte y no hay componentes reactivos, Af es independiente de la frecuencia.
- Si la red B no es potente resistiva (contiene compo-

reales respectivos: XL , Xc) genera un desfaseaje y termina definiendo la respuesta en frecuencia del sistema. Su resp. en freq. es la de la planta completa.

→ Por este motivo la red β puede utilizarse para filtrar. (Pág. 127*)

- Admitiendo cierta variación de ganancia \rightarrow lazo abierto puede calcularse (especificarse) la per. e lazo cerrado.
- No es conveniente trabajar con $\frac{\text{ganancia}}{\text{frec.}} \rightarrow$ lazo abierto? muy grandes. El sist. puede volverse inestable.
- Convénie trabajar con A_f pequeñas. $A_f \leq 10$ (aprox 5 o 6) y β muy chicas. Para ello, normalmente $A \geq 3000$. ($AB \gg 1$)
- Para lograr grandes ganancias convénie trabajar con sistemas multietapas.

- Estabilidad



Parámetros más relevantes!

→ Ganancia (Lazo abierto; Lazo cerrado)
→ Resp. freq.
→ Temperatura

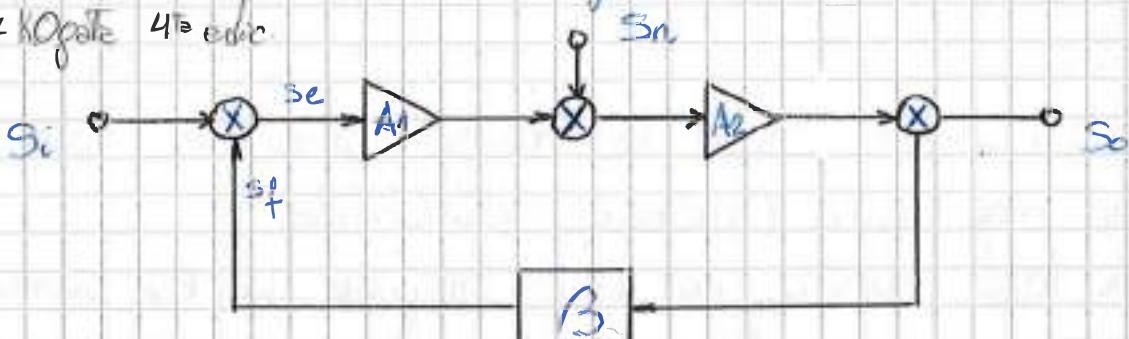
"Hay que tratar de diseñar los circuitos lo más sencillo posible y luego complicarlos según la necesidad."

b) Efecto sobre los señales espurias. Ruidos se describen tres causas principales; dependiendo de la etapa donde infiera

la señal de ruido:

b.1: La señal de ruido ingresa en una etapa intermedia.

* > Pág 67 libro de 4º edición



Análisis a lazo abierto:

S_n : Señal de ruido

(Análisis a lazo abierto)

$$S_o = \underbrace{S_e \cdot A_1 \cdot A_2}_{\text{señal}} + \underbrace{S_n \cdot A_2}_{\text{ruido}}$$

$$R_{SN} = \frac{S_o}{S_n} = \frac{S_e \cdot A_1 \cdot A_2}{S_n \cdot A_2} \Rightarrow$$

$$R_{SN} = \frac{S_e \cdot A_1}{S_n}$$

• Si se aumenta A_1 , mejora R_{SN} pero cambia la ganancia del sistema.

Análisis a lazo cerrado:

$$S_o = S_e \cdot A_1 \cdot A_2 + S_n \cdot A_2 \quad \wedge \quad S_e = S_i - S_f$$

$$S_o = (S_i - B S_o) A_1 \cdot A_2 + S_n \cdot A_2$$

$$S_f = R S_o$$

$$S_o = S_i \cdot A_1 \cdot A_2 - B S_o \cdot A_1 \cdot A_2 + S_n \cdot A_2$$

$$S_o (1 + B A_1 \cdot A_2) = S_i \cdot A_1 \cdot A_2 + S_n \cdot A_2$$

$$S_o = \frac{S_i \cdot A_1 \cdot A_2}{(1 + B A_1 \cdot A_2)} + \frac{S_n \cdot A_2}{(1 + B A_1 \cdot A_2)}$$

señal

ruido

$$R_{SN} = \frac{S_o \cdot A_1 \cdot A_2}{1 + \beta A_1 \cdot A_2} / \frac{S_n \cdot A_2}{1 + \beta \cdot A_1 \cdot A_2} \Rightarrow R_{SN} = \frac{S_o \cdot A_1}{S_n}$$

• Si se aumenta A_1 también mejora R_{SN} ; sin modificar la ganancia del sistema.

Conclusiones:

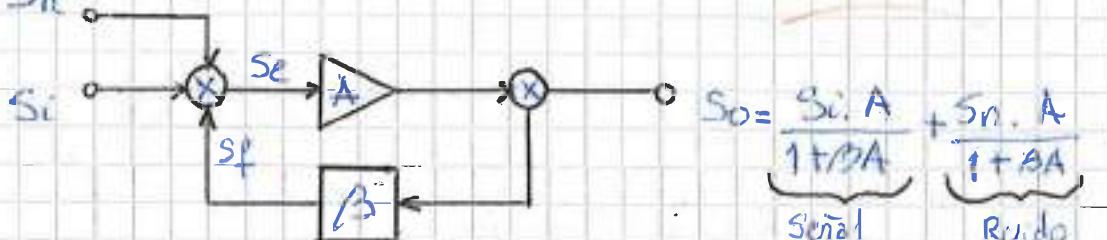
- Las ecuaciones son las mismas, pero no las magnitudes (números) involucrados.
- A lazo abierto, no puedo mejorar la R_{SN} aumentando A_1 , por que modifica la ganancia del sistema; A lazo cerrado, con realimentación negativa, puedo incrementar A_1 para mejorar la R_{SN} sin modificar la ganancia → Mejora el grado de ruidosidad de un amplificador multietapa (reduciendo el ruido)



Se reduce en el factor de dispersibilidad $(1 + \beta A_1 A_2)$

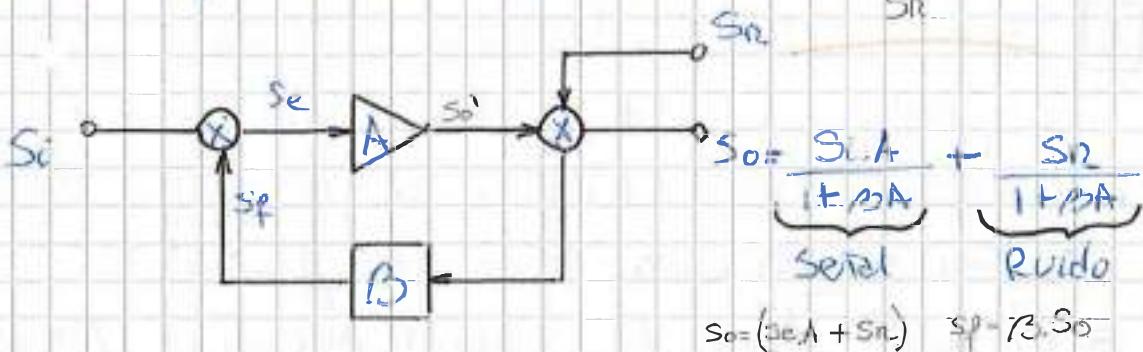
- Si el ruido aparece en etapas intermedias se puede minimizar.

b.2 Ruido aplicado a la entrada: $R_{SN} = \frac{S_o}{S_n}$



- Si el ruido aparece a la salida, nada hace la realimentación (No se puede discriminar entre S_i y S_n). Se pueden aplicar entradas diferenciales.

b.3 Ruido aplicado a la salida: $R_{SN} = \frac{S_1}{S_R} \times A$

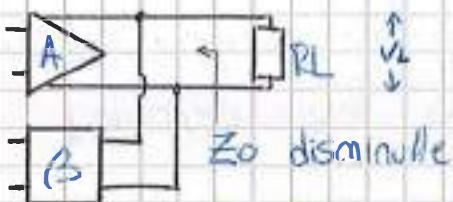


• Si el ruido se suma a la salida no se amplifica.
(puede ser generado por una puente de corriente no lineal)

- Similar al caso b.1 con $A_2 = 1$.

c) Efecto sobre los niveles de impedancias: La realimentación negativa cambia los niveles de las impedancias de entrada y de salida en función del tipo de topología (muestra e inyección de la señal de salida)

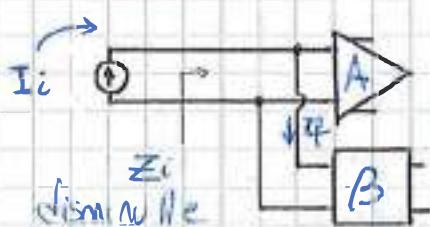
• Muestra de tensión



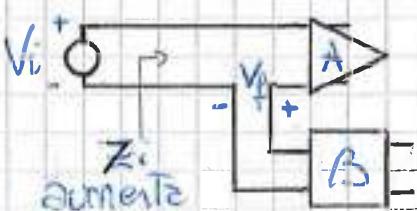
• Muestra de corriente



• Mezcla en paralelo (corriente)



• Mezcla en serie (Tensión)



La red B (muestra) no debe multiplicar demasiado la magnitud \Rightarrow muestra por Pág. En un ampl. de corriente se muestra en serie, ya que Z_0 es alta.

d) Efecto sobre la distorsión no lineal y en frecuencias

En amplificadores de potencia ya no se tiene la fundamental pura (recorte de la señal); Existen entonces armónicas de la fundamental.

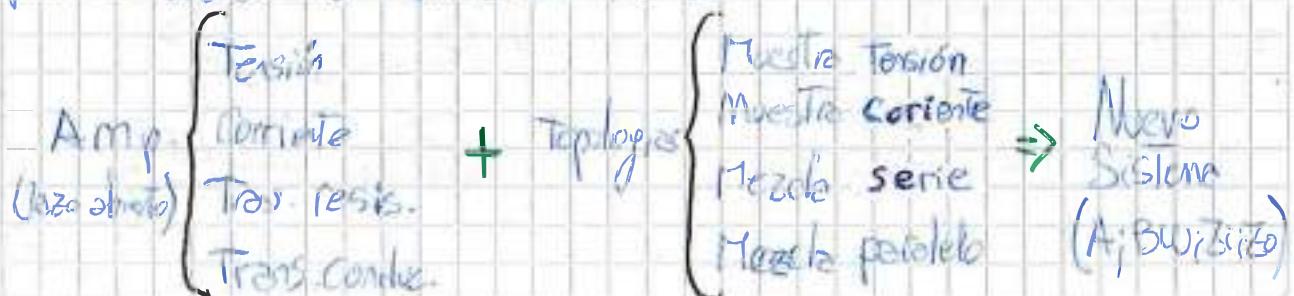
- En este caso la realimentación linealiza la función de transferencia (añade la 2da armónica de la fundamental)

e) Aumento del ancho de banda: Haciendo el análisis en frecuencia de la func. transf. Véase que el ancho de banda del amplif. a lazo cerrado aumenta. (Pág. 12)

- Lo que se pierde en ganancia (D) se gana en ancho de banda. (Diag. #1; Pág. 2)

f) Cambio de la función de transferencia: Un amplif. de tensión a lazo abierto puede convertirse en un amplif. de corriente a lazo cerrado!

Se pueden relacionar los 4 tipos de amplif. a lazo abierto con todos los topologías de realimentación para obtener un sistema nuevo.



→ Notas sobre la función de transferencia

"Para que un amplificador sea de tensión o de corriente, su función de transf. debe ser independiente de la carga y de la fuente de señal."

- En un amplificador de potencia, la generación de potencia de la fuen. de transf. depende de la carga (R_L); por lo tanto no se puede muestrear y realimentar potencia. No se puede aplicar ninguna de los topologías vistas.

Lo que se hace es estabilizar uno de sus parámetros. (normalmente se realimenta tensión)

Ejemplo: El amplif. op. inversor es un amplif. de transresistencia, utilizado como ampl. de tensión.

Clasificación de los amplificadores: Sin realimentación.

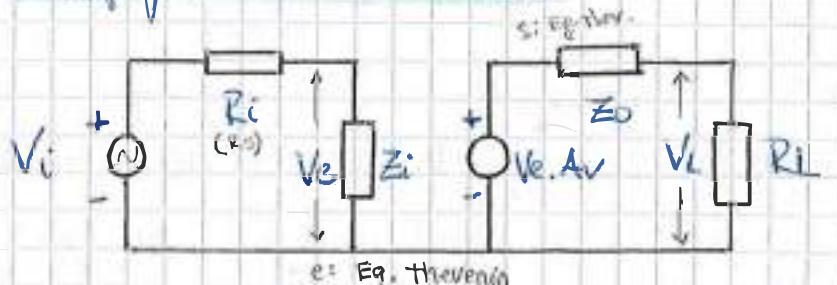
Se los clasifica en 4 grupos como si fueran cuadripolos activos, de modo que la función de transferencia no dependa de la impedancia del generador ni de la imp. de salida.

- Amp. de Tensión.
- Amp. de Corriente.
- Amp. de Transresistencia.
- Amp. de Transconductancia.

} Matelos de
cuadripolos.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_i = f(R_s) \\ R_o = f'(R_s) \end{array} \right.$$

① Amplificador de Tensiones:

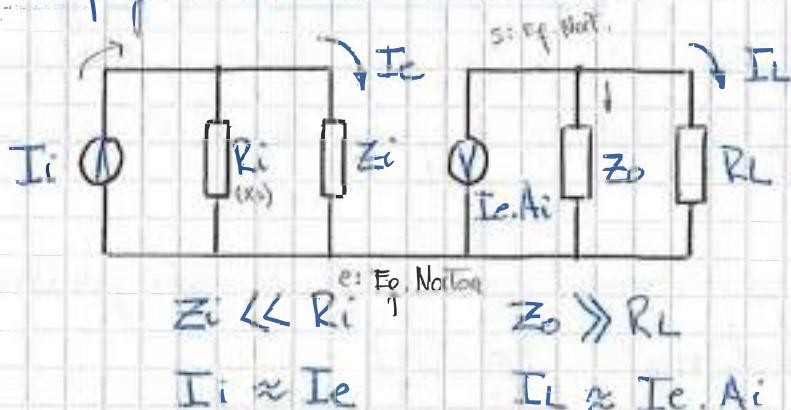


$Z_i \uparrow; Z_o \downarrow; A_v$

$$A_v \approx \frac{V_L}{V_i}$$

- En condic. ideales: $Z_i = \infty$, $Z_o = 0$
- $A_v = v_o/v_i$
- Gen. Tens. → cur. abierta

② Amplificador de corrientes:

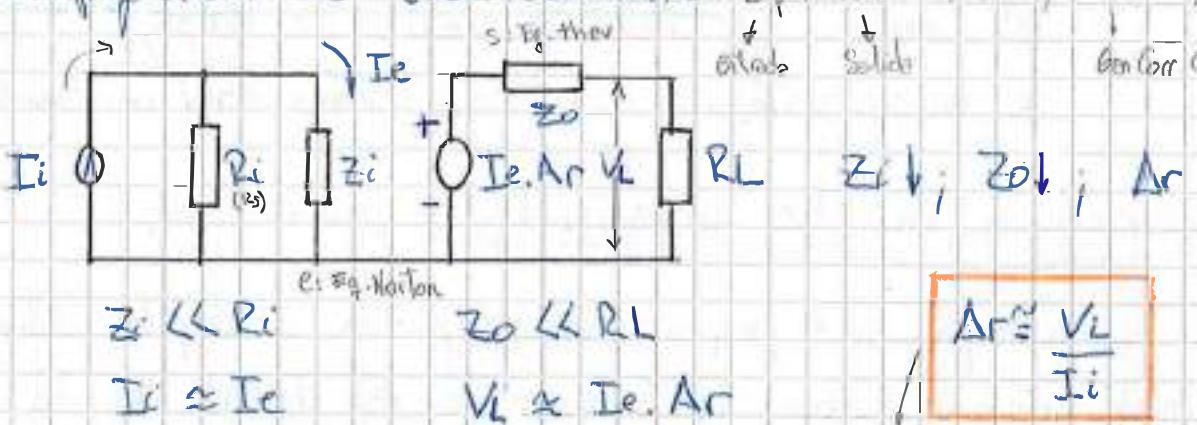


$Z_i \downarrow; Z_o \uparrow; A_i$

$$A_i \approx \frac{I_L}{I_i}$$

- En condiciones ideales, $Z_i = 0$
- $A_i = I_L/I_i$
- Gen. Corriente.

③ Amplificador de transresistencia: $B_{tp} + T_{tp}$

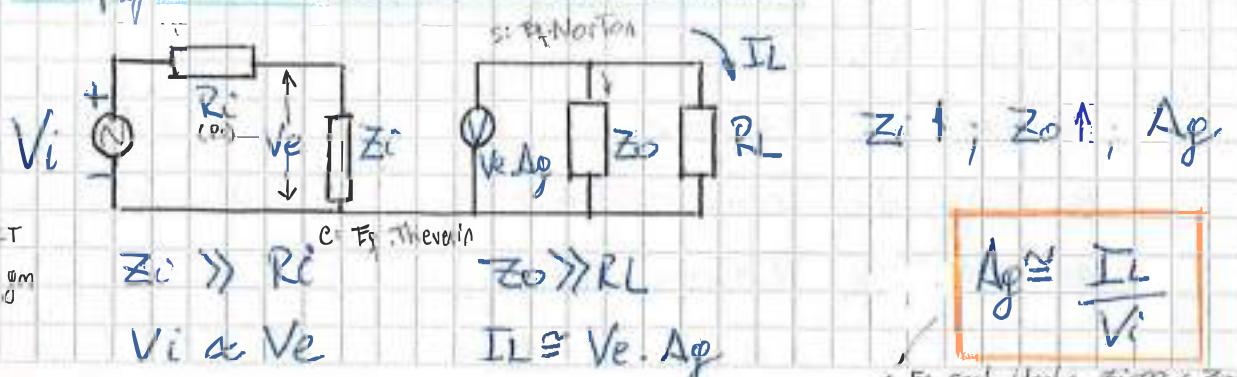


$Z_i \downarrow; Z_o \uparrow; A_r$

$$A_r \approx \frac{V_L}{I_i}$$

- En condiciones ideales $Z_i = 0$, $Z_o = \infty$
- $A_r = V_L/I_i$
- Gen. Tens. → cur. constante

④ Amplificador de transconductancia:



$Z_i \uparrow; Z_o \uparrow; A_g$

$$A_g \approx \frac{I_L}{V_i}$$

- En cond. ideales: $R_i = \infty$ y $Z_o = 0$
- Gen. Corriente.

30/10/2009

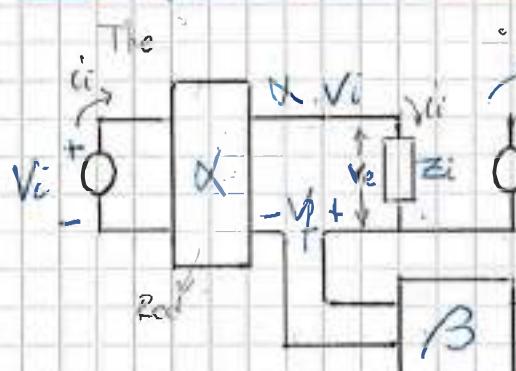
- Los factores de proporcionalidad (fact. transf.) Δv , A_v , $\Delta r \rightarrow A_g$ no deben depender de factores exteriores.

Un amplificador se define cuando en su función de transferencia no aparecen R_i ni R_L .

- El modelo térmico con emp. op. se acerca más a estas conclusiones que con el modelo de amp. bipolar.

Topologías de Amplificadores Realimentados

Amplificador de Tensión



Muestra de Tensión

Mezcla en serie

La mezcla se realiza con ΔV_i y no directamente con V_i .

$$\Rightarrow \frac{V_f}{V_L}, \Delta V = \frac{V_L}{V_e}$$

Entrada:

$$\Delta V_i = V_e + V_f \wedge V_f = \beta V_L$$

$$\Delta V_i = V_e + \beta V_L \therefore V_e = \Delta V_i - \beta V_L$$

Salida:

$$V_L = \Delta V_i - I_o Z_o$$

$$V_L = \Delta V_i \Delta V_i - \Delta V_i \beta V_L - I_o Z_o$$

$$V_L (1 + \Delta V_i \beta) = \Delta V_i \Delta V_i - I_o Z_o$$

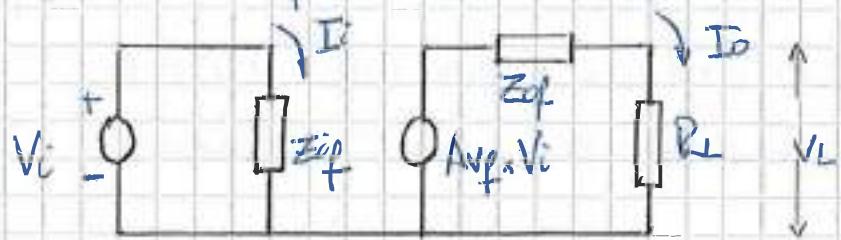
Condiciones B

- β no influye
- mezcla con ΔV_i
- P_f de muy alto valor comparado con R_L, R_e, Z_o .

$$V_L = \frac{\Delta V_i \Delta V_i}{1 + \Delta V_i \beta} - \frac{Z_o}{1 + \Delta V_i \beta} I_o \quad \text{Ecu #1}$$

Factor de proporcionalidad Imp. de salida con realim.

Cuadriodo equivalente con realimentación:



$$V_L = A_{vf} V_i - Z_{if} \cdot I_o \rightarrow \text{Comparando los coeficientes}$$

Con la Ecu. #1.

$$Z_{if} = \frac{Z_0}{1 + \beta A_v} \quad \begin{array}{l} \text{Imp. de salida} \\ (\text{dominio}) \end{array}$$

Ecu #8

$$A_{vf} = \frac{\alpha \cdot A_v}{1 + \beta A_v} \quad \begin{array}{l} \text{Ganancia a lazo} \\ \text{cerrado.} \end{array}$$

Impedancia de entrada:

$$\frac{V_e}{Z_{if}} = I_i \Rightarrow \frac{V_e}{Z_i} \therefore Z_{if} = \left(\frac{V_i}{V_e} \right) \times Z_i$$

heq que contiene
esta relación

$$\frac{V_e}{V_i} = \frac{\alpha V_i - V_f}{V_i} = \frac{\alpha V_i - \beta V_L}{V_i} = \alpha \frac{V_i}{V_i} - \beta \frac{V_L}{V_i}$$

$$1 = \alpha \frac{V_i}{V_i} - \beta \frac{V_L}{V_i} ; \quad 1 + \beta \frac{V_L}{V_i} = \alpha \frac{V_i}{V_i}$$

$$\frac{V_i}{V_e} = \frac{(1 + \beta A_v)}{\alpha} \rightarrow \text{Reemplazando en } Z_{if}:$$

$$Z_{if} = \frac{(1 + \beta A_v)}{\alpha} \times Z_i \quad \begin{array}{l} \text{Imp. de entrada. (mixta)} \\ \text{Ecu #7} \end{array}$$

No aparece en el Millman.

Notas sobre la red Δ & β : Representa todos los elementos del circuito que no forma parte directamente del amplificador.

El concepto es subjetivo, ya que depende de que se considere como amplificador.

A las resistencias de polarización se las suele considerar como parte de la red Δ , ya que parte de la corriente de entrada se deriva por ellas.

Acabando de pérdida para la señal de salida.

Ejemplos

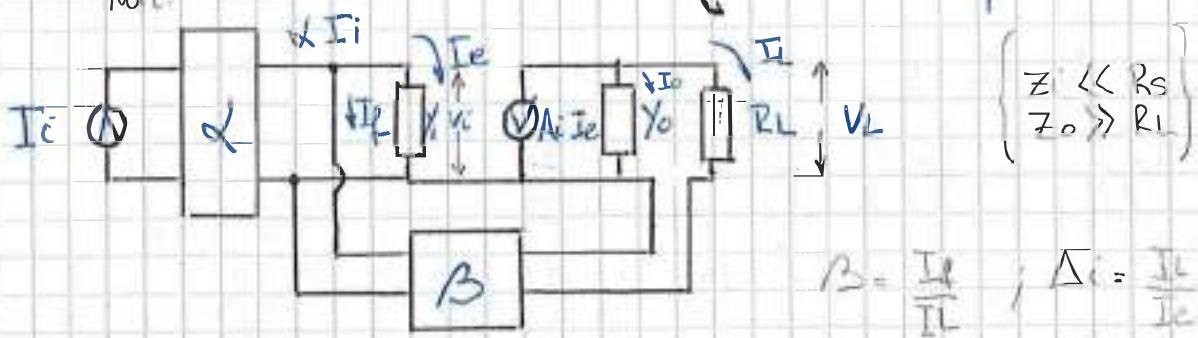
$$\left. \begin{array}{l} Z_0 = 50 \Omega \\ \Delta v = 3000 \\ \Delta I = 10 \end{array} \right\} \quad \Delta f = \frac{1}{B} \quad \beta = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{10} = 0,1 \\ (1 + \beta \Delta v) = 301 \quad \therefore Z_{op} = \frac{50}{301} \leq 1 \Omega$$

La realim. neg. mejora las cualidades (Z_0) del ampl. tension.

2) En un ampl. con tr. bipolar; con resist. R_E de emisor, hay realim. negativa. Si crece I_E , V_E también lo hace y como $V_{BE} = V_B - V_E$; V_{BE} decrece, produciéndose así la estabilización del punto de trabajo.

Amplificador de Corrientes

Not:



Entrada:

$$\Delta I_i = I_e + I_f \quad \wedge \quad I_f = \beta \cdot I_L$$

$$\Delta I_C = I_C + \beta I_L \quad \therefore \quad I_e = \Delta I_i - \beta \cdot I_L$$

Salida:

$$I_L = \Delta_i \cdot I_e - I_0 \quad \wedge \quad I_0 = Y_0 \cdot V_L$$

$$I_L = \Delta_i \cdot \Delta I_i - \Delta_i \cdot \beta \cdot I_L - Y_0 \cdot V_L$$

$$I_L (1 + \beta \Delta_i) = \Delta_i \cdot \Delta I_i - Y_0 \cdot V_L$$

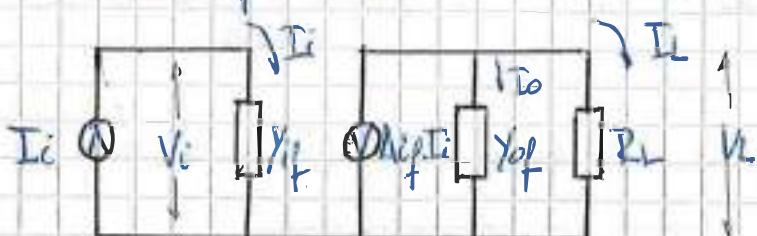
∴

$$I_L = \frac{\Delta_i \cdot \alpha}{(1 + \beta \Delta_i)} \cdot I_i - \frac{Y_0 \cdot V_L}{(1 + \beta \Delta_i)} \quad \text{Ecu. #2}$$

Factor de proporcionalidad

Admitancia de salida = Y_{of}

Cuadrípedo equivalente con realim:



$$I_L = \Delta_i f \cdot I_i - Y_{of} \cdot V_L \rightarrow \text{Comparando los coeficientes con la Ecu. #1}$$

$$\Delta_i f = \frac{\alpha}{1 + \beta \Delta_i} \cdot \Delta_i$$

$$Y_{of} = \frac{1}{1 + \beta \Delta_i} \cdot Y_0 = \frac{1}{Z_0 (1 + \beta \Delta_i)} = \frac{1}{Z_{of}}$$

General e lazo cerrado.

Admitancia de salida.

$$\frac{Z_0 \cdot Z_{of}}{(1 + \beta \Delta_i)}$$

(um tanto!)

Impedancia de entrada:

$$Z_{if} = \frac{1}{Y_{if}} = \frac{1}{Y_i} = \frac{1}{\frac{I_e}{Z_0}} = \frac{Z_0}{I_e} = \frac{Z_0}{Z_{of}} \quad \text{Hay que invertir esa relación}$$

$$V_i = I_i / Y_{if} = I_e / Y_i \quad \therefore \quad \frac{1}{Y_{if}} = \left(\frac{I_e}{I_i} \right) = \frac{1}{Y_i} = \frac{Z_0}{Z_{of}}$$

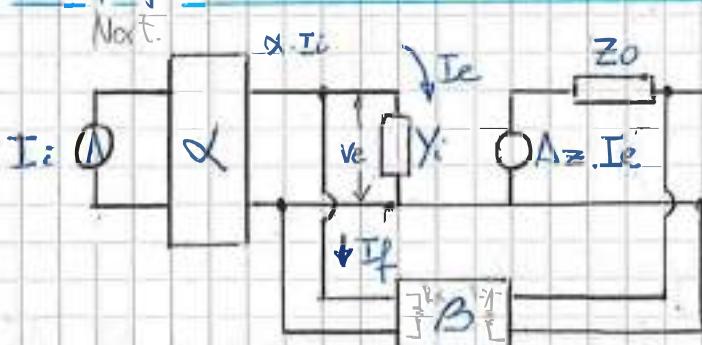
$$I_e = I_i \cdot \alpha - I_f = I_i \alpha - \beta I_L ; \quad 1 = \frac{I_i \cdot \alpha - \beta I_L}{I_e} = \frac{I_i \cdot \alpha}{I_e} - \frac{\beta I_L}{I_e} \quad \text{Di}$$

$$(1 + \beta \Delta_i) / \alpha = \frac{I_i}{I_e} \quad \therefore \quad Z_{if} = (\alpha / 1 + \beta \Delta_i) \times Z_i \quad \text{(diminuida)}$$

01/11/2009

13

Amplificador de Transresistencia:



Muestra de Tensión.
Mezcla en paralelo.

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_1 < Z_0 \\ Z_1 < Z_L \end{array} \right. \quad \beta = \frac{I_f}{V_L} ; \quad \Delta z = \frac{V_L}{I_f}$$

Entradas:

$$\alpha I_i = I_e + I_f \quad \wedge \quad I_f = V_L \cdot \beta$$

$$\alpha I_c = I_e + \beta V_L \quad \therefore \quad I_e = \alpha I_c - \beta V_L$$

Salidas:

$$\Delta z \cdot I_e = I_o \cdot Z_0 + V_L \quad \wedge \quad V_L = I_L \cdot R_L$$

$$V_L = \Delta z \cdot I_e - I_o \cdot Z_0 \quad (\text{Diferencia})$$

$$V_L = \Delta z \alpha I_i - \Delta z \beta V_L - I_o Z_0$$

$$V_L (1 + \beta \Delta z) = \Delta z \alpha I_i - I_o Z_0$$

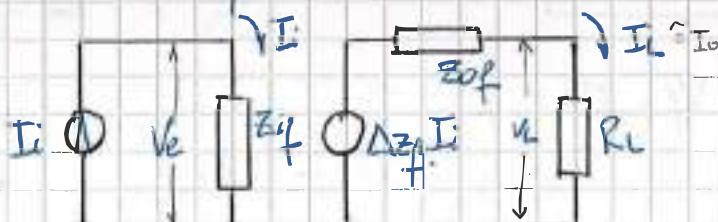
$$\Rightarrow \Delta z = \Delta V_L / Z_0 \quad \Rightarrow \Delta V_L = V_L - Z_0 \cdot I_L \quad \Rightarrow \Delta z = \frac{V_L - Z_0 \cdot I_L}{Z_0}$$

$$V_L = \frac{\alpha \Delta z}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_i - \frac{Z_0}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_L \quad \text{ECU. #3}$$

Factor de proporcionalidad

Impedancia de salida

Quadrípolo equivalente con realimentación:



$$\text{(General) } V_L = \Delta z_f \cdot I_i - Z_{of} \cdot I_L \quad \rightarrow \text{Comparando los coef. con la Ecu. #3}$$

$$\Delta z_f = \frac{\alpha \Delta z}{(1 + \beta \Delta z)}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_0}{1 + \beta \Delta z}$$

Imp. de salida
(descartar mayor)

Impedancia de entrada:

$$\left. \begin{aligned} Y_{if} &= \frac{I_c}{V_e} & V_e &= \frac{I_c}{Y_{if}} \\ Y_i &= \frac{I_e}{V_e} & V_e &= \frac{I_e}{Y_i} \end{aligned} \right\} \frac{I_c}{Y_{if}} = \frac{I_e}{Y_i} \therefore Y_{if} = \frac{I_c}{I_e} \cdot Y_i$$

$$I_c = \alpha I_e - I_f \quad \wedge \quad I_f = \beta V_L$$

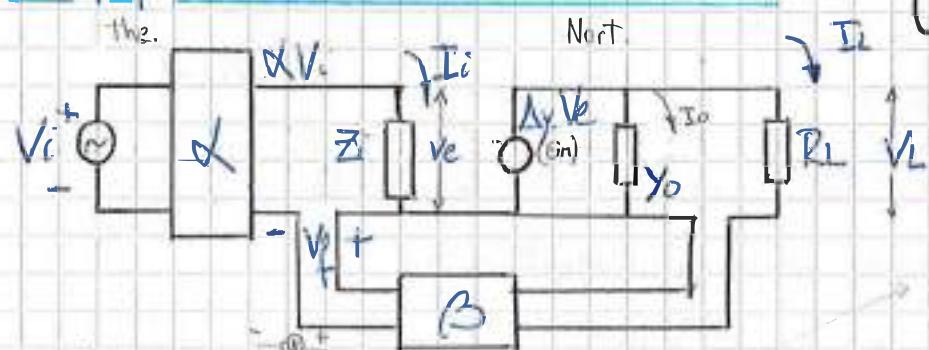
$$I_e = \alpha I_c - \beta V_L \quad ; \quad 1 = \frac{\alpha I_c}{I_e} - \beta \frac{V_L}{I_c} \quad \wedge \quad \frac{V_L}{I_c} = \Delta Z$$

$$(1 + \beta \Delta Z) = \alpha \cdot \frac{I_c}{I_e} \quad \therefore \quad \frac{I_c}{I_e} = \frac{1 + \beta \Delta Z}{\alpha}$$

$$\therefore \frac{1}{Y_{if}} = \frac{I_e}{I_c} \cdot \frac{1}{Y_i} \rightarrow Z_{if} = \frac{I_e}{I_c} \cdot Z_i$$

$$Z_{if} = \frac{\alpha}{1 + \beta \Delta Z} \cdot Z_i \quad \left(\begin{array}{l} Z_i \text{ imp. de entrada} \\ \text{se ve disminuida.} \end{array} \right)$$

Amplificador de Transconductancia



Muestra de Corriente
Mezcla en serie

$$\beta = \frac{V_f}{I_L} ; \quad \Delta y = \frac{I_d}{V_e}$$

$$\Delta V_i = V_e + V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta \cdot I_L$$

$$\Delta V_i = V_e + \beta I_L \quad \therefore \quad V_e = \Delta V_i - \beta I_L$$

Solv de:

$$\Delta y \cdot V_e = I_o + I_L \quad \wedge \quad I_o = y_o \cdot V_L$$

$$\Delta y \cdot V_e = y_o \cdot V_L + I_L$$

$$I_L = \Delta y \cdot V_e - y_o \cdot V_L$$

$$I_L = \Delta y \cdot V_i - \beta \Delta y \cdot I_L - y_o \cdot V_L$$

01/11/2009

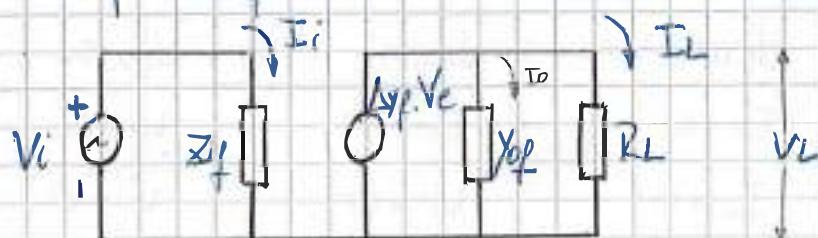
14

$$I_L(1 + \beta \Delta y) = \Delta y \alpha \cdot V_i - Y_o \cdot V_L$$

$$I_L = \frac{\Delta y \alpha}{1 + \beta \Delta y} \cdot V_i - \frac{Y_o}{1 + \beta \Delta y} \cdot V_L \quad \text{Ecu. #4}$$

Factor de proporcionalidad Admitancia de salida.

Quadrípolo equivalente con realimentación:



$$I_L = \Delta y p \cdot V_e - Y_{of} \cdot V_L \rightarrow \text{Comparando los coef. en la Ecu. #4}$$

$$\Delta y_p = \frac{\alpha \Delta y}{1 + \Delta y \cdot \beta} \quad Y_{of} = \frac{Y_o}{1 + \beta \Delta y} \quad \left\{ Z_{of} = (1 + \beta \Delta y) \cdot Z_o \right. \\ \left. (Z_o \text{ constante}) \right.$$

Generación de lazo cerrado Admitancia de salida, $Z_{of} = \frac{1}{Y_{of}}$
Impedancia de entradas

$$Z_i = \frac{V_e}{I_i} ; \quad Y_i = \frac{I_e}{V_e} \quad \wedge \quad Z_{if} = \frac{V_e}{I_i}$$

$$\hookrightarrow I_i = \frac{V_e}{Z_i}$$

$$\hookrightarrow I_i = \frac{V_i}{Z_i} + \frac{V_e}{Z_{if}} = \frac{V_i}{Z_i} + \frac{V_e}{Z_{if}} ; \quad Z_{if} = \frac{V_e}{V_i} \cdot Z_i$$

$$V_e = \alpha V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta I_L \quad V_e = \alpha V_i - \beta I_L$$

$$\hookrightarrow 1 = \alpha \frac{V_i}{V_e} - \beta \frac{I_L}{V_e} = \alpha \frac{V_i}{V_e} - \beta \Delta y$$

$$(1 + \beta \Delta y) = \alpha \frac{V_i}{V_e} \quad \therefore \quad Z_{if} = \left(\frac{1 + \beta \Delta y}{\alpha} \right) \cdot Z_i \quad (Z_i \text{ aumentó!})$$

Señal o Relación	Tensión en Serie	Corriente en Serie	Corriente en paralelo	Tensión en paralelo
X_0	Tensión	Corriente	Corriente	Tensión
$X_f = X - X_0$	Tensión	Tensión	Corriente	Corriente
$\alpha = \frac{X_0}{X_{II}}$	$\Delta V \Rightarrow \frac{V_f - V_0}{V_0}$	$G_M \Rightarrow \frac{I_f}{V_0}$	$\Delta I \Rightarrow \frac{I_f - I_0}{I_0}$	$R_m \Rightarrow \frac{V_0}{I_0}$
$\beta = \frac{X_f}{X_0}$	V_f/V_0	I_f/I_0	I_f/I_0	I_f/V_0
Z_0	aumenta	aumenta	dism.	dism.
Z_0	dism.	aumenta	aumenta	dism.
BW	aumenta	aumenta	aumenta	aumenta
Dif. nolineal	dism.	dism.	dism.	dism.
i_{DD} Estacionario	Se hace $V_0 = 0$	$I_0 = 0$	$I_0 = 0$	$V_0 = 0$
i_{DD} Solido	Se hace $I_i = 0$	$I_i = 0$	$V_i = 0$	$V_i = 0$
Faible señal	The.	The.	Nor.	Nor.
$D = 1 + \beta \cdot A_v$	$1 + \beta \cdot \Delta V$	$1 + \beta \cdot G_M$	$1 + \beta \cdot \Delta I$	$1 + \beta \cdot R_m$
A_f	$\Delta V / I$	G_m / D	$\Delta I / D$	R_m / D
Z_{eff}	$Z_0 \times D$	$Z_0 \times D$	Z_0 / D	Z_0 / D
Z_{eff}	Z_0 / D	$Z_0 \times D$	$Z_0 \times D$	Z_0 / D
Z_{eff}	Z_0 / D	$Z_0 \times D$	$Z_0 \times D$	Z_0 / D

→ Mejore las características de
↓

↓ Z₀

• Utiliza R_L con el circuito

Tabla # 1

Método general para análisis de circ. con real. m.

1- Identificas topología: Tipo de Muestra / Tipo de Muestra.

2- Construir circuito equivalente de CA sobre señal con parámetros híbridos, con las siguientes consideraciones:

2A- Circuito de entrada

Para construir el circuito hay que
eliminar la señal de realimentación.

$V_0 = 0$; muestra de tensión

$I_0 = 0$; muestra de corriente

Según mill man se abe el emisor (muestra de señal)

↳ No así su carga!

- En realimentación (señal)
- Considerando la red β
- Lección de señales por su modelo T, T, H

2.1 y 2.2 → No obtiene la carga del amplificador deseada, eliminando la realimentación. 01/11/2009

15

2.2 - Circuito de salida: (hay que eliminar la señal de realimentación)

El nudo $V_{\text{f}} = V_{\text{o}}$ → $V_{\text{i}} = 0$; Mezcla en paralelo

$I_{\text{i}} = 0$; Mezcla en serie

2.3) Reemplazar fuente de Tensión por corriente en circunstancia aplicando Teorema de Norton

3 - Identificar (β) y calcular el valor en función

de los componentes de la misma. (Y Topología) $\rightarrow \frac{V_{\text{f}}}{V_{\text{i}}} = \frac{\frac{R_{\text{f}}}{R_{\text{e}} + R_{\text{f}}}}{1 + \frac{R_{\text{f}}}{R_{\text{e}}}}$

4 - Con el circ. equiv. de (2) calcular A) Z_i, Z_o
→ lazo abierto. Aplicando Kirchhoff

5 - Aplicando las fórmulas a lazo cerrado determinar
 D, A_f, Z_{if}, Z_{of} .

Consideraciones

(Circ. emisor)

• Mezcla en serie con la señal: Tensión
→ (Circ. base)

• Mezcla en paralelo con la señal: Corriente.

• Muestra en el nudo de salida (circ. colector): Tensión

• Muestra en la malla de salida (circ. emisor): Corriente

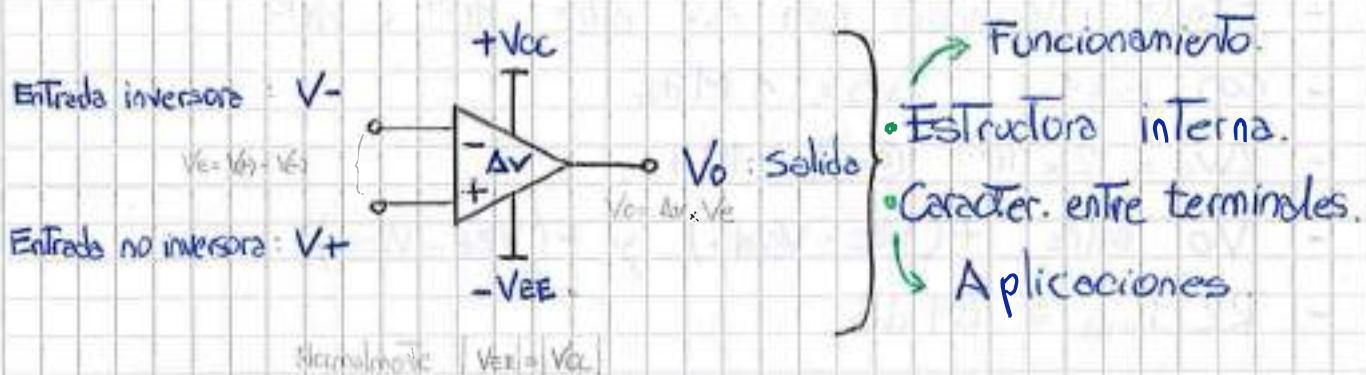
✗ La resistencia R_f tiene que aparecer tanto en el circuito de entrada como en el de salida, en el circ. eg. de AR
↳ para medir ↳ al probar multímetro

Para calcular las constantes del sistema hay que
eliminar la realimentación incluyendo la carga que está
representada en los circ. eg. de entrada y salida.

Unidad N° 2 : Amplificadores Operacionales

Introducción a la teoría del func. del Amp. Op.

Se comporta como un amp. de Tensiones



Al amp. op. se accede por dos terminales correspondientes a las entradas de un amplificador diferencial.

$$V_o = \Delta V \times V_E \quad \wedge \quad \begin{cases} V_E = (V_{(+)}/V_{(-)}) \rightarrow 0 \\ \Delta V = \left(\frac{V_o}{V_E}\right) \rightarrow \infty \end{cases}$$

Características de un amp. op. ideal:

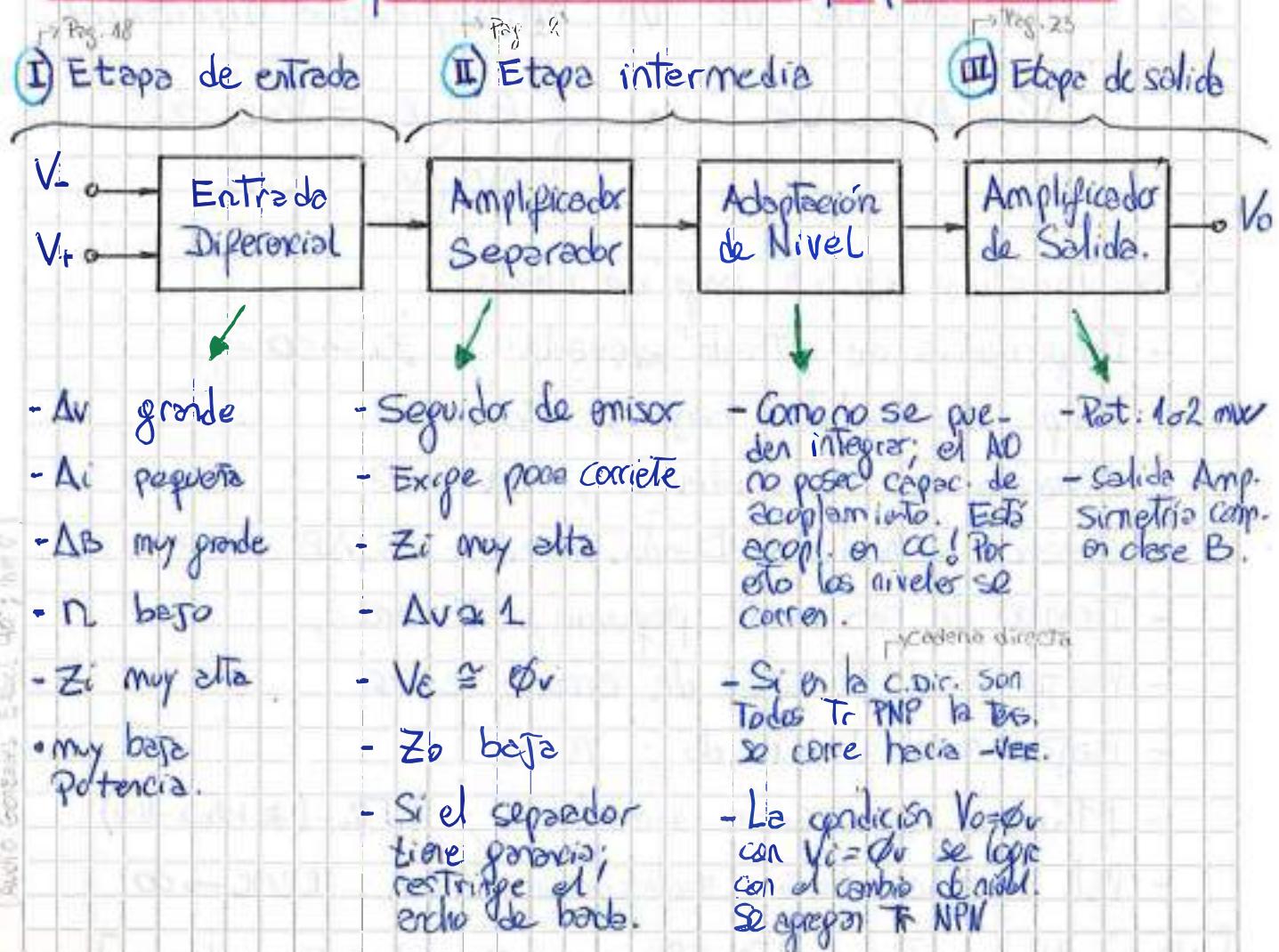
- Impedancia de entrada elevada; $Z_i \rightarrow \infty$
- Imp. de salida baja; $Z_o \rightarrow 0$
- Ganancia de tensión elevada; $\Delta V \rightarrow \infty$
- Ganancia x Ancho de Banda elevado; $G \cdot \Delta B \rightarrow \infty$
- Tiempo de respuesta pequeño; $T_r \rightarrow 0$ seg.
- Bajo nivel de señal de error; $e \rightarrow 0$
- Bajo nivel de ruido; $n \rightarrow 0$
- Máxima excusión simétrica; RTR (de $+V_{EE}$ a $-V_{EE}$)
- Rel. de rechazo de s. en modo común elevado; $R_{RC} \rightarrow \infty$

- Tensión de entrada de modo común elevada 02/02/2010
- Gran estabilidad con la variac. de Temp.; $Dc/F \rightarrow 0$

Características de un amp. op. real

- $Z_{i(BIP)} \approx 2M\Omega$; $Z_{i(FET)} \approx 10^{12} \Omega$
- Z_o entre 10Ω y 100Ω ; $Z_{o(DD)} \approx 75\Omega$
- Etapa intermedia con A_V entre 10^4 y 10^5
- Con $G=1$; $\Delta B = 1 \text{ MHz}$
- $A_{vd} = 2 \times 10^5$ @ $f_b = 10 \text{ Hz}$.
- V_o entre $+(V_{cc} - V_{sat+})$ y $-(V_{ee} - V_{sat-})$
- $R_{LMC_{dd}} \approx 89 \text{ dB}$

Análisis del esquema interno de un amp. op. estándar.



① Etapa de entradas

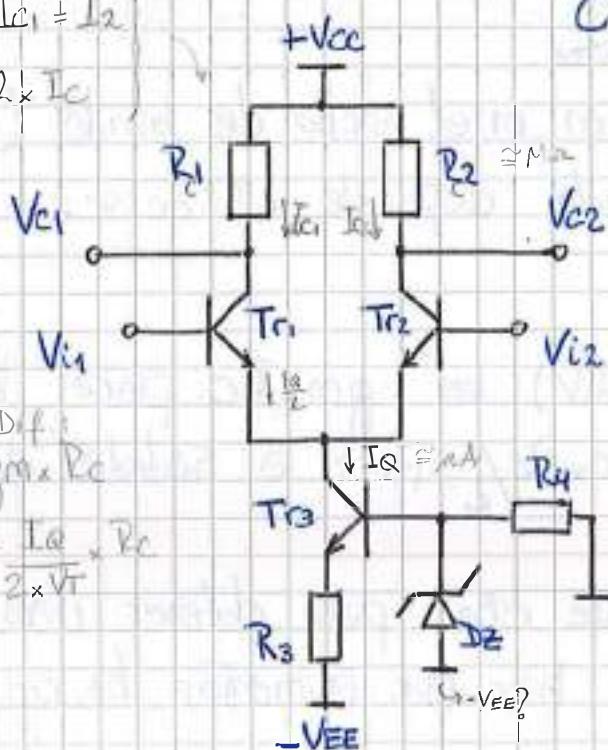
- La etapa de entrada está compuesta de un amplificador diferencial. Este nos permite discriminar las señales de modo común de las de modo diferencial.

(de discriminación)

Esta capacidad se denomina RCMC: relac. de rechazo de modo común (no amplificar señales en modo común, como ruidos o interferencias) y depende directamente de la impedancia de la fuente de corriente cte., agregada a tal fin en el circuito. (Pag. 28)

$$I_C = I_{C1} + I_{C2}$$

$$I_Q = 2 \times I_C$$



Circuito básico; descripción

- Los transistores Tr1 y Tr2 deben ser idénticos.
- El Tr3 funciona como una fuente de corr. cte.
- De las dos salidas (Vc1 y Vc2) solo se selecciona una. (sal. de asimetría referida a tierra)

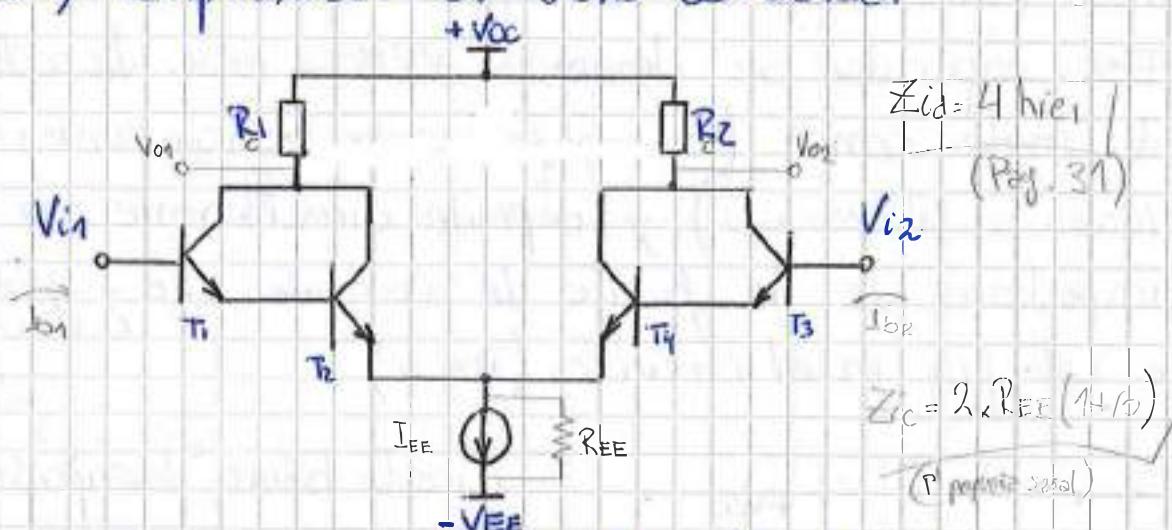
- Este es un circuito básico y puede ser mejorado en muchos aspectos:

Z_i	\rightarrow	Darlington. (Operando)
ΔV	\rightarrow	Cascodo; Carga activa.
RCMC	\rightarrow	Fuente de corr. Widlar.
Offset Null	\rightarrow	Compensación externa.

* Entrada Darlington:

Una de las mejores posibles es el aumento de la imp. de entrada (Z_i). Esto se logra con un comienzo con el agregado de un par Darlington a la entrada.

Así se tenía una Z_i muy alta y menor corriente de entrada. Pero agregaba capacidad parásita grande y empeoraba el ancho de banda.



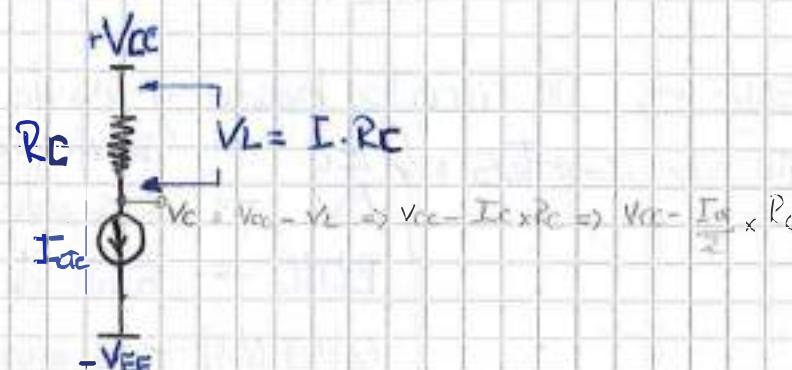
Debido a la gran limitación en el ancho de banda (mala resp. en freq.) este entrada dejó de utilizarse.

* Carga activa:

La ganancia de voltaje (A_V) es $-g_m \cdot R_C$ para la señal diferencial y $-g_m \cdot R_C / 2$ para la salida de un solo lado.

Con una fuente de corriente cte, para obtener una ganancia de tensión mayor hay que aumentar la resistencia de carga R_C .

Ciclo en res. midae
(representativo)



Para poder mantener una pequeña I_{cde} con una R_C muy grande, habría que alimentar el circuito con una tensión muy elevada.

Consecuencias:

$$\rightarrow V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C$$

- Los resistores discretos, como carga del par diferencial, limitan el rango de voltaje de entrada.
- Una corriente de polarización muy pequeña ($I_{CQ} \rightarrow 0$) disminuye la transconductancia ($g_m = I_C / V_T$) y por lo tanto la ganancia de voltaje; No obstante, la resistencia de entrada diferencial se ve aumentada ($R_{id} = 2 \times r_{tr} \wedge r_{tr} = \beta_0 \cdot \frac{V_T}{I_C} ; R_{ic} = r_{tr} + (\beta_0 + 1) \times 2 \cdot R_{EE}$)
- A pesar de que es posible mantener una ganancia de tensión grande con una I_{CQ} muy pequeña, este afectará la respuesta transitoria y en frecuencia del amplificador.

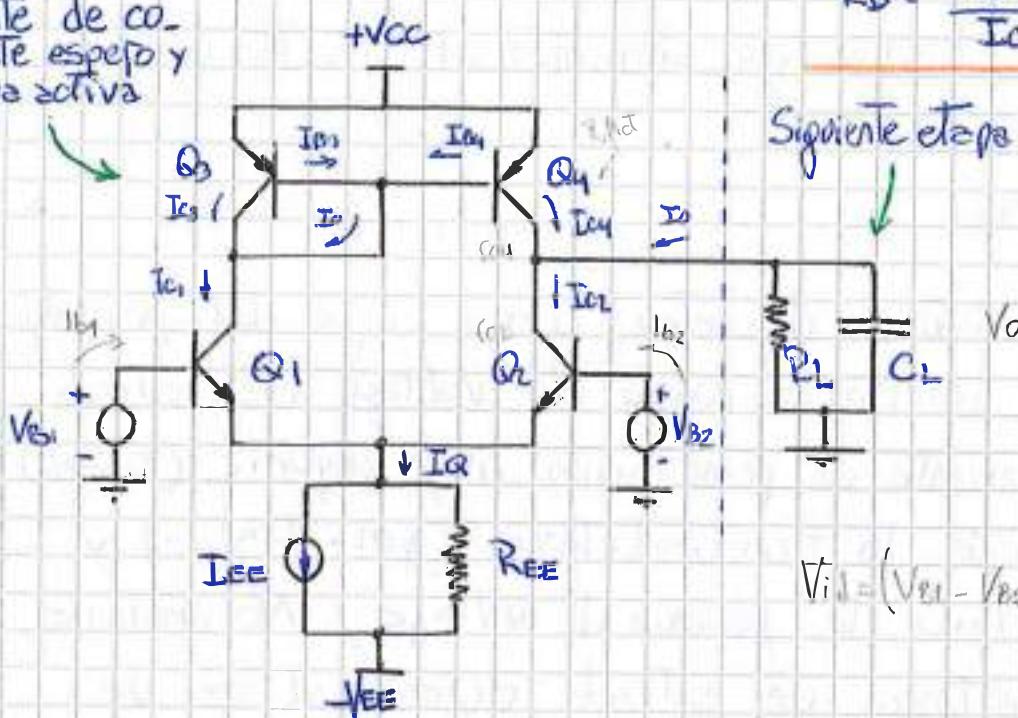
Solución:

$$\rightarrow \text{Cáida de voltaje} \approx 0,7V$$

- Resistencia de carga activa: Se hace trabajar a un transistor como una pequeña carga para CC y como una gran carga para CA; obteniéndose así una ganancia de tensión elevada con valores pequeños de $V_{CC} \wedge V_{EE}$; $\pm 15V$; Carga \Rightarrow valor ohmico!
- La carga activa no puede ser sobrecargada.
 \hookrightarrow debe!

- Posee una red de carga dinámica elevada:

Fuente de corriente espejo y carga activa



$$R_D = \frac{V_{CEO(3,4)}}{I_C(3,4)}$$

Siguiente etapa de carga.

$$V_{il} = (V_{b1} - V_{b2})$$

- La carga activa está formada por los transistores Q_3 y Q_4 . Como sus voltajes base-emisor son iguales, sus corrientes de colector también lo serán.

$$I_{C3} = I_{C4}$$

∴

La corriente a través de Q_4 es el espejo de la corriente por Q_3 .

$$I_O = \frac{I_a}{1 + \beta_f}$$

muy pequeño

$$I_{C1} = I_{C2}$$

- La ganancia de voltaje de un ampl. dif. depende directamente de la resistencia de salida de la fuente de corriente que actúa como carga activa

- Genera una corriente de voltaje approx. $\approx 0.7V$. Esto permite un rango más amplio de voltaje de entrada.
- Ofrece masas superficie que un resistor integrado.
- Con una carga activa es posible obtener una ganancia muy grande de voltaje con solo una etapa de amplificación.

$$A_d = \frac{V_o}{V_{id}} = -g_m \cdot R' = -g_m \cdot (r_{o2} \parallel r_{o4} \parallel R_L) \quad \left| \begin{array}{l} \text{con} \\ r_{o2}=r_{o4}=r_o \\ R_L \rightarrow \infty \end{array} \right.$$

$$A_d = -g_m \cdot \frac{r_o}{2}$$

$$A_d = -\left(\frac{I_c}{V_T}\right) \times \left(\frac{V_A}{I_c}\right) \cdot \frac{1}{2} \Rightarrow -\frac{V_A}{2V_T}$$

$$A_d = -1938$$

$$\frac{I_c}{V_T} = g_m$$

$$\frac{V_A}{I_c} = r_o$$

$$\begin{aligned} V_A &= 100 \rightarrow \text{Voltaje de Aerie?} \\ V_T &= 25 \text{ mV} \end{aligned}$$

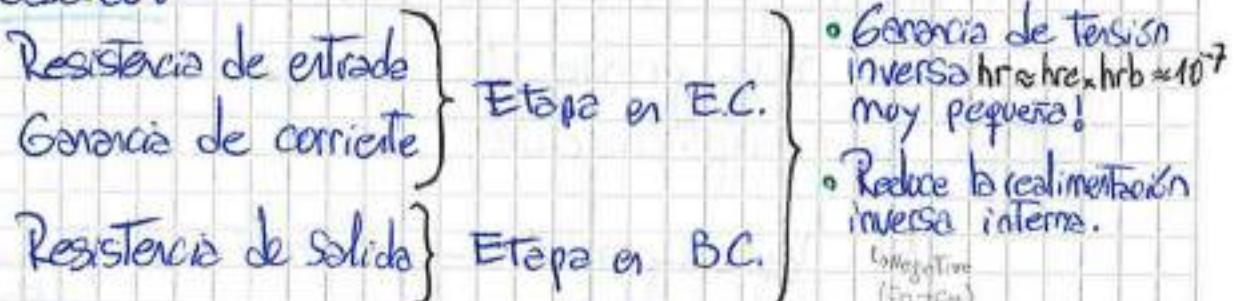
Se ve que A_d depende únicamente de los parámetros físicos V_A y V_T : ($V_T = f(T^{\circ}C)$)

*Amplificador Cascode:

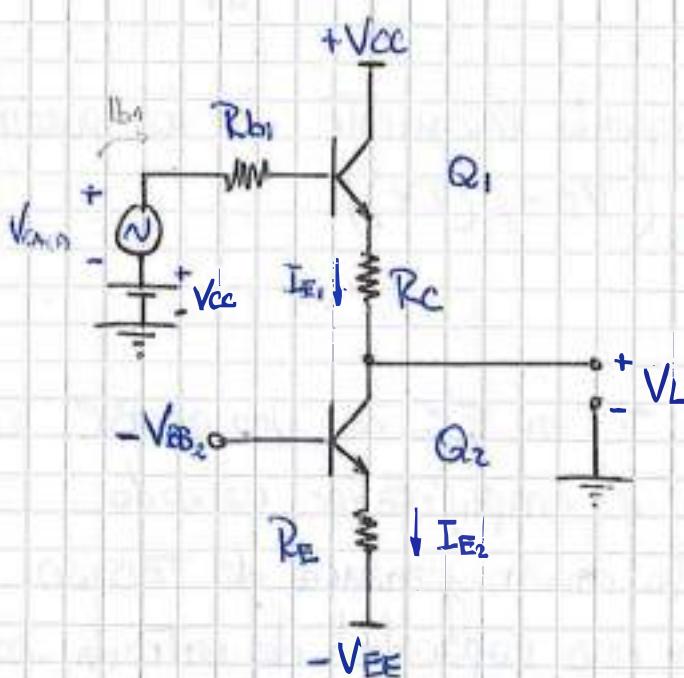
- La combinación de un Tr. en EC con uno en BC se denomina configuración o amplificador cascode. El amp. Cascode tiene la misma ganancia de tensión que el E.C., pero con una capacidad de salida muy pequeña (desarrollo parcial en carpeta del práctico; ej. 16; pag 24) Por este motivo es que mejora la resp. en frec. en VHF y UHF. También incrementa la res. de salida r_o .

- El amp. cascode tiene la propiedad de poder utilizarse como desplazador de nivel de C.C., cuando la señal $V_{in} = V_{ce} + V_{cmo}$ tiene una componente pequeña de C.A., "sin atenuar la componente alterna".

Amp. Cascode:



Así; el amp. cascode reduce las posibilidades de oscilación, estabilizando el amplificador. Mantiene una impedancia de entrada alta (como la de la config. Darlington) y otorga una buena ganancia de tensión.



Amp. Cascode clásico.
(con desplaz. de nivel)

*Fuente de corriente de Widlar:

- Se utiliza cuando se requieren corrientes de polarización constantes.

08/02/2010

21

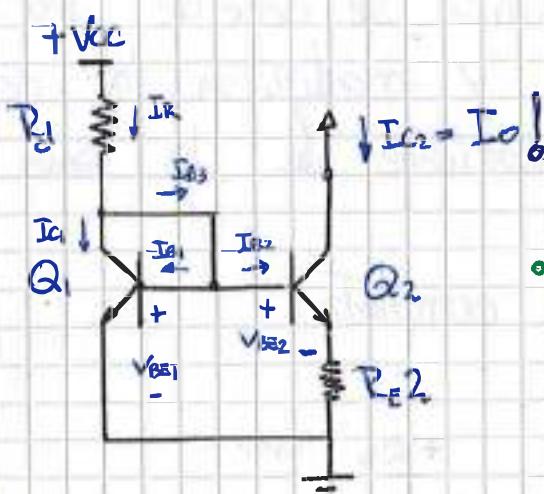
zación de baja magnitud, normalmente del orden de 5nA . Las corrientes de baja magnitud se pueden obtener insertando una resist. de bajo valor (normalmente menores que $50\text{k}\Omega$) en serie con el emisor de Q_2 .

Lectura de Rashid .661

Fuente corr.
Widlar

$$R_1 < 50\text{k}\Omega$$

Se puede integrar!



- Debido a la inserción de R_{E2} ; $I_R \neq I_{C2}$

$$I_{C2} \ll I_{C1}$$

Características:

- Muy alta impedancia de salida: $r_{ox}(1+\beta_{M2} \cdot R_E)$
- Suministra una corriente I_o muy pequeña. Es la única apta para tales magnitudes ($\sim 5\text{nA}$)
- Dependencia no lineal de I_o con resp. a β_{M2}
- Óptima para utilizar en Amp. Op. integrando.

- Utilizada en Amp. Op. genera una ganancia de señal en modo común (Amc) muy baja; Una altísima RRNIC!

* Offset Null:

- Debido a que los componentes en ambos ramares del amp.

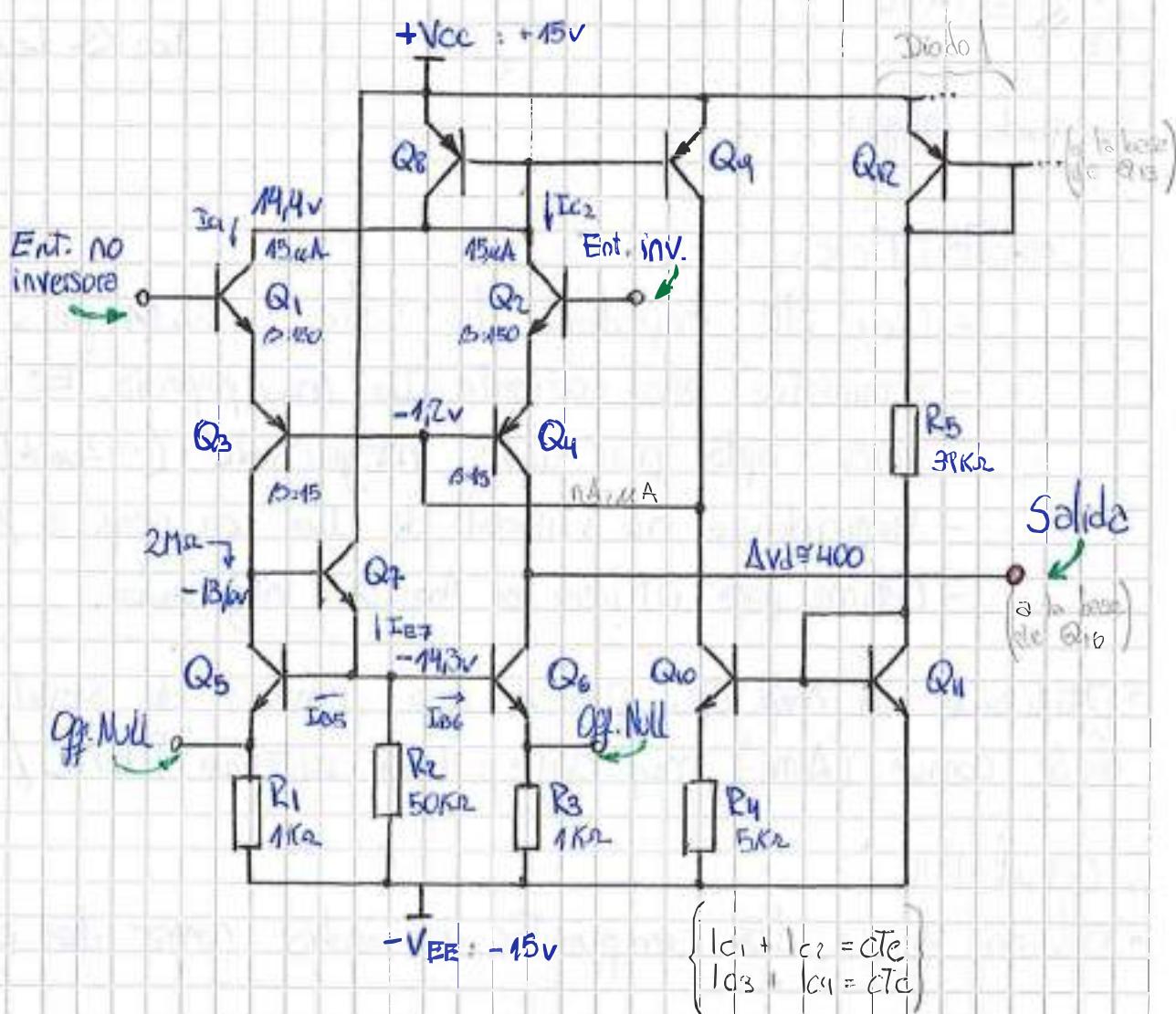
op. estén equilibrados y balanceados pero no perfectamente, es que es necesario una corrección o compensación. La compensación puede ser hecha en fábrica (disp. de mayor costo) *o* ^{pla interna tambien} puede ser externa.

La compensación externa offset null equilibra las corrientes de la balanza que es el operacional.

A este compensación se accede por terminales externos del op. y modificar las condic. de func. del espejo de corriente de la rama inferior.

Etapas de entrada completa:

$$\Delta V = f(\beta_{Q_1, Q_2}, Z_{Q_3, Q_4})$$



Descripción:

- Los transistores Q_{11} y Q_{10} con la resist. R_4 y R_5 conforman la fuente de corriente Widlar. Esta otorga una gran impedancia de salida y una corriente de polarización muy pequeña. Esto le otorga al Amp. Op. una RRMIC muy buena. (Pag. 21)
- Los transist. Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4 conforman el diferencial Cascado. El transist. Q_6 hace de carga activa al tr. Q_4 , otorgándole una gran ganancia de tensión. Al utilizarse la configuración Cascado, el Amp.Op posee un ancho de banda mayor que su contraparte diferencial básico. (Pag. 20)
- La impedancia de entrada es muy similar a la del dif. Darlington. (Pag. 18')
- Para corregir la tensión de error se recurre desde el exterior a las entradas Offset Null; los cuelos están ligados al sistema de polarización. Así se pueden equilibrar las corrientes de colector de los tr. Q_3 , Q_4 mediante un potenciómetro de ajuste fino. (pag. 21)

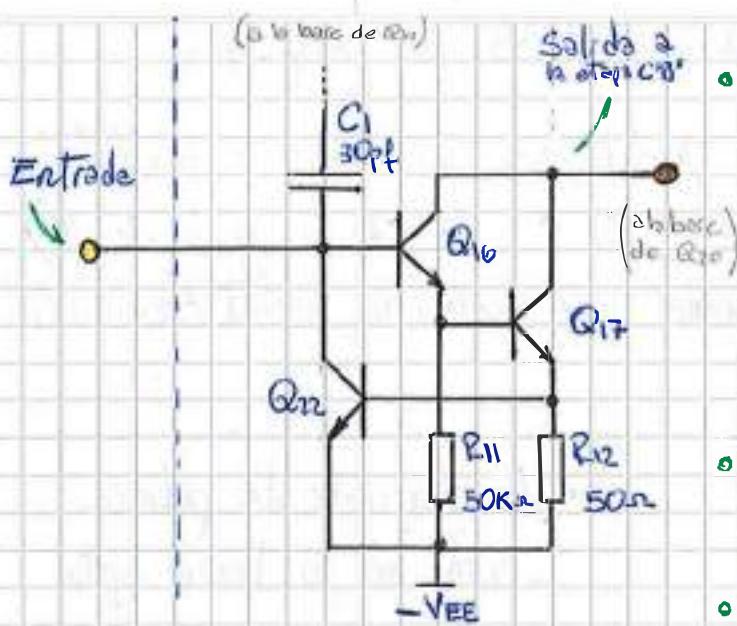
En la etapa de entrada también suelen utilizarse trans. tipo FET o MOS, así se disminuye la corriente de entrada (pol.) y se aumenta la impedancia de entrada.

II) Etapa Intermedia

La etapa intermedia está compuesta de un amp. separador y de una etapa de cambio de nivel.

- Etapa separadora: Esta compuesta de un par Darlington. Este posee una impedancia de entrada alta y así no carga a la etapa de entrada; pudiendo también entregar algo de corriente (posee una pequeña Δi). Es una etapa no inversora. Pese a su capacidad parasitaria y por ello introduce limitación en frecuencia. Debido a su elevada Z_i no produce pérdida de ganancia de tensión.
- Etapa de cambio de nivel: En la entrada del Amp. Dif. se trabaja con niveles de tensión elevados de modo común (ya que la polariz. se realiza con niveles elevados de tensión). Para poder obtener ϕ_v a la salida; debido a que toda la corriente pasa directamente (en CC); es necesario hacer un cambio de nivel.
La polaridad de los transistores se cambia para cambiar el nivel dentro de la etapa separadora. Si se viene con PNP se cambia a NPN.

La etapa intermedia se trata básicamente de una etapa adaptadora de impedancias (Z_i alta $\rightarrow Z_o$ baja) con cierta ganancia de corriente, (y así no cargar la entrada con la etapa de salida).



- La etapa de entrada junto a la etapa intermedia son fundamentales para determinar la resp en frecuencia del Amp. Op.

Cuando el AOp. es autocom-

pensado; la compensación se realiza en la etapa intermedia (C_1) y cuando necesita compensación externa se realiza en la etapa de entrada.

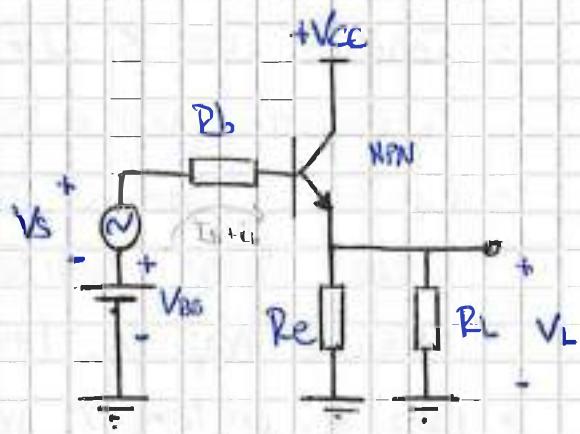
- Los transistores Q_{10} y Q_{17} forman el par Darlington NPN en oposición a los PNP de la primera etapa, para el cambio de nivel.
- Tenemos una Z_i alta y \therefore cargamos poco a la entrada.
- C_1 es un caper. de compensación interna; limita la W_H del Amp. Op. (estabiliza).
- Q_{11} es un transist. que junto a R_{12} proporcionan realimentación neg. como parte del circ. de protección.

II Etapa de Salida

- La etapa de salida presenta dos cualidades principales: baja impedancia, así se adapta a cargas que requieren energía y otorga cierta capacidad de corriente (tiene ganancia de corriente).

04/02/2010

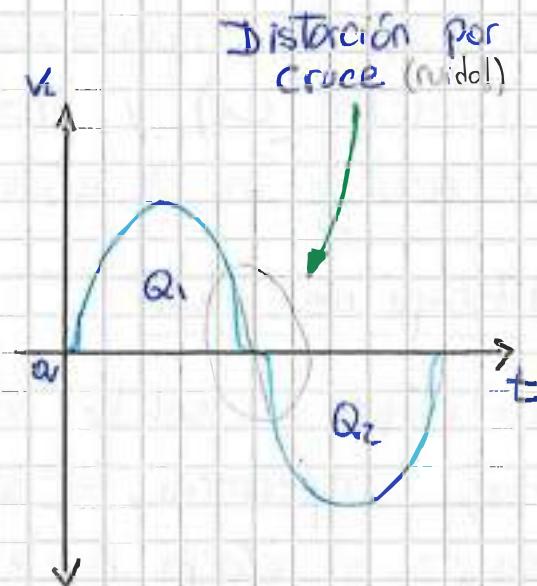
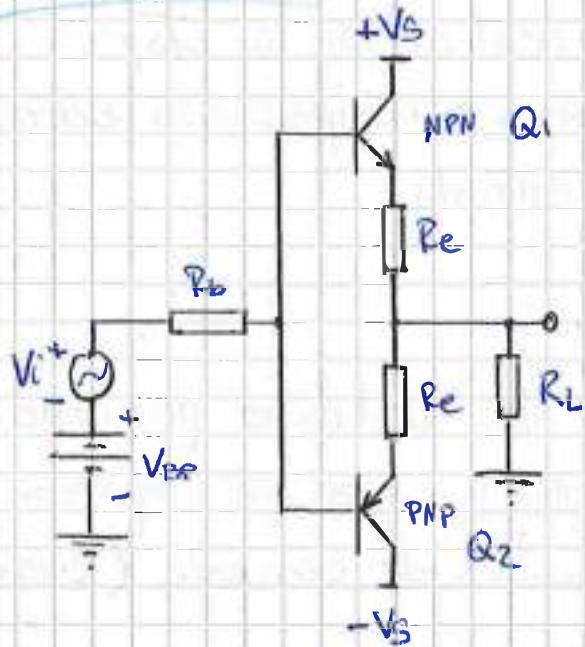
- Esta etapa debe presentar baja impedancia de entrada, para no limitar el ΔB del Amp. Op.
- El seguidor de emisor podría ser un buen candidato para esta etapa (tiene $Z_{in} \downarrow$; $Z_{out} \uparrow$ y gan de I^2) pero en clase A presenta un consumo estacionario alto.



- La corriente de polarización no lo hace óptimo para integrar. Disipa potencia constantemente.

- Este inconveniente se soluciona utilizando un amp. clase B (2 seguidores de emisor; C/tr. conduce 180°)

Círculo básico:



04/02/2010

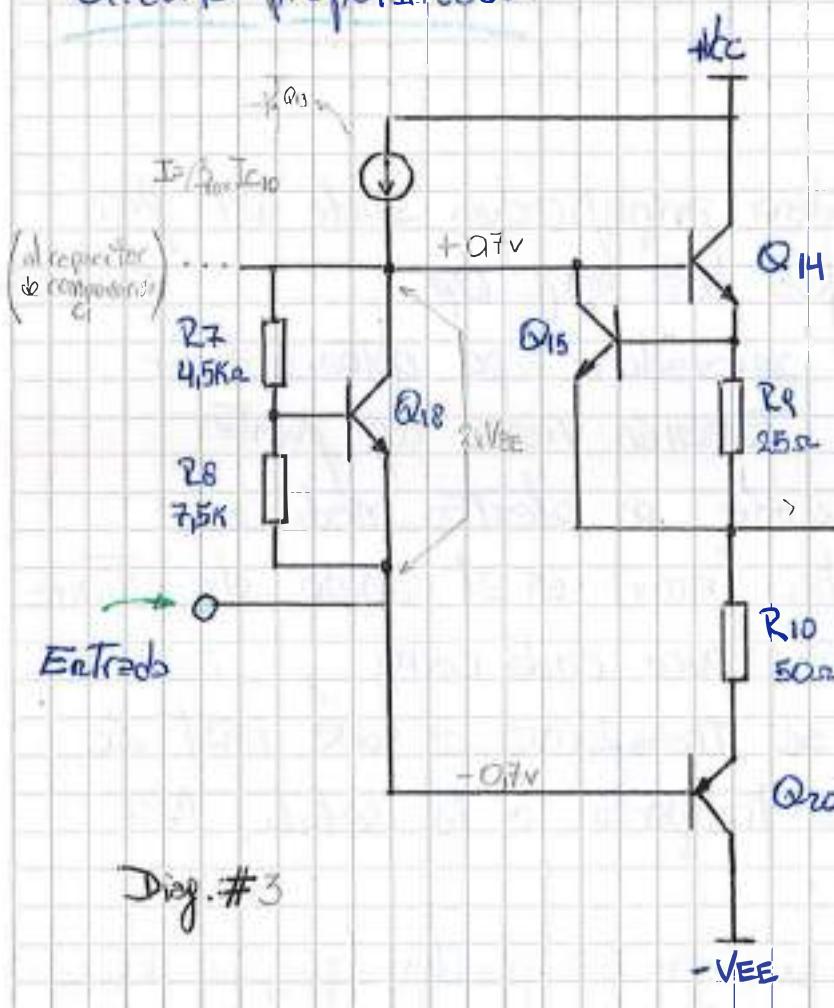
24

- En clase B la corriente de reposo es prácticamente nula. Pero presenta un problema importante que es la distorsión de cruce por cero. Se produce cuando la señal de entrada disminuye por debajo de 0.7V necesarios para polarizar la base del transistor y este entra rápidamente en corte. Para evitar este inconveniente es necesario prepolarizar el diodo base emisor.

↳ Se elimina el estado de no conducción;

Así nace el emp. Clase AB

Circuito prepolarizado:

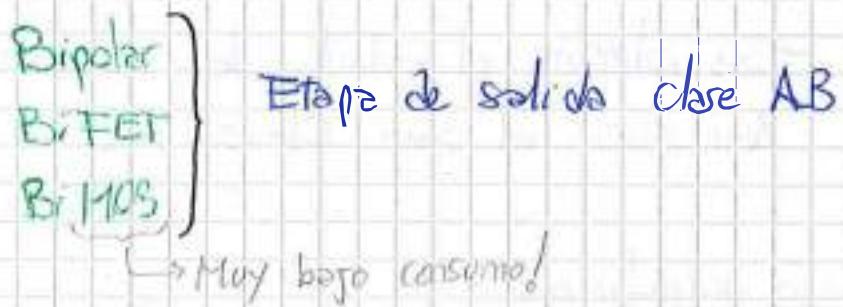


$$\begin{aligned} I_{DIV} &\gg 10 \times I_{B/Q18} \\ I_{DIV} &= \frac{0.7V}{R_7} = \frac{V_{BE}}{R_7 + R_8} \\ V_{CEQAB} &= \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right) \times 0.7V \end{aligned}$$

- Q18, R7 y R8 forman un multiplicador de tensión.
 $V_{CEQ18} = 2 V_{BE}$
- Q19 es un circ. de protección por corriente junto a R9. Salida
- Q14 y Q20, R9 y R10 forman la salida de clase B.
- No presenta distorsión cruzada.

- La prepolarización puede realizarse de forma más sencilla con dos diodos en serie y una fuente de corriente, así se logra 1,4 V de caída y proporcionan una polarización directa a los transist. de salida cuando la señal de entrada es cero.

Prácticamente todos los etapas de salida tienen una configuración similar (Diag. #3), independiente de la tecnología que se trate:

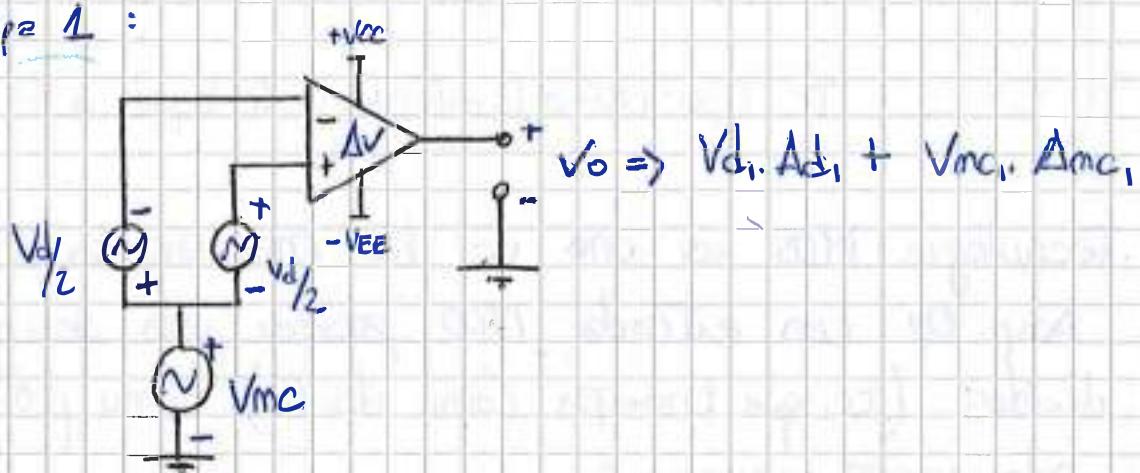


Notas finales:

- La ganancia de la cadena amplificadora suele ser fija en la mayor parte de los Amp. Op.
- Existen Amp.-Op. con separador tipo optoacoplador en la misma pastilla. También vienen con fuentes aisladas para aplicaciones en electro medicina.
- Si hay algún desequilibrio (error) en el camino de entrada, gana ganancias distintas para cada rama y así una porción de la V_{in} se transforma en una señal de modo diferencial y se transporta a la salida. No se puede discriminar.
- Por este motivo es que no se pueden agregar varíaz

etapas diferenciales contiguas. La porción de V_{MC} que se transporte sería amplificada como un V_d .

Etapas 1 :



Etapas 2 : $V_{O_2} \equiv Ad_2 \times (V_{d1} \cdot Ad_1 + V_{mc} \cdot Amc_1)$

$$\hookrightarrow Ad_2 \times Amc_1 \propto V_{mc} \rightarrow \text{Se amplifica!}$$

Por esto es importante

tener una elevadísima

$$PRMC = 20 \cdot \log \left(\frac{Ad}{Amc} \right)$$

$Amc \rightarrow \infty$

Análisis de las familias tecnológicas en particular.

Prefijo literal

AD / OP
CA / HA
LM
LT
MAX
MC
OPA
TL
UA

Fabricante

Analogy Devices
Harris
National Semiconductors
Linear Technology
Maxim
Motorola
Burr-Brown
Texas Instrument
Fairchild

Según la Tecnología de Transistores:

- Amp Op.
- Bipolar : Todos los Tr. en Tec. bipolar.
 - Bi-FET : Tr. tipo FET a la entrada y tr. bipolar a la salida.
 - Bi-MOS : Tr. Tipo MOS a la entrada y Tr. bipolar a la salida.

La Tecnología MOS es una de las mas avanzadas.

Los Amp. Op. con entrada MOS poseen una serie de diodos (tr. que trabajan como diodos) como protección ante polarización inversa.

FET
MOS } A la entrada le otorga al Amp. Op.
muy elevada impedancia y muy
baja corriente de polarización (p.u.)

Bipolar } A la salida le otorga capacidad de
corriente y baja impedancia.

EJ:

- LM324 :
- TL081 :
- OPA501 :
- (L1)741(C)(N) :

Salida Entrada
Bipolar - Bipolar
Bipolar - JFET
Bipolar de Potencia - Bipolar
Bipolar - Bipolar.

National T.

Número
de Parte

Encapsulado plástico

de 8 terminales

Rango de Temperat.:

- 1) C: Comercial $\rightarrow (0, +70^{\circ}\text{C})$
- 2) I: Industrial $\rightarrow (-25, +85^{\circ}\text{C})$
- 3) M: Militar $\rightarrow (-55, +125^{\circ}\text{C})$

Descripción detallada del Am. Op. 741 01/02/2010

[Marco Alvarez Reyna UTN-FRC e-mail: marcoalvarez@gmail.com]

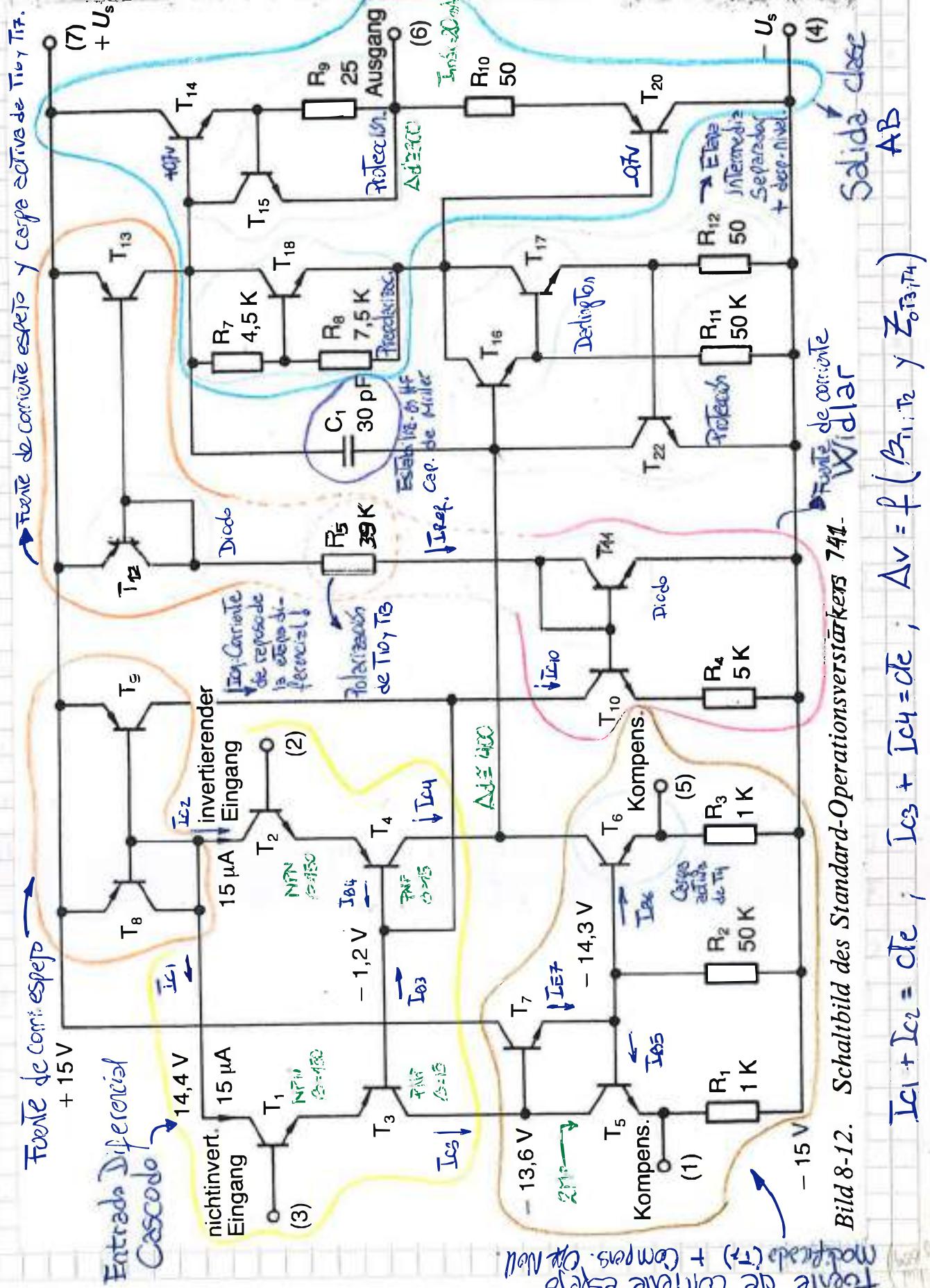


Bild 8-12. Schaltbild des Standard-Operationsverstärkers 741.

$$I_{C1} + I_{C2} = CTE, \quad I_{C3} + I_{C4} = CTE, \quad \Delta v = f(\beta_{T1-T2}, \beta_{T3-T4})$$

La descripción de este esquema comienza en la pag. 21, continuando en la pag. 23 y pag. 24.

- Con el Amp. Op. 741 se abandona la entra de Darlington y se adopta el diferencial cascado (pag. 20). T₁ y T₃ están unidos por los emisores, asimismo T₂ y T₄. Los Transist. T₃ y T₄ son desplazadores de nivel y otorgan ganancia de tensión (También mayor AB).
- T₁₀, T₁₁, R₄ y R₅ forman una fuente de corriente constante tipo Widlar (pag. 21) $I_0 = f(V_{BE}, \frac{1}{R_5})$
- La combinación del dif. cascado (T₃, T₄) con la fuente de corriente modificada (T₅, T₇, T₆) duplican la ganancia del amplificador diferencial.
- La excursión de la tensión de salida varía entre $+(U_{S+} - 2v)$ y $-(U_{S-} - 2v)$.
 referencia negativa
- El capacitor integrado C_i de 30pf compone en frecuencia el Amp. Op. por cancelación. Compensación o polo de Miller. Funciona como un integrador \rightarrow compensación por polo dominante: encierra el efecto de los otros polos (más arriba en frecuencia) cuando se trabaja en lazo abierto.
- $I_{CQ} = I_{C3} + I_{C4}$
 $I_{C10} = I_{CQ} + (I_{C3} + I_{C4})$; $I_{C10} = f(R_5)$
R₅ \rightarrow Referencia para los corrientes de polarización.
 $V_{CE_{T_{10}}} = 2 \cdot V_{BE}$

- Las fuentes de corriente (T_8 y T_9) y (T_{10} y T_{11}) forman parte de una red de realimentación negativa que fija las condiciones de reposo de la entrada, mediante el suministro de una corriente estable a la etapa diferencial de entrada.

• $I_{ref} = \left[(V_{S+} - V_{S-}) - 2 \times V_{BE} \right] / R_5$

↳ Corriente de referencia.

- T_{10} forma un circuito desplazador de nivel o multiplicador de V_{BE} para la prepolarización de la etapa de salida (T_{14} y T_{20}), $V_{CE_{T_{14}}} = 1,4V$.
- R_{25} hace de resistencia segora de la corriente por T_{14} , protegiéndolo contra sobrecarga → Protección por repliegue. A subir la IDR en R_9 , el Tr. T_{15} comienza a conducir y drene la corriente de base de T_{14} llevándolo al corte.
- R_{12} funciona de forma similar a R_{25} , protegiendo contra cortocirc. o sobrecarga → el Darlington $T_{11} \cdot T_{12}$ uva

Parámetros de Amp. Operacionales 05/02/2010

Definición y análisis de los parámetros más importantes:

Principales parámetros:

- 308 ✓ - RRMC
- 28 ✓ - $A_{V_{out}}$
- 31 ✓ - Z_i

Señales de error y desviación:

- 31 ✓ - Tensión de offset o de compensación : V_{os}
- 32 ✓ ↳ Desviación térmica de la V_{os} .
- 33 ✓ - Corriente de polarización de entrada : I_B
- 33 ✓ - Corriente de offset o de compensación : I_{os}
- 34 ✓ ↳ Desviación térmica de la I_B y la I_{os} .
- 34 ✓ - Drift.
- 35 ✓ - Tensión y corriente de entrada equivalente
- 37 ✓ - Tiempo de crecimiento : Rise-Time
- 37 ✓ - Velocidad de respuesta : Slew-Rate
↳ → crecimiento P: señales débiles / fuertes
- 36 ✓ - Respuesta en frecuencia : ΔB
- 35 ✓ - Rango de voltaje de entrada
- 36 ✓ - Ganancia para señales débiles
- 38 ✓ - Ganancia para señales fuertes
↳ ↓ de tensión
- 38 ✓ - PSRR
- 39 ✓ - Corriente de puente
- 39 ✓ - Excursión de tensión de salida : Swing.
- 39 ✓ - Respuesta temporal a señales débiles / fuertes

Algunos ejemplos:

741

↳ Viene para distintas aplicaciones:

{
a
e
c}

Cada una de estas características refleja un comportamiento en particular en cuanto al ancho de banda, velocidad, rango térmico, etc.

Rango térmico:

a: de -55 a 125°C

e: de 0 a 70°C

Avances Corrección 3 Mayo 77

(Serie LF355): otra forma de especificación.

↳ LF 155 → Militar. ⇒ Sus parámetros están especificados con mayor precisión y

LF 255 → Industrial. (los con mayor precisión y)

LF 355 → Comercial. su dispersión es menor.



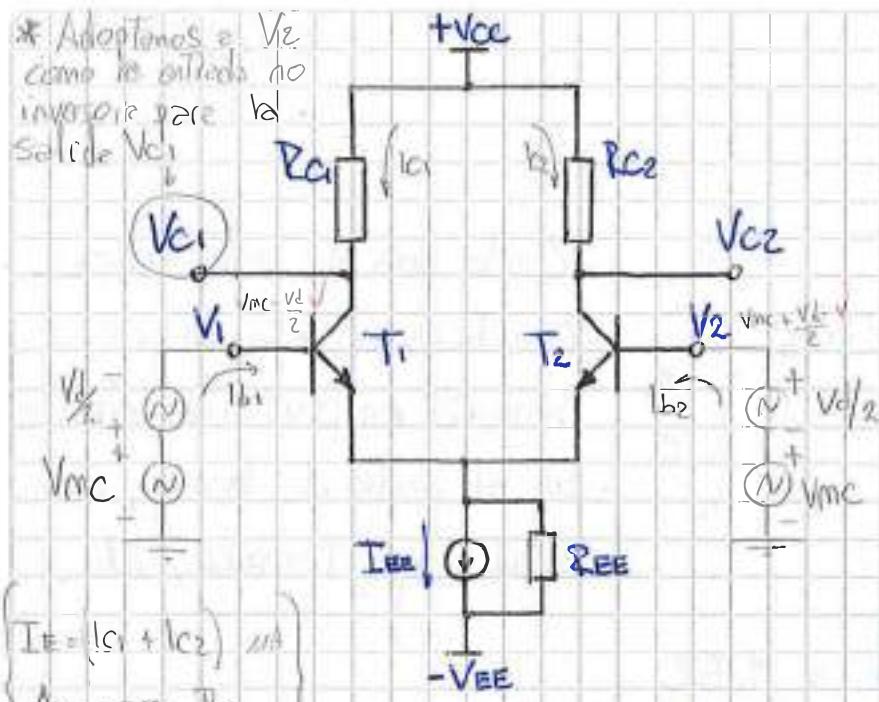
{ Posee mayor dispersión
en sus parámetros }

• Para instrumentación (p.ej.: electromedicina, espacial, etc.) existen amp. op. especiales, y en algunos casos dedicados.

Princ. Parám.

* Relación de rechazo de modo común: RRNC

En las entradas de un amp. diferencial tenemos dos señales compuestas. Una componente de esta señal suele ser indeseada.



$$I_E = (I_{C1} + I_{C2}) \approx 0$$

$$\Delta V = -g_m \cdot R_C$$

$$\frac{V_{C1} - V_{C2}}{V_{C1} + V_{C2}} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_{BE1} + V_{BE2}} = \frac{g_m \cdot R_C}{g_m \cdot R_C + g_m \cdot R_E}$$

Amplificador Diferencial (fig. 8)

• Entrada: Diferencial.

• Salida: Asimétrica; referida a masa.

• La fuente de corriente I_{EE} tiene que tener una resistencia dinámica muy elevada y así disminuir A_{mc} .

* Una entrada diferencial genera desequilibrio en las tensiones de colector. La señal en modo común no genera desbalance. (o es muy pequeño)

Desarrollo analítico:

• Señal en modo diferencial: $V_d = V_2 - V_1$

• Señal en modo común: $V_{mc} = \frac{V_2 + V_1}{2}$

- V_{mc} : Señal en modo común. Misma amplitud y fase en ambos entradas.
- $V_{d/2}$: Puede tener la misma amplitud, pero fases opuestas.
- V_d está montado sobre V_{mc} .

$$\text{de: } V_d = V_2 - V_1 \quad \begin{array}{l} V_1 = V_2 - V_d \\ V_2 = V_1 + V_d \end{array}$$

reemplazados en V_{mc} :

$$V_{mc} = \frac{V_2 + (V_2 - V_d)}{2}$$

$$2V_{mc} = 2V_2 - V_d$$

$$V_2 = \frac{2V_{mc} + V_d}{2}$$

$$V_2 = V_{mc} + \frac{V_d}{2}$$

$$V_{mc} = \frac{(V_1 + V_d) + V_1}{2}$$

$$2V_{mc} = 2V_1 + V_d$$

$$V_1 = \frac{2V_{mc} - V_d}{2}$$

$$V_1 = V_{mc} - \frac{V_d}{2}$$

- Vemos que en ambas entradas la señal en modo común es la misma; mientras que la de modo diferencial está desfasada 180° .

→ Por superposición calcularemos ① V_{c1} ; ② V_{c2} y luego ③ $V_{od} = V_{c1} - V_{c2}$

$$\textcircled{A} \text{ Definimos: } \Delta V_1 = \frac{V_{ci}}{V_1} \quad |_{V_2=0} \quad \therefore V_{c1} = -\Delta V_1 \cdot V_1 = -\Delta V_1 \cdot \left(V_{mc} - \frac{V_d}{2} \right)$$

$$\Delta V_2 = \frac{V_{ci}}{V_2} \quad |_{V_1=0} \quad \therefore V_{c1} = \Delta V_2 \cdot V_2 = \Delta V_2 \left(V_{mc} + \frac{V_d}{2} \right)$$

$$V_{c1} = V_{c1} - V_{c1}'' = -\Delta V_1 \left(V_{mc} - \frac{V_d}{2} \right) + \Delta V_2 \left(V_{mc} + \frac{V_d}{2} \right)$$

$$V_{c1} = -\Delta V_1 \cdot V_{mc} + \Delta V_1 \cdot \frac{V_d}{2} + \Delta V_2 \cdot V_{mc} + \Delta V_2 \cdot \frac{V_d}{2}$$

$$V_{c1} = V_{mc} \underbrace{\left(\Delta V_2 - \Delta V_1 \right)}_{\Delta mc} + V_d \underbrace{\left(\frac{\Delta V_2 + \Delta V_1}{2} \right)}_{\Delta d}$$

$$V_{c1} = V_{mc} \cdot \Delta mc + V_d \cdot \Delta d$$

→ Si $\Delta mc \rightarrow 0$, $V_{c1} \rightarrow V_d \cdot \Delta d$

RRMC :

$$V_{C1} = V_{mc} \cdot \Delta_{mc} + V_d \cdot \Delta_d$$

$$V_{C1} = V_d \cdot \Delta_d \left(1 + \frac{V_{mc} \cdot \Delta_{mc}}{V_d \cdot \Delta_d} \right)$$

$$V_{C1} = V_d \cdot \Delta_d \left(1 + \frac{V_{mc}/V_d}{\Delta_d/\Delta_{mc}} \right)$$

→ Llamamos al cociente $\frac{\Delta_d}{\Delta_{mc}} = RRMC$

Así: $V_{C1} = V_d \cdot \Delta_d \left(1 + \frac{V_{mc}/V_d}{RRMC} \right)$

$$\lim_{RRMC \rightarrow \infty} V_{C1} = V_d \cdot \Delta_d$$

Relación muy importante para el diseño.

Esta relación se expresa normalmente en dB:

$$RRMC_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta_d}{\Delta_{mc}} \right)$$

- Vemos que existe una Δ_{mc} y una Δ_d . Así una porción tanto de V_{mc} como de V_d aparecerá en el colector seleccionado.

$$\begin{cases} \Delta_{mc} \rightarrow \emptyset \\ \Delta_d \rightarrow \infty \end{cases}$$

(B) Definimos:

$$\Delta v_2 = -\frac{V_{C2}}{V_2} \quad |_{V_1=0} \quad \therefore V_{C2} = -\Delta v_2 \cdot V_2 \Rightarrow -\Delta v_2 \left(V_{mc} + \frac{V_d}{2} \right)$$

$$\Delta v_1 = \frac{V_{C2}''}{V_1} \quad |_{V_2=0} \quad \therefore V_{C2}'' = \Delta v_1 \cdot V_1 \Rightarrow \Delta v_1 \left(V_{mc} - \frac{V_d}{2} \right)$$

$$V_{C2} = V_{C2}' + V_{C2}''$$

$$V_{C2} = -\Delta v_z \cdot \left(V_{mc} + \frac{V_d}{2} \right) + \Delta v_i \cdot \left(V_{mc} - \frac{V_d}{2} \right)$$

$$V_{C2} = -\Delta v_z \cdot V_{mc} - \Delta v_z \cdot \frac{V_d}{2} + \Delta v_i \cdot V_{mc} - \Delta v_i \cdot \frac{V_d}{2}$$

$$V_{C2} = V_{mc} (\Delta v_i - \Delta v_z) - V_d \left(\frac{\Delta v_z + \Delta v_i}{2} \right)$$

$$V_{C2} = -V_{mc} \underbrace{(\Delta v_z - \Delta v_i)}_{\Delta m_c} - V_d \underbrace{\left(\frac{\Delta v_z + \Delta v_i}{2} \right)}_{\Delta d}$$

$$V_{C2} = -V_{mc} \cdot \Delta m_c - V_d \cdot \Delta d$$

\rightarrow si $V_{mc} \rightarrow 0$; $V_{C2} \rightarrow -V_d \cdot \Delta d$

(c) $V_{OD} = V_{C1} - V_{C2}$

$$V_{OD} = \left(V_{mc} \cdot \Delta m_c + V_d \cdot \Delta d \right) - \left(-V_{mc} \cdot \Delta m_c - V_d \cdot \Delta d \right)$$

$$V_{OD} = 2 \cdot \left[V_{mc} \cdot \Delta m_c + V_d \cdot \Delta d \right]$$

Nota: Podría haberse tomado $\Delta d = \Delta v + \Delta v_z$, y así p.ej.

$$V_{C1} = V_{mc} \cdot \Delta m_c + \frac{V_d}{2} \cdot \Delta d; \text{ y lo mismo con } V_{C2}$$

$$\text{De esta forma } V_{OD} = (2 \cdot V_{mc} \cdot \Delta m_c) + V_d \cdot \Delta d$$

Algunos RRMC :

LM307

RRMC_{dB}

90 dB

Valores Típicos

al 2009

RRMC ≈ 110 dB

741

100 dB

LF 355

100 dB ($Z_L = 10^{12} \Omega$)

101

96 dB (mín. 80 dB)

301

90 dB (mín. 70 dB)

Se suele especificar el valor típico y el mínimo.

Este último es útil para el diseño!

[Δm_c ; Δd ; Ruido/Interferencia(V_{mc}); Serial (V_d) \Rightarrow Datos de diseño]

RRMC es un Buffer.

06/02/2010

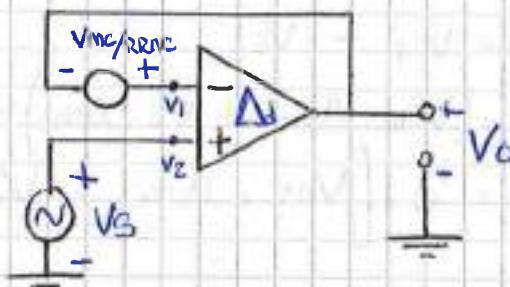
Tenemos que $RRMC = \left(\frac{\Delta d}{\Delta mc} \right) \wedge \Delta mc \Rightarrow \left(\frac{V_{omc}}{V_{mc}} \right)$

$\therefore RRMC = \frac{\Delta d}{\left(\frac{V_{omc}}{V_{mc}} \right)}$

$\wedge V_{omc} = \Delta d \times \left(\frac{V_{mc}}{RRMC} \right)$

$$V_{mc} = \frac{V_2 + V_1}{2} = \frac{V_s + V_o}{2} \approx V_s$$

$$\begin{cases} V_1 \approx V_o = V_s \\ V_2 = V_s \end{cases}$$



$$V_o = V_s \times Ad$$

$$V_o = (V_2 - V_1) \times Ad$$

$$V_o = \left[V_s - \left(V_o + \frac{V_{mc}}{RRMC} \right) \right] \times Ad ; V_o = \left[V_s - \left(V_o + \frac{V_s}{RRMC} \right) \right] \times Ad$$

$$V_o = V_s \cdot Ad - V_o \cdot Ad - \frac{V_s}{RRMC} \cdot Ad$$

$$V_o (1 + Ad) = V_s \cdot Ad \left(1 - \frac{1}{RRMC} \right) \therefore \frac{V_o}{V_s} = \frac{Ad \left(1 - \frac{1}{RRMC} \right)}{(1 + Ad)}$$

$$\left(\frac{V_o}{V_s} \right) = \frac{1 - \left(\frac{1}{RRMC} \right)}{1 + \left(\frac{1}{Ad} \right)}$$

• Caso 1ero:

$Ad \rightarrow \infty$

$$RRMC \rightarrow \text{finito} \quad \frac{V_o}{V_s} = 1 - \frac{1}{RRMC}$$

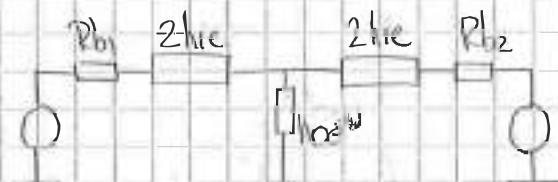
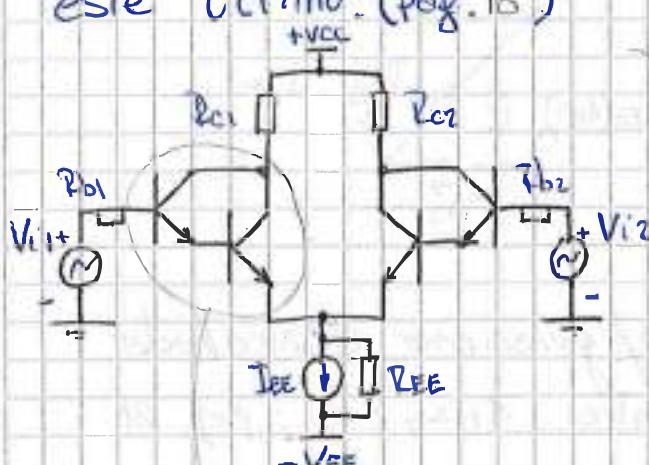
• Caso 2do:

$$\begin{cases} RRMC \rightarrow 0 \\ Ad \rightarrow \infty \end{cases} \quad \frac{V_o}{V_s} = 1$$

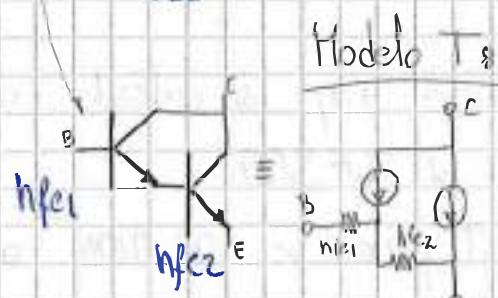
$$\begin{cases} RRMC \rightarrow \infty \\ Ad \rightarrow \text{finito} \end{cases} \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Ad}}$$

* Impedancia de entrada: Z_{id}

Tanto en el Amp. Op. Cascode como en el de entrada Darlington la imp. de entrada es similar. Se desarrolla este último (pag. 18')



Propósito:



$$\frac{Z_{id}}{2} \Rightarrow h_{ie1} + h_{ie2}, h_{fe2}$$

$$\Rightarrow \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{I_{CQ2}} \cdot h_{fe2}^2$$

$$\Rightarrow \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{(I_{CQ1} + h_{fe1})} \cdot h_{fe2}$$

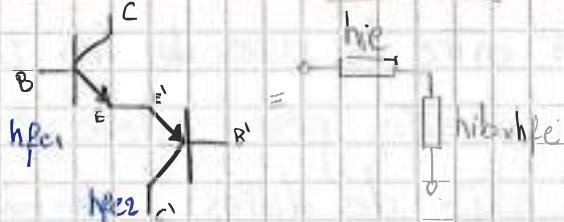
$$\frac{Z_{id}}{2} \Rightarrow V_T \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe2}$$

h_{ie1} h_{ie2}

$$\text{Si } h_{fe1} = h_{fe2}$$

$$\frac{Z_{id}}{2} = h_{ie1} + h_{ie2} = 2 h_{ie1}$$

- Para el Cascode:



$$\text{Si } h_{fe1} = h_{fe2}$$

$$\frac{Z_{id}}{2} = h_{ie1} + h_{ie2} = 2 h_{ie1}$$

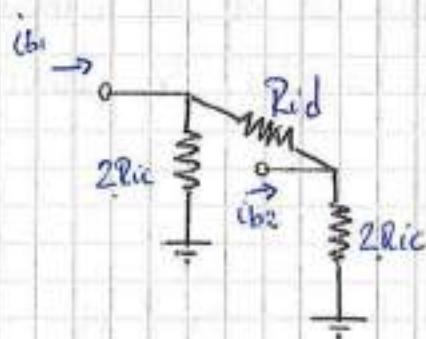
$$\frac{Z_{id}}{2} \Rightarrow h_{ie1} + h_{ib2}, h_{fe2}$$

$$\Rightarrow \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{I_{CQ2}} \cdot h_{fe2}$$

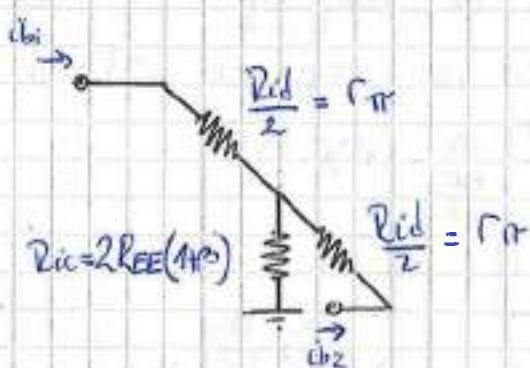
$$\text{Como } I_{CQ1} = I_{CQ2}$$

Modelo de impedancia de entrada: Diferencial básico (pag. 18)

Circ. eq. Π



Circ. eq. T



- Con Tecnología bipolar y las configuraciones desarrolladas se obtienen imp. de entrada entre $1M\Omega$ y $2M\Omega$; p.ej. el LM317 o el LM741C.
- Con tecnología Bi-Fet se obtiene imp. de entrada del orden de los $1 \times 10^{12} \Omega$; p.ej.: el LF355.
- Suele especificarse el valor típico y mínimo de Z_i .

Señales de error y desviación:

* Tensión de compensación de entrada o de Offset:

En la entrada del Amp-Op. hay una serie de imperfecciones que generan desbalances.

* Si existe una 'ddp' distinta entre las bases de los transist.

en cadenas de escalamiento directo, genera graves problemas tales que aparecen en las hojas de datos; se denomina:

Tensión de Offset

- Es la tensión diferencial que habrás que aplicar a la entrada del operacional para tener $V_o \rightarrow 0$.

- Considerando que no hay otros efectos que generen desplazamiento de la tensión de salida.
- Se modela como un generador a la entrada acoplado en C.C. = "Vd".

Tensión se llama V_{IN} : input offset voltage

$$\bullet V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

Este señal es interpretada como una señal diferencial, por lo que aparece a la salida.

$$V_{OD} = I_{C1} \cdot R_{C1} - I_{C2} \cdot R_{C2}$$

$$(V_{IN} - I_{C1} \cdot R_{C1} + I_{C2} \cdot R_{C2})$$

- Si V_{OS} se aplica a la entrada el error se compone.

- $V_{OD(BE)}$ es un nivel de C.C. a la salida del Amp. Op. producto de la polarización distinta de T_1 y T_2 ; $V_{BE1} \neq V_{BE2}$; Así $V_{BE1} - V_{BE2} = \Delta V_{BE} = V_{OS}$ con una fuente de señal diferencial de bajo imp. $\left(\frac{V_{IN}}{2}\right)$; $V_{OD(BE)} = V_{OS} / 2$.

En las hojas de datos suelen circularse valores de V_{OS} .

P.ej.:

LM307

$V_{OS} = 2 \text{ mV}$

LF355

$V_{OS} = 3 \text{ mV}$

Se suelen espec. valores [mín.; típicos y máx.]

- Hay que tener en cuenta que V_{OS} se corre en func. de la Temporat! (Dif t)

- Cuando se especifica un parámetro se establecen condiciones que figuran en la hoja de datos; por ej. $T_A = (T_{\text{tip}}) 25^{\circ}\text{C}$; tipo de Amp. Op.; circuito de prueba; condiciones de entorno; unidades; etc...

- También se suele especificar la deriva (max) del parámetro con la Temp.

$$\hookrightarrow \text{Drift} : \left(\frac{J^{(n)}}{\text{stc}} \right) \cdot \text{Pct. } \frac{15\text{mV}}{\text{C}} \quad \begin{matrix} (\text{Tip.}) \\ (\text{from}) \end{matrix}$$

- Otro parámetro relacionado a Vos que suele espcif. es el rango de ajuste de la Tensión de offset.

El 741 posee potes externos para acceder al control / compensación de la Vos por medio de un potenciómetro multi-vuelta (comp. en CC.)

* Rango ajuste tip. 741 $\Rightarrow \pm 15\text{mV}$; si estamos excedido entonces el problema no es el amp. op.

Desviación térmica de la Vos

$$I_C = I_{S_n} \left(e^{\frac{V_{BE}}{kT} - 1} \right)$$

$$I_C = I_S \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{(kT)} - 1} \right)$$

$$\frac{I_C}{I_S} = e^{\frac{V_{BE}}{(kT)} - 1}$$

$$\ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) = \ln \left(e^{\frac{V_{BE}}{(kT)} - 1} \right) \quad \begin{cases} \ln e^x = x \\ \ln 1 = 0 \end{cases}$$

$$\ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) = \frac{V_{BE}}{(kT)} \quad \therefore$$

$$\begin{cases} \text{con } I_S \rightarrow \text{Corriente de saturación} \\ V_T = \frac{kT}{q} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \ln e^x = x \\ \ln 1 = 0 \end{cases}$$

$$V_{BE} = \frac{K_a T}{q} \times \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

$$V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \left[\ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) - \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) \right]$$

$$V_{OS} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1} \cdot I_{S2}}{I_{S1} \cdot I_{C2}}\right) \quad \text{como } I_{C1} \approx I_{C2}$$

$$V_{OS} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)$$

• La corriente de saturación I_S es el principal factor que contribuye con (\approx) V_{OS} en un amp. BJT y es proporcional al ancho de banda base W_B del tran.

• Normalmente $V_{OS} \approx 0,1 \cdot V_T$

$$\frac{\partial V_{OS}}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \left(V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \right)$$

linealmente dependiente de la Temp. → Relación indep. de la Temp.

$$*\frac{\partial V_{OS}}{\partial t} = \frac{K_a}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_S}{I_{S1}}\right) \Rightarrow \frac{V_{OS}}{T_{OK}} = D_V$$

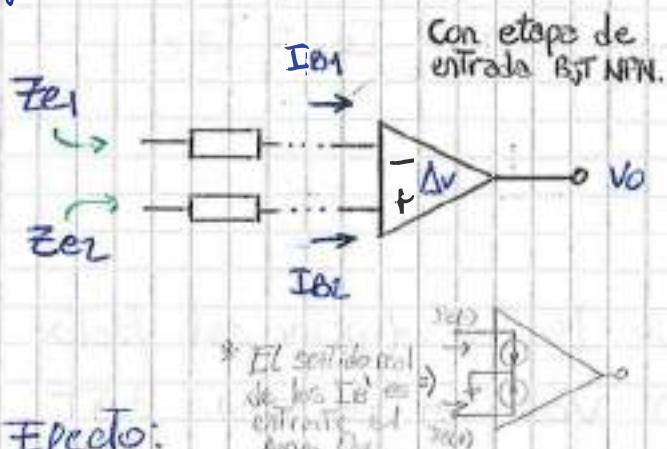
$$\text{Ej., } V_{OS} = 2,6 \text{ mV}, \text{ si } T = 25^\circ\text{C}, \text{ y } T_{OK} = 273 + 25 \Rightarrow 298^\circ\text{K}$$

$$D_V = \frac{V_{OS}}{T_{OK}} \Rightarrow \frac{2,6 \text{ mV}}{298^\circ\text{K}} \Rightarrow 8,72 \mu\text{V}/^\circ\text{K}$$

• Vemos que la derivada térmica es linealmente dependiente de la temperatura. $V_{OS}(t) = C_0 + t^\circ\text{K}$

* Corriente de polarización de entrada: $I_{B1,2}$

También llamada corriente de fuga de puerta. Su nombre deviene de su origen en amp. op. con tec. bipolar. En amp. op. con entrada tipo FET sería la corriente de fuga de compuerta. (Ejemplo en 7.S.Nº 23, pag 38 de lección práctica)



Efecto:

Si las corrientes son iguales ($I_B1 = I_B2$); pero las resistencias de entrada son distintas, se producen caídas de potenciales distintos, generando una tensión diferencial entre terminales de entrada.

- I_{B1}, I_{B2} son corrientes de polarización.
- El fabricante solo especifica un valor promedio

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

- El efecto del valor promedio de las corrientes de polarización se soluciona igualando las resistencias de entrada.

Ejemplos:

LM307	a 23°C	I_B	$70\text{nA}(\text{typ})$	$250\text{nA}(\text{máx})$
LF355	a 25°C	I_B	$30\text{ pA}(\text{typ})$	$200\text{ pA}(\text{máx})$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_B : 1\text{ pA} < I_B < 1\text{nA} \\ \text{FET} \qquad \qquad \qquad \text{BJT} \end{array} \right.$$

* Corriente compensadora de entrada o corr. de offset: I_{OS}

Cuando las corr. de pd ($I_{B1} \neq I_{B2}$) son distintas se produce una corriente diferencial igual a:

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2}$$

- Como resultado se obtiene una tensión diferencial en los terminales de entrada, aun cuando los imp. de entrada son iguales.
- I_{os}: es un efecto de orden inferior; $E_{IB} \gg E_{Ios}$.

Ejemplos:

L1307	a 23°C	I _{os} 3nA(_{typ})	50nV(_{max})
LF355	a 25°C	I _{os} 3pA(_{typ})	50pV(_{max})
741	a 25°C	I _{os} 30nA(_{typ})	80nV(_{max})

- Se suele especificar la derivada de I_{os} con resp. a la temperatura, $n\text{A}/^\circ\text{C}$. Se supone que al Amp. Op se lo va a trabajar compensado con resp. a la I_B; por ello solo se especifica $\frac{dI_{os}}{dT}$

* Desviación Térmica de la I_B y la I_{os}:

- La corriente de polarización depende de la temp. a través de la variación del β del Transistor.

→ Siendo $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ (similar al desarrollo de 'S' pág. 6)

$$\frac{\partial I_B}{\partial T} = \frac{\frac{\partial I_C}{\partial T} \cdot \beta + \beta \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} \cdot I_C}{\beta^2} = -\frac{\partial \beta}{\partial T} \cdot \frac{I_C}{\beta^2} = -\frac{\partial \beta}{\partial T} \cdot \frac{I_B \cdot \alpha}{\beta^2}$$

$$\frac{\partial I_B}{\partial T} = \left(-\frac{1}{\beta} \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} \right) \times I_B$$

$$\begin{cases} -0,005^\circ\text{C} & \rightarrow 25^\circ\text{C} \\ +0,015^\circ\text{C} & \rightarrow 75^\circ\text{C} \end{cases}$$

Aplicado a la I_{os}, la derivada es: $\frac{\partial I_{os}}{\partial T} = \left(-\frac{1}{\beta} \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} \right) \times I_{os}$

* Drift: Relación de cambio de una magnitud en función de la temperatura.

- El concepto de Drift aplicado a V_{os} , I_B y I_{os} es la derivada de cada uno de ellos con resp. a la Temp.

$$\underbrace{\frac{\partial V_{os}}{\partial T}, \frac{\partial I_B}{\partial T}, \frac{\partial I_{os}}{\partial T}}$$

Lo importante es saber que dependen de la Temperatura!

- Las ecuaciones que se obtienen son mucho más sencillas en los amp. bipolares que en los amp. FET.

Ejemplos:

LH307 $\partial V_{os}/\partial T: 6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\partial I_{os}/\partial T: 10 \text{ pA}/^\circ\text{C}$

LF355 $\partial V_{os}/\partial T: 0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\partial I_{os}/\partial T: 3 \text{ pA}/^\circ\text{C}$

→ Puede llegar a ser un valor muy grande!
($> 10^6$)

→ Comentario sobre tecnologías y conclusiones (V_{os} , I_B , I_{os})

- La V_{os} enmascara en gran medida a la I_B en cuanto el efecto que provocan.
- Cuando se trabaja con tecnología FET las corr. de pol. no son importantes (para la mayor parte de las aplicac.)

Ejemplos:

Tr. Bip. $I_{B(\text{gr})}: 70 \text{nA}$ $I_{os(\text{tip})}: 3 \text{nA}$

Tr. FET. $I_{B(\text{tip})}: 30 \text{ pA}$ $I_{os(\text{tip})}: 3 \text{ pA}$

No tiene mucho sentido preocuparse por estos corrientes.

- Para amp. de instrumentación aún son muy usados los tr. b. polares (al 2004), porque:

- Tienen imp. de entrada relativamente alta.
- Poseen una mejor descripción de la variación de los parámetros V_{os} ; I_{os} ; I_{ds} con respecto a la Temperatura. Se tiene así una idea más clara de su variación, fundamental para el diseño.
- Los parámetros y sus variaciones se representan en curvas claras; en los tr. Fet existe una covariante muy grande entre los parámetros.
- En amp. bipolarer los parámetros de ruido son más fáciles de trabajar.

* Tensión y Corriente de ruido equivalentes: Generadores.

El ruido está presente en todo dispositivo electrónico.

- Existen tres fuentes de ruido principales asociadas al Amp. Op. Dos de ellos están relacionados con sus entradas, la Tercera, tensión de ruido térmico, asociada a la resistencia del generador:

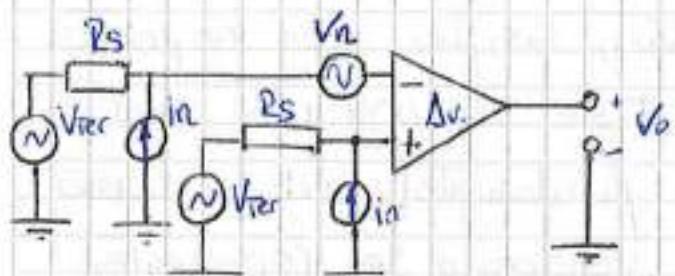
→ Generador de ruido térmico o de Johnson; se genera por el movimiento aleatorio de los portadores, aún sin alimentación.

Los portadores de carga en un conductor se mueven de forma aleatoria y caótica, libremente. El promedio de la velocidad de los mismos es cero,

→ Notas en pag. 39!

pero la velocidad instantánea no lo es. Aparece así una tensión residual o espúrea, de tipo impulsiva y con un gran ancho de banda.

→ Ruido Schotcky y Sustitución; Debido a la mecánica de conducción del semiconductor.



- Tensión de ruido total:

$$V_r^2 = V_n^2 + (2 \cdot i_n \cdot R_s)^2$$

- Sumando el ruido térmico:

$$V_r^2 = V_n^2 + (2 \cdot i_n \cdot R_s)^2 + 4 \cdot K \cdot T_B \cdot R_s$$

Aquí:

$$V_{r(n)} = \sqrt{V_n^2 + (2 \cdot i_n \cdot R_s)^2 + 4 \cdot K \cdot T_B \cdot R_s}$$

- Se requiere un estudio estadístico muy profundo.
El fabricante especifica los mismos en la hoja de dato.
↳ Dos ruidos!

* Rango de tensión de entrada:

Existen dos rangos de tensión máxima de entrada:

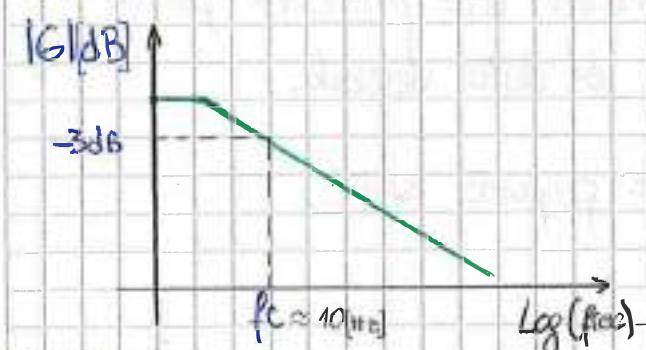
- Tensión máx. diferencial (entre los dos pines de entrada)
- Tensión máx. de modo común (entre Masa y una entrada)

- Por debajo de la tensión máxima se asegura el funcionamiento (linealidad; características; estabilidad...); Por encima de esta tensión las características varían y no se puede garantizar el func. del ampl. Op.
- La config. Cascada aumenta el rango de tens. de entrada.

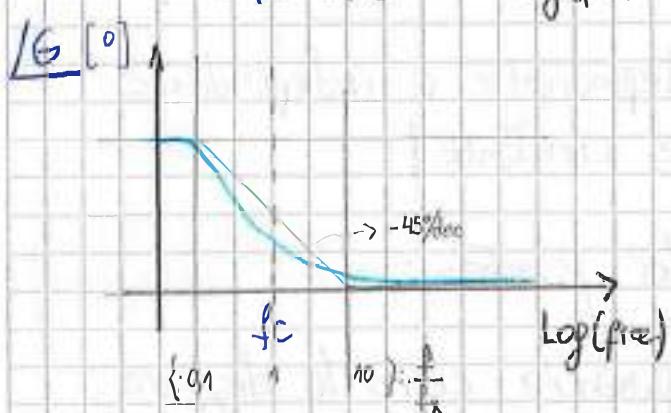
* Ganancia de Tensión para señales débiles:

Este parámetro suele expresarse con el Amp. Op. a lazo abierto mediante un gráfico 'ganancia' Vs 'freq.' y otro 'fase' Vs 'freq.', teniendo en cuenta la tensión de alimentación.

Curvas de módulo y fase de G :

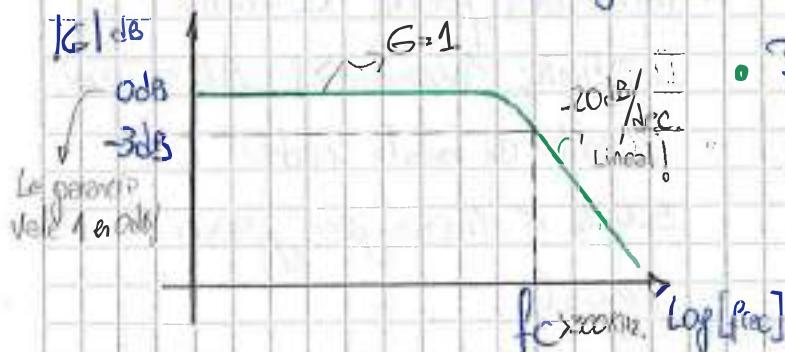


- G es un número complejo
- A lazo abierto y receptor señal
- f_c está en el orden de los 10 Hz .
- Se especifica en $[\text{dB}]$ y $[\text{grados}]^{\frac{\text{log}}{\text{rég}}}$



* Respuesta en frecuencia para señales débiles:

Con señal débil se considera el amplificado basa circuito abierto. La exigencia de potencia al mismo es casi nula. Se presenta la curva de 'ganancia' Vs 'freq' con $G=1$.



- Para señal débil; con $G=1$
- $\Delta f \approx 11 \text{ Hz} \Rightarrow f_c$.

$$\frac{\text{mV}}{\mu \text{V}} \rightarrow \text{Sin distorsión.}$$

- Si se trabaja en config. separadora, con $R_L = 100\text{ k}\Omega$ se está en señal débil; así el $\Delta B = \text{máx}$, y $G = 1$.
- Este suele ser un circ. de ref. para especificar las curvas.

Ejemplo de diseño:

No inversor:

$$G_i = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

Con: $G_{\text{ganancia}} \times \Delta B = \text{cte}$:

Aprovechando que la pendiente de la curva de ganancia es -20 dB/dec lineal, donde el producto $G \times \Delta B = \text{cte}$, se puede utilizar este producto para interpolar el dato deseado.

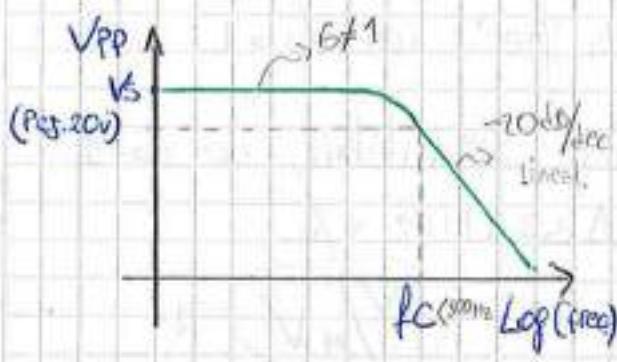
$$\Delta B_{II} = \left(\frac{G_{\text{ganancia}} \times \Delta B_{6\text{dB}}}{G_{Ni}} \right) (10)$$

• Para pequeña señal.

El producto de la variable dependiente e independiente sobre una recta es una constante!

* Respuesta en freq. para señales fuertes: ? Generación de tensión para señales fuertes

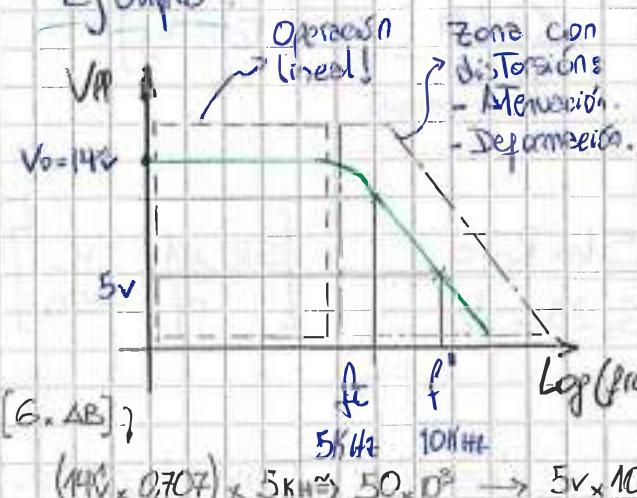
No se trata de una espec. de ganancia como la de para señales débiles (dB); se especifica para grandes salidas sin distorsión **V/mV**; se trabaja con unidades como el **[V, mA]**



- Relación de V/mV
- Para señal fuerte $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $I_L \approx 5\text{ mA}$; 1 Vpp ; $G > 1$, $\Delta B = 5\text{ kHz}$.
- El ancho de banda rodee los 500 Hz o menos para ganancias elevadas.

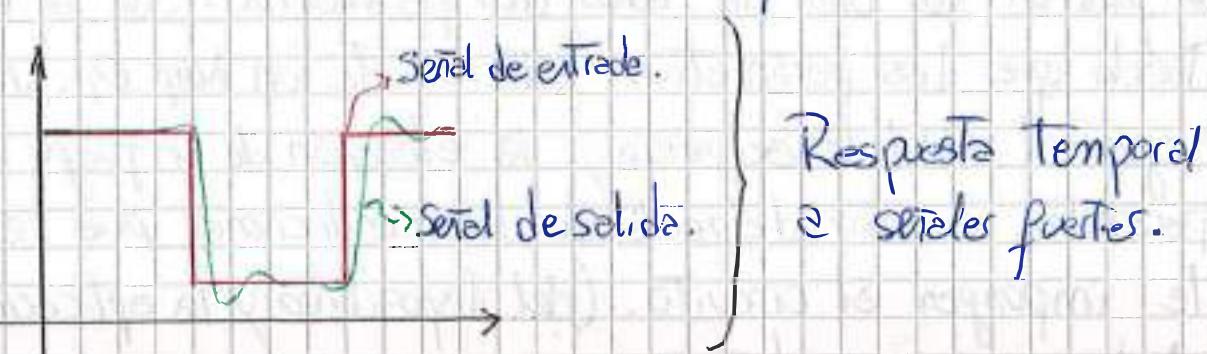
- Existen limitaciones tecnológicas. Superados ciertos parámetros el Amp. Op. comienza a recortar (distorsión) debido a la capacidad limitada de respuesta de la fuente de corriente.

Ejemplo:



Uso como comparador:

Config. como seguidor de emisor para señal puente.



- A medida que se pierden armónicos de orden superior se distorsiona más la salida.
- El efecto sobre un pulso senoidal puro es atenuación.
- La fuente de señal está compuesta de la onda fundamental más infinitas armónicas impares (Fourier).
- El Amp. Op. se comporta como un filtro pasa bajo.

→ Conclusiones sobre respuesta en frecuencia: [excepciones para la señal de distorsión no lineal]

- Un ampl. op. más veloz tiene mejor encaje de banda.
- Se observa la curva para señales débiles o fuertes según las condic. de func. del operacional. El diseñador pone las condiciones. V_{out} ; R_L ; etc.

Ecu. # 5

$$\Delta B \underset{G=1}{\underset{\text{p. señales débiles}}{\Rightarrow}} \frac{0,35}{T_{cremien}} \quad [\text{T.C.: Seg.}]$$

Ecu. # 6

$$\Delta B \underset{\text{p. señales fuertes}}{\Rightarrow} \frac{\text{Slew Rate}}{6,23 \times V_0} \quad [\text{S.R.: } \frac{\text{mV}}{\text{nF}}, \frac{\text{V}}{\text{A Seg.}}]$$

[periodos de establecimiento]

* Slew-Rate: Velocidad de crecimiento. y Rise-Time: Tiempo de crecimiento.

La respuesta temporal o resp. en frecuencia queda determinada en función de uno de estos dos parámetros: SR o TC

- Debe que los parámetros internos de un Amp. Op. varíen según el nivel de exigencia; la elección de un juego de parámetros u otro depende de las condiciones que se le impongan al circuito. (del dispositivo y la aplicación)
- Ambos paráms. son distintos:

Velocidad: $\frac{\text{mV}}{\text{nF}} : \frac{\text{V}}{\text{A Seg.}}$

Slew-Rate

→ Parámetro de energía; para señales fuertes. V/I , relación c/t la potencia!

Tiempo: \rightarrow
del 10%
al 90%
 T de establec.

Rise-Time

→ Parámetro temporal de bajo nivel.
 V/T , velocidad, derive.

Ejemplo: Línea de transmisión de datos.

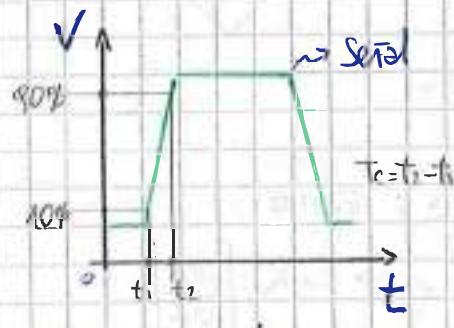
Tenemos que usar parámetros para señal fuerte ya que es el A.O.P.

- debe ser veloz
- tener gran ancho de banda para evitar distorsión.
- para poder afrontar el ruido y la "atenuación", la excusión de tensión a la salida debe ser grande.
- se necesita corriente para afrontar la Z líne.

Tc

③ Cuando no se suministre la curva de resp. en freq.

Para ganancia unitaria, se puede calcular a partir del tiempo de crecimiento o Rise-Time: es el tiempo que tarda la salida del A.O.P. para llegar del 10% al 90% del valor de régimen, para ganancia unitaria.



$$W_n = \frac{t_2}{t_1}$$

$$\frac{2}{e} - 0,35$$

$$\Delta B_{6=1} = \frac{0,35}{T_{crecimiento}}$$

↓

P señales débiles.

Utilizando la Ecu. # 5; $\Delta B_{6=1} = \frac{0,35}{T_{crecimiento}}$

El valor 0,35 surge de $S = \frac{\ln 0,1 - \ln 0,9}{2\pi} \rightarrow$ Desarrolla en $\text{deg. } 100^\circ$

Ejemplo: El LM747 tiene un $T_c = 0,3 \mu s$; así

$$\text{el } \Delta B_{6=1} = \frac{0,35}{0,3 \mu s} = 1,16 \text{ MHz.}$$

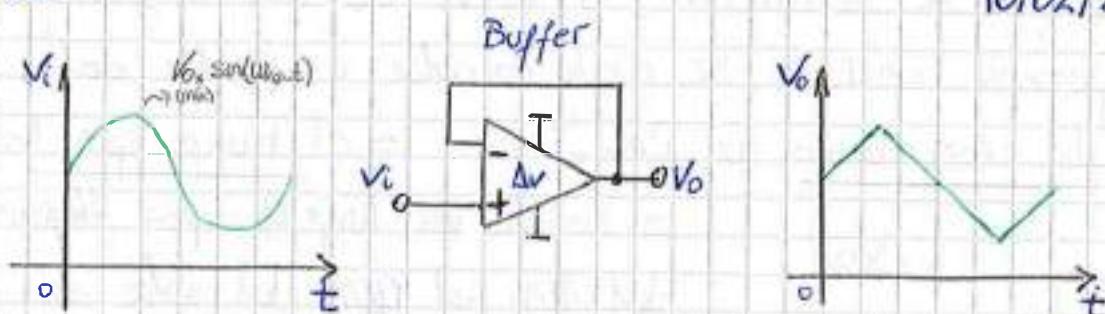
S.R.

④ La velocidad de crecimiento o rapidez de respuesta se define como el cambio de voltaje a la salida en el tiempo. \Rightarrow P señales fuertes.

Rapidez de respuesta $\Rightarrow S.R. \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{\Delta f} \Rightarrow \frac{\text{Corriente suministrada}}{\text{Capacidad}} \left[\frac{\mu A}{PF} \right] = \left[\frac{V}{AS} \right]$

- Es evidente que las dos respuestas están íntimamente relacionadas, y se puede demostrar que la limitación de rapidez de respuesta (SR) determina la máxima freq. sin distorsión para señales fuertes.
- La distorsión se manifiesta como una triangularización de la señal de salida cuando la entrada es una senoidal pura.

10/02/2010



→ Para determinar la máxima frecuencia; Ecu#6:

$$* V_{op} = \frac{I_c \text{ máx.}}{W_{\text{máx.}} C}$$

$$\text{así: } f = \frac{S.R.}{2\pi \times V_o}$$

$$V_o = \frac{I_c}{2\pi f \cdot C} \rightarrow S.R. : \left[\frac{\mu A}{PF} \right]$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(V_i(t))}{dt} = \frac{d(V_o, \sin(wt))}{dt} \Rightarrow V_o \cdot W \cdot \cos(wt) \\ \frac{d(V_i(t))}{dt} = V_o \cdot w \left[\frac{V}{S} \right] \rightarrow S.R. \\ \hookrightarrow \text{No perdida!} \end{array} \right. \quad * \quad S.R. = V_o \cdot W_{\text{máx.}} / \text{máx.}$$

Ejemplo: EL LM307 tiene un SR. = 0,5 [V/μs]

$$* \text{Para } V_{op} = \pm 8V; \quad f = \frac{0,5 \text{ V/}\mu\text{s}}{6,28 \times 8V} \Rightarrow 9,95 [\text{kHz}]$$

$$* \text{Para } V_{op} = \pm 14V; \quad f = \frac{0,5 \text{ V/}\mu\text{s}}{6,28 \times 14V} \Rightarrow 5,7 [\text{kHz}]$$

→ Notas sobre resp. en freq.:

- Para cada una de las curvas de resp. en freq. tenemos una curva de respuesta en el tiempo.
- Para señales débiles, la respuesta del Amp. Op. no es puramente exponencial, debido a que los generadores internos del operacional colapsan.
- Lo que limita la resp. en freq. del Amp. Op. no son las fuentes de corriente cte., si no las capacidades internas! (P' Amp. Op. autocompensados sería la C de Miller)

★ Excusión de tensión a la salida : Swing

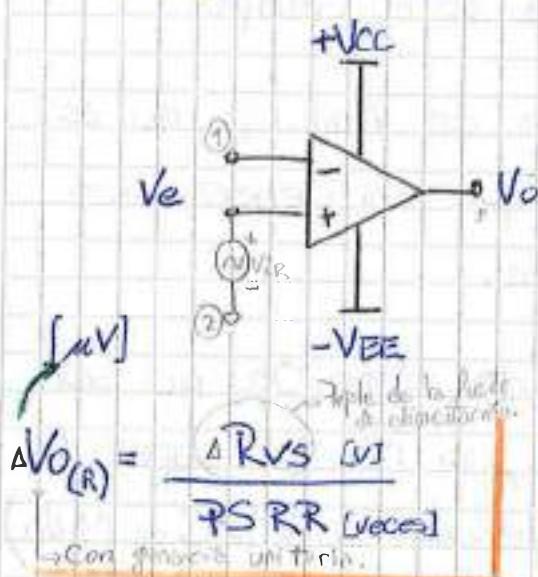
Es la excusión o amplitud pico a la salida con referencia a cero [V], con la freq. de trabajo fija a un valor, P.ej.: 1kHz, sin distorsión!

→ Se varía la amplitud de la señal de entrada hasta que en la salida hay recorte o algún tipo de distorsión.

- Debido a la etapa clase B de salida; $V_{omax} = V_{cc} - V_{CE(sat)}$
⇒ donde $V_{CE(sat)} \approx 0.7V$.
- Existe Amp. Op. "RTD" donde la excusión de tensión a la salida alcanza prácticamente a V_{cc} y V_{EE} .

* Relación de rechazo de tensión de fuente: PSRR

PSRR es la capacidad del Amp.Op. de rechazar el riple de la fuente. El riple move los puntos de trabajo internos del operacional.



- Si V_{cc} y V_{ee} tienen riple, este se translada a la salida!
- Se especifica como una variación o offset a la entrada. Es un generador adicional de muy bajo valor; Norm. no se considera.

Ejemplo: LM324, PSR = 100 dB $\rightarrow 100 \cdot 10^3$ veces.

$$\text{Si } R_{VS} = 0.5 \text{ V; } \left(\frac{\Delta V_{os}}{R_{VS}} \right)$$

$$\bullet \Delta V_{os} = \frac{0.5 \text{ V}}{100 \cdot 10^3} \Rightarrow 5 \mu\text{V}/$$

$$\text{PSRR: } \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{cc}}, \text{ Tip: } -100 \text{ dB } \rightarrow \Delta V_{cc} \text{ produce } \Delta V_{os}$$

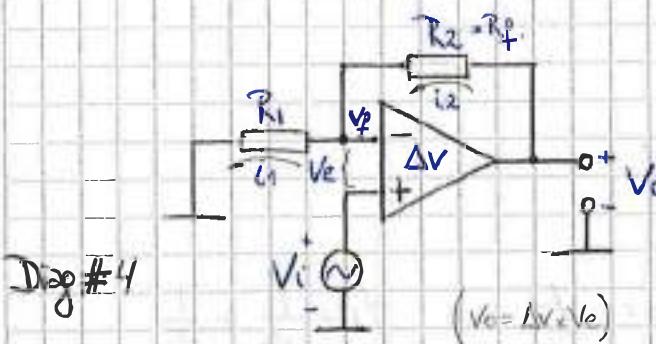
Notas sobre ruido térmico:

- Se modelan como fuentes de ruido adicional (equivalentes)
- Suelen ser de muy bajo nivel: $5 \mu\text{V}_{eq}$ en dB audible en comparación con 4 mV_{eq} de V_{os} .
- Dependen directamente del dB de trabajo del canal.
- Las fuentes de ruido inferior mucha veces no se consideran.

Desarrollado en pag. 35!

Aplicaciones Básicas

* Amplificador operacional no inversor



- $V_e \rightarrow O_v$
- No tenemos masa virtual en el terminal inversor, pero tenemos cortocircuito virtual entre los terminales (+) y (-).

* Topología de realimentación:

$$\begin{aligned} &\rightarrow \text{Muestra de tensión} \\ &\rightarrow \text{Mezcla en serie (tensión)} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} V_f &= \beta \cdot V_o \\ &= \Delta v_f \cdot V_i \end{aligned} \right\}$$

* Se trata de un amplificador de tensión: $V_o = \Delta v_f \cdot V_i$
Luego la transferencia es blanca en tensión!

Función de transferencia de tensión: IDEAL

$$① \left\{ V_L = \frac{\Delta v \cdot \alpha}{1 + \Delta v \cdot \beta} \cdot V_i - \frac{Z_o}{1 + \Delta v \cdot \beta} \cdot I_o \right\} \quad (\text{Ecu } \# 1, \text{ pag. 11})$$

Si $I_o \approx 0$, y con $\alpha = 1$; $V_L = V_o$:

$$V_o = \frac{\Delta v}{1 + \Delta v \cdot \beta} \cdot V_i \quad \wedge \quad V_f = \frac{V_o}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \quad (3)$$

• Para el producto $\Delta v \cdot \beta \gg 1$; $1 + \Delta v \cdot \beta \approx \Delta v \cdot \beta$

$$V_o = \frac{\Delta v}{\Delta v \cdot \beta} \cdot V_i \Rightarrow \frac{1}{\beta} \cdot V_i \longrightarrow \Delta v_f \approx \frac{1}{\beta} !$$

$$\wedge \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \therefore \quad \Delta v_f^P = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Gap. de tensión a lazo cerrado ideal!
 $\Delta v \rightarrow \infty$

Otros caminos para encontrar la fun. transf:

- ② • Como $V_o \rightarrow 0$; $V_f \rightarrow V_i \therefore$

$$V_i = \frac{V_o}{R_1 + R_2} \times R_1 ; \quad V_o = V_i \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \Delta V_f = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- ③ • Por LKI: para el nodo V_f .

$$I_o = V_i \cdot Y_T \quad \wedge \quad I_o = \frac{V_o}{R_2} ; \quad Y_T = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$$\frac{V_o}{R_2} = V_i \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) ; \quad \frac{V_o}{V_i} = R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = R_2 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \Delta V_f = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- ④ • Como $i_1 = i_2$:

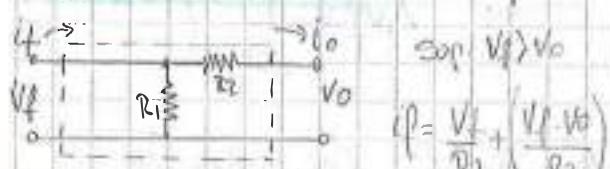
$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{(V_o - V_i)}{R_2} ; \quad V_i \cdot R_2 = V_o \cdot R_1 - V_i \cdot R_1$$

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

$$\frac{V_o}{V_i} = \Delta V_f = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Conclusión: vemos que los 4 métodos conducen al mismo resultado, siendo el primero el más formal.

Notas sobre la red β : trabajándola como cuadripolo



y aplicando las condiciones imp. para realimentación. $\begin{cases} V_o \rightarrow 0 \\ I_i \rightarrow 0 \end{cases}$

$$\text{Si } I_f = 0, \quad \frac{V_f}{R_1} = \frac{V_o - V_f}{R_2} ; \quad \frac{V_f}{V_o} = \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Función de transferencia de tensión: REAL

① Tenemos que: $\Delta V_f = \frac{\Delta V}{1 + \beta \cdot \Delta V}$

Lazo cerrado:
sin Carga ($i_1 \rightarrow 0$)
 \rightarrow en paralelo ($\beta \rightarrow 1$)

$$\Delta V_f = \frac{\Delta V}{\beta \Delta V \left(\frac{1}{\Delta V} + 1 \right)} = \frac{1}{\beta} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta \Delta V} \right)}$$

$$\Delta V_f = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \times \frac{1}{1 + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\Delta V}}$$

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

$$\Delta V \neq 0$$

Gen. de Tensión a
lazo cerrado real!
 $\Delta V \neq 0$

Otro camino (independiente de la ecu#1)

② Como $i_1 = i_2 \rightarrow \frac{V_o - V_f}{R_2}$

$$V_i = V_c + V_f$$

$$V_f = V_i - V_c$$

$$\underbrace{\frac{V_f}{R_1}}_{V_f}$$

$$\frac{V_c - V_e}{R_1} = \frac{V_o - (V_c - V_e)}{R_f} \quad | \quad V_o = V_e + \Delta V$$

$$\therefore V_c = \frac{V_o}{\Delta V}$$

$$V_i \cdot R_f - \frac{V_o}{\Delta V} \cdot R_f = V_o \cdot R_1 - V_e \cdot R_1 + \frac{V_o \cdot R_1}{\Delta V}$$

$$V_o \left(R_1 + \frac{R_1 + R_f}{\Delta V} \right) = V_i \left(R_1 + R_f \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(R_1 + R_f \right)}{R_1 + \left(\frac{R_1 + R_f}{\Delta V} \right)} = \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1} \right) \times \frac{1}{1 + \left(\frac{\frac{R_1 + R_f}{R_1}}{\Delta V} \right)}$$

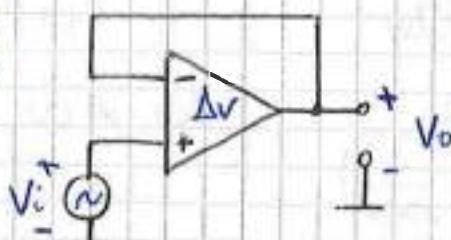
$$\Delta V_f = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \times \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{\beta \cdot \Delta V}} \right)$$

* Igual que en el caso IDEAL; el método primero es el más formal.

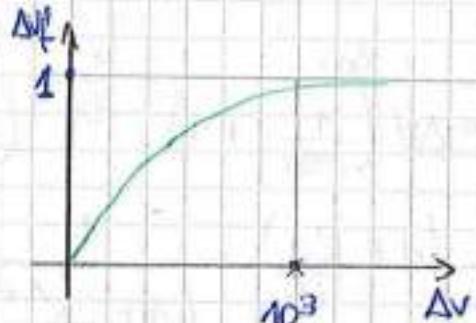
- Para el caso particular en que $R_f \rightarrow \infty \Omega$ y $R_i \rightarrow 0 \Omega$, estamos en presencia de un "seguidor de emisor" con ganancia $G = 1 \Rightarrow$ **Buffer**.

$$\Delta V_f = \frac{1}{\beta} \quad \text{y} \quad \beta = 1$$

$$\Delta V_f = 1$$



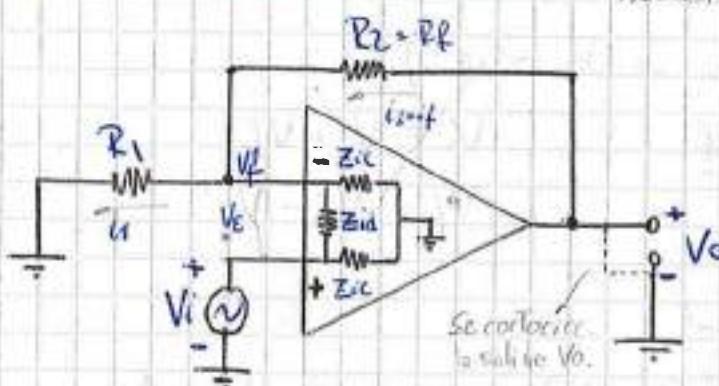
$$R_f = \infty \Omega; R_i = 0 \Omega, \Delta V \gg 10^3$$



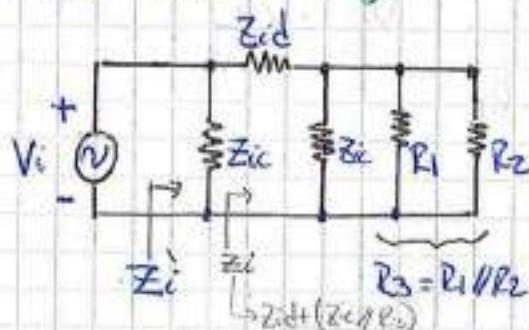
Buffer: Sirve como adaptador de imped. entre una fuente con Z_g muy alta y una carga de baja impedancia.

Impedancia de entrada:

③



Por realim. $V_o = 0$:



$$\Rightarrow Z_i = Z_{id} \parallel [Z_{id} + (Z_{ic} \parallel R_1)]$$

$$\Rightarrow Z_i = Z_{id} + (Z_{ic} \parallel R_1)$$

$$Z_i = Z_{id}$$

$$\Rightarrow R_3 \ll Z_{ic}$$

$$\therefore Z_{ic} \parallel R_3 \approx R_3$$

$$\Rightarrow R_3 \ll Z_{id}$$

$$Z_{id} \parallel R_3 \approx Z_{id}$$

$$\Rightarrow Z_{id} \ll Z_{ic}$$

$$\therefore Z_{ic} \parallel Z_{id} \approx Z_{id}$$

- Aplicando la Ecu. # 7, pag. 11: con $N=1$,

$$Z_{if} = (1 + \beta \cdot \Delta V) \cdot Z_i$$

$$Z_{if} = (1 + \beta \Delta V) \cdot Z_{id}$$

→ Aumenta el efecto de la medida en serie.

Si no despreciamos ningún término:

$$Z_{if}^{(ap)} = Z_{ic} \parallel [(Z_{id} + (Z_{ic} \parallel R_1)) \cdot (1 + \beta \cdot \Delta V)]$$

- El valor que se obtiene como Z_{if} suele ser muy alto (y no es fácilmente ajustable, ya que Z_{id} es un parámetro interno del Amp. Op. y β es una condición de diseño). Lo que se hace es colocar una resistencia z_i^* entre el terminal (+) y masa, adaptando con ella la Z_{if} del Amp. Op. con la impedancia del generador Z_g .

Ejemplo:

- Amp. Op. Bip. :
$$\begin{cases} Z_{id} = 2M\Omega \\ Z_{cc} = 100M\Omega \\ \Delta V = 200 \times 10^3 \end{cases}$$

$$\beta = \frac{1}{G} \Big|_{\substack{N=1 \\ A \gg 1}} = \frac{1}{14} = 0,071$$

$$Z_{if} = (1 + 0,071 \cdot 200 \cdot 10^3) \cdot 2M\Omega$$

- Parám. de diseño:
$$\begin{cases} G = 14 \\ R_1 \text{ y } R_2 : 1k\Omega \\ (R_2 > R_1) \end{cases}$$

$$Z_{if} = 28,5 [G\Omega]$$

• Como $Z_{if} \parallel z_i^* = Z_g$
 ^ $Z_{if} \gg Z_g$

• $Z_i^* = Z_g \Rightarrow 75 \Omega$

Otro camino para encontrar Z_{if} :

② • $V_C + V_f = V_i \wedge V_f = \beta \cdot V_o \wedge V_o = \Delta V \cdot V_E$
 $\therefore V_f = \beta (\Delta V \cdot V_E)$

$$V_i \Rightarrow V_E + V_E \cdot \beta \cdot \Delta V$$

$$V_i = V_C (1 + \beta \Delta V) \wedge V_E \approx i_{in} \cdot Z_{id} \rightarrow$$

Como Z_{ic} es muy grande,
 y i_{in} es grande o bien Z_{id} es grande.

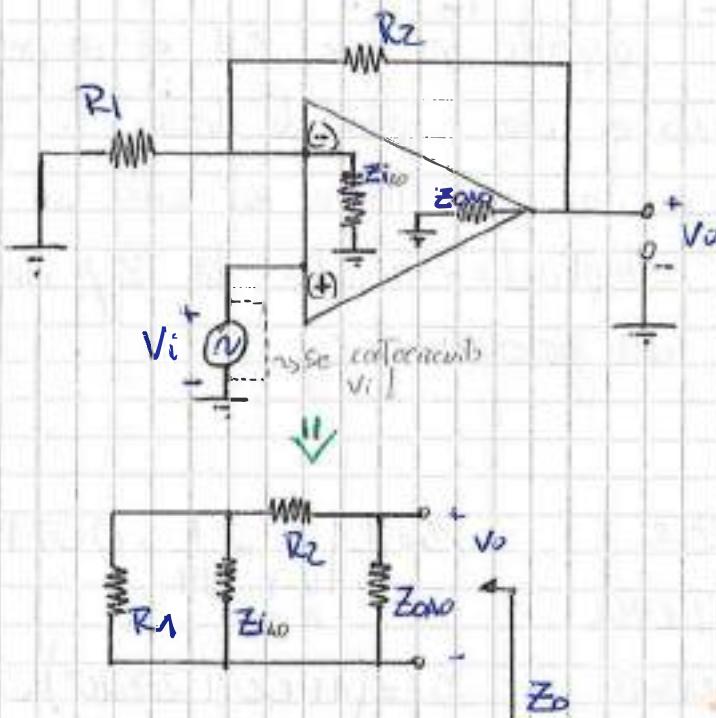
$$V_i \approx i_{in} \cdot Z_{id} (1 + \beta \Delta V)$$

$$\frac{V_i}{i_{in}} = Z_{id} (1 + \beta \Delta V) \rightarrow Z_{if} = (1 + \beta \Delta V) \cdot Z_{id}$$

Impedancia de Salida:

La impedancia de salida de un amp. op. es muy baja.

①



$$\begin{aligned} &\rightarrow R_1 \ll Z_{in} \\ &\therefore R_1 // Z_{in} \approx R_1 \\ &\rightarrow Z_{out} \ll (R_1 + R_2) \\ &\therefore Z_{out} // (R_1 + R_2) \approx Z_{out} \end{aligned}$$

$$Z_o = \left\{ Z_{out} // [R_2 + (R_1 // Z_{in})] \right\}$$

$$Z_o = Z_{out}$$

• Aplicando la Ecu. # 8; pag. 11:

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta \Delta V}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_{out}}{1 + \beta \Delta V}$$

$\rightarrow Z_o$ disminuye debido a la inserción en paralelo.

Otro método para encontrar Z_{of} :

$$\begin{aligned} ② \quad V_o &= V_E \cdot \Delta V \quad \wedge \quad V_E = V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta V_o \\ V_o &= (V_i - \beta V_o) \Delta V \quad \therefore \quad V_E = V_i - \beta V_o \end{aligned}$$

$$V_o = V_i \cdot \Delta V - V_o \cdot \beta \Delta V$$

$$V_o = \frac{V_i \cdot \Delta V}{(1 + \beta \Delta V)}$$

$$Z_{of} \cdot I_o = \frac{V_i \cdot \Delta V}{(1 + \beta \Delta V)}$$

$$Z_{of} = \left(\frac{V_i \cdot \Delta V}{I_o} \right) \cdot \frac{1}{1 + \beta \Delta V} \Rightarrow \frac{Z_o}{1 + \beta \Delta V}$$

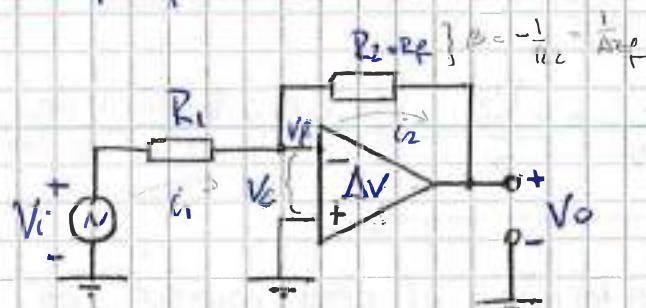
mmmmmm! El desarrollo lo sigue :

$$1) Z_{of} = \frac{V_o}{I_o} \therefore V_o = Z_{of} \cdot I_o \text{ orv}$$

$$2) \frac{V_i \cdot \Delta V}{I_o} = z_o ?$$

?

* Amplificador operacional inversor



- $V_C \rightarrow \phi_v$
- Tenemos masa virtual en el terminal (-)
- $R_{in} \approx \text{parte de } R_1$

* Topología de realimentación:

- Muestra en paralelo (tensión)
- Mezcla en paralelo (corriente)

* Se trata de un amplificador de transresistencia: $V_o = \Delta z_f \cdot I_i$

Funciónde transferencia de transresistencia:

$$\text{1. } \left\{ \begin{array}{l} V_L = \frac{\alpha \cdot \Delta z}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_i - \frac{Z_0}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_L \\ \end{array} \right. \quad (\text{Ecu. #3; pag. 13})$$

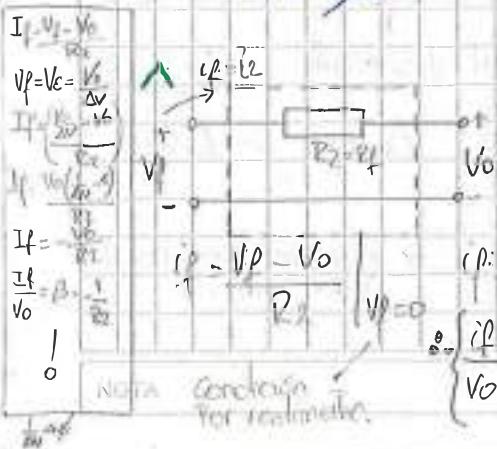
Según saliente.

- Si $I_L = 0$; $I_O \geq 0$ y $\alpha \approx 1$; $V_L \approx V_o$.

$$V_o = \frac{\Delta z}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_i$$

• Para el producto $\beta \Delta z \gg 1$; $1 + \beta \Delta z \approx \beta \Delta z$

$$V_o = \frac{\Delta z}{\beta \Delta z} \cdot I_i \Rightarrow \frac{1}{\beta} \cdot I_i \rightarrow \Delta z_f = \frac{1}{\beta} I_i \Rightarrow \frac{I_o}{\beta}$$



$$\beta = -\frac{1}{R_2}$$

$$\Delta z_f = -R_2$$

(-): Inversión de fase entre el corriente de entrada y la tensión salida.

Generalidad de transresistencia a lazo cerrado ideal!
 $\Delta V \rightarrow \infty$

$$\Delta Z_f = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{\left(\frac{V_i}{R_1}\right)} = \underbrace{\frac{V_o}{V_i} \times R_1}_{= -R_2} = -R_2 \quad \wedge \quad \frac{V_o}{V_i} = \Delta V_f$$

$$\left\{ \Delta Z_f = A_{vf} \times R_1 \right\}$$

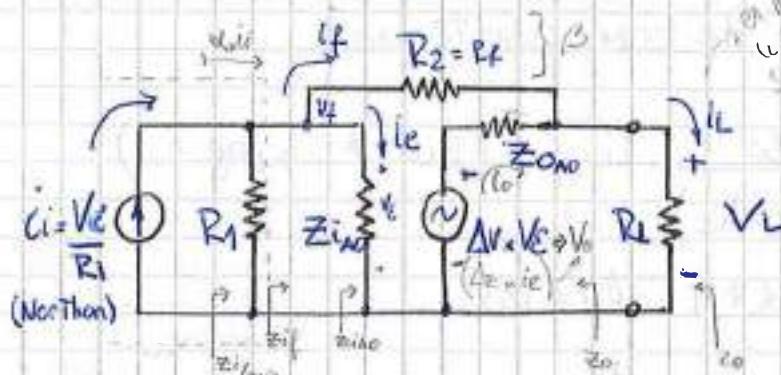
$$\Delta V_f = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Característica de amplificador de tensión.

- Según la teoría de realimentación, el amp inversor con Amp Op., es un amplificador de transresistencia, ya que su función de transferencia no es independiente de R_S o R_g , y R_1 .

"Es un amplificador de tensión estabilizado como de transresistencia"

② Desarrollo analítico de V_L



M_O: tensión
M_E: paralelo (corr.) } $\beta = \frac{i_f}{V_L} \left[\frac{1}{Z_O} \right]$

$i_{R1} = (1 - \alpha) \cdot i_i$

$Z_I \neq Z_f \neq Z_{AO}$

$Z_O \neq Z_f$

$\alpha i_i = i_f + i_e$

$i_e = \alpha i_i - i_f \wedge i_f = \beta \cdot V_L$

$i_e = \alpha i_i - \beta V_L \rightarrow$ multiplicando por Z_{AO} : $Z_{AO} (e = \alpha i_i \cdot Z_{AO} - (\beta V_L) \cdot Z_{AO}) \Rightarrow V_L$

$V_L = \Delta V \cdot V_E - (1 - \alpha) \cdot Z_{AO}$

$V_L = \Delta V \cdot (\alpha i_i \cdot Z_{AO} - \beta V_L \cdot Z_{AO}) - (1 - \alpha) \cdot Z_{AO}$

$V_L = \Delta V \alpha \cdot i_i \cdot Z_{AO} - \Delta V \beta \cdot V_L \cdot Z_{AO} - (1 - \alpha) \cdot Z_{AO}$

$V_L (1 + \Delta V \beta \cdot Z_{AO}) = \alpha \Delta V \cdot i_i \cdot Z_{AO} - (1 - \alpha) \cdot Z_{AO}$

$V_L = \frac{\alpha (\Delta V \cdot Z_{AO}) \times i_i}{(1 + (\Delta V \cdot Z_{AO}) \beta)} - \frac{(1 - \alpha) \cdot Z_{AO}}{(1 + (\Delta V \cdot Z_{AO}) \beta)}$

De aquí en adelante el desarrollo diverge $\approx \Delta Z_f$ o ΔV_f

$$\Delta V = \frac{V_o}{V_E}$$

$$Z_{AO} = \frac{V_o}{i_e}$$

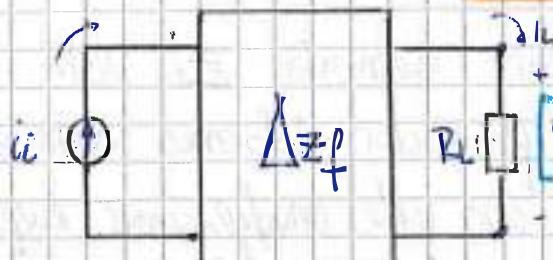
$$\Delta V \cdot Z_{AO} = \frac{V_o}{V_E} \times \frac{V_E}{i_e} = \frac{V_o}{i_e} = \Delta Z \rightarrow$$

Gen. de Transist. ó lazo abierto.

- $\Delta z = \Delta v$, $Z_{in} = \frac{V_0}{i_e}$ Aparece gracias a la topología de realimentación.

Circ. equivalente:

$$V_L = \frac{\alpha \Delta z}{(1 + \beta \Delta z)} i_i - \frac{Z_{in}}{(1 + \beta \Delta z)} i_o$$



$$\Delta z_f \times i_i - Z_{of} \cdot i_o$$

Generador de tensión controlado por corriente!

$$\Delta z_f = \frac{\Delta z \cdot \alpha}{(1 + \beta \Delta z)}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_{in}}{(1 + \beta \Delta z)}$$

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \frac{V_c}{i_e}, \quad Z_{if} = \frac{V_c}{i_f}$$

$R \parallel Z_{in}$; $i_e = i_i - i_f$

$$V_c = i_e \cdot Z_{in} \quad \wedge \quad i_e = \alpha i_i - i_f \quad \wedge \quad i_f = \beta V_L$$

$$\therefore V_c = \alpha i_i \cdot Z_{in} - \beta V_L \cdot Z_{in}$$

$$\alpha \cdot i_i = \frac{V_c + \beta V_L \cdot Z_{in}}{Z_{in}}$$

$$Z_{if} = \frac{V_c}{\alpha \cdot i_i}$$

$$Z_{if} = \frac{V_c}{V_c + \beta V_L \cdot Z_{in}} \cdot \frac{Z_{in}}{1 + \beta \left(\frac{V_L}{V_c} \right) \cdot Z_{in}} \quad \hookrightarrow \Delta v$$

$$Z_{if} = \frac{Z_{in}}{(1 + \beta \Delta v \cdot Z_{in})} \quad ; \quad \Delta v \cdot Z_{in} = \Delta z$$

$$Z_{if} = \frac{Z_{in}}{1 + \beta \Delta z}$$

• Z_{in} suele ser alta.

• Z_{if} es baja; ya que es una mezcla de corriente.

Tanto Z_{in} como Z_{if} disminuyen con la topología.

• De aquí que:

$$Z_i = R_1 + Z_{if} \quad \wedge \quad R_1 \gg Z_{if}$$

$$\underline{Z_i = R_1}$$

- También es un resultado lógico si tenemos en cuenta que el terminal (-) es más virtual.

- Si se quiere aumentar Z_i visto desde el generador debemos aumentar R_1 ; pero con ello modif. como Δv_f .

Ejemplo:

$$\begin{array}{l} \text{Amp. Op.} \\ \text{Inversor.} \\ \beta = -\frac{1}{R_2} \\ \qquad \qquad \qquad (\Delta z) \\ \qquad \qquad \qquad \downarrow \\ \qquad \qquad \qquad \Delta v_f \end{array}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{id} = 2M\Omega \\ Z_{ic} = 100M\Omega \\ R_2 = 10k\Omega \\ R_1 = 1k\Omega \\ \Delta v = 200 \cdot 10^3 \end{array} \right.$$

$$* Z_{iAO} = Z_{id} // Z_{ic} \approx Z_{id}$$

Siguiendo el modelo de la pg. 21, $Z_{AO} = Z_{id} // (2Z_{id})$

$$Z_i \Rightarrow R_1 + Z_{if} \Rightarrow R_1 + \frac{Z_{iAO}}{(1 + \beta \cdot \Delta v \cdot Z_{iAO})} \Rightarrow R_1 + \frac{Z_{id}}{(1 + \beta \cdot \Delta v \cdot Z_{id})}$$

$$Z_i \Rightarrow 1k\Omega + \frac{2M\Omega}{1 + \left(\frac{1}{10k\Omega}\right) \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 1,10} \Rightarrow 1k\Omega \quad (50m\Omega \approx 0\Omega)$$

Cálculo de X y β

- Z_{if} es muy baja → prácticamente toda la corriente llega al nudo de mezcla.

$$Y \text{ sigue por } R_2! \quad X=1$$

→ Considerando el inversor como un amp de tensión;

$$\text{Con } V_0 = 0; \quad V_E = \frac{V_0}{R_1 + R_2} \times R_2$$

$$V_E = \underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}_{\alpha \approx 1} \times V_i$$

$$\alpha \approx 1 \quad \text{y} \quad R_2 \gg R_1.$$

b) "if" queda determinada por $R_f = R_2$;

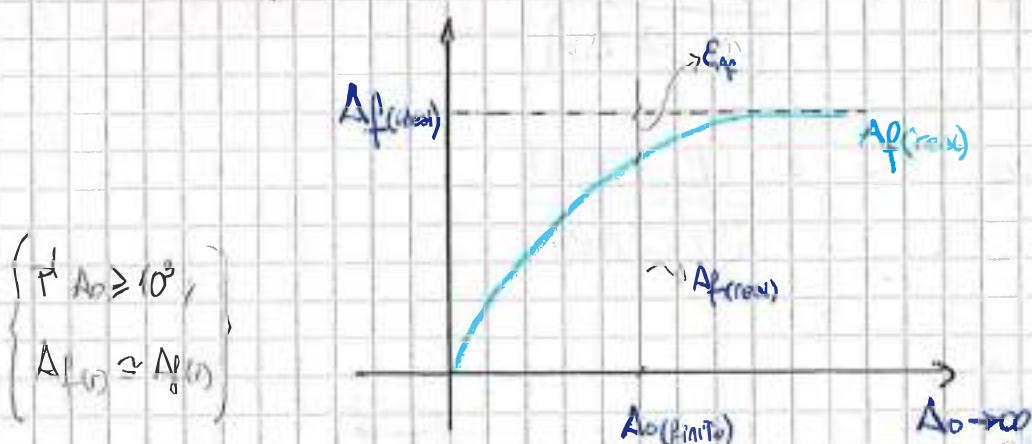
$$i_f = -\frac{V_L}{R_f} \rightarrow \beta = -\frac{1}{R_f}$$

El signo menos indica que existe una inversión de fase de 180° entre la corriente de entrada y la tensión de salida.

Análisis de error en la func. de transferencia:

$$E_{\%} = \frac{-(\Delta f|_{A_o \rightarrow \infty} - \Delta f|_{A_o=0})}{\Delta f|_{A_o=\infty}} \times 100\%$$

A medida que Δo crece, E se hace cada vez más chico.



Característica del amp. inversor como amp. de Tensión:

Partiendo de $V_L = \Delta z_f \cdot i_i - z_{of} \cdot i_o$ } $R_1 \cdot i_i = V_i$
 y Teniendo en cuenta que $\Delta z_f = \Delta V_f / R_1$

$$V_L = \Delta V_f \cdot V_i - z_{of} \cdot i_o$$

Notación simplificada
= la operación de
corte.

- Como en serie con R_1 está $R_{gen}(R_S)$, para que ésta ecuación sea válida: $R_1 \gg R_{gen}$. → Condición.
- La impedancia de salida se comporta como un amp. tensión.
- La imp. de entrada que ve el generador es R_1

Amp. Tensión:

$$V_L = V_e \cdot A_v - z_{of} \cdot i_o \quad \wedge \quad V_E = \alpha V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta V_L$$

$$V_L = \alpha V_i \cdot \Delta V - \beta \Delta V \cdot V_L - z_{of} \cdot i_o$$

$$V_L (1 + \beta \Delta V) = \alpha \Delta V \cdot V_i - z_{of} \cdot i_o$$

$$V_L = \underbrace{\frac{\alpha \Delta V}{1 + \beta \Delta V}}_{A_v} \cdot V_i - \underbrace{\frac{z_{of}}{1 + \beta \Delta V}}_{z_{of}} \cdot i_o$$

$$V_L = A_v f \cdot V_i - z_{of} \cdot i_o$$

$$\frac{V_i}{z_{if}} = i_i = \frac{V_e}{z_{in}} \therefore z_{if} = \frac{V_i}{V_e} \cdot z_{in}$$

$$\frac{V_e}{V_L} = \frac{\alpha V_i - \beta V_L}{V_L} = \frac{\alpha V_i}{V_L} - \beta$$

$$(1 + \beta \Delta V) = \frac{\alpha V_i}{V_L} \cdot \frac{V_L}{V_e} = \frac{1 + \alpha \Delta V}{\beta}$$

$$\Rightarrow z_{if} = \frac{1 + \alpha \Delta V}{\beta} \cdot z_{in}$$

$$z_i = R_1 + z_{if} = R_1 + \frac{(R_2 / z_{in})}{(1 + \beta \Delta V)}$$

Lo que ve lo
puedes Notar.

$$z_i = R_1 \parallel \left(\frac{R_2 / z_{in}}{1 + \beta \Delta V} \right)$$

$$z_o = R_L \parallel z_{of} = R_L \parallel \frac{(R_2 \parallel z_{in})}{(1 + \beta \Delta V)}$$



Conclusiones sobre el amp op en corp. inversor:

- Analizando Zif vemos que tiende a disminuir respecto de Zin (pág. 49). Esto marca su esencia como amp. de transresistencia y no como de tensión.

Amplificador de transresistencia.

Func. de transp. Δz_f estabilizada.
 Imp. de entrada disminuye (tiende a)
 Imp. de salida disminuye.

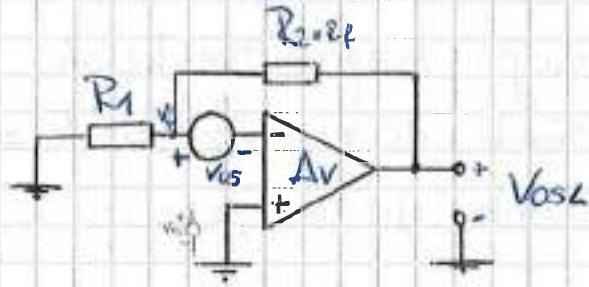
- Es indirectamente estabilizado como amplificador de tensión con alguna dependencia de la imp. del generador.
- Es un amp. que entrega tensión, controlado por corriente.
- Como Δv_{in} y Z_{in} es muy grande, Δz es muy grande.

Es un claro ejemplo de malaición de un amp. debido a realim.

Señales de error y compensación

Influencia de la V_{os} en el amp. no inversor.

Partiendo del circ. del amp. no inv. del Diag. # 4, pasando la fuente de señal y agregando la fuente equív. de V_{os} obtenemos:



$$V_{os} = \frac{V_{osL}}{R_1 + R_2} \times R_1$$

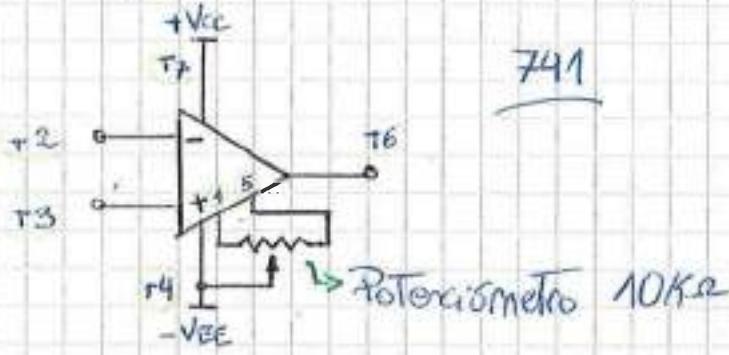
- Debido al cortocirc. virtual entre los terminales (+), (-) la fuente eq. V_{os} puede estar en serie con cualquiera de las entradas.

$$\therefore V_{osL} = V_{os} \cdot \underbrace{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}_{1/\beta} \Rightarrow V_{os} \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{G_{(inv)}}$$

$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta} = V_{os} \times G_{NI}$$

Compensación:

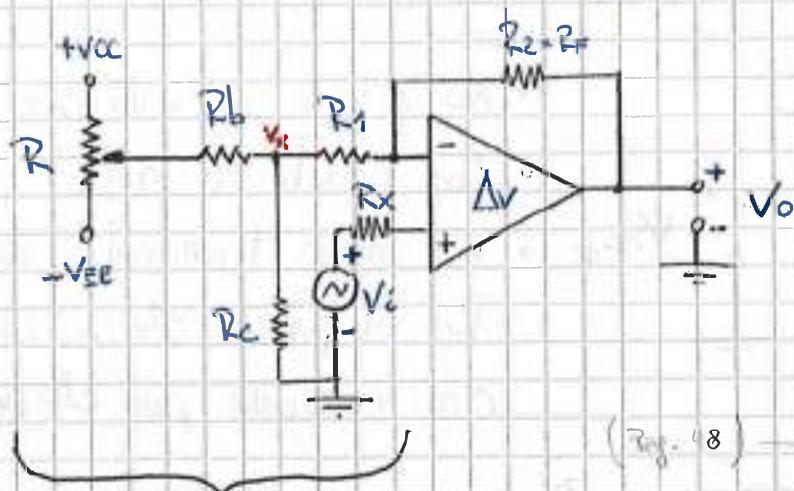
- En amp. op. con terminales para comp. externa, normalmente este se implementa con un potenciómetro.



741

- Para Amp Op sin comp. externa; la comp. se realiza mediante un circ. asociado a una de las term. de entrada.

Principio de diseño:



Red de compensación de tensión de offset con comp. de corriente de polarización (I_B).

- Haciendo $V_x = \pm V_{OS}$, el circ. se compone. ($V_o = 0$ con $V_i = 0$)
 - Circuito válido para $R_b > R_c > R$
- $$R_x = R_f / (R_1 + R_c)$$

$$R_c < 100\Omega$$

$$R_b > 10 \times R_{out}$$

$$R_b > 1000 \cdot R_c$$

$$R_{out} \gg 100 R_c$$

- V_x debe diseñarse para que abarque el rango de variación de la V_{OS} .

- Para el diseño: $V_x = \frac{V_{int}}{(R_{int} + R_b + R_c) \times R_c}$

Haciendo $V_x = V_{OS}$

$$\text{y } V_{int} = (V_{cc} - V_{ref}) \quad V_{OS} \approx \frac{V_{cc} - V_{ref}}{R_b} \times R_c$$

- Finalmente: $V_o \approx 1 + \frac{R_f}{(R_1 + R_c)} \times V_i$

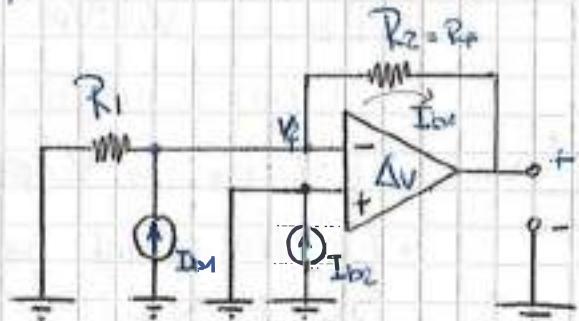
Si $T_o = T_i$ o $\frac{I_o}{I_i} = 1$

- * Recordar que la V_{OS} presenta deriva térmica (linealmente respecto a la temp.) Pág. 32. $D_V = \frac{V_{OS}}{T_{OK}} \left[\frac{\mu V}{K} \right]$

Influencia de la I_{B1} y la I_{B2} en el amp. no inversor:

Nuevamente partimos del circ. del amp. no inv. del Diag. # 4, pasivando la fuente de señal (V_i) y agregando la fuente de corr. cte de $I_{B1(+,-)}$:

→ Reg. 40



$$V_{BL}$$

- No se tiene en cuenta V_{os}
- I_{B2} circula a msc.
- En ambos terminales de R_1 el pot. es ϕ_V ∵ no circ. corriente por ella ($V_i=0$)

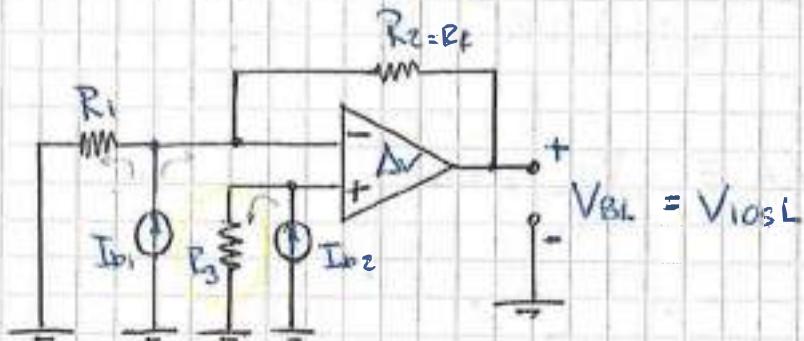
→ I_{B1} circula solamente por R_2 ; así:

$$V_{BL} = -I_{B1} \times R_2$$

- I_{B1} suele ser distinta de I_{B2} , pero para el cálculo numérico de V_{BL} se Tome el promedio de ambos (I_B)

Corrección: (compensación)

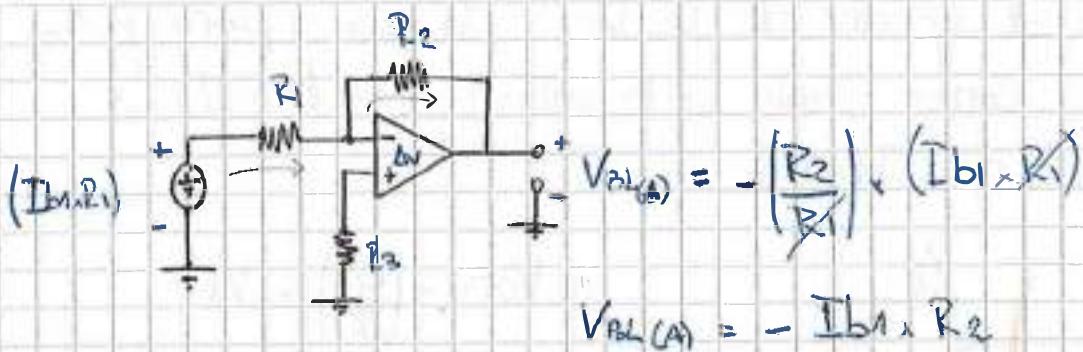
- Hay que generar una tensión en el Terminal (+) que se oponga al efecto de I_{B2} por R_2 .



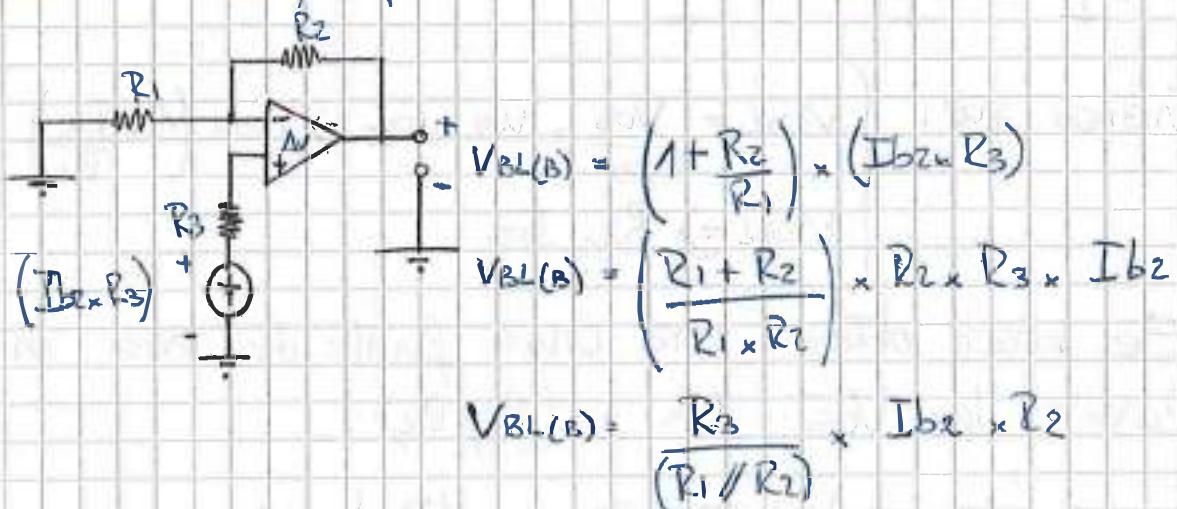
- I_{B2} ahora circula por R_3 , generando una carga de potencial en sus extremos.
- I_{B1} circ. por R_1 y R_2 .

* V_{BL} se determina por superposición:

- A) Pasivando I_{B2} y aplic. Thévenin a I_{B1} y R_1 ,



B) Pasivando I_{BL} y aplic. Thevenin a I_{BL} y R_3 :



• Vemos que haciendo $R_3 = (R_1 // R_2)$:

$$V_{BL(B)} = I_{BL(B)} \cdot R_2$$

Sumando A) y B)

$$V_{BL} = - I_{BL(A)} \cdot R_2 + I_{BL(B)} \cdot R_2 = R_2 \underbrace{(I_{BL(B)} - I_{BL(A)})}_{I_{OS}} = R_2 \cdot I_{OS}$$

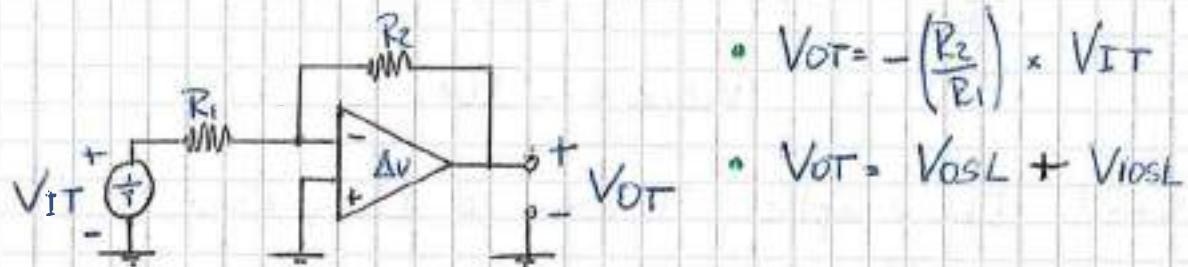
$$V_{IOSL} = R_2 \cdot I_{OS}$$

De este manera, con $R_3 = R_1 // R_2$, se obtiene que

$$V_{IOSL} \ll V_{BL_{SC}}$$

Efecto combinado de la Vos y la Ios en el amp. no inv.

Combinaremos el efecto de la Vos y la Ios para formar V_{IT} , como fuente a la entrada produciendo a la salida una V_{OT} .



$$\bullet V_{OT} = V_{OSL} + V_{IOSL}$$

→ Tenemos que:

$$\begin{cases} V_{OSL} = \frac{V_{OS}}{R_1} \cdot V_{OS} \cdot G_{MI} \Rightarrow V_{OS} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \\ V_{IOSL} \Rightarrow R_2 \cdot I_{OS} \end{cases}$$

* Se busca obtener una única fuente de error en función de V_{OS} , I_{OS} y (R_1, R_2) :

$$V_{OS} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + I_{OS} \cdot R_2 = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_{IT}$$

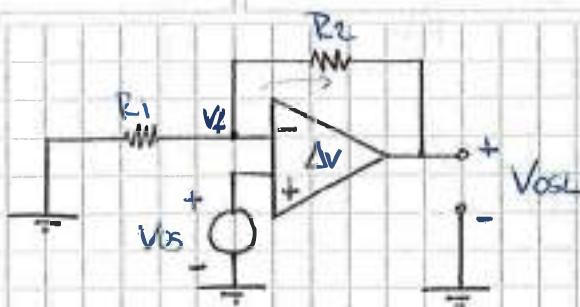
$$\therefore V_{IT} = V_{OS} \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \cdot R_2 \cdot I_{OS}$$

$$V_{IT} = - \left[V_{OS} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) + I_{OS} \cdot R_1 \right]$$

Influencia de la Vos en el amp. inversor:

Partiendo del circ. del amp. inversor del Diag. #5, pasivando la fuente de señal V_i y agregando la fuente eq. de V_{OS} obtenemos:

→ Pág. 43.



• Aplicando ZKI;

$$I_{osL} = \frac{V_{osL}}{R_2}$$

$$\frac{V_{osL}}{R_2} = V_{os} \cdot G_m$$

$$\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}$$

→ Reemplazando: $\frac{V_{osL}}{R_2} = V_{os} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$

$$V_{osL} = V_{os} \cdot R_2 \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \right)$$

$$V_{osL} = V_{os} \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}_{G_m \text{ i } 1/B}$$

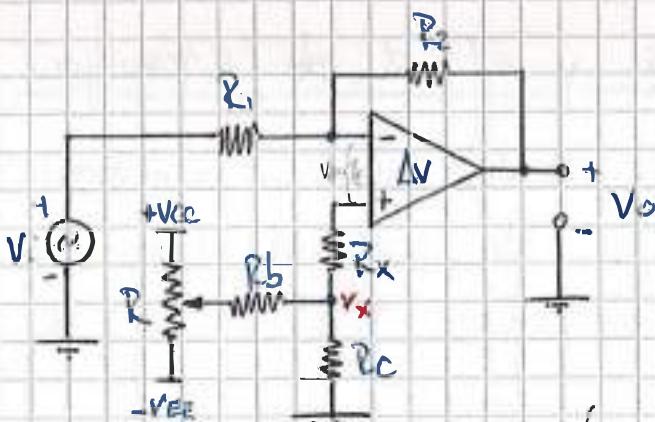
$$\therefore V_{osL} = \frac{V_{os}}{B} = V_{os} \cdot G_m$$

* Sin importar la conf. el efecto de la V_{os} es el mismo.

14/02/2010

Compensación:

Hay que contrarrestar el efecto de V_{os} sobre R_2 ; generando un divisor!



- Haciendo que V_x quede varía entre $\pm V_{os}$ el circ. se compensa. Es posible obtener $V_o = V_v$ con $V_v \neq 0$.
- Circuito válido para:

$$R_b > R_c > R$$

$$(R_b + R_c) \ll R_x \approx (R_1 // R_2)$$

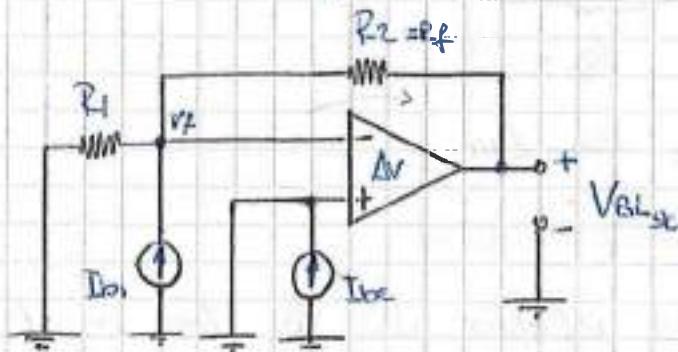
• Para el diseño:

$$V_{os} \approx \frac{V_{cc} (=V_{ee})}{R_b} \times R_c$$

$$V_o = -\left(\frac{R_c}{R_i}\right) \times V_i$$

Influencia de los I_{B1} y I_{B2} en el ampl. inversor.

Nuevamente partimos del circ. del amp. inversor del Diag #5
Pasivando la fuente de señal y colocando las fuentes de corr. de "eq": I_{B1} .



- No se tiene en cuenta V_{os}
- I_{B2} circula a masa.
- I_{B1} circula por R_2 y no por R_1 , ya que el punto V_F es masa virtual.

Ambos extremos de R_1 están puestos a masa!

Por IKI:

$$I_{B1} \quad \text{y} \quad I_{B2} \quad \text{y} \quad I_{O_{max}} = \frac{(V_{BL_SQ})}{R_2}$$

→ También se ha tomado Thomas entre I_{B1} y R_1 y rotulándolo como V_o inversor!

$$I_{B1} + I_{ON} = 0$$

$$I_{B1} = -I_{ON}$$

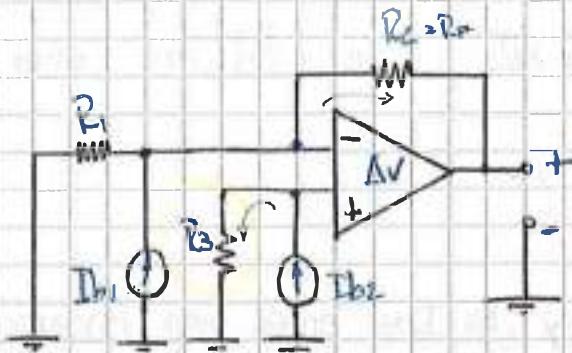
$$I_{B1} = -\frac{V_{BL_SQ}}{R_2}$$

$$\therefore V_{BL_SQ} = -R_2 \times I_{B1}$$

- Para corrientes de polarización, el efecto sobre la salida es independiente de la configuración (inv. o no inv.)
- Para el cálculo numérico se usa I_B (de la hoja de dato)

Compensación:

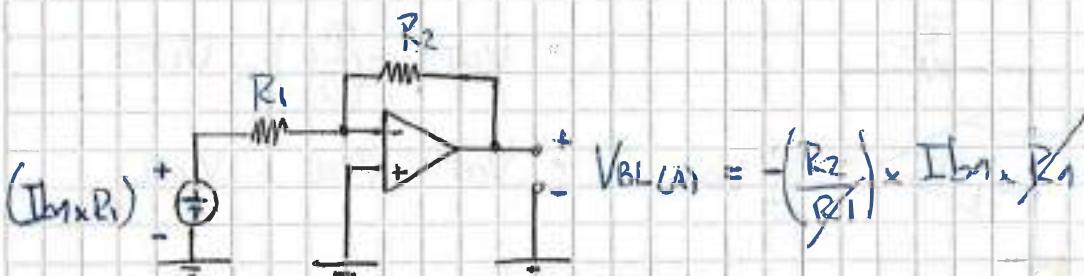
- Hay que generar una tensión en el terminal (+) que se opone al efecto de $I_{b1} \times R_2$:



- I_{b1} circula ahora por R_1 y R_2
- I_{b2} circula por R_3

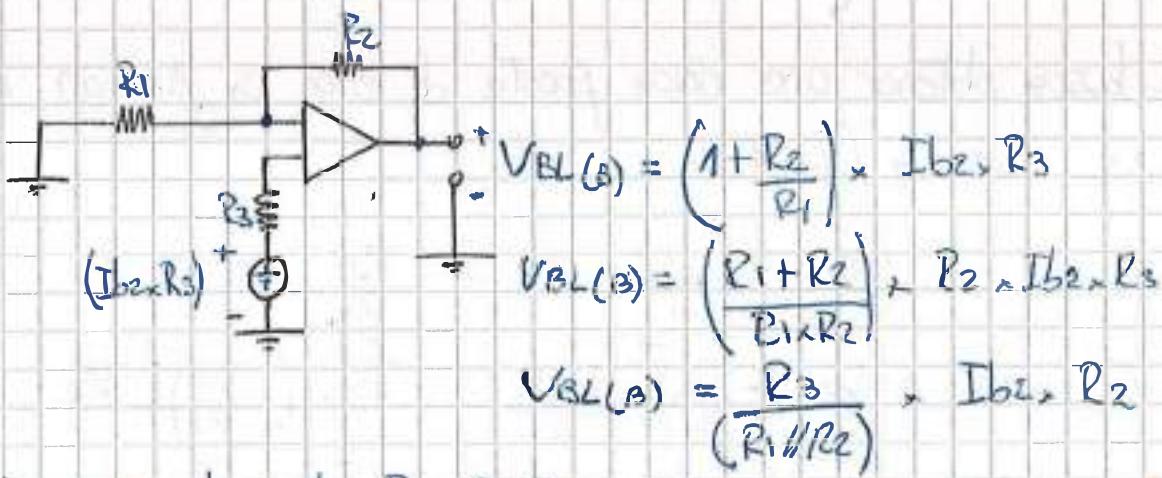
* Aplicando superposición obtenemos V_{BL} :

- A) Pasivando I_{b2} y aplicando Thevenin a R_1, I_{b1} :



$$V_{BL(A)} = -R_2 \times I_{b1}$$

- B) Pasivando I_{b1} y aplicando Thevenin a R_2, I_{b2} :



- Vemos que haciendo $R_3 = R_1 // R_2$

$$V_{BL} = I_{b2} \times R_2$$

Sumando A) y B)

$$V_{BL} = -I_{b2} \cdot R_2 + I_{b1} \cdot R_2 = R_2 \underbrace{(I_{b2} - I_{b1})}_{I_{os}}$$

$$V_{iosL} = R_2 \cdot I_{os}$$

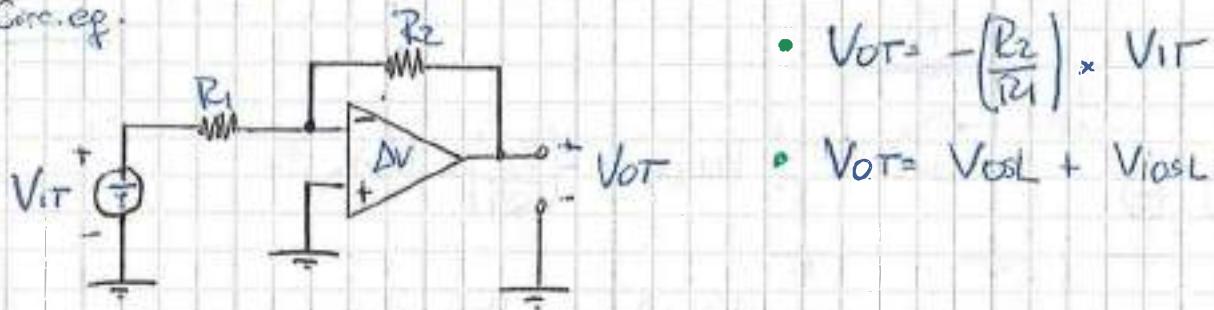
De este manera con $R_3 = R_1/R_2$, se obtiene una

$$V_{iosL} \ll V_{BLdc}$$

Efecto combinado de la V_{os} y la I_{os} en el amp. inversor.

Combinamos el efecto de la V_{os} y la I_{os} para formar V_{IT} como fuente eq. de entrada, obteniendo la salida V_{OT} .

Circ. eq.



$$\rightarrow \text{Tenemos que: } \begin{cases} V_{osL} = \frac{V_{os}}{R_3} = V_{os} \cdot G = V_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ V_{iosL} = R_2 \cdot I_{os} \end{cases}$$

* Se buscan obtener una única fuente de error en función de V_{os} y I_{os} y (R_1, R_2) :

$$V_{os} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) + I_{os} \cdot R_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{IT}$$

$$\therefore V_{IT} = V_{os} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + I_{os} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot R_2$$

$$V_{IT} = - \left[V_{os} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right) + I_{os} \cdot R_1 \right] \rightarrow \text{Igual q' p' el no inversor}$$

* Análisis de RRMC e la config. no inv. y la inv.:

Configuración no inversora:

Partiendo del Digr. # 4, y suponiendo que $\Delta V \rightarrow 0$

- $V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_f + V_i}{2} \quad \wedge \quad V_f \approx V_i$

$$V_{mc} = \frac{2V_i}{2} \Rightarrow V_i \rightarrow V_{mc} = V_i$$

- $V_o = V_c \cdot \Delta d + V_{mc} \cdot \Delta m_c \quad \wedge \quad V_c = V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta V_o$

$$V_o = (V_c - \beta V_o) \Delta d + V_i \cdot \Delta m_c \quad V_c = V_i - \beta V_o$$

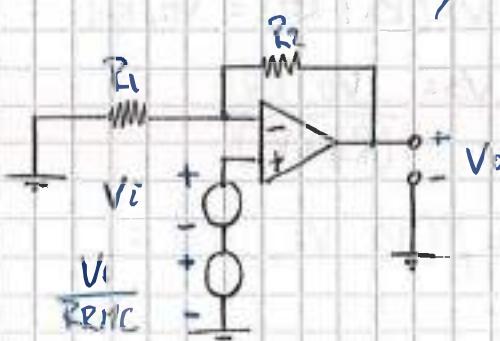
$$V_o = V_c \cdot \Delta d - \beta \Delta d \cdot V_o + V_i \cdot \Delta m_c$$

$$V_o + \beta \Delta d \cdot V_o = V_i (\Delta d + \Delta m_c) \rightarrow V_o (1 + \beta \Delta d) = V_i \cdot \Delta d \left(1 + \frac{\Delta m_c}{\Delta d}\right)$$

$$V_o = \frac{V_i \cdot \Delta d}{(1 + \beta \Delta d)} \times \left(1 + \frac{\Delta m_c}{\Delta d}\right) \rightarrow V_o = \frac{1}{1 + \beta \Delta d} \cdot \frac{V_i \cdot \Delta d}{\left(\frac{1}{1 + \beta \Delta d} + 1\right)} \times \left(1 + \frac{1}{\frac{\Delta m_c}{\Delta d}}\right) \rightarrow \text{Tiendo a } 1 \text{ cuando } \Delta d \rightarrow 0$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i \times \left(1 + \frac{1}{RRMC}\right)$$

- Observamos que para una $RRMC \rightarrow 0$, $G \rightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$. Si la RRMC no es muy elevada tenemos.



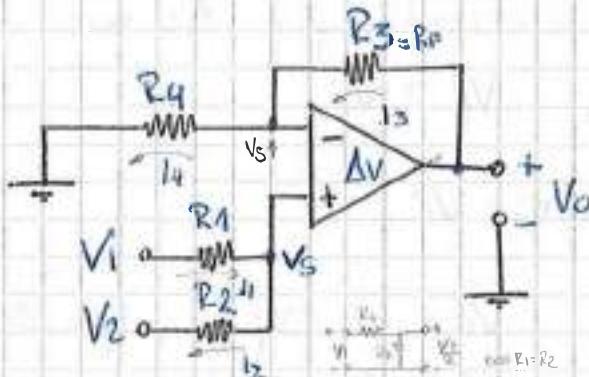
Configuración inversora: Este amp. no presenta V_{mc} debido al cortocirc. entre Term. (+) y (-) (γ por lo tanto masa virtual en el terminal (-)) La RRMC no es crítica.

Aplicaciones avanzadas

* Sumador no inversor:

Es el menos usual ya que tiene problemas de adaptación de imped.

• Suma Tensiones analógicas ; "sumador analógico"



- Cómo por el terminal (+) no circula corriente;

$$I_1 = I_2 \quad \text{y como por el term. (-) tampoco; } I_3 = I_4$$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_1 - V_s}{R_1} \\ I_2 = \frac{V_s - V_2}{R_2} \end{cases};$$

$$\begin{cases} I_3 = \frac{V_o - V_s}{R_3} \\ I_4 = \frac{V_s - \phi_v}{R_4} \end{cases}$$

$$A) \frac{V_1 - V_s}{R_1} = \frac{V_s - V_2}{R_2}$$

$$V_1 \cdot R_2 - V_s \cdot R_2 = V_s \cdot R_1 - V_2 \cdot R$$

$$V_s (R_1 + R_2) = V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1$$

$$V_s = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{(R_2 + R_1)}$$

$$B) \frac{V_o - V_s}{R_3} = \frac{V_s - \phi_v}{R_4}$$

$$V_o \cdot R_4 - V_s \cdot R_4 = V_s \cdot R_3$$

$$V_s (R_3 + R_4) = V_o \cdot R_4$$

$$V_s = \frac{V_o \cdot R_4}{(R_4 + R_3)}$$

* Igualando A) + B) obtenemos $V_o = f(V_1, V_2; R_s)$:

$$\frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} = \frac{V_o \cdot R_4}{R_4 + R_3}$$

$$V_o = \left(\frac{R_4 + R_3}{R_4} \right) \cdot \left(\frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} \right)$$

$$V_o = \left(\frac{R_3}{R_2 \cdot R_1} \right) \cdot (V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1)$$

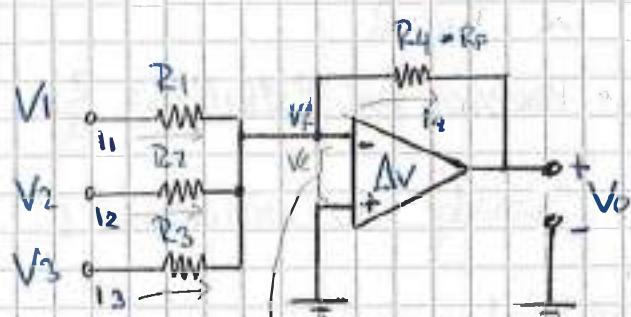
$$V_o = \frac{V_1 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_1} + \frac{V_2 \cdot R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_1}$$

$$V_o = V_1 \cdot \left(\frac{R_3}{R_1} \right) + V_2 \cdot \left(\frac{R_3}{R_2} \right)$$

Hay que generar un divisor resistivo para lograr la superposición de las tensiones a sumar. La imp. de entrada dep. de la imp. interna de gdo de los generales.

* Sumador inversor: Ponderado y no ponderado.

- En el amp. sumador inversor, la impedancia de entrada de cada una de sus entradas, se puede fijar fácilmente.
- Cada uno de los generadores de entrada "Vi" como ^{que tiene} impedancia de carga la resistencia asociada. Si cambia el generador no cambia Z_i .



• Circuito sumador o mezclador analógico

Diag. #6

Sup. Am.C. ideal ($V_{coul} \gg 0$; $T_e = 0$): linea virtual \rightarrow punto de suma

- Aplicando LKI al nudo V_f : $I_1 + I_2 + I_3 = I_4$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = -\frac{V_f - V_o}{R_4} \quad V_f \approx 0$$

$$V_o = - \left[V_1 \cdot \frac{R_4}{R_1} + V_2 \cdot \frac{R_4}{R_2} + V_3 \cdot \frac{R_4}{R_3} \right]$$

Ecuación de un sumador ponderado.

- Suma las tensiones analógicas (V_1, V_2, V_3) y pondera una con respecto a otra. Se le da ganancia a la que se quiere ponderar (p.ej. si V_1 es de muy bajo nivel).

→ Haciendo todas las resist. iguales: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

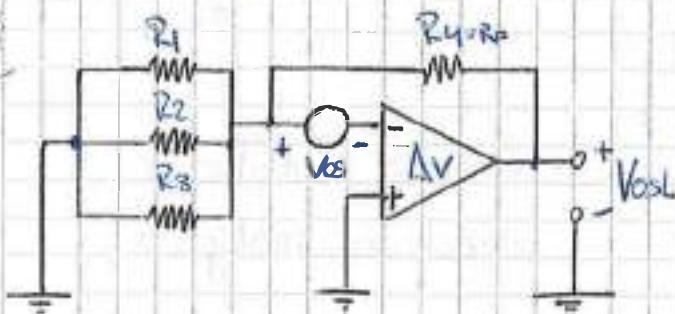
$$V_o = - [V_1 + V_2 + V_3]$$

Ecuación de un sumador no ponderado.

Nota: La Ponderación tiene un límite, y depende de las características de las señales de error del Amp. Op.

Influencia de la V_{os} en el sumador inversor:

Partiendo del amp. sumador del Diag. #6, pag. 52, pasando todas las fuentes de señal y agregando la fuente de tensión esp. V_{os}. Tenemos:



- Suponemos $R_1 = R_2 = R_3$
- $\wedge R_4 = R$
- Hacemos que $R_1/R_2/R_3 = \frac{R}{3}$
- Sumador no ponderado!

→ Del análisis de V_{os} de la pag. 49 sabemos que:

$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta} \quad \wedge \quad \beta = \frac{R_T}{R_T + R_4} \Rightarrow \frac{R/3}{R/3 + R} = \frac{R}{R + 3R} = \frac{R}{4R}$$

$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{1/4} = 4 \times V_{os}$$

$$V_{osL} = 4 \times V_{os}$$

$$\left. \begin{array}{l} R_T = R/3 \\ R_4 = R \end{array} \right\}$$

* Tan dese lo desarrollan con signo negativo.

• El efecto de la V_{os} y la I_{os} es el mismo que para los circ. (inv + noninv) analizados anteriormente. Los circ. equivalentes son (los mismos!) $V_{os} + I_{os} \cdot R_T$

* Mientras mas entradas tenemos, mas perjudiciales son los efectos de las señales de error. El número MÁXIMO de entradas suele ser Tres!

(Nº práctico entradas ≤ 3)

Comparativa entre el amp. inv. y el sumador 9/3 entr.

$$\beta_{\text{sum}} = \frac{1}{4}$$



$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta_{\text{sum}}} = 4 \times V_{os}$$

$$\beta_{\text{inv}} = \frac{1}{2}$$



$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta_{\text{inv}}} = 2 \times V_{os}$$

$$V_{osL_{\text{inv}}} < V_{osL_{\text{sum}}}$$

El sumador inversor se comporta como un inv. común con respecto a las señales de error.

- Hay una limitación práctica para los valores de resistencias que podemos utilizar.

Ya que las corrientes de polarización están circulando por R_4 (R_F), ésta no se puede agrandar indefinidamente. Aún compensando con $R_5 = (R_F \parallel R_F)$

$$V_{iosL} = I_{os} \times R_4$$

\downarrow Límite para que corr. de opos. no crezca.
q crez. por R_4 .

- Además:
 - No es aconsejable utilizar etapas con altas ganancias, debido al producto β_A ; Perdemos sensibilidad. La "D" mantiene estable al amp.
 - Por estabilidad, cuando se necesitan altas ganancias nunca se usa una sola etapa; Se usan sist. multietapas. El límite de ganancia queda definido por la conf. circuital.

$$\Delta V_f = \frac{\Delta V}{D}$$

D Debe mantenerse alta!

Sup. 3 etapas:

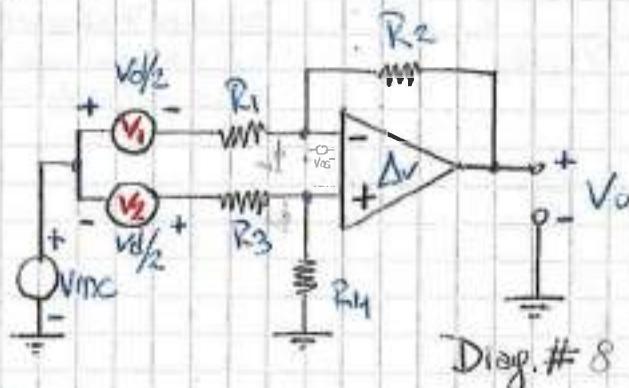
$$G_1 > G_2 > G_3$$

$$\begin{aligned} F_1, F_2, F_3 \text{ (frec.)} \rightarrow & \left(F_1 < F_2 < F_3 \right) \\ & G_1 > G_2 > G_3 \\ & \text{otras de red.} \end{aligned}$$

* Amplificador Operacional Diferencial : Restador

Matemáticamente: resta V_1 de V_2 .

Electrónicamente: es un amp. dif. con base en un amp. instrum.



- Se resuelve por superposición.

- También se soluciona por sus-

titución supon. $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4 = R_f$
(ex: ex)

A) Hacemos V_2 y $V_{mc} \Rightarrow \emptyset_v$. $V_{o(A)} = -\frac{R_2}{R_1} \times V_1$; Si todos los R' son iguales: $V_{o(A)} = -V_1$.

B) Hacemos V_1 y $V_{mc} \Rightarrow \emptyset_v$. $V_{o(B)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(\frac{V_2}{R_3 + R_4} \times R_4\right)$

Si los R ' son iguales: $V_{o(B)} = V_2$. $V_{o(B)} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right)} \times V_2$

Imponiendo la condición para el restador: $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$

$$\text{modificamos } V_{o(B)} = V_2 \times \frac{R_4}{R_3} \times \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right)}$$

$$\text{aplicamos la cond.: } V_{o(B)} = \frac{R_4}{R_3} \times V_2$$

Sumando A) y B): $V_o = V_{o(A)} + V_{o(B)}$

$$V_o = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \times V_1 + \left(\frac{R_4}{R_3}\right) \times V_2 \quad \text{si } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

Suponiendo $V_{mc} = \emptyset_v$.

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \times (V_2 - V_1)$$

Ecu. de la resta ponderada.

Si todos los R' son iguales:

$$V_o = (V_2 - V_1)$$

Ecu. de la resta sin ponderar.

Ecu. # 9

Análisis de RRCM: $V_{m2} \neq 0$

Hacemos $V_1 = V_2 = 0_V$ y por superposición calculamos $V_{o(m)}$

$$V_{o(m)(A)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{m2}$$

$$V_{o(m)(B)} = \left(\frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_{m2}$$

↓ V_{o1} ↓ desarrollo
↓ do a pág 53

$$V_{o(m)} = V_{o(m)(A)} + V_{o(m)(B)}$$

$$V_{o(m)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{m2} + \left(\frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_{m2}$$

$$V_{o(m)} = V_{m2} \times \left(\frac{R_4}{R_3} - \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$V_{o(m)} = 0_V$$

↓ Condición de restado

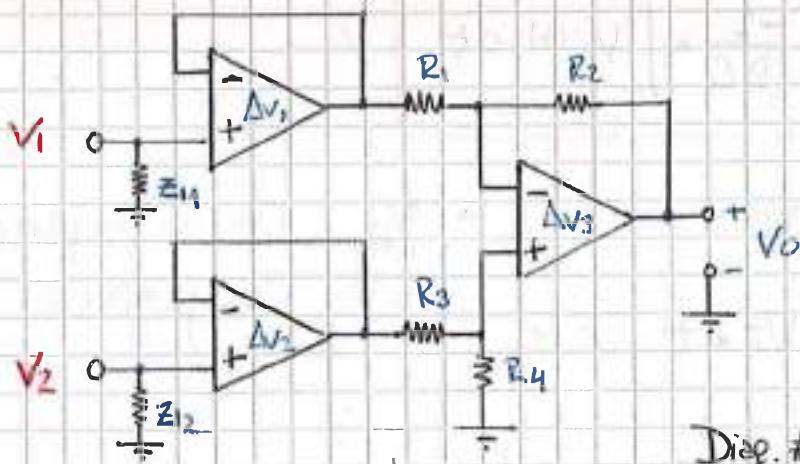
- La relación de resistencias es más importante para obtener una elevada RRCM que para fijar la ganancia.

Limitación: Se da una especie de superposición entre los parámetros del amplificador.

$$G = f(R_1, R_2, R_3, R_4), \quad RRCM = f(R_1, R_2, R_3, R_4), \quad Z_i = f(R_1, R_3+R_4)$$

↓ Desequilibrados!

- Es menester poder regular $(G, RRCM, Z_i)$ de forma independiente! Por ello en emp. de instrument. se utilizan circ. mas completos.



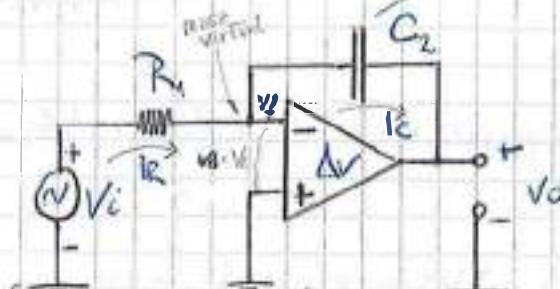
- Circ. restador con control de Z_i indep.
- RRCM y G no son independientes.

Influencia de V_{o1} y I_{o1} (Diag. # 8): $V_{o1} = V_{o1s} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{o1} \cdot R_2$

$$\text{don } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_3} \\ R_2 = k_R R_1$$

Circuito Integrador:

Tiene que ser de muy buena calidad
[Aisl. dielect., Deriva Térn., Perdidas.]



$$R_{\text{f}} = 99\% = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\Delta B_{\text{integración}} = f(R, R_{\text{f}}, C)$$

* Cuando $\Delta v \rightarrow \infty$; $\Delta v \geq 10^3$ volt.

$$V_d \approx \phi_v; I_B = \phi_n$$

→ La corriente $I_R = I_C$ que da determinada por R y V_i !

$$\text{Así, el cap. } C \text{ se carga con } V_o \text{ : } V_{C(t)} = V_{C(0)} = \frac{Q_{C(t)}}{C}$$

$$\text{Ley exponencial: } V_{C(t)} = \frac{Q_{C(t)}}{C}$$

Desarrollo analítico:

• En el nodo V_f ; por KCL: $I_R + I_C = \phi_n$

$$1 \quad i_{R(t)} = \frac{V_i(t)}{R} \quad \wedge \quad V_{C(t)} = \frac{Q_{C(t)}}{C} \quad / \quad \therefore I_R = -I_C$$

$$2 \quad Q_{C(t)} = \int_0^t i_C(\tau) \cdot d\tau + \underset{(V_c=0)}{\circlearrowleft} \quad \Rightarrow \text{Condición inicial; } p' t = \phi_s. \\ \text{La suponemos } \phi = \phi_{C(0)} \text{ para el desarr.}$$

$$Q_{C(t)} = \int_0^t i_C(\tau) \cdot d\tau$$

$$Q_{C(t)} = \int_0^t \frac{V_i(\tau)}{R} \cdot d\tau$$

$$V_{C(t)} = \frac{Q_{C(t)}}{C} = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t V_i(\tau) \cdot d\tau$$

Ejemplo:

$$\text{Si } V_i(t) = K \omega t = V_t$$

$$V_{C(t)} = -\frac{1}{RC} \cdot V_t \cdot t$$

• Hay que tener en cuenta que el circ. integra la señal entra-

• $1/RC$: Cte de proporcionalidad;
Fija la ganancia.



$$\text{Si } V_i = V_p \cos(\omega t) \quad V_o(t) = -\frac{1}{R.C} \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + V_0(0)$$

HOJA N°

55

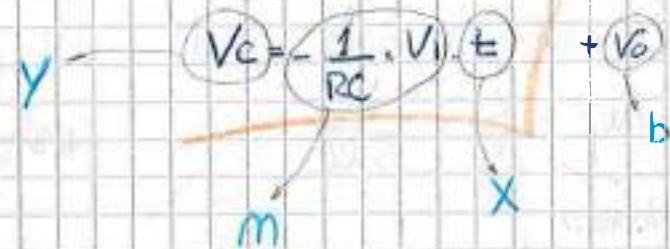
FECHA

15/02/2010

te, y la amplitud máxima de salida depende de la freq. de la señal $\Rightarrow G = f(\text{freq. señal})$

Linearización:

$$\begin{aligned} * \quad Q_c &= \frac{I_c}{C} \cdot t \\ Q_c &= C \cdot V_c \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} I_c \cdot t &= C \cdot V_c \quad \& \quad V_c = \frac{I_c}{C} \cdot t \quad \wedge \quad I_c = -\frac{V_i}{R} \end{aligned} \right.$$



$$Y = m \cdot X + b$$

FUCIÓN LINEAL!

↳ Es la ecuación de una recta con pendiente (m) y ordenada al origen (b). Sistema lineal. Cuando implementamos un circuito práctico, debemos colocar un resistor en paralelo con el capacitor para linearizar el sistema. Lo que hace es generar un polo en la función de transferencia y así lineariza la pendiente (m). $\frac{R_s}{(1+5CR_1)}$

Ancho de banda de integración:

- Si $V_i(t) = \hat{V}_i \cos(\omega t)$

$$V_o(t) = -\frac{1}{R.C} \int_0^t \hat{V}_i \cos(\omega t) dt = -\frac{\hat{V}_i}{R.C} \underbrace{\int_0^t \cos(\omega t) dt}_{\text{Variable compuesta.}}$$

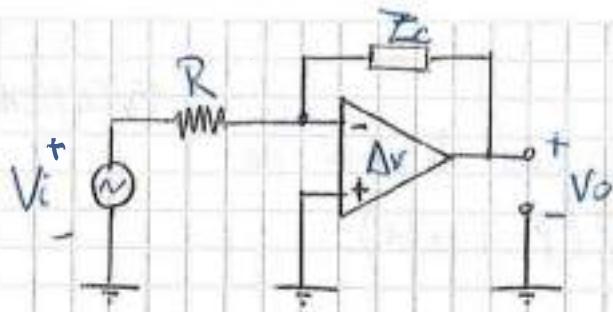
$$V_o(t) = -\frac{\hat{V}_i}{R.C} \cdot \left[\frac{\sin(\omega t)}{\omega} \right]_0^t$$

$$\omega = 2\pi f; f: \text{var. independiente.}$$

(dependencia de G)

(ω): Le otorga un polo al origen a la función de transferencia del integr.

- Considerando el integrador como un inversor



$$\bullet V_o = -\left(\frac{Z_c}{R}\right) \cdot V_i$$

$$G = -\frac{Z_c}{R} \wedge Z_c = \frac{1}{sC}$$

$$\bullet G = -\frac{1}{sRC}$$

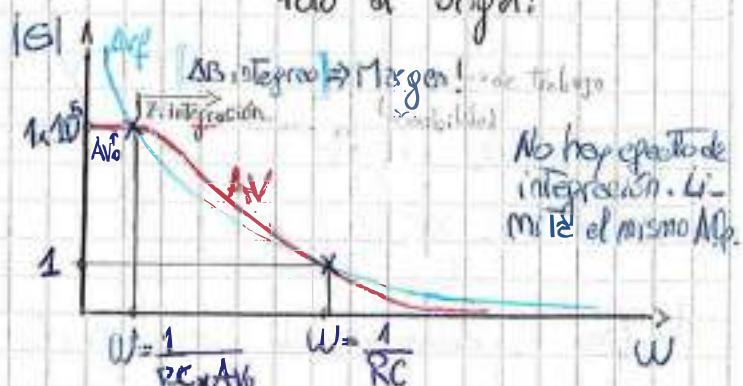
todo al origen!

Desarrollando lo por Teo. de realimentación sale igual:

$$\Delta V_f = \frac{1}{sC} = \frac{1}{sRC}$$

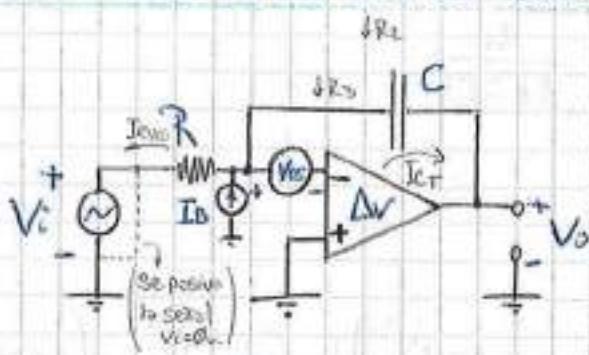
Número complejo!

Ideal



- Se necesita cierto margen de desensibilidad para poder trabajar. Se puede dar ganancia a la freq. de integración!

Señales de error en el circ. integrador:



- Se pone Vi y se calculan Vos, Ios.
- Ios sólo circ. por C (por la maza virtual)
- Vos hace circ. corr. por R.

$$I_{os} = \frac{V_{os}}{R} \rightarrow \text{Pasa por C.}$$

$$V_{os}(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t (I_{os} + I_{os}) \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_{os} \cdot dt \wedge I_{os} = \frac{V_{os}}{R}$$

$$\frac{dV_{os}(t)}{dt} = \frac{I_{os}}{C} \cdot t \quad \frac{dV}{dt} = \frac{V}{sC} \rightarrow \text{Velocidad de variación de la Tensión de salida en función de } V_{os}, I_{os}.$$

$$I_{os}/C \rightarrow \partial V_{os}/\partial t$$

- $V_{os}(t_0) = \frac{Q_{os,ini}}{C} = \frac{I_{os}}{C} \cdot T_F \Rightarrow V_{os} ;$ Hay un momento ($T_F = I_{os} \cdot C$) en que la Tensión V_{os} alcanza a la de fuente (V_{os}) y se tore!

Minimización del error:

- Para poder integrar con el menor error posible, hay que determinar una constante de tiempo \Rightarrow No todos los CT tienen el mismo efecto sobre las señales de error.

→ La mejor combinación, sin tener en cuenta las Z_o, es tener una R baja y un C alto.

Se puede considerar Z_i teniendo un margen de ~~error~~.

Ejemplo:

Amp. Op. $\left\{ \begin{array}{l} V_{os} : 1 \text{ [mV]} \\ I_B : 10^{-8} \text{ [A]} \end{array} \right.$ Tipico del 741

Circ. ✓ $\left\{ \begin{array}{l} R : 10 \text{ k}\Omega \\ C : 0.1 \mu\text{F} \end{array} \right.$ $Z = RC = 10 \text{ mS}\varphi.$

~~10 k\Omega~~

$$I_{e_{os}} = \frac{V_{os}}{R} = \frac{1 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega} = 100 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$I_{CT_{mix}} \Rightarrow |I_B| + |I_{e_{os}}| = 1 \times 10^{-8} \text{ A} + 100 \times 10^{-9} \text{ A} \Rightarrow 110 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$\frac{\partial V_{C(t)}}{\partial t_{eq}} \Rightarrow \frac{I_{CT}}{C} = \frac{110 \text{ nA}}{0.1 \mu\text{F}} \Rightarrow 1.1 \left[\frac{\text{V}}{\text{seg}} \right] \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \text{V/s} : V_{os} \\ 0.1 \text{ V/s} : I_B \end{array} \right.$$

- Cambiando $\left\{ R : 1 \text{ M}\Omega \text{ y } C = 0.001 \mu\text{F} ; Z = RC = 10 \text{ mS}\varphi \right.$

$$I_{e_{os}} = \frac{1 \text{ mV}}{1 \text{ M}\Omega} = 1 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$I_{CT_{mix}} = 11 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$\frac{\partial V_{C(t)}}{\partial t_{eq}} \Rightarrow \frac{11 \text{ nA}}{0.001 \mu\text{F}} = 11 \left[\frac{\text{V}}{\text{seg}} \right]$$

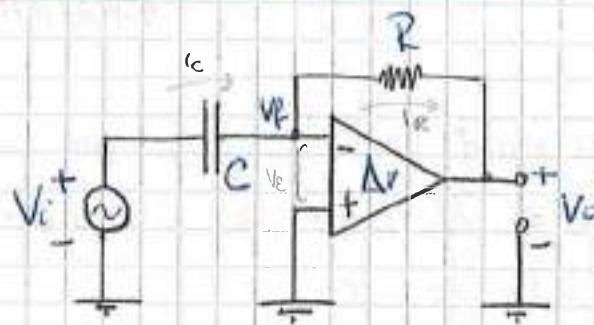
* Se ve claramente que

$$\text{Dado } Z = z, \frac{\partial V_C}{\partial t} < \frac{\partial V_{C(t)}}{\partial t}$$

Se corrabora que es mejor una R más chica y una C más grande.



* Circuito diferenciador: Derivador.



- Se resuelve por LKI aplicado al nodo V_f .

$$I_C + I_R = 0 \quad \wedge$$

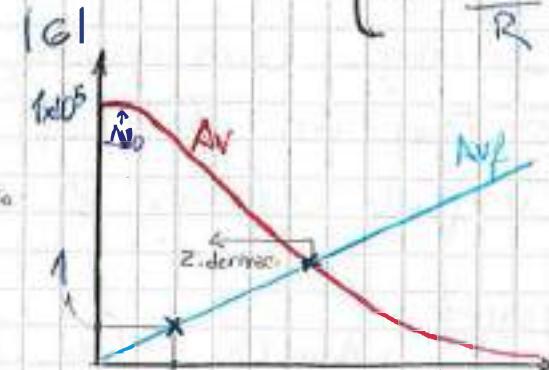
$$\begin{cases} I_C = C \cdot \frac{dV_i(t)}{dt} \\ I_R = \frac{V_o}{R} \end{cases}$$

$$I_R = -I_C$$

$$\frac{V_{o(t)}}{R} = -C \cdot \frac{dV_i(t)}{dt}$$

$$V_{o(t)} = -RC \cdot \frac{dV_i(t)}{dt}$$

✓ Ideal!



$|Av| = \frac{1}{\omega C}$

$$\left. \begin{array}{l} Q_C = I_C \cdot t \\ Q_C = C \cdot V_C \end{array} \right\} \begin{array}{l} I_C = C \cdot V_C \\ V_C = \frac{V_o}{t} \end{array}$$

$$\begin{array}{l} I_C = -CR \\ V_o = I_R \cdot R \\ V_o = -RC \left(\frac{V_i}{t} \right) \end{array}$$

- Tratándolo como un inversor:

$$V_{o(s)} = -\left(\frac{R}{X_C}\right) \cdot V_{i(s)} \quad \wedge \quad X_C = \frac{1}{sC}$$

$$V_{o(s)} = -SRC \cdot V_{i(s)}$$

$$V_{o(s)} = -RC \cdot S \cdot V_{i(s)}$$

$$|Av| = RC \cdot \omega$$

Ejemplo: $V_i(t) = \hat{V}_i \sin(\omega t)$

$$\frac{\partial V_i(t)}{\partial t} = \hat{V}_i \cos(\omega t) \cdot \omega$$

$$\therefore V_{o(t)} = -RC \cdot \omega \cos(\omega t) \cdot \hat{V}_i$$

- Para un análisis más práctico podemos decir que:

$$\left. \begin{array}{l} Q_C = I_C \cdot t \\ Q_C = C \cdot V_C \end{array} \right\} I_C \cdot t = C \cdot V_C \quad \& \quad I_C = \frac{V_C}{t} \cdot C$$

y como $I_C = -I_R$; $V_o = I_R \cdot R = -I_C \cdot R$

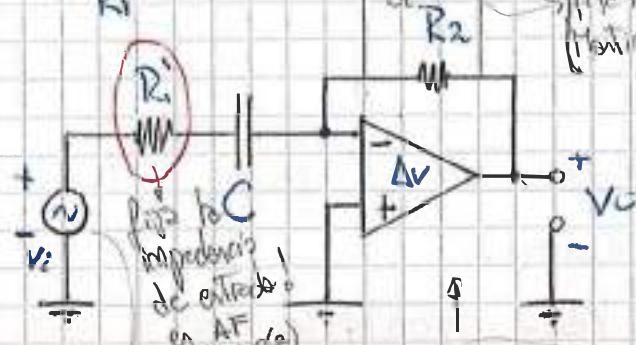
$$V_o = -RC \cdot \frac{V_C}{t}$$

(Ejemplo en pag. 40 correct.)

- Si la señal a derivar contiene armónicos cercanos a la fundamental no hay problema. Pero si aparecen pulsos con un frente abrupto (gran componente espectral de alta frecuencia) esto causa inconvenientes.
 - "El amp. comienza a funcionar a lozo abierto"
 - Los pulsos atraviesan directamente el capacitor $X_C \rightarrow \phi_2$; se comporta como un cable.

$$G = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{R_2}{X_C}; \text{ si } X_C \rightarrow \phi_2; G \rightarrow \infty !$$

- * Este fenómeno se corrige colocando un resistor R_i en serie con el capacitor C . Convierte así al amp. en un inverter. El pulso se aplica con una amplitud $-\frac{R_2}{R_i} \times V_p$ y el amp. no saturará.



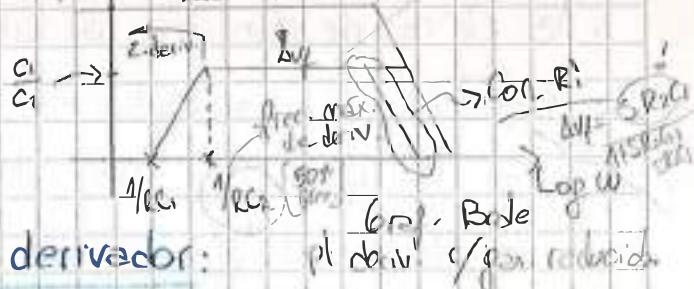
- $R_i \ll X_C$ a la freq. de derivación.

$$\text{Con } C_2 (\text{sin } R_i): \quad A_{\text{inv}} = \frac{S R_1}{1 + S R_2}$$

Fuente de baja impedancia!

Dominio práctico

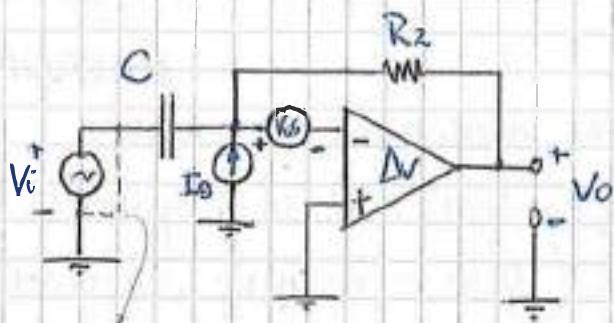
C_2 → Cero del anillo
Polo



Señales de error en el circ. derivador:

- Se procede de igual manera que para el análisis teórico para el cir. integrador:

Pero: La ganancia a BF es muy baja por lo que el efecto de T_B y N_o es mucho menos perjudicial q' p' el integrador.



Se cortocircuita la señal.

- Al eliminar V_i ; C queda en paralelo con V_{os} $\therefore C$ se carga a V_{os} . $I_{R2} \rightarrow 0 \quad t \rightarrow \infty$
- I_B no circula por C ; Ésta circula por R_2 generando el mismo efecto que en el inversor.

* El efecto de I_B se corrige colocando la R_x en serie con el Terminal (+) $\rightarrow R_x = R_2 // |x|_{\text{frec. deseada}}$. Así se reduce el error a:

$$V_{o(\text{cor})} = -R_2 \cdot I_{os}$$

Una vez cargado C a V_{os} ; no circulará más corriente por el mismo y como $I_C = -I_R = 0$; la caída de potencial sobre R_2 es 0 . $\therefore V_{o(V_s)}|_{t \rightarrow \infty} \rightarrow 0$

Notas:

- La frecuencia mínima de entrada no tendría límite inferior salvo el nivel del ruido respecto a la señal.
- La ganancia sube con la frecuencia hasta encontrarse con la curva de ganancia a lazo abierto del op.
- Probl. Ruidos: Se solucionan poniendo:
 - Fijando la frecuencia máxima de operación.
 - Manteniendo alta la ganancia a altas frec.
- Se debe fijar la frecuencia de trabajo (f_{bw}) 1 década inferior a la frecuencia de corte sup. para tener 99% precisión.
- La A_{vf} $\Rightarrow \frac{R_2}{R_1}$ $\propto R_2$ y C_1

Unidad N° 7: Aplicaciones Lineales de Amplificadores Operacionales

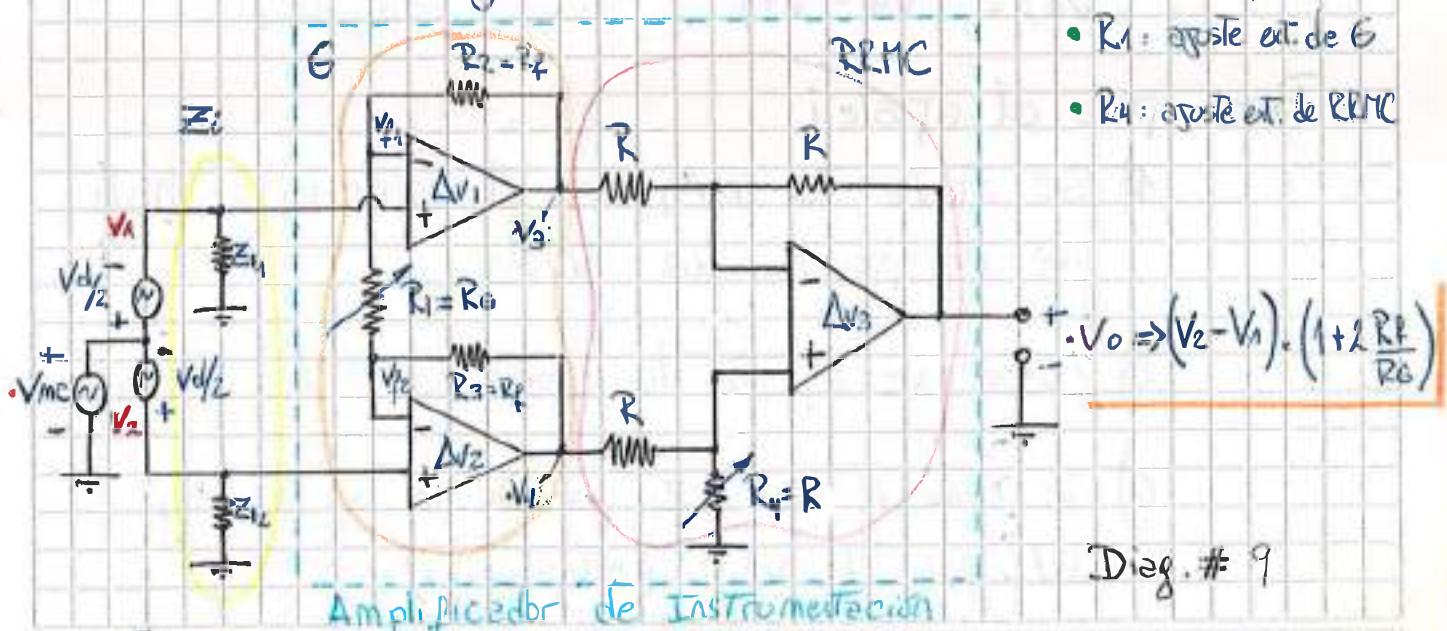
Amplificador de Instrumentación:

- Partiendo del amp. restador del Diag. #8 y agregando un circ. separador a cada entrada se obtiene el amp. diferencial del Diag. #7, el cual posee un control independiente de la impedancia de entrada.
- Este circuito tiene el inconveniente de: no poder ajustarse la ganancia sin modificar la RRMC.

* Debido a condiciones de diseño, se requiere que los parámetros: deben poder ajustarse independientemente!

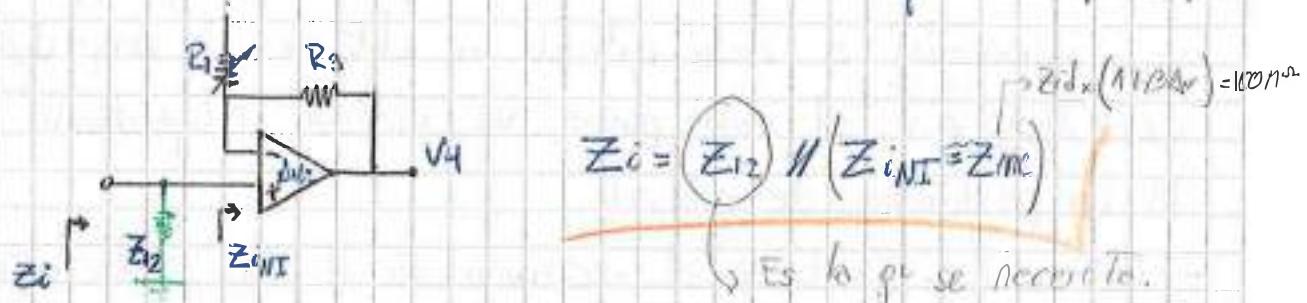


- Se plantea el siguiente circ. como solución a los requerimientos:



- * El amplificador se pone en serie aumenta la impedancia de entrada; Atendiendo al principio de máxima transf. de energía: Otorga una fuente de señal de baja impedancia al restador y carga a la fuente de señal_(ext) con una $Z_{in} \geq 100 M\Omega$ (crip).

- * La fuente de señal ve la imp. de los no inv. en paralelo con Z_{in} o Z_{i2} cuando se coloca para adcp. imp.



Descripción del Dicg. # 9:

- Con Z_1 y Z_{i2} se ajusta la imp. de entrada.
- Con R_4 se ajusta la ganancia (Δ_1, Δ_2).
- Con R_4 se ajusta la RRMC.

$$V_3, V_4 \Rightarrow f(V_1, V_2 \text{ y } V_{MC})$$

(V_3 y V_4 tienen la misma estructura)

$$V_o = (V_4 - V_3) \quad (\text{Desarrollo en pag 53'})$$

* Pasos para el ajuste:

- 1) Se ajusta R_4 (RRMC) con el osciloscopio hasta que desaparezcan los 50 Hz.
- 2) Luego se ajusta la ganancia a la deseada.
- 3) Se colocan Z_1 y Z_{i2} de acuerdo a la imp. del gen. de señal (adaptación)

MIN 77

Desarrollo Analítico de V₀:

- El problema se centra en encontrar V_3 y V_4 ; para ello nuevamente se recurre a la superposición:

Determ de V₃

1º) Hacemos $V_{mc} = V_2 = \emptyset v$, El nudo V_{p2} queda virtualmente puesto a masa y: $V_{31} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

2º) Hacemos $V_{mc} = V_1 = \emptyset v$, En el nudo V_{p2} aparece V_2 :
 $V_{32} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_2$

3º) Hacemos $V_1 = V_2 = \emptyset v$, En el nudo V_{p2} tanto como en el Terminal (-) de A_1 aparece V_{mc} :
 $V_{33} = V_{mc} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_{mc} \cdot \left(\frac{R_2}{Z_1}\right)$

$$V_{33} = V_{mc} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_{mc} \cdot \left(\frac{R_2}{Z_1}\right)$$

$$V_{33} = V_{mc}$$

$$V_3 = V_{31} + V_{32} + V_{33} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_2 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1}\right) + V_{mc}$$

$$\textcircled{V_3} \quad V_1 + (V_1 - V_2) \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_{mc}$$

Determ. de V₄

1º) Hacemos $V_{mc} = V_2 = \emptyset v$, En el nudo V_{p1} aparece V_1 :
 $V_{41} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_1$

2º) Hacemos $V_{mc} = V_1 = \emptyset v$, El nudo V_{p1} queda virtualmente puesto a masa y: $V_{42} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{Z_1}\right)$

3º) Hacemos $V_1 = V_2 = \emptyset v$; Así V_{mc} aparece tanto en el nudo V_{p1} como en el Terminal (-) de A_2 : $V_{43} = V_{mc} \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) - V_{mc} \left(\frac{R_3}{Z_1}\right)$
 $V_{43} = V_{mc}$

$$V_4 = V_{41} + V_{42} + V_{43} = -V_1 \cdot \left(\frac{R_3}{R_1} \right) + V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) + V_{mc}$$

$$V_4 = V_2 + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + V_{mc}$$

Determ. de V_0

Haciendo uso de la Ecu # 9 (Pág. 53') para un restador con ganancia $G=1$;

$$V_0 = (V_4 - V_3)$$

$$V_0 = \left[V_2 + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + V_{mc} \right] - \left[V_1 + (V_1 - V_2) \frac{R_2}{R_1} + V_{mc} \right]$$

$$V_0 = V_2 + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + V_{mc} - V_1 - (V_1 - V_2) \frac{R_2}{R_1} - V_{mc}$$

$$V_0 = (V_2 - V_1) + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_0 = (V_2 - V_1) \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

$$R_3 = R_2 = R_f \quad \wedge \quad R_1 = R_G$$

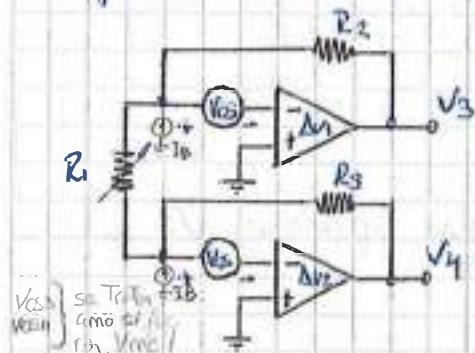
Ecu. # 10

$$V_0 = (V_2 - V_1) \cdot \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_G} \right)$$

Para el diseño se le pide R_G en función de A_{vp} : $\Delta A_{vp} = 1 + 2 \frac{R_f}{R_G} \Rightarrow R_G = \frac{2 R_f}{\Delta A_{vp} - 1}$

para los acoplados; el signo es de muy buenos consejos.

Influencia de la V_{os} en el amp. de Instrum.:



- Si las corr. de polariz. están bien ajustadas, sobre R_1 no circ. corriente, así $I_{R_2} = I_{R_3} = I_h$ y por consiguiente $V_{os} = V_{nos}$!
- Como los amp. op. son iguales tienen la misma V_{os} y el restador de salida,

si está perfectamente compensado, los elimina; $V_{os} = 0$.

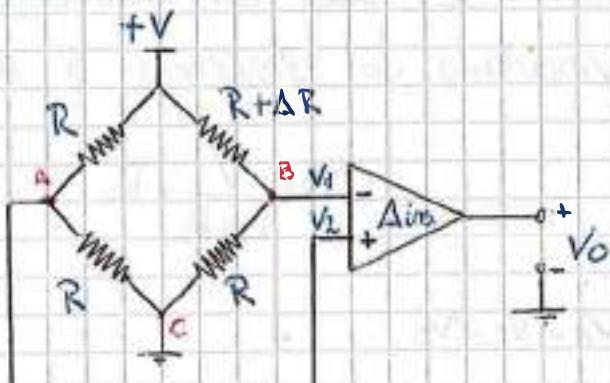
La V_{os} tiene poca influencia en este amplificador!

Es necesario que: • El restador esté perfect. compensado • Que las V_{os} sean iguales • Que todos los Amp. op. estén integrados en la misma pastilla • Tecnología con Z_L muy baja • Z_L muy alta • G' • R_{RFIC} • Dipos iguales!

Amplificadores Puente

- Los circuitos tipo puente definen muy bien las tensiones de modo común y modo diferencial, además es posible compensar las nonlinearidades o variac. de los transduc. eficientemente.
- Existen dos formas de medir con los circ. tipo puente:
 - ↳ A circuito abierto; Amplific. c/ $Z_i \rightarrow \infty$. Tensión de desbalance
 - ↳ Corriente de cortocirc.; Amplific. c/ $Z_i \rightarrow 0$. Corriente de desbalance [con amp. de instrumentación.]

Amplificador puente con medición de tensión de desbalance #1



- Ains: Amplificar de instrument.
- Entre (A/B) tensiones serial diferencial
- Entre (A/C) y (B/C) hay serial de modo común. Normalmente se desea eliminar.

"El puente está en equilibrio cuando las 4 resist. son iguales"

- El puente expresa su variación como variación de tensión.

$$\rightarrow V_1 = \frac{V - R}{R + \Delta R} = \frac{V}{2(R + \Delta R)} \times R$$

$$V_1 = \frac{V - R}{2R(1 + \frac{\Delta R}{2R})} \wedge \frac{\Delta R}{R} = f$$

$$\therefore V_1 = \frac{V}{2(1 + f/2)}$$

$$\rightarrow V_2 = \frac{V - R}{R + R} = \frac{V}{2R} \cdot \cancel{R}$$

$$V_2 = \frac{V}{2}$$

Por la Ecu. #10 (pag. 59) sabemos que:

$$V_0 = (V_2 - V_1) \times \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_g}\right)$$

$$V_{0g} = \frac{V}{2} - \frac{V}{2(1 + f/2)} \cdot \frac{2V(1 + f/2) - 2V}{4(1 + f/2)}$$

$$V_{0d} = \frac{V \cdot f}{4(1 + f/2)} \wedge f/2 \ll 1 \therefore (1 + f/2) \approx 1$$

$$V_0 = \frac{V \cdot f}{4} \times \left(1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R_g}\right)$$

Si se permutean V_1 y V_2 , V_0 es negat. p' de positivos!

Ajuste del equilibrio del puente:

17/02/2010

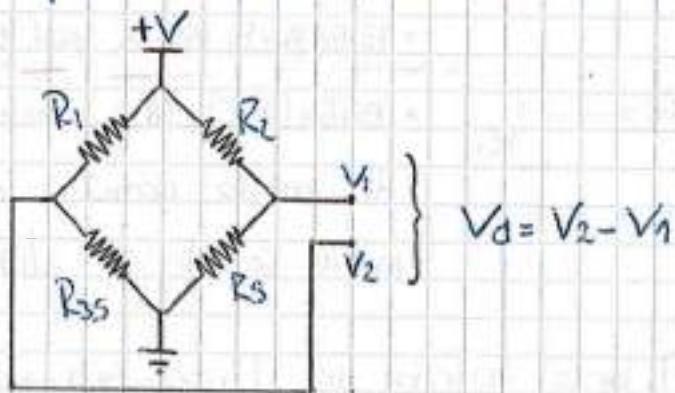
Existen dos causas principales de desequilibrio del puente.

Uno es por temperatura y el otro es por Tolerancia de los resit.

Ajuste o compensación por temperatura:

Puede que los materiales del sensor y las resistencias sean distintos y por lo tanto tengan coeficientes de Tempat. distintos. Así aparece una Tensión diferencial de error (aún teniendo calibrado el puente) cuando se produce un ΔT_c . Se mide indirectamente un cambio de temperatura!

- Para compensar por temperatura se coloca otro sensor en la rama paralela (R_{35}), desvinculado del fenómeno a medir.



$$\bullet V_1 = \frac{V}{R_2 + R_S} \cdot R_S$$

$$\bullet V_2 = \frac{V}{R_1 + R_{35}} \cdot R_{35}$$

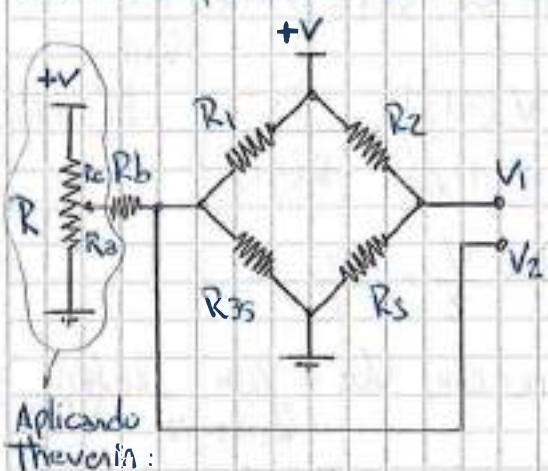
$$\rightarrow V_d = \frac{V}{R_1 + R_{35}} \cdot R_{35} - \frac{V}{R_2 + R_S} \cdot R_S = \frac{V \cdot R_{35} (R_2 + R_S) - V \cdot R_S (R_1 + R_{35})}{(R_1 + R_{35}) \cdot (R_2 + R_S)}$$

$$V_d = V_x \left[\frac{R_{35} \cdot R_2 + R_{35} \cdot R_S - R_S \cdot R_1 - R_S \cdot R_{35}}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_S + R_{35} \cdot R_2 + R_{35} \cdot R_S} \right]$$

$$V_d = V_x \left[\frac{R_{35} \cdot R_2 - R_S \cdot R_1}{\text{DEN}} \right] \quad \begin{aligned} &\text{En equilibrio: } R_{35} \cdot R_2 - R_S \cdot R_1 = 0 \\ &\text{Como } R_1 = R_2 : \quad R_{35} - R_S = 0 ! \end{aligned}$$

- * Si los elementos se invierten en las ramas se obtienen las mismas condiciones de equilibrio.

Ajuste por Tolerancia de las resistencias:



- Aplicando Thevenin al potenciómetro.

$$V_{Th} = \frac{V}{R_a + R_b} \cdot R_b \quad \wedge \quad R_{Th} = R_a \parallel R_b$$

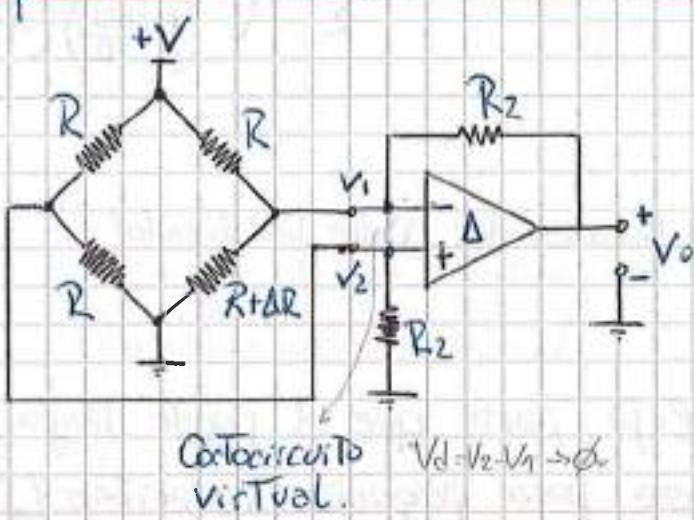
- La V_{Th} es ajustable y compone el puente debido a la inexactitud de los resistores, así $V_0 = 0$ sin excitación exterior.



$$R_{Th} = R_a \parallel R_b$$

$$(R_a \gg R_b \quad R_1 \parallel R_{35} \ll R_b)$$

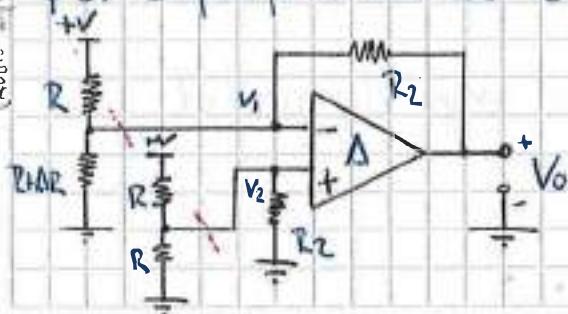
→ Amplificador puente con medición de corriente de cortocircuito:



- La tensión de salida es directamente proporcional a la corriente de cortocircuito.
- Al estar aplicada la salida del puente a la entrada del Amp. Op. $V_d = 0$

18/02/2010

Se divide el circuito en dos ramas para el análisis. Tenemos así dos divisores de tensión. Se aplica Thevenin y luego por superposición se encuentra V_o .



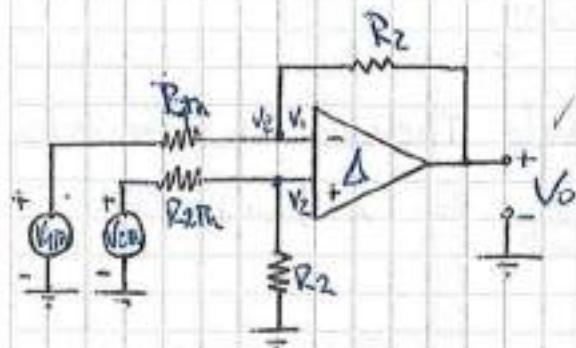
$$\bullet \text{Con } f = \frac{\Delta R}{R}; \quad R + \Delta R = R(1 + f)$$

$$\bullet V_{Th} = \frac{V}{R + R + \Delta R} \cdot R + R = \frac{V \cdot (1 + f)}{2(1 + f/2)}$$

$$\bullet R_{Th} = R \parallel (R + \Delta R) = \frac{R(1 + f)}{2(1 + f/2)}$$

$$\checkmark V_{2th} = \frac{V}{2}$$

$$\checkmark R_{2th} = \frac{R}{2}$$



$$\bullet V_o = V_{o2} + V_{o1}$$

$$V_o = V \cdot \frac{R_2}{R} \left(\frac{R(1+f) + R_2(2+f)}{(1+2\frac{R_2}{R})(1+f)R} - 1 \right)$$

$$V_o = V \cdot \frac{R_2}{R} \left[\frac{-R_2 \cdot f}{R_2(2+\frac{R}{R_2})(1+f)} \right]$$

$$V_o = V \cdot \frac{R_2}{R} \cdot \left[\frac{-f}{(2+2f)(1+\frac{R}{2R_2})} \right]$$

Como $f \ll 1$ y $R_2 \gg R$

$$\checkmark V_o = - \frac{V \cdot f}{2} \times \frac{R_2}{R}$$

$$\bullet \text{Con } V_{2th} = 0v; V_{o1} = V_{in} \times - \frac{R_2}{R_{2th}}$$

$$\therefore V_{o1} = - \frac{V \cdot (1+f)}{2(1+f/2)} \times \frac{R_2}{R(1+f)}$$

$$\checkmark V_{o1} \Rightarrow -V \times \frac{R_2}{R}$$

$$\bullet \text{Con } V_{2th} = 0v, V_{o2} = V_{2th} \times \frac{R_2 \cdot (1+f/2)}{R_{2th} + R_2}$$

$$\therefore V_{o2} = \frac{V}{2} \times \frac{1}{\frac{R}{2} + R_2} \times R_2 \times \left(1 + \frac{R_2}{R(1+f)} \cdot 2(1+f/2) \right)$$

$$V_{o2} = \frac{V \cdot R_2}{R + 2R_2} \cdot \left(\frac{R(1+f) + 2R_2(1+f/2)}{R(1+f)} \right)$$

$$\checkmark V_{o2} = V \cdot \frac{R_2}{R} \times \left(\frac{R(1+f) + 2R_2(1+f/2)}{(1+2\frac{R_2}{R})(1+f)R} \right)$$

Ecación del puente linealizado!

Nota: Permitiendo V_i y V_o = en milisegundos
que es la constante de V_o en milisegundos
de signo (convierte analíticamente)

* La condición ($R_2 \gg R$) se fija para que el puente tenga ganancia.

* La RRMIC es muy buena para pequeñas variaciones ($f \ll 1$)

* También hay que mantener iguales las relaciones entre las resistencias (implica también un f pequeño).

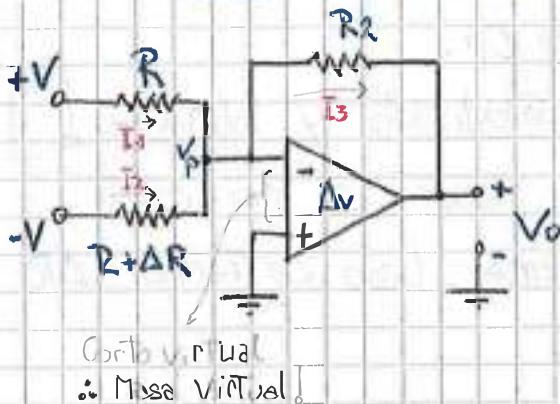
Influencia de la V_{os} y la I_{os} .

Se trae de igual forma que el ampli diferencial:

$$V_{ot} = V_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_{in}} \right) + I_{os} \cdot R_2$$

Amplificador medio puente c/média de corr. de C. circuito:

- Para sensores de dos terminales (bipolares), por ej.: Sen. Temp.



- Es un sumador inversor (pág. 52)

Por LKI en el Nudo V_P :

$$I_1 + I_2 = I_3$$

$$\frac{V}{R} + \frac{(-V)}{R+\Delta R} = \frac{V_P - V_o}{R_2}$$

$$\rightarrow \frac{V}{R} - \frac{V}{R+\Delta R} = \frac{V_P - V_o}{R_2} \quad \wedge \quad V_P \approx 0V \text{ por la masa virtual en G}$$

$$\frac{V}{R} - \frac{V}{R+\Delta R} = -\frac{V_o}{R_2}$$

$$-V_o = V \cdot R_2 \cdot \frac{1}{R} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{R}} \right) \quad \wedge \quad \frac{\Delta R}{R} = f$$

$$V_o = -V \cdot \left(1 - \frac{1}{1+f} \right) \frac{R_2}{R} \quad \wedge \quad 1 - \frac{1}{1+f} \Rightarrow \frac{f}{1+f} \quad \wedge \quad f \ll 1 \quad \therefore 1+f \approx 1$$

$$\underline{V_o = -V \cdot f \cdot \frac{R_2}{R}}$$

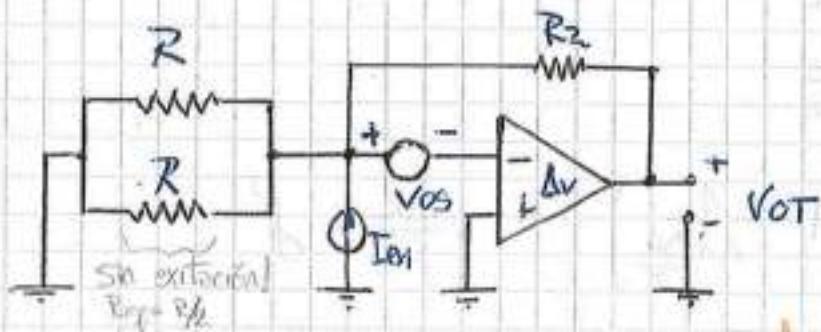
- La sensibilidad del puente depende en gran medida de la tensión de alimentación.
- En equilibrio $V_P = 0V$.
- La tensión de salida es directamente prop. a la tensión de entrada a través de la constante de proporc. f
- Una ventaja importante de este puente es que puede trabajar con altas tensiones y grandes sensibilidades sin superar las tensiones de modo común del Amp. Op.

- Una limitación práctica es la potencia disipada en los R ya que al subir V también lo hace la corriente.
- Las tensiones de modo común generadas por los sumideros de la fuente de alimentación, tanto así como sus ruidos, se suman en la entrada del Amp. Op.

[→ Hay que trabajar con fuente estabilizada y blindaje!]

↳ Si no hay excitación sobre el sensor o no existe un ΔR ; $f=0$, no hay problema; Caso contrario ΔR oscila con Δf .

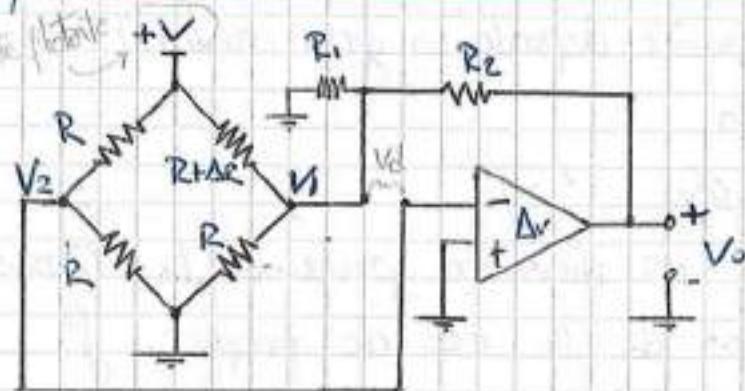
Influencia de la V_{OS} y la I_{BS} :



$$V_{OT} = V_{OS} \left(1 + \frac{2R_2}{R} \right) - I_{BS} \cdot R_2$$

[con fuente flotante]

Amplificador puente con med. de tensión de desbalance #2:



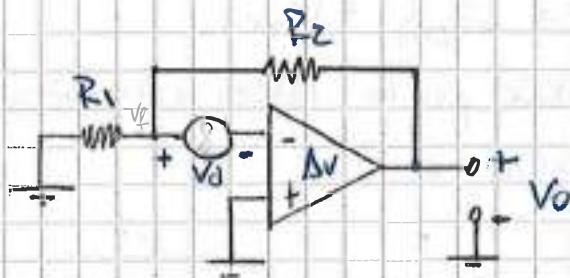
- Se mide a circuito abierto, (tensión)
- De los cálculos del amp. puente de la pg. 60

$$V_i = \frac{V}{2(1+f_R)} \quad V_2 = \frac{V}{2}$$

$$\therefore V_d = (V_2 - V) = \left(\frac{V}{2} - \frac{V}{2(1+f_R)} \right) \Rightarrow \frac{-V \cdot f}{4(1+f_R)}$$

↳ Se hace $V_1 - V_2$ para poder colgar el medidor de V_d con polaridad.

El circ. eq. reemplazando V_d como fuente de tensión:



$$\bullet V_d = \frac{V_o}{R_1 + R_2} \times R_1$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_d$$

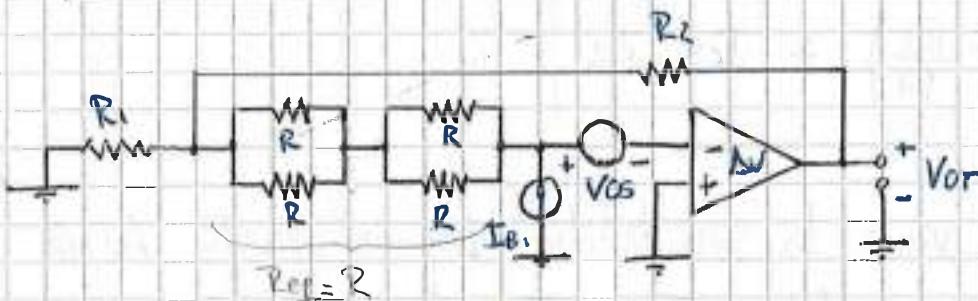
$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot -\frac{V_f}{4(1+Sh)}$$

$$V_o = -\frac{V_f}{4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

↑ como fija, $1 + \frac{R_2}{R_1} \approx 1$

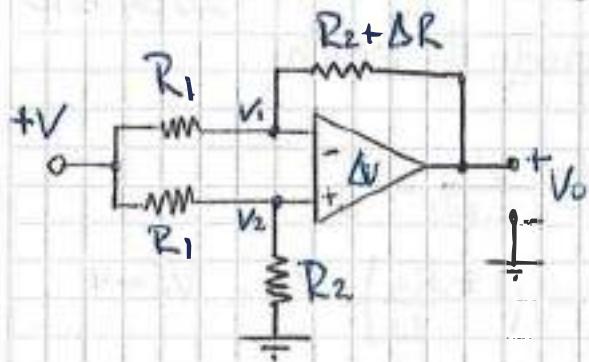
- Se puede ajustar la ganancia del sistema sin modificar (perjudicar) el proceso de medición. La ganancia no depende de las resistencias del puente. Se puede ajustar V_d modificando solamente R_1 o R_2 .
 - Es usado para pequeñas variaciones del puente.
 - La RRAC no es buena. No es posible discriminar entre la señal diferencial del puente y las señales de m. comod.
- * Es necesario el uso de fuente flotante! El puente y el Anip Op. necesitan fuentes de alim. independientes.

Influencia de la V_{os} y de la I_{B1} :



$$Vor = V_{os} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - (I_{B1} \cdot R) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_{B1} \cdot R_2$$

Amplificador puente para grandes desviaciones:



- Por superposición :

$$V_o = V_o(v_1) + V_o(v_2)$$

- No hace falta hacer corrección (aproximaciones)

$$\rightarrow V_o(v_1) \Rightarrow V_x \left(- \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right)$$

$$\rightarrow V_o(v_2) \Rightarrow \frac{V}{R_1 + R_2} \times R_2 \times \left(1 + \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right)$$

$$* V_o \Rightarrow V_x \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right) - V \cdot \frac{R_2 + \Delta R}{R_1}$$

$$V_o \Rightarrow V \cdot \left[\frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + \frac{R_2(R_2 + \Delta R)}{(R_1 + R_2)R_1} - \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right]$$

$$V_o \Rightarrow V \cdot \left[\frac{R_2 \cdot R_1 + R_2^2 + R_2 \cdot \Delta R - R_2 \cdot R_1 - R_2^2 - R_1 \Delta R - R_2 \Delta R}{(R_1 + R_2) R_1} \right]$$

$$V_o \Rightarrow V \cdot \frac{-\Delta R}{R_1 + R_2} \times \frac{R_2}{R_2} = -V \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta R}{R_2} \quad \wedge \quad \frac{\Delta R}{R_2} = f$$

$$V_o = -V \cdot f \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

- La función de transf. del puente aparece como una función lineal de f a la entrada.

Influencia de la Vos y la I.B.

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

- Aumentando V se vería la sensibilidad del instrumento hasta la potencia máx. del instrumento.

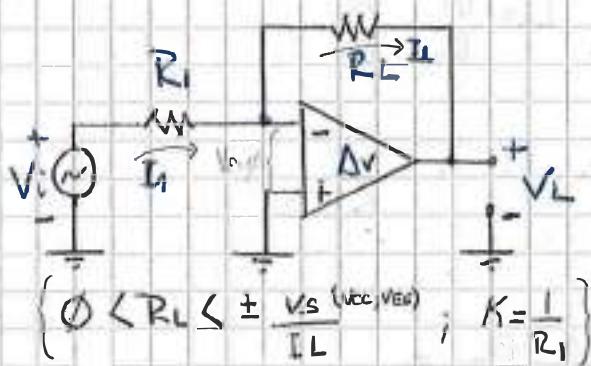
Convertidores Tensión a Corriente

CTC con carga flotante:

Tanto el circuito inversor con Amp. Op., como el AO inversor, pueden ser utilizados como CTC, con el cambio de R_2 por R_L .

Suponemos los Amp. Op. ideales:
 $I_{in} = I_{out}$; $I_E = 0$; $V_E = 0$;

Amp. Op. Inversor:

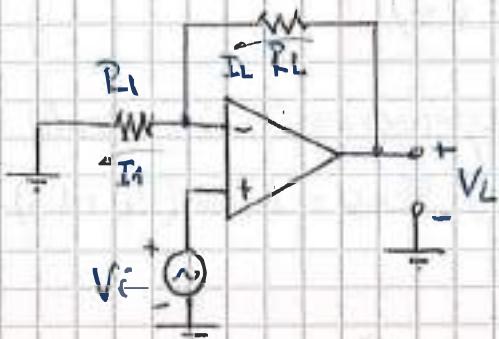


- Tienen Masa Virtual en (-)

$$\therefore I_1 = \frac{V_i}{R_1} \quad \wedge \quad I_L = I_1$$

- I_L no depende de R_L siempre que el generador (y el Amp. Op.) puede suministrar la corriente.

Amp. Op. No Inversor:



$$\bullet I_{in} = \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_L - V_i}{R_L} \quad \wedge \quad I_L = I_1$$

- Se comporta de forma similar al inversor, solo que en este caso el Amp. Op. suministra la corriente I_L .

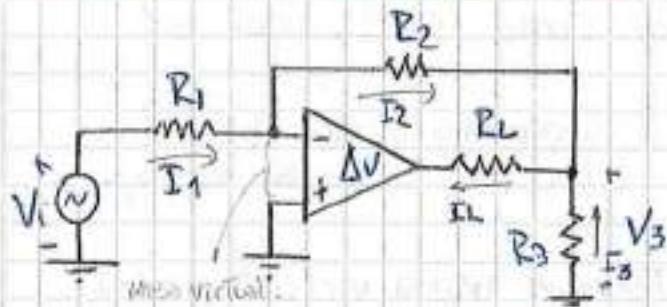
- * I_L queda entonces fijada por V_i y R_1 . Si $V_i = \text{cte}$, (CC), estoy generando una fuente de corriente Cte !
- * En lugar de R_L se puede conectar una capacidad 'C' o una inductancia 'L'.
- * La conf. no inversora no exige corriente de la fuente de señal.

* La relación entre V_L y V_i puede ser 1 o tener ganancia.

* R_L es flotante respecto al resto del circuito.

→ Todas estas consideraciones son ciertas dentro de ciertos límites!

CTC con ajuste de I_L :



$$I_L = I_2 + I_3 \quad \wedge \quad I_2 = I_1$$

$$\therefore I_L = I_1 + I_3 \quad \wedge \quad I_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R_3}$$

$$\therefore I_L = \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_3}{R_3}$$

Analizando V_3 : $V_3 = I_2 \cdot R_2 \quad \wedge \quad I_2 = I_1 = \frac{V_i}{R_1}$

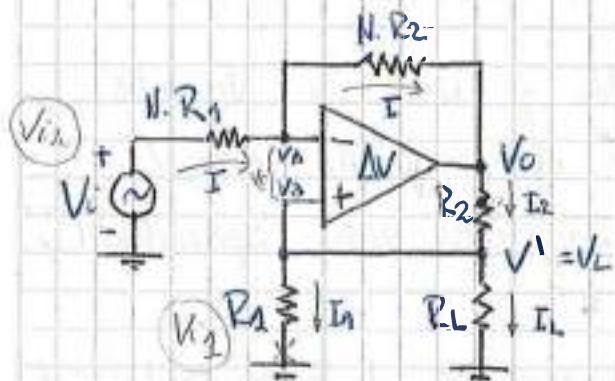
$$\therefore V_3 = \frac{V_i}{R_1} \cdot R_2$$

Reemplazando en I_L : $I_L = \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_i}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_3}$

$$I_L = \frac{V_i}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

La tensión máxima que se aplica al operacional es cuando el generador no aporta corriente ($I_1=0$) ; $V_{Umáx} = I_{Umáx} (R_L + R_3)$ { revisar!}

CTC con carga a masa:



* Hay que tener en cuenta que no hay masa virtual y que V' se ve en el terminal (-) del Amp. Op.

* Desarrollo generalizado con V_{i1} y V_{i2} : $N.R_1 = N.R_2 = R_1 = R_2 \Rightarrow R$

Desarrollo propio!
MAR

$$\textcircled{1} \quad V_o = \Delta V \cdot V_E \quad \wedge \quad V_C = V_a - V_b$$

$$V_o = \Delta V \cdot (V_a - V_b)$$

$$\rightarrow V_a \cdot Y_a = I_{V_1} + I_o$$

$$V_a \cdot \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R} \right) = \frac{V_1}{R} + \frac{V_o}{R}$$

$$V_a = \frac{(V_1 + V_o)}{R \cdot \left(\frac{2}{R} + \frac{1}{R_L} \right)} \Rightarrow \frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}}$$

$$V_o = \left(\frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}} \right) \cdot R_L \quad (\text{correspondiente a la ecuación 37})$$

$$V_o = V_L$$

$$\rightarrow V_b \cdot Y_b = I_{V_1} + I_o$$

$$V_b \cdot \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R} \right) = \frac{V_2}{R} + \frac{V_o}{R}$$

$$V_b \cdot \frac{2}{R} = \frac{V_2 + V_o}{R}$$

$$V_b = \frac{V_2 + V_o}{2} \quad (\text{correspondiente a la ecuación 37})$$

$$\bullet \quad V_o = \Delta V \cdot \left[\left(\frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}} \right) R_L - \left(\frac{V_2 + V_o}{2} \right) \right]$$

* Aplicando $\lim_{\Delta V \rightarrow 0}$ $\frac{V_o}{\Delta V} = V_E \rightarrow \phi_v : \left(\frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}} \right) R_L = \frac{V_2 + V_o}{2}$

$$2 \cdot V_1 \cdot R_L + 2 \cdot V_o \cdot R_L = 2 \cdot R_L \cdot V_2 + 2 \cdot R_L \cdot V_o + V_2 \cdot R + V_o \cdot R$$

$$V_o R = 2 \cdot V_1 \cdot R_L - 2 \cdot V_2 \cdot R_L - V_2 \cdot R$$

$$V_o = V_1 \cdot \left(\frac{2 \cdot R_L}{R} \right) - V_2 \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_L}{R} \right)$$

$$V_a = V_L = \left(-V_2 \cdot \frac{R + 2 \cdot R_L}{R} \right) \cdot \frac{R_L}{R + 2 \cdot R_L} ;$$

$$V_L = -V_2 \cdot \frac{R_L}{R} \quad I_L = -\frac{V_2}{R}$$

Aplicando ecuaciones
de nodo en V_a y V_b y
luego límite $\Delta V \rightarrow 0$

NOTA: $V_a = V_L$ y $V_b = V_L$

• Suponiendo solo V_2
($V_1 = \phi_v$) y reemplazand
 V_o en la ec. de V_a :

Desarrollo de la ecuación:

- La corriente que circula por R_L depende de todas las resist. del circ. salvo de la misma R_L .
- La impedancia de entrada se puede fijar con $[N.R_1]$

$$\begin{aligned} \text{A) } V' &= I_2 \cdot (R_1 // R_L) & \text{B) } I_2 &= \frac{V_o}{R_2 + (R_1 // R_L)} \\ \text{C) } V' &= f(V_o) \\ \text{D) } I_L &= -\frac{V_i}{R_1} \end{aligned}$$

Condiciónes: $\begin{cases} R_2: \text{Pequeña} \\ R_1: \text{Elevada} \end{cases}$

Desarrollo:

$$I = \frac{V_i - V'}{NR_1} + \frac{V' - V_o}{NR_2} ; \quad \frac{V_o}{NR_1} - \frac{V'}{NR_1} = \frac{V'}{NR_2} - \frac{V_o}{NR_2}$$

$$V_o = NR_2 \cdot \frac{V'}{NR_2} - NR_2 \cdot \frac{V_o}{NR_1} + NR_2 \cdot \frac{V'}{NR_1}$$

$$\text{C) } V_o = V' + \frac{V'}{R_1} \cdot R_2 - \frac{V_i}{R_1} \cdot R_2 \Rightarrow V' \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_i \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

Reemplazando B en A: y luego reemplazando V_o por C:

$$V' = \left(\frac{V_o}{R_2 + (R_1 // R_L)} \right) \cdot (R_1 // R_L)$$

$$V' = \left[V' \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_i \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \right] + \left(\frac{R_1 // R_L}{R_1 // R_L + R_2} \right)$$

$$V' = V' \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{\frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}}{\frac{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}} \right) - V_i \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{\frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}}{\frac{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}} \right)$$

$$V' = V' \cdot \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L} - V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}$$

$$V' \left[1 - \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L} \right] = -V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}$$

$$V' = -V_i \cdot \left(\frac{R_2 \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L - (R_1 + R_2) \cdot R_L} \right) = -V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 R_1 + R_2 R_L + R_1 R_L - R_1 R_2 - R_2 R_L}$$

$$\text{V') } - \frac{V_i}{R_1} \times R_L$$

• Manteniendo la relación: $\frac{R_2}{R_1} = \frac{NR_2}{NR_1}$, $Z_0 \uparrow$

1) I iguales $\rightarrow V'$

2) $V_o = A \cdot V_i + B \cdot V'$ $\rightarrow V' = f(V_o)$

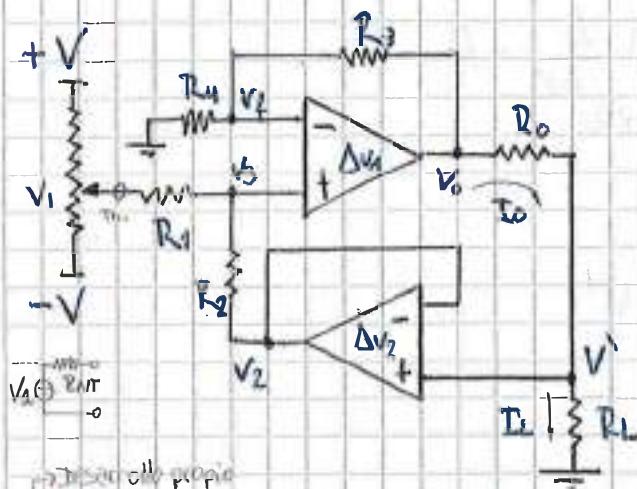
3) con V' $\rightarrow I_L = \frac{V'}{R_L}$

$$I_L = -\frac{V_i}{R_1} ;$$

$$\left[I_L \cdot R_L + (I_L \cdot R_2 + I_L \cdot R_L) \leq V_S \text{ (varios)} \right]$$

$$\left[0 < R_L < \frac{V_S - I_L \cdot R_2}{I_L + I_L \cdot \frac{R_2}{R_1}} \right]$$

CTC con realimentación:



- $I_o = f(V_i)$

- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \Rightarrow R$

- $R_{NL} \ll R$

① Así forma un sumador no inversor con dos entradas: V_1 y V_2 :

$$\rightarrow V_o = V_s \cdot G_{NR} = \left(\frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = \frac{(V_1 + V_2)}{R} \times K$$

$$V_o = V_1 + V_2 \quad \wedge \quad V_2 = V'$$

$$V_o = V_1 + V'$$

24/02/2010

$$\therefore V' = V_o - V_1$$

$$\rightarrow I_o = \frac{V_o - V'}{R_o} = I_L \quad \wedge \quad V' = V_o - V_1$$

$$\therefore I_L = \frac{V_o - (V_o - V_1)}{R_o} ; \quad I_L = \frac{V_1}{R_o}$$

② Aplicando LKI en V_p , V_s , y luego límite:

$$\rightarrow V_p \cdot Y_p = I_o \quad \wedge \quad Y_p = \frac{1}{R_1 + R_3} \Big|_{R_{NL} \gg R} \Rightarrow \frac{2}{R}$$

$$V_p = \frac{V_o}{R} \times \frac{K}{2} = \frac{V_o}{2} \quad I_o = \frac{V_o}{R_3} \Rightarrow \frac{V_o}{12}$$

$$\rightarrow V_s \cdot Y_3 = I_1 + I_2 \quad \wedge \quad Y_3 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \Big|_{R_{NL} \gg R} \Rightarrow \frac{2}{R} ; \text{ consid. } R_{NL} \ll R$$

$$V_s \cdot \frac{2}{R} = \frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R}$$

$$V_s = \frac{2}{R} \times \frac{V_1 + V_2}{R}$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1}{R} ; \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_2}{R}$$

$$\bullet V_o = V_C \times \Delta v \quad \wedge \quad V_E = V_s - V_f = \frac{V_1 + V_2}{R} - \frac{V_o}{Z}$$

$$V_o = \Delta v \left(\frac{V_1 + V_2}{R} - \frac{V_o}{Z} \right)$$

$$\frac{V_o}{\Delta v} = \frac{V_1 + V_2}{R} - \frac{V_o}{R} \quad \wedge \quad \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{V_o}{\Delta v} = \emptyset$$

$$\therefore \frac{V_1 + V_2}{R} = \frac{V_o}{\Delta v}$$

$$V_o = V_1 + V_2 \quad \wedge \quad V_2 = V'$$

$$\underline{V_o = V_1 + V'}$$

$$\hookrightarrow V' = V_o - V_1$$

$$\rightarrow I_o = \frac{V_o}{R_o + R_L} = I_L \quad ; \quad R_L = I_L \cdot V' \quad ; \quad R_o = \frac{V_o - V_1}{I_L}$$

$$\cancel{I_L = \frac{V_o}{R_o + \frac{V_o - V_1}{I_L}}} = \frac{V_o}{I_L R_o + V_o - V_1} \times I_L$$

$$\cancel{V_o = I_L \cdot R_o + V_o - V_1}$$

$$V_1 = I_L \cdot R_o$$

$$I_L = \frac{V_1}{R_o}$$

③ Sin la suposición de que $R_{NT} \ll R$; R_{NT} es $\propto R$.

$$\rightarrow V_o = V_s. G_{NL} = \left(\frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot (R_1 + R_{NT})}{(R_1 + R_{NT}) + R_2} \right) \times \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \quad | R' \text{ rigoder}$$

$$V_o = \frac{[V_1 + V_2 (1 + R_{NT}/R)]}{(2 + R_{NT}/R)} \cdot 2$$

$$V_o = \frac{V_1 + V_2 (1 + R_{NT}/R)}{(1 + R_{NT}/2 \cdot R)} \quad \wedge \quad V_2 = V'$$

$$\underline{V_o = \frac{V_1 + V' (1 + R_{NT}/R)}{(1 + R_{NT}/2 \cdot R)}}$$

$$V_o(1 + R_{nt}/2R) = V_1 + V'(1 + R_{nt}/2)$$

$$\therefore V'(1 + R_{nt}/2) = V_o(1 + R_{nt}/2) - V_1$$

$$V' = \frac{V_o(1 + R_{nt}/2) - V_1}{(1 + R_{nt}/2)}$$

Aquí se ve que cuando
 $R_{nt} \ll R$; $R_{nt}/R \rightarrow 0$
y $(1 + R_{nt}/2) \rightarrow 1$

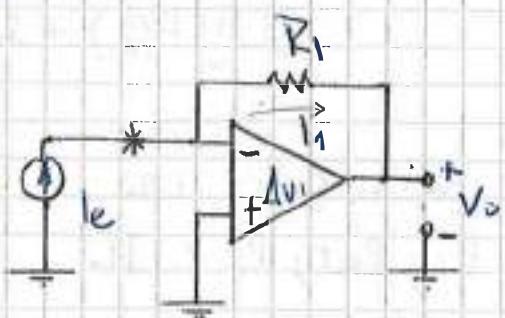
Reemplazando V' en $I_L = \frac{V_o - V'}{R_o}$ se obtiene una
expresión en la que aparecen R_o , R_L , R_{nt} , R ∴ I_L
debe de depender exclusivamente de V_1 y R_o .

$$I_L = f(V_1, R_o; R_L, R, R_{nt})$$

0

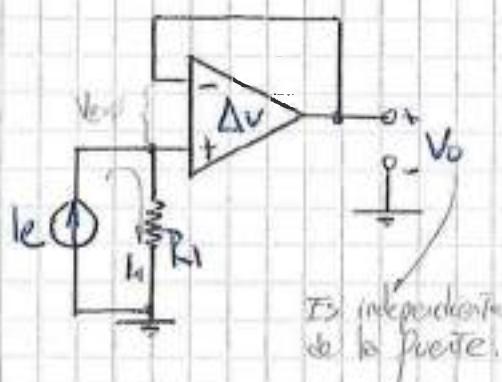
CCT de transresistencia:

Inversor:



- Impedancia de entrada: $\infty \Omega$
- $I_1 = I_e - \frac{V_o}{R_1}$
- ∴ $V_o = -I_e \cdot R_1$
- $V_o = I_e \cdot K$ | $K = -R_1$

No Inversor:



- Se comporta como un buffer con una fuente de señal $I_e \cdot R_1$
- $I_1 = I_e = \frac{V_o}{R_1}$
- ∴ $V_o = I_e \cdot R_1$
- $V_o = I_e \cdot K$ | $K = R_1$

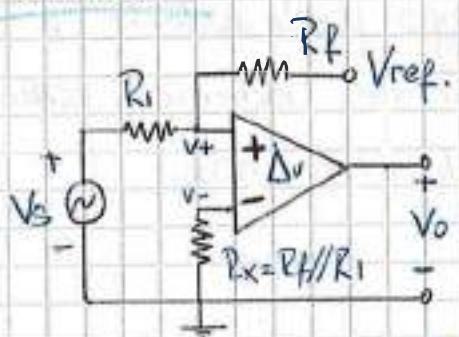
* Lo que cambia entre ambos circuitos es principalmente la carga.

Comparadores

- El comparador 'compara' el voltaje de una señal V_s en una terminal de entrada con un voltaje conocido, llamado voltaje de referencia V_{ref} , aplicado en la otra terminal de entrada. Da un voltaje de salida digital V_o como respuesta.
- Aunque un comparador puede ser implementado con un Amp. Op., estos no son iguales:
 - El comparador está diseñado para funcionar bajo condiciones de lazo abierto, por lo general como dispositivo de comunicación; En tanto que:
 - El amp. op. normalmente funciona en condiciones de lazo cerrado, como amplificador lineal.
- * Por lo general, los comparadores tienen una etapa de salida de colector abierto, lo que permite suministros de alimentación por separado para las partes analógicas y digitales.

Comparador de umbral: Detección de V_+ ; V_-

No inversor:



$$V_{Lt} = V_s \Rightarrow -\frac{R_1}{R_F} \cdot V_{ref}$$

• Idealmente, el cruce ocurrirá cuando $V_t = 0v$.

$$V_t = \frac{V_s \times R_F + V_{ref} \cdot R_1}{R_1 + R_F} \Rightarrow 0v$$

$$\therefore V_s \cdot R_F + V_{ref} \cdot R_1 = 0v$$



- V_o : tensión de salida (normal → Tensión de saturación: $V_{sat+/-}$)
- V_{ref} : tensión de referencia, o comparación (+; -; 0_v)
- V_s : tensión de entrada, señal.
- V_{sat} : tensión de saturación; (+ o -)

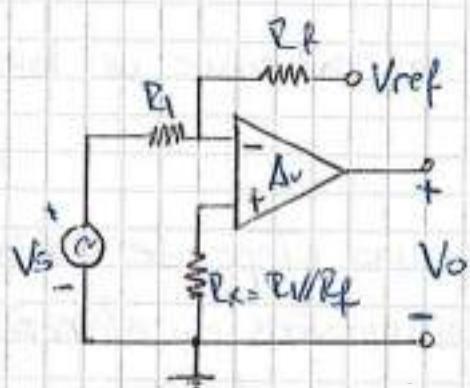
* El cambio de estado se produce cuando V_s alcanza

- o V_{LT} ; ($V_+ > 0$)

→ Si V_s se ingresa por el terminal negativo, el cambio de alto a bajo de V_o se produce cuando V_s alcanza

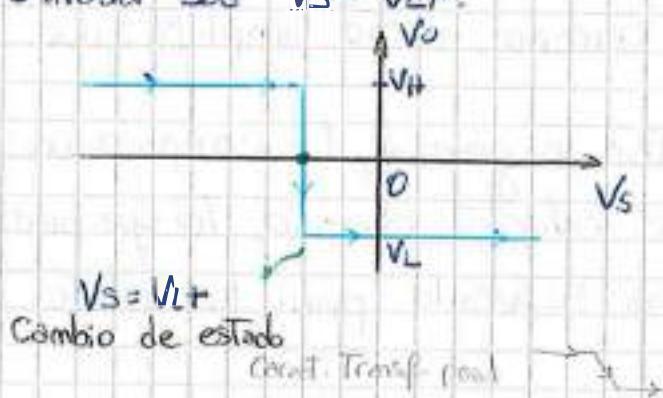
- o $V_{HT} = \frac{V_{ref}}{R_1 + R_f} \times R_1$

Inversor:



$$V_{LT} = V_s = -\frac{R_1}{R_f} \cdot V_{ref}$$

- La salida V_o cambiará de alto (V_H) a bajo (V_L) cuando la entrada sea $V_s = V_{LT}$.



- El voltaje de salida está limitado al voltaje de saturación del comparador (o el Amp. Op.); Sin embargo puede ajustarse a límites especificados mediante limitadores externos, como diodos zener con resistor de limitación de corr. máx.

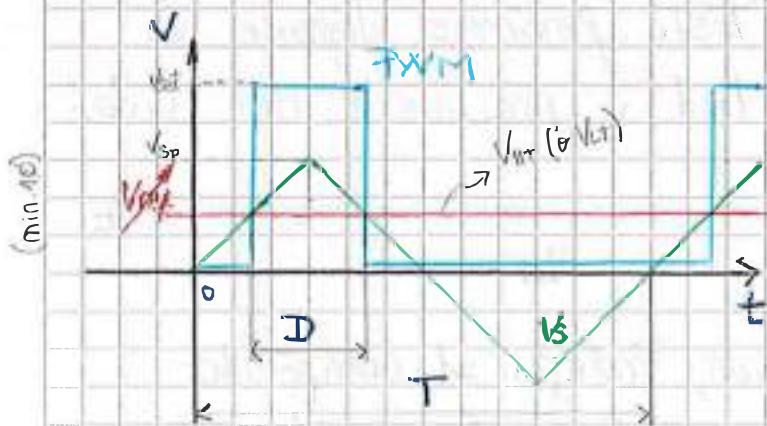
Aplicaciones:

Los comparad. pueden utilizarse en dispositivos que trabajan en conmutación como los PWM! Modulación por ancho de pulsos.

Descripción del PWM:

Ciclo de trabajo de una onda cuadrada $\Rightarrow \frac{\text{Tiempo de conducción}}{\text{Periodo de la onda que opera sobre el dispositivo}} \Rightarrow \frac{D}{T} \Rightarrow C_T$

- Con una V_{ref} ajustable para el comparador y una señal alterna periódica (triangular) de entrada V_s , obtenemos un D/T ajustable; Llamado PWM : $\begin{cases} D \rightarrow \text{Variable} \\ T \rightarrow \text{Fijo.} \end{cases}$



- V_s : señal de entrada
- V_{ref} señal de referencia
- V_o : señal de salida

$$* C_{T\max} = 50\%.$$

Por relación de semejanza

de triángulos : $\frac{(V_{sp} - V_{ref})}{V_{spp}} = \frac{D}{T} = C_T$



- Si en vez de una $V_{ref}(cc)$ (con ampl. variable) entramos con una onda senoidal :
 - O. Triangular : Portadora.
 - O. Senoidal : Modulante $\rightarrow C_{\min}$ y C_{\max} .

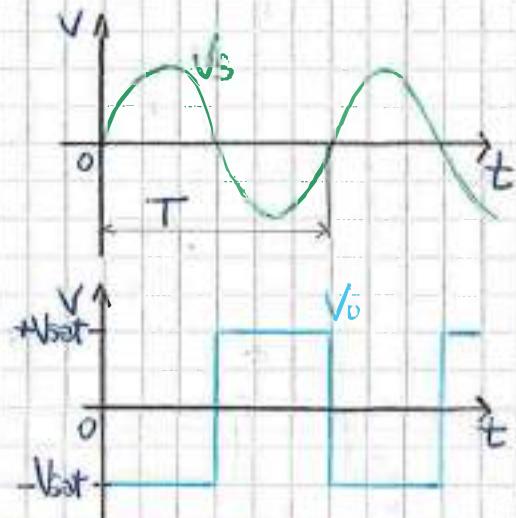
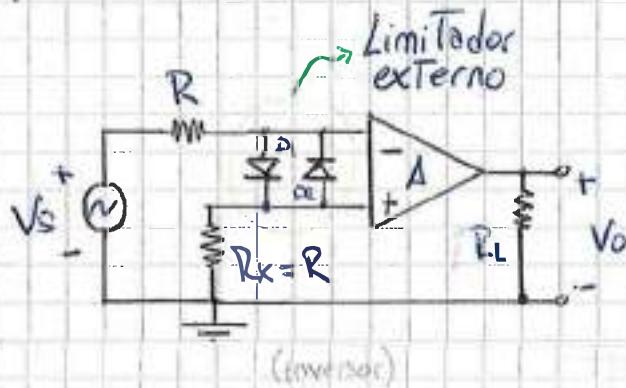
El ciclo de trabajo podría ser una indicación del % de modulación, Estaría dado por el valor pico de la modulante. La cadencia de la PWM va a estar dada por la modulante.

- * Ayer me comí una h; hoy también. Hay amplificadores que usan este principio, amplif. z corte y saturación

y luego filtran la señal para obtener la modulante. Estos filtros son especiales y complejos de diseñar, trabajan con mucha corriente.

Detector de cruce por cero:

La señal de entrada V_s es comparada con una señal de referencia de $0V$.



- D_1 y D_2 son diodos de protección. Protegen al comparador contra daños por V_s muy grande; V_d se encierra en $V_{d\min} = -0,7V$ y $V_{d\max} = +0,7V$.
- * El detector de cruce por cero no es apto para señales (V_s) de baja frecuencia con ruido superpuesto. (V_o cambia lentamente)

Comparador o detector Schmitt:

- Si junto con la señal de entrada (o portadora) V_s se introduce una señal de ruido, el comp. cambia de estado cuando el pico, o los picos, de ruido montados sobre V_s superen la tensión de umbral, generando así falsos disparos o detectores. [Este fenómeno depende en gran medida de la amplitud y frecuencia del ruido!]

¿Cómo evitar este fenómeno?

- Para el caso del dete. cruce por cero: se mantiene V_V como tensión de referencia para la commutación, se corre el nivel de comparación, tomado como valor de entrada, utilizando realimentación positiva. Con un divisor resistivo se introduce la nueva V_{ref} generada en función de los estados de salida. Así los puntos de comparación se corren generando un ciclo de histeresis.

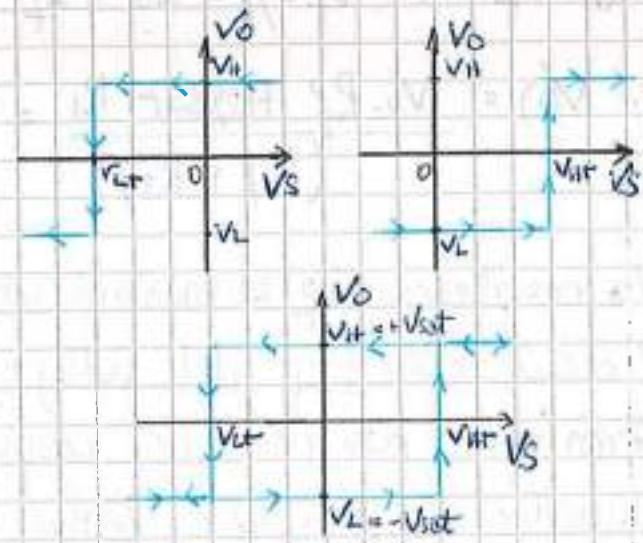
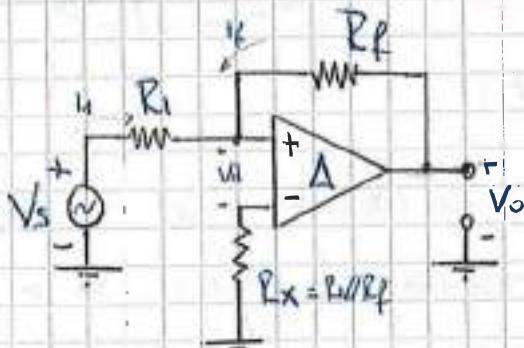
→ El cambio de un estado a otro no se hace con la misma señal de entrada.

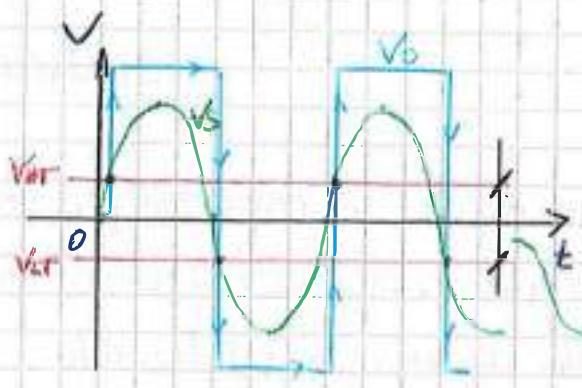
se elimina el problema de las commutaciones falsas

Disparador de Schmitt:

- Compara una forma de onda regular o irregular con una señal de referencia, y convierte la forma de onda en una onda cuadrada o pulso.
- También es conocido como "circuito de conversión de onda cuadrada" o "multivibrador biestable". Puede ser implementado con Amp. Op. en conf. inversora o no inversora.

Conf. no inversora:





- Señal de entrada: V_s
- Señales de referencia: V_{LT} ; V_{HT}
- Señal de salida: V_o

Margen de histeresis!
 $V_{HT} - V_{LT}$

$V_{HT} = V_{LT} - V_{LT}$ → La amplitud de la señal de ruido superpuesta a 'Vs' tiene que ser menor que 'V_{HT}'
 $|V_n| < |V_{HT}|$

* Si el ruido fuera lo suficientemente grande, ' $V_s + V_n$ ' podría alcanzar a V_{HT} o V_{LT} y cambiaría de estado al comparador → Falso disparo! Todo mal chido!

Efecto de la realimentación positiva:

$$\bullet I_f = \beta \cdot (y) V_{sat} \wedge \beta = 1/R_f \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{Mostra: Tensión} \\ \text{Mezcla: paralelo: corr.} \end{array} \right.$$

La transición se da para: $V_{(t)} = 0_v$

$$\bullet V_{(t)} = -\frac{R_1}{R_f} \cdot (y) V_{sat} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{LT} = -\frac{R_1}{R_f} |V_{sat}| \\ V_{HT} = +\frac{R_1}{R_f} |V_{sat}| \end{array} \right.$$

$$\bullet V_{(t)} = V_f \quad \wedge \quad V_f \cdot y_f = I_s + I_f$$

$$\therefore V_{(t)} = \frac{V_s \cdot R_f + (y) V_{sat} \cdot R_1}{(R_f + R_1)} = V_d \quad \text{Ecu \#11}$$

$$\beta = \frac{I_f}{V_o}$$

$$A_{zf} = \frac{\Delta z}{1 - \beta \Delta z}$$

$$V_o = \Delta z f \cdot I_o$$

- La resistencia R_f alimentará una señal de corriente que es una fracción $\beta = 1/R_f$ del voltaje de salida, de regreso a la terminal positiva del comparador proporcionando una realimentación positiva "Tensión en paralelo".

- En el momento en que el voltaje de salida comienza a cambiar, la retroalimentación positiva en "Tensión en paralelo" incrementa la corriente de retroalim. I_f , la cual, a su vez, aumentará el voltaje diferencial V_d (se ve reflejado en la Ecu #11, pag. 71) y por tanto, cambiará aún más el voltaje de salida. Una vez que el cambio en la señal de entrada V_s inicia una transición, la retroalim. positiva obliga al comparador a completar con rapidez la transición de un estado al otro y a funcionar en saturación, ya sea positiva o negativa.

Conf. Inversora:

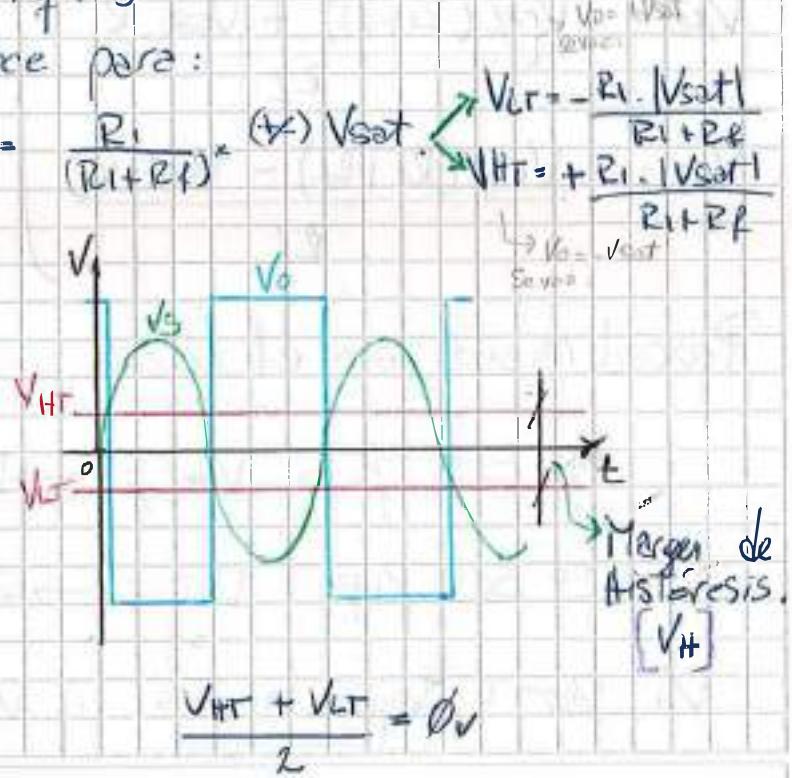
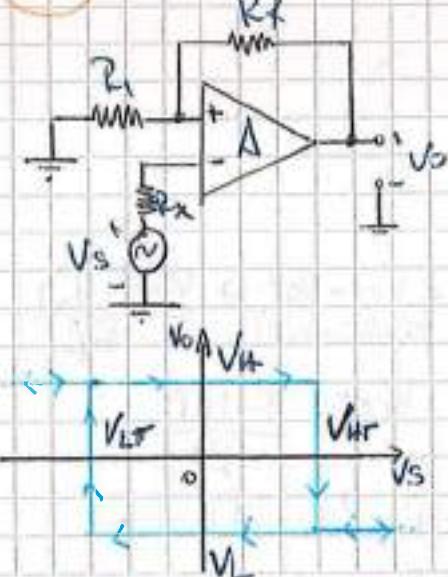
La señal de entrada V_s se aplica al terminal inversor del comparador. La fone. de transf. se invierte c/resp. al no inves.

$$\cdot A_f = \frac{-A}{1 - \beta_A} \Rightarrow \frac{V_o}{V_s} \quad \wedge \quad \beta = R_1 / (R_1 + R_f) ; \quad \beta = \frac{V_f}{V_o}$$

$$\cdot V(+)=V_f \Rightarrow \beta V_o \Rightarrow \beta A_f \cdot V_s$$

La Transición se produce para:

$$\cdot V_{S(\text{tr})} = V(+) = \beta \cdot (\pm A) V_{sat} = \frac{R_1}{(R_1 + R_f)} \cdot (\pm) V_{sat}$$

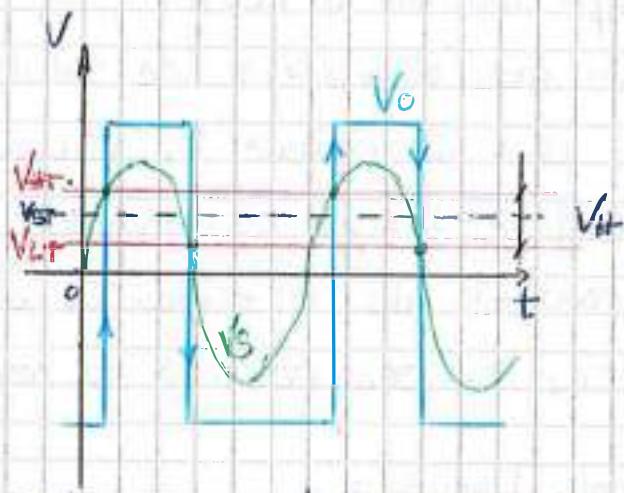
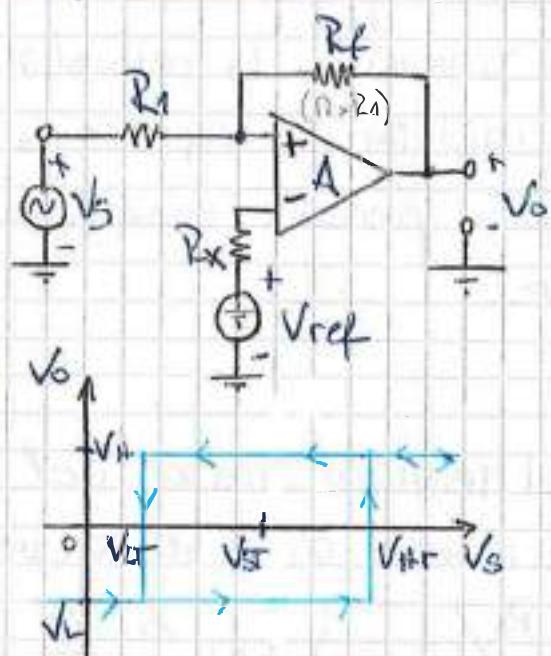


Comparador de Schmitt con voltaje de referencia. 08/03/10

El voltaje de conmutación de un circuito con disparador Schmitt se define como el promedio de V_{Lr} y V_{Hr}

$$V_{St} = \frac{V_{Lr} + V_{Hr}}{2} = \frac{V_{ref} \cdot (R_f + R_1)}{R_f}$$

Conf. no inversora:



Condición para la transición:

$$\frac{V_s \cdot R_f + (-V_{st}) \cdot R_1}{(R_1 + R_f)} = V_{ref}$$

$$\left. \begin{aligned} V_{Hr} &= \frac{V_{ref} (R_1 + R_f) + V_{sat} \cdot R_1}{R_f} \\ V_{Lr} &= \frac{V_{ref} (R_1 + R_f) - V_{sat} \cdot R_1}{R_f} \end{aligned} \right\} V_{st} = \frac{V_{Hr} + V_{Lr}}{2} = \frac{V_{ref} \cdot (R_1 + R_f)}{R_f}$$

Procedimiento para el diseño:

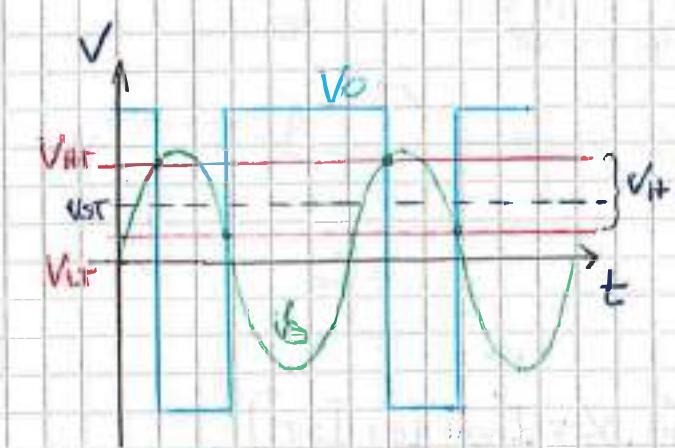
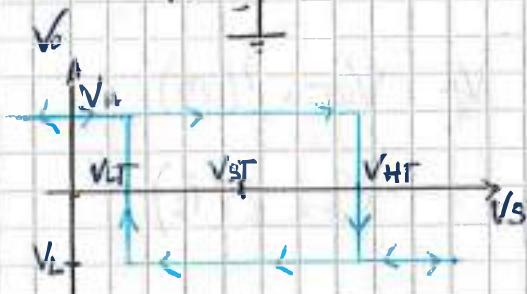
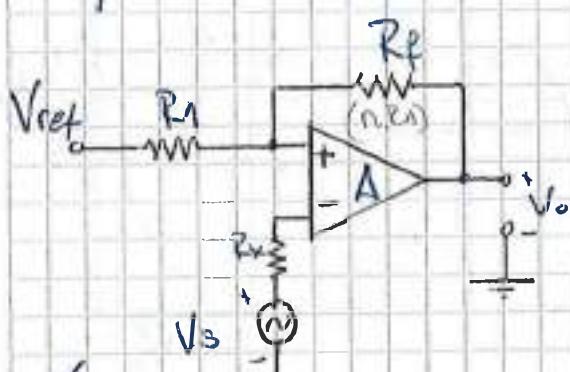
$$1^{\circ} \text{ Se fija } V_{Hr}; \rightarrow V_{Hr/2} = \frac{V_{Hr} - V_{st}}{(V_{st} - V_{Lr})} \Rightarrow \frac{V_{sat} \cdot R_1}{R_f}$$

$$2^{\circ} \text{ Se fija } V_{st}; \rightarrow V_{st} = V_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_f}{R_f}$$

V_{Hr}, V_{Lr} : Requerimientos

V_{ref}, R_1, R_2 : Diseño
(ex)

Conf. inversa:



Condición para la Transición:

$$\frac{V_{ref} \cdot R_f + V_{sat}(y) \cdot R_1}{(R_1 + R_f)} = V_s$$

$$V_{H+T} = \frac{V_{ref} \cdot R_f + V_{sat} \cdot R_1}{(R_1 + R_f)}$$

$$V_{L+T} = \frac{V_{ref} \cdot R_f - V_{sat} \cdot R_1}{(R_1 + R_f)}$$

$$V_{st} = \frac{V_{H+T} + V_{L+T}}{2} = V_{ref} \cdot \frac{R_f}{(R_1 + R_f)}$$

$$V_{H+T} = V_s \left(\frac{1}{1+n} \right) \quad V_{L+T} = V_s \left(1 - \frac{1}{n} \right)$$

$$r = \frac{1}{n}$$

Procedim. para el diseño:

$$1^{\circ} \text{ Se fija } V_{H+T} ; \rightarrow V_{H+T} = \frac{V_{sat} \cdot R_1}{R_1 + R_f}$$

$$2^{\circ} \text{ Se fija } V_{st} ; \rightarrow V_{st} = V_{ref} \cdot \frac{R_f}{R_1 + R_f}$$

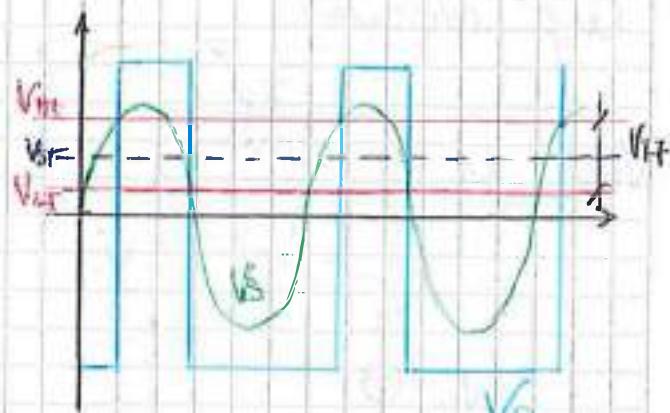
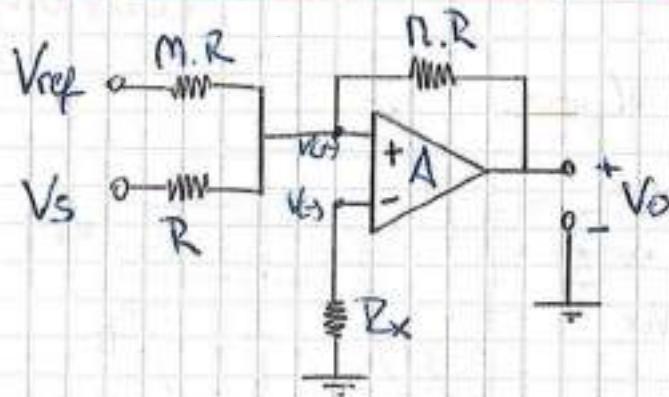
Almacenar: V_{H+T} , V_{st} : Parámetros. V_{ref} , R_1 , R_f ; R_x : Diseño.

* Los gráficos y ecuaciones del circ. no inversor/inversor fueron corroborados con simulación (EWB 5.12)
(Ejemplo de diseño en pag. 44 del ap. práctico)

- Haciendo $\frac{R_1}{R_f} = \frac{1}{n}$; $V_{H+T} = V_s = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{n} \right) + \frac{V_{sat}}{n}$ } Versión de diseño para la conf. no inversora
- NOTA: n , al variar modifica conjuntamente V_{H+T} y V_{st} .

Comp. Schmitt con V_{ref} y control separado de V_{H+} y V_{ST}

10/05/2010



$$V_0 = I_{ref} + I_s + I_{sat}$$

$$V_0 \approx \phi_v$$

La transición ocurre cuando

$$V_0 = \phi_v$$

$$V_{ST} = f(m)$$

$$V_{H+} = f(n)$$

$$V_0 = \frac{I_{ref} + I_s + I_{sat}}{Y_T} = \phi_v$$

$$I_{ref} + I_s + I_{sat} = \phi_v \rightarrow I_{ref} = \frac{V_{ref}}{mR}$$

$$\frac{V_{ref}}{mR} + \frac{V_s}{R} + \frac{V_{sat}(+/-)}{nR} = \phi_v$$

$$I_s = \frac{V_s}{R}$$

$$V_s = -\frac{V_{ref}}{mR} - \frac{V_{sat}(+/-)}{nR}$$

$$I_{sat} = \frac{V_{sat}(+/-)}{nR}$$

$$V_{H+} = -\frac{V_{ref}}{m} + \frac{V_{sat}}{n}$$

$$V_{ST} = -\frac{V_{ref}}{m} - \frac{V_{sat}}{n}$$

* Para que $V_{ST} > \phi_v$; V_{ref} debe ser negativo y viceversa; para $V_{ST} < \phi_v$; V_{ref} debe ser positivo.

EJ:

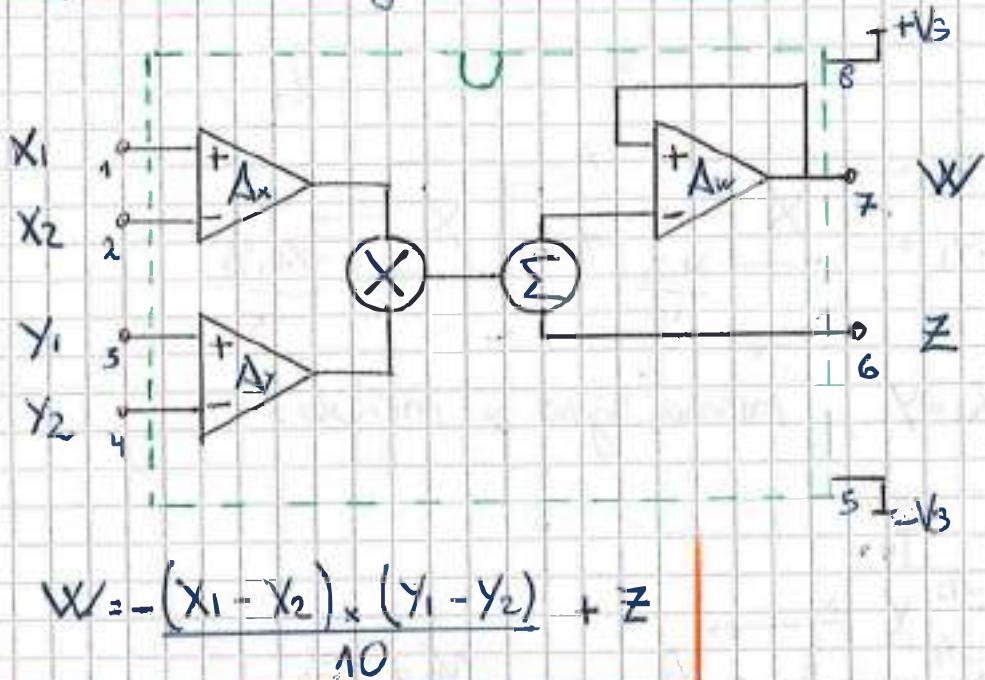
$$\left. \begin{array}{l} \text{Con: } V_{ref} = -10V; \quad n = 15 \\ \quad \quad \quad V_{sat} = +/- 15V \quad m = 3,33 \\ \quad \quad \quad V_s = 6,50V(\text{bit}) \quad R = 666,67 \end{array} \right\}$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{H+} = 2V \\ V_{ST} = 3V \end{array} \right\}$$

* comprobado con simulación

Multiplicadores Analógicos

Multiplicador analógico AD-633-JN :



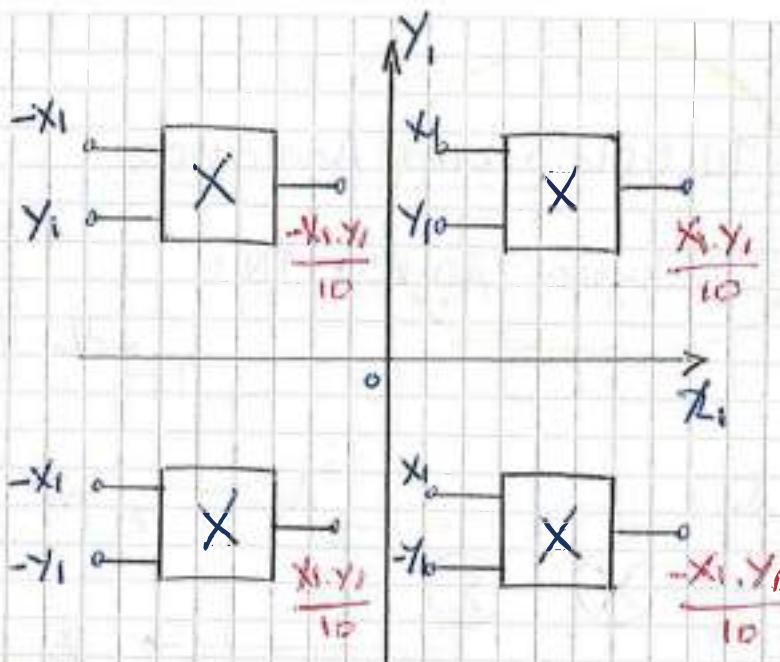
* El factor $1/10$ es un factor de escala; Ponga $1V$ como referencia.

Aplicaciones :

- Multiplica dos voltajes de CC o divide un voltaje de CC entre otro de distinto valor.
- Eleva un valor de CC al cuadrado o hace la raíz cuadrada.
- Duplica la frecuencia de una onda senoidal.
- Mide el ángulo de fase que existe entre los señales senoidales de la misma frecuencia.
- Se puede mostrar que el proc. de mult. es QAM.
- Calcular la amplitud y freq. de cada término de salida.

Aplicación como elevador al cuadrado:

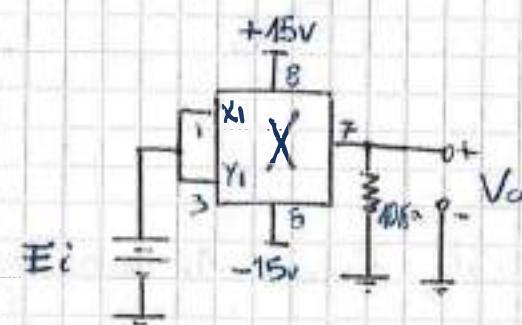
Supongamos $Z = X_2 = Y_2 = 0V$.



$$Z = X_2 = Y_2 = \phi v.$$

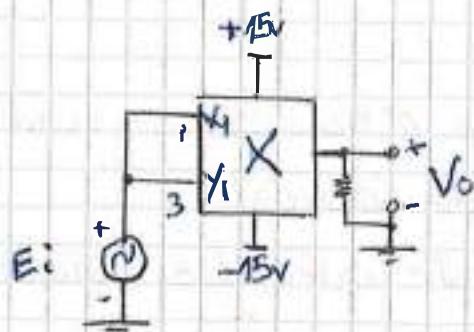
Opciones de entrada:

- Suponemos $X_1 = Y_1$; mismo signo y módulo:



$$V_0 = \frac{E_c^2}{10}$$

Aplicación como duplicador de frecuencia:



$$E_c = 5 \cdot \sin(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)$$

$$V_0 = \frac{E_c^2}{10} = \frac{5^2}{10} \cdot \sin^2(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)$$

$$V_0 = 2,5 \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t) \right]$$

$$V_0 = 1,25 - 1,25 \cdot \cos(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)$$

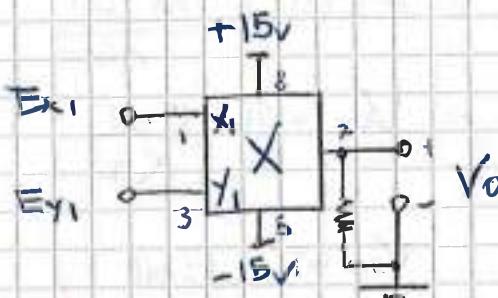
Conclusion:

$$CC = \frac{\hat{E}_c^2}{20}$$

$$CA = \frac{\hat{E}_c^2}{20} \times (2 \times \text{freq. } E_c)$$

Aplicación como comparador de fase:

- Aplicando el multiplicador analógico se puede obtener una variación casi lineal del ángulo de desfase.



$$E_{x1} = \text{Exp. sen}(wt)$$

$$E_{y1} = E_{yp} \cdot \text{sen}(wt + \phi)$$

$$V_0 = \frac{\text{Exp. } E_{yp}}{20} \cdot \cos(\phi)$$

* $\cos \phi = \frac{(20 \cdot V_{0cc})}{(\text{Exp. } E_{yp})} \approx 1$

EJ:

$$\text{Exp.} : 4\text{Hz}$$

$$E_{yp} : 4,47$$

$$f : 1\text{KHz}$$

ϕ

$$\approx 30^\circ$$

$$\approx 60^\circ$$

$$\approx 90^\circ$$

$$\approx 120^\circ$$

$$\approx 150^\circ$$

$$\approx 180^\circ$$

$\cos \phi$

$$0,866$$

$$0,5$$

$$0$$

$$-0,5$$

$$-0,866$$

$$-1$$

V_{0cc}

$$0,866$$

$$0,5$$

$$0$$

$$-0,5$$

$$-0,866$$

$$-1$$

$$\begin{matrix} 0^\circ \\ \approx -135^\circ \end{matrix}$$

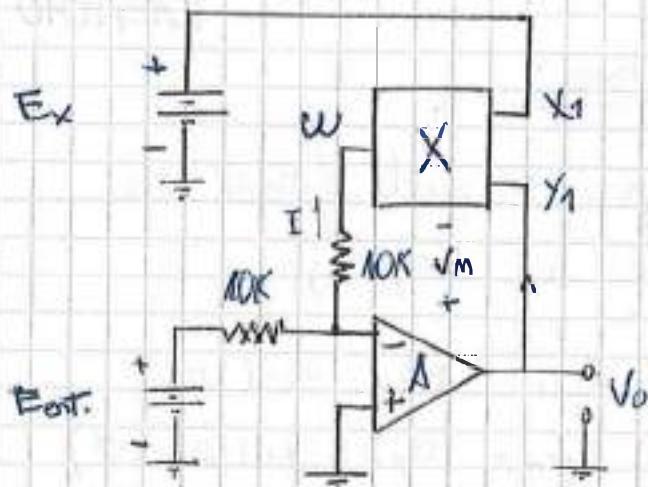
$$\begin{matrix} 1 \\ 0,707 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} 1 \\ 0,707 \end{matrix}$$

- * También puede implementarse con XOR.

Aplicación como divisor analógico:

- En el lazo de realimentación se realiza la operación de mult? div?
- El multiplicador por si mismo no puede hacer la división, necesita del operacional inversor.



$$X_2 = Y_2 = Z = 0 \text{ V}$$

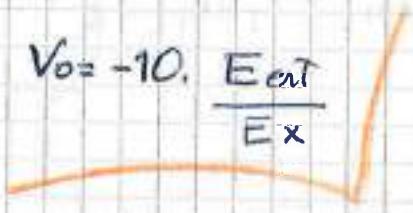
$$E_{\text{out}} = -V_m$$

$$V_m = \frac{X_1 \cdot Y_1}{10} = \frac{X_1 \cdot V_o}{10}$$

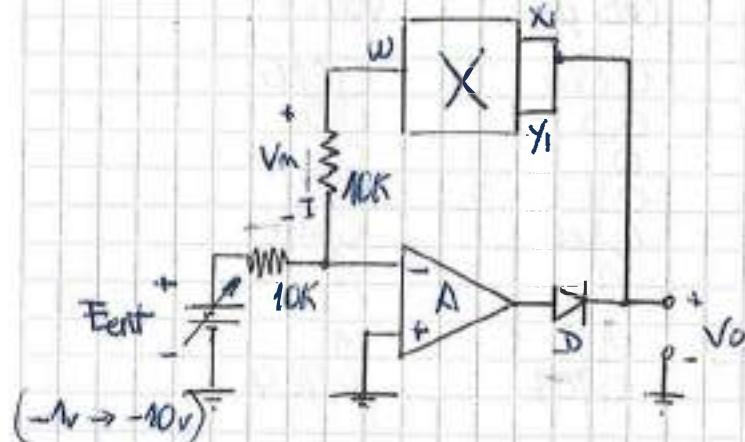
$$\therefore -E_{\text{out}} = \frac{X_1 \cdot V_o}{10}$$

$$\rightarrow V_o = -10 \cdot \frac{E_{\text{out}}}{X_1}$$

$$V_o = -10 \cdot \frac{E_{\text{out}}}{E_x}$$



Aplicación como raíz cuadrada:



$$X_2 = Y_2 = Z = 0 \text{ V}$$

$$E_{\text{out}} = -V_m$$

$$V_m = \frac{V_o^2}{10}$$

$$\therefore -E_{\text{out}} = \frac{V_o^2}{10}$$

$$\rightarrow V_o^2 = -10 \cdot E_{\text{out}}$$

$$V_o = \sqrt{10 \cdot |E_{\text{out}}|}$$



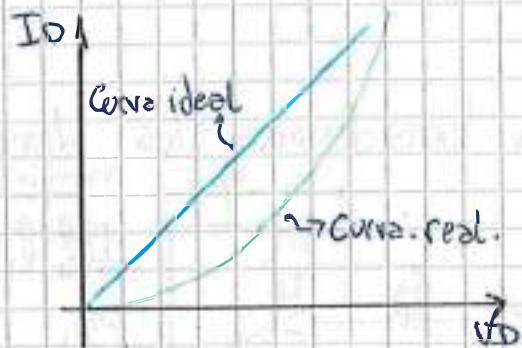
- 'D': Diodo. Se coloca para que la tensión de salida no saturé el dispositivo.

- Si se cambia la polaridad de la tensión de entrada hay que invertir el diodo.

Amplificadores Logarítmicos

Ampl. logarítmico con Amp. Op.

- * Permite obtener a la salida el logaritmo de la señal de entrada



* Utiliza la fun. de transf. del diodo.

I_f : corriente por el diodo: directa.

I_o : corriente de saturación inversa

$n = 2$; para corr. pequeña en I_f : "Si"

$V_T = \frac{k \cdot T \cdot K}{q}$ @ $25^\circ C \approx 25,8 \text{ mV}$

$$I_f = I_o \cdot \left(e^{\frac{V_f}{n \cdot V_T}} - 1 \right)$$

Tensión de umbral

→ K : Cte de Boltzmann: $6,34 \text{ [J/K]}$

$T \text{ K}$: Temp. en grados Kelvin

q : Carga del electrón: $1,602 \cdot 10^{-19} \text{ [C]}$

Desarrollo:

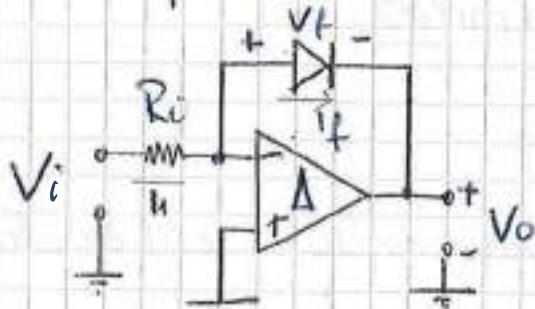
$$I_f = I_o \cdot \left(e^{\frac{V_f}{n \cdot V_T}} - 1 \right)$$

$$\frac{I_f}{I_o} = e^{\frac{V_f}{n \cdot V_T}} - 1$$

$$\ln\left(\frac{I_f}{I_o}\right) = \frac{V_f}{n \cdot V_T}; \quad \ln I_f - \ln I_o = \frac{V_f}{n \cdot V_T}$$

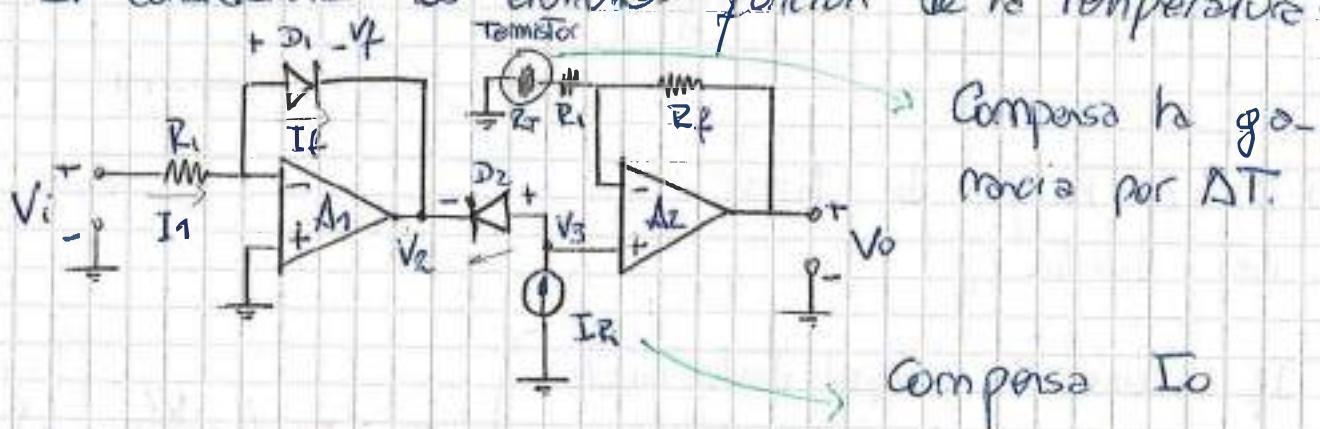
$$\therefore V_f = n \cdot V_T \cdot [\ln I_f - \ln I_o]$$

- Donde r_i , V_T ; $I_o = f(\text{Temp})$; Para el análisis los suponemos constantes:



- $I_f = \frac{V_1}{R_1} \Rightarrow I_f$
- $V_o = -V_f$
- $V_o = -n \cdot V_T \left[\ln\left(\frac{V_1}{R_1}\right) - \ln I_o \right]$

- Si consideramos los elementos función de la Temperatura:



- $V_3 = V_2 + V_f$

$$V_3 = -n \cdot V_T \left[\ln \frac{V_1}{R_1} - \ln I_o - \ln R_f + \ln I_o \right]$$

$$V_3 = -n \cdot V_T \cdot \ln \frac{V_1}{R_1 \cdot R_f}$$

- $V_o = V_3 \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_1 + R_r} \right) \Rightarrow -n \cdot V_T \cdot \ln \frac{V_1}{R_1 \cdot R_f} \left(1 + \frac{R_f}{R_1 + R_r} \right)$

$\rightarrow n \cdot V_T$
 $\rightarrow n \cdot V_T \cdot \ln \frac{V_1}{R_1 \cdot R_f}$
 $I_o \propto \rho(+)$
 $I_o \propto \rho(-)$
 $\ln \frac{V_1}{R_1 \cdot R_f} \propto \ln \frac{V_1}{I_o}$

Recordando:

$$V_o = -n \cdot V_T \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_1 + R_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{1}{R_1 \cdot I_o} \cdot V_1 \right)$$

$$K_1 = -n \cdot V_T \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_1 + R_r} \right)$$

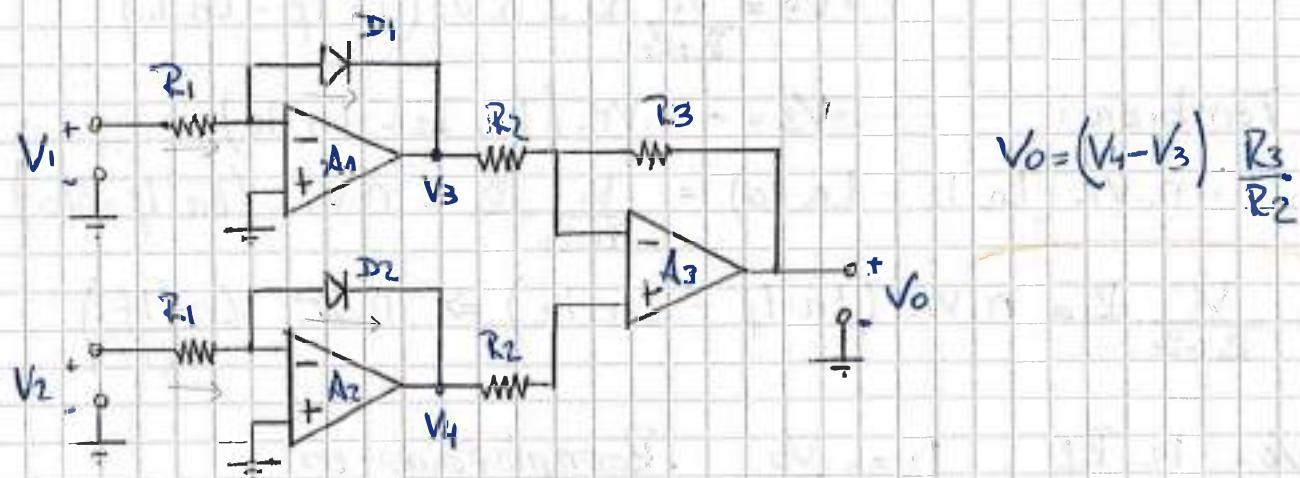
$$K_2 = \frac{1}{R_1 \cdot I_o}$$

$$V_o \approx K_1 \times \ln(K_2 \cdot V_1)$$

Algunos Amp. Op. dedicados:

- Burr Brown 4127 (24 pines)
- Analog Devices AD-8307 (8 pines)
- Texas Instrument Log 101 (8 pines)

Suma del logaritmo de los señales de entrada:



$$V_3 = -n \cdot V_T \left[\ln \left(\frac{V_1}{R_1} \right) - \ln (I_o) \right]$$

$$V_4 = -n \cdot V_T \left[\ln \left(\frac{V_2}{R_2 I_o} \right) \right]$$

$$\bullet V_3 = -n \cdot V_T \cdot \ln (K \cdot V_1)$$

$$K = \frac{1}{R_1 \cdot I_o}$$

• Suponiendo $D_1 = D_2$, $A_1 = A_2$ y R_1 identicas

$$\bullet V_4 = -n \cdot V_T \cdot \ln (K \cdot V_2)$$

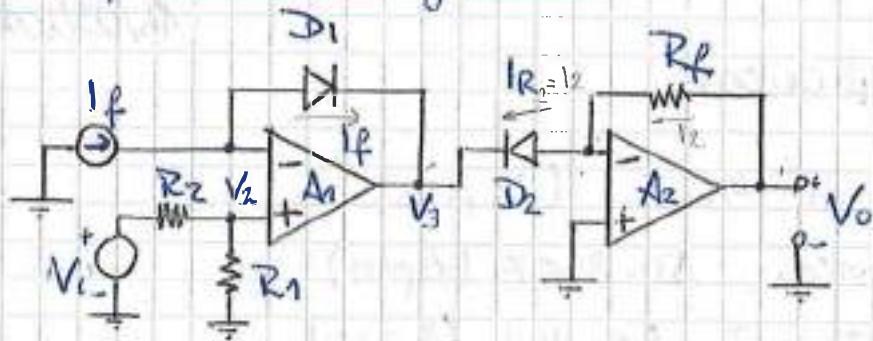
$$\therefore V_0 = (V_4 - V_3) \cdot \frac{R_3}{R_2} = \left[-n V_T \cdot \ln (K V_2) + n V_T \cdot \ln (K V_1) \right] \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$V_0 = n V_T \cdot \ln \left(\frac{K \cdot V_1}{K \cdot V_2} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$V_0 = n \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{V_1}{V_2} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Amplificador antiLogarítmico:

13/03/2010



$$\bullet V_2 = \frac{V_i}{R_1 + R_2} \times R_1 \quad \wedge \quad V_3 = V_2 - n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_2) \\ \bullet V_3 = \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_1 - n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_2) \quad \left. \right\}$$

También: $\bullet V_3 = -n \cdot V_T \cdot (\ln I_2 - \ln I_2)$

$$\therefore -n \cdot V_T \cdot (\ln I_2 - \ln I_2) = \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_1 - n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_2)$$

$$\bullet \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_2) \Rightarrow n \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{I_f}{I_2} \right)$$

$$V_o = I_2 \cdot R_f ; \quad I_2 = \frac{V_o}{R_f} \quad \text{Reemplazando en }$$

$$\frac{V_i \cdot R_1}{R_1 + R_2} = n \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{I_f \cdot R_f}{V_o} \right)$$

$$\ln \left(\frac{I_f \cdot R_f}{V_o} \right) = \frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T}$$

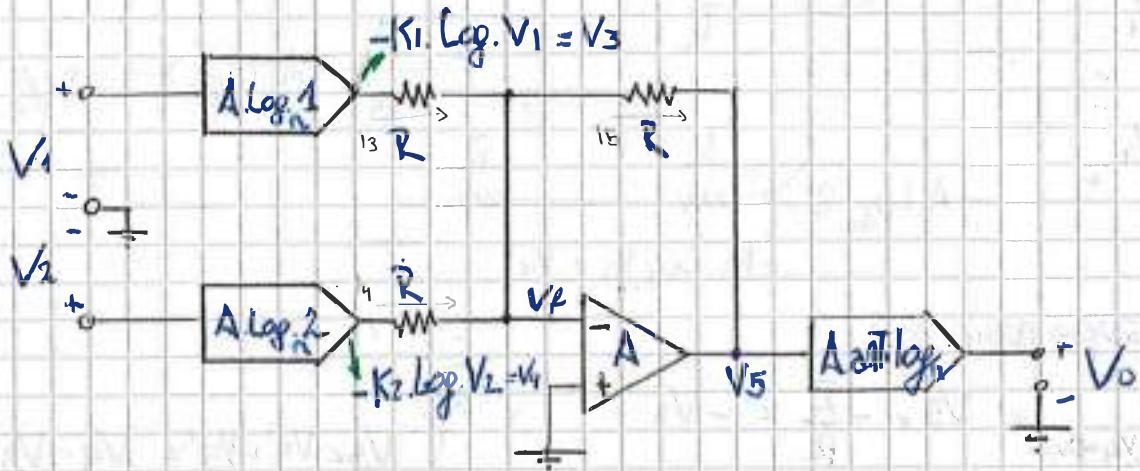
$$\frac{I_f \cdot R_f}{V_o} = \ln^{-1} \left(\frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right)$$

o:

$$V_o = R_f \cdot I_f \cdot \left[\ln^{-1} \left(\frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right) \right]^{-1}$$

$$\ln^{-1} \left(\frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right)^{-1} = \ln^{-1} \left(- \frac{V_i \cdot R_1}{(P + P) \cdot n \cdot V_T} \right)^{-1} \quad \text{Corrección}$$

Multiplicador analógico con amp. log.



Debido al principio de masa virtual en el terminal (-),

$$V_P' \approx 0V \Rightarrow I_3 + I_4 + I_5 = 0 \quad \wedge \quad I_3 = \frac{V_3}{R}$$

$$\text{Así: } \frac{V_3}{R} + \frac{V_4}{R} + \frac{V_5}{R} = 0$$

$$V_5 = -[V_3 + V_4]$$

$$V_5 = K_1 \cdot \ln V_1 + K_2 \cdot \ln V_2$$

$$V_5 = K_1 \cdot (\ln V_1 + \ln V_2)$$

$$\bullet V_5 = K_1 \cdot \ln(V_1 \cdot V_2)$$

$$V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left(\frac{V_5}{K_1} \right) ; \quad V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left(\frac{K_1 \cdot \ln(V_1 \cdot V_2)}{K_1} \right)$$

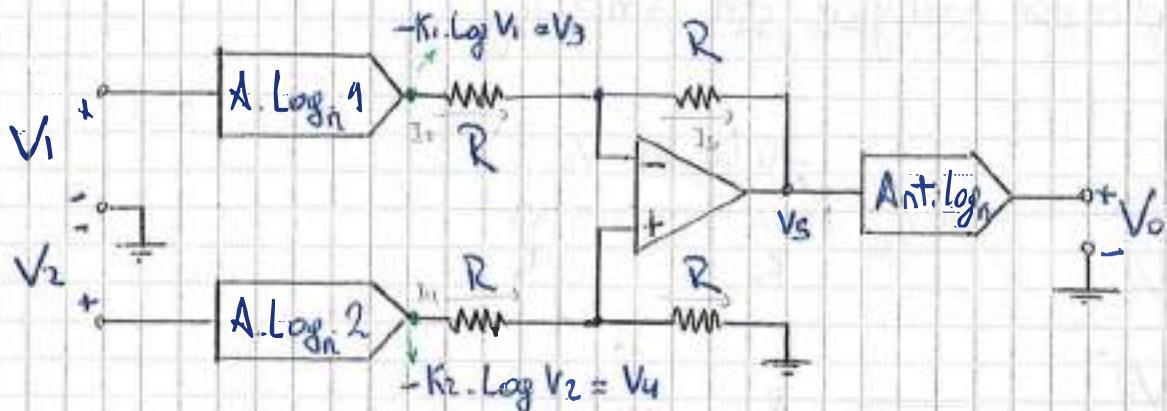
$$V_0 = K \cdot V_1 \cdot V_2$$

* Para elevar a la " n " un valor determinado se colocan " n " etapas logarítmicas y se suman.



Divisor Logarítmico

16/05/2009+1



Por superposición:

$$V_5' (V_4=0) = V_3 \times -\frac{R}{R} = -V_3$$

$$V_5'' (V_3=0) = \frac{V_4}{R+R} \times R + \left(1 + \frac{R}{R}\right) = V_4$$

$$V_5 = V_5' + V_5'' = V_4 - V_3$$

$$\wedge \quad V_4 = -K_2 \cdot \text{Log}_n V_2$$

$$V_3 = -K_1 \cdot \text{Log}_n V_1$$

$$K_1 = K_2$$

$$\therefore V_5 = -K_2 \cdot \text{Log}_n V_2 + K_1 \cdot \text{Log}_n V_1$$

$$V_5 = K_1 \cdot (\text{Log}_n V_1 - \text{Log}_n V_2)$$

$$\therefore V_5 = K_1 \cdot \text{Log}_n \left(\frac{V_1}{V_2} \right)$$

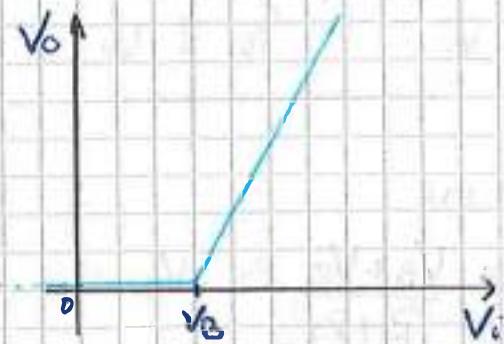
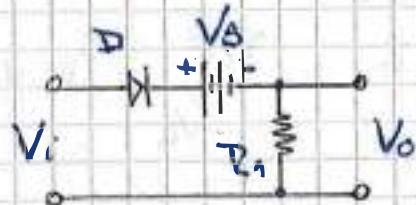
$$V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left(\frac{V_5}{K_1} \right); \quad V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left(\frac{K_1 \cdot \text{Log}_n \left(\frac{V_1}{V_2} \right)}{K_1} \right)$$

$$V_0 = K \cdot \frac{V_1}{V_2}$$

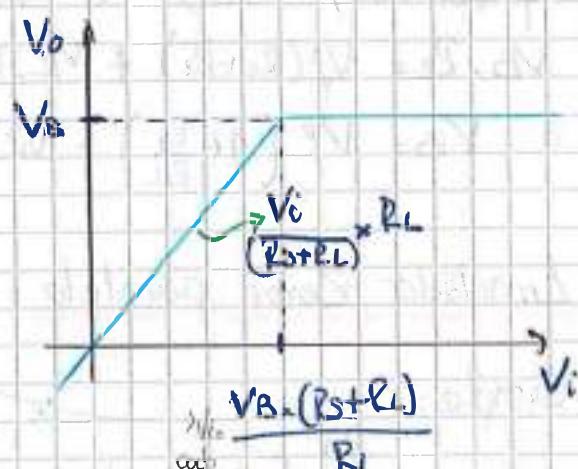
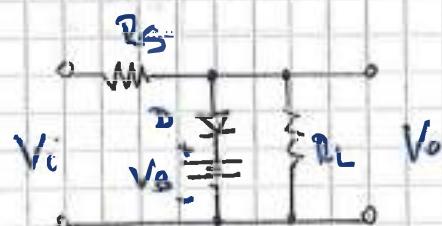


Redes Limitadoras con diodos

Serie:

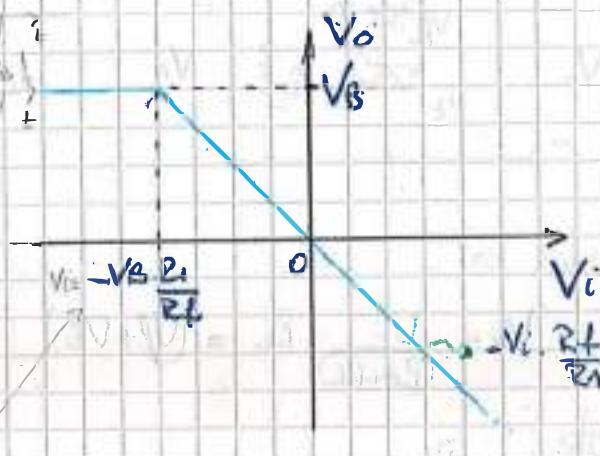
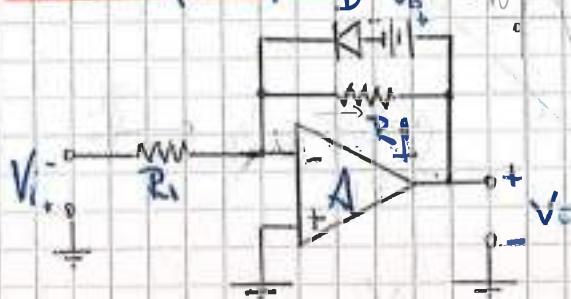


Paralelo:



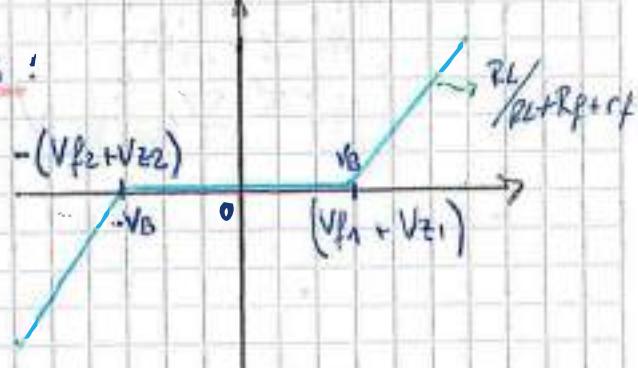
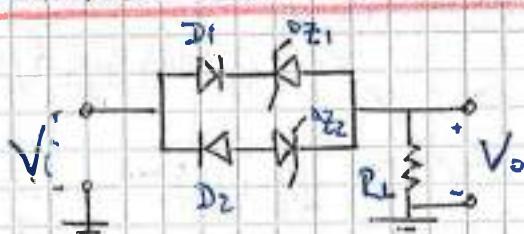
$$\text{Codo en: } \frac{V_i}{(R_s + R_L)} \times R_L = V_B \quad \therefore$$

Con Amp. Op.



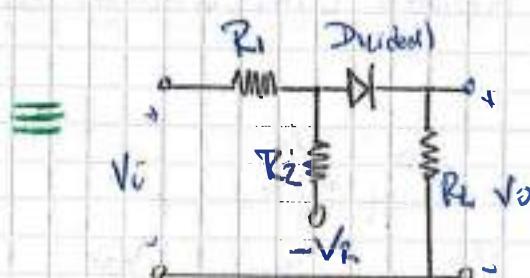
$$\text{Codo en: } -\frac{V_i}{R_F} = V_B \quad \therefore$$

Limitador Zener de extremos dobles:



Desarrollo:

Circ. eq. de una de las ramas:



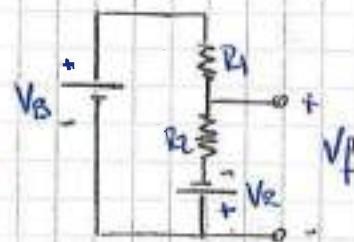
Codo en:

$$V_f = \frac{V_B + V_R}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - V_R$$

$$V_f (R_1 + R_2) + V_R (R_1 + R_2) = V_B \cdot R_2 + V_R \cdot R_1$$

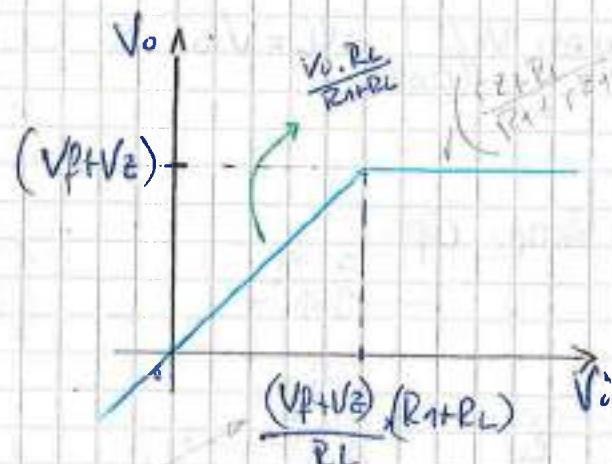
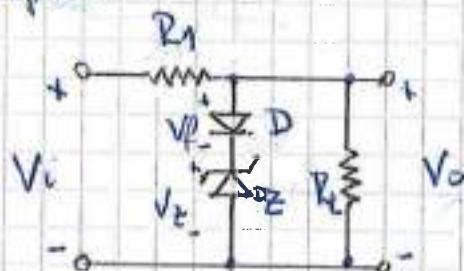
$$V_B \cdot R_2 = V_f (R_1 + R_2) + V_R \cdot R_1$$

$$\therefore V_B = V_f \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + V_R \cdot \frac{R_1}{R_2}$$



Limitador Zener paralelo:

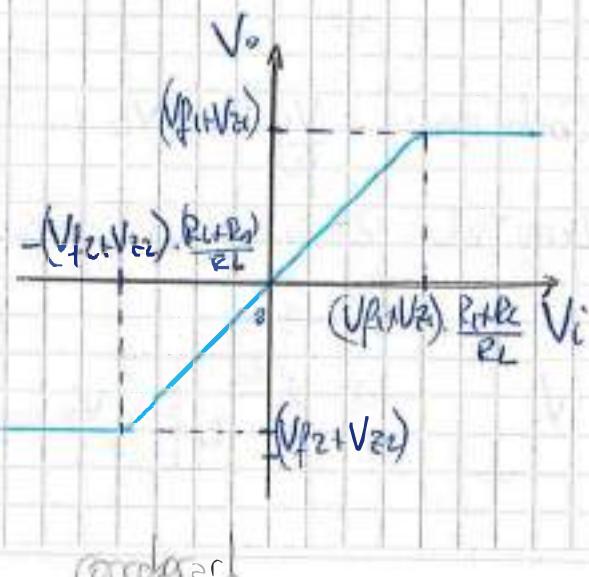
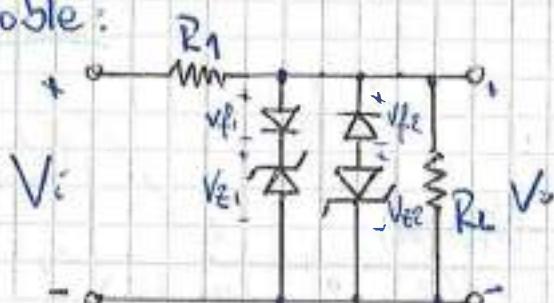
Simple:



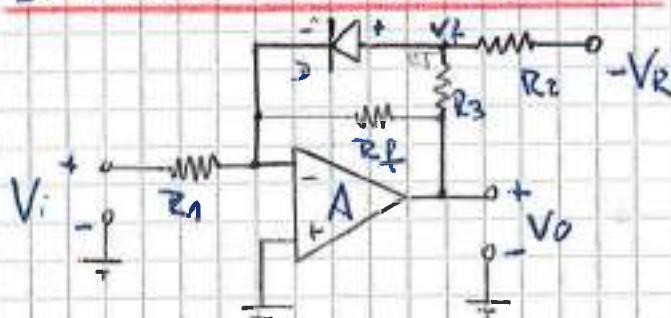
Codo en:

$$V_0 = \frac{V_i}{R_1 + R_L} \cdot R_L = (V_f + V_z)$$

Doble:



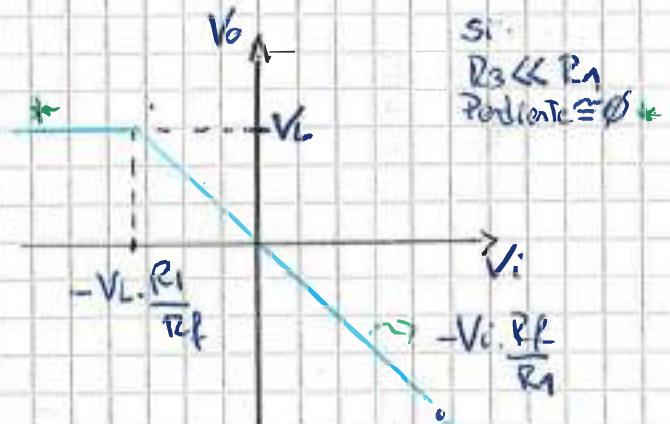
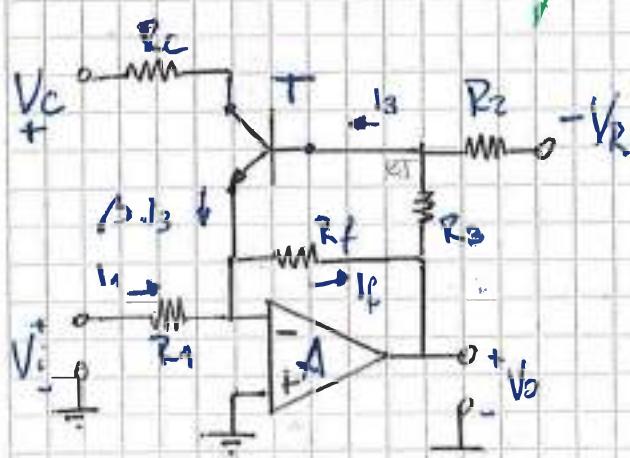
Límitadores de realimentación:



Lím. Q/relac. de resist.

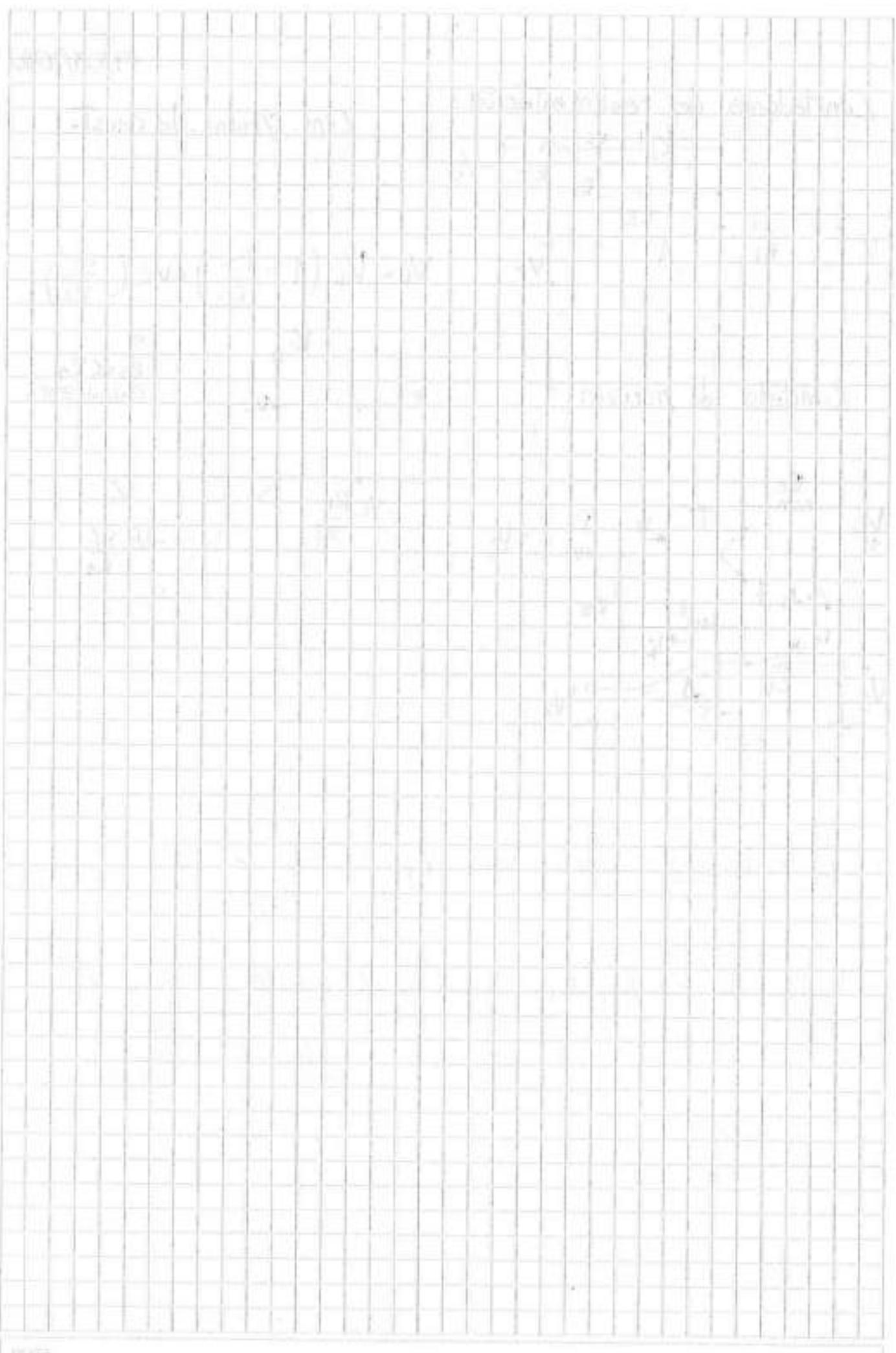
$$V_L = V_f \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + V_R \left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

Límitador de precisión



✓ Circ. Acordio. Señal: Discos 4T en serie, pag (73); (141), LM35 → D590

✓ Rectificado con Amp Op.: Discos 4T en serie, pag (187); 1.95 → Media Onda → Onda comp.



Electrónica Aplicada 2

HOJA N° 81
FECHA 20/03/2010

Unidad N° 3 : Respuesta en frecuencia de amplificadores no realimentados.

Introducción:

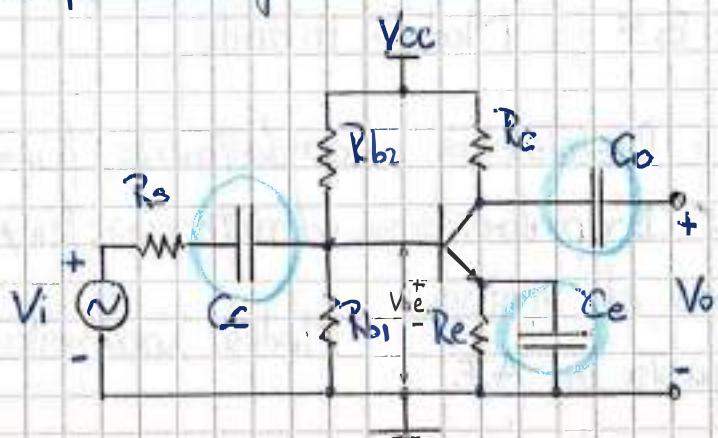
En EA1 se consideraba al amplificador como :



- Dispositivo activo
- $\Delta B \rightarrow \infty$ (de $0 \text{ Hz} \rightarrow \infty$)
- Los circ. externos no condicionan R.F.

* Esto es solo una simplificación o reducción!

Amp. en conf. de E.C. : En EA2



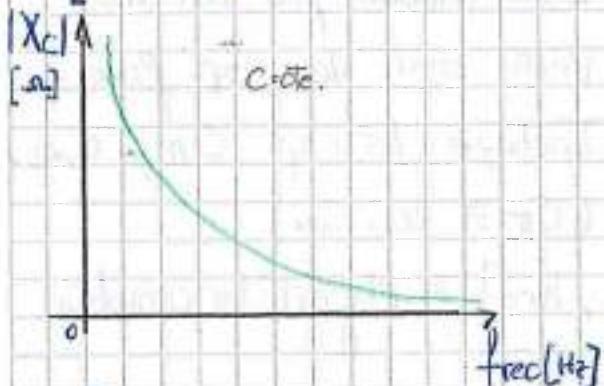
$$\Delta B = f(Capac: intr, extr, circ.)$$

externas

$$R \cdot L \cdot C = \left(\frac{1}{Z_0} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \right)$$

$$R = 300 \quad g \left(\frac{X_L - X_C}{R} \right)$$

* Por lo tanto todo capacitor asociado al amplificador:



$$Z = X_C = \frac{1}{sC} \quad |s = j\omega|$$

$$\therefore |X_C| = \frac{1}{2\pi f C} \quad \} \text{ Hipérbola equilátera.}$$

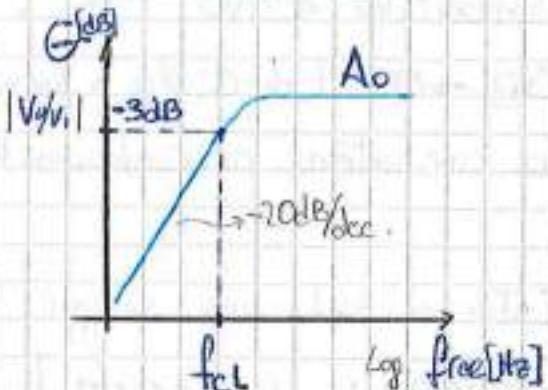
Cuando $C \rightarrow \infty$ o $f \rightarrow \infty$; $X_C \rightarrow 0$

* Existen dos factores limitantes del AB:

23/03/2010

- 1) El tamaño de los capacitores C_o ; C_e y C_{ce} determinan la respuesta en baja frecuencia; Imponen una limitación ya que no pueden hacerse infinitos.

Curva real en BF.

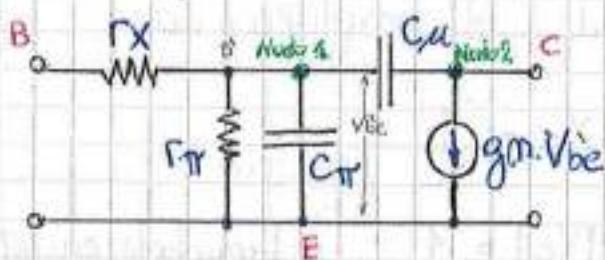


- Regla general: Debe existir un cero en BF, y un polo a una freq. un poco superior para compensarse y salir con $A_0 = \infty$.

- 2) Otra limitación radica en el modelo de análisis de la func. transf. Impone una limitación en AF; ya que $f_{clH} \neq 0$. \rightarrow Apto p' B.F ! Modelo Híbrido.

- Modelo Ideal: Resistencias y conductancias; $f_{clH} \rightarrow \infty$.
- Modelo Real: Impedancias y admittencias; $f_{clH} \neq \infty$
 \hookrightarrow Apto para el análisis de respuesta en AF. $\quad \quad \quad$ Modelo Incremental.

Circ. eq. para resp. AF: Modelo Incremental o de Giacoletto.



- Este modelo fue diseñado para anal. de resp. freq.
- Incluye los cap. C_X y C_H . ($C_X \approx 20 \cdot C_H$)

- Para este modelo: [h_{ie} ; h_{oe} ; h_{fe} ; h_{re}] \Rightarrow Magnitudes complejas

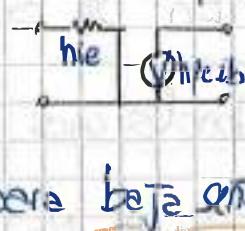
El nombre del modelo se debe a que las ecuaciones (2 ec. de nudos) se definen en función de incrementos $[\Delta V_{be}; \Delta i_b; \Delta i_c; \Delta V_{ce}]$

- Si se eliminan las capacidades los modelos son equivalentes; donde:

$$\left. \begin{array}{l} h_{ie} \approx r_x + r_{nr} \\ i_{b,hfe} \approx g_m \cdot V_{be} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Compatibilidad entre Modelos} \\ \text{Mod. Incr.} \Rightarrow \text{Mod. Por. Hibr. Simp.} \\ (\text{hie}, \text{hpe}) \end{array}$$

- En C.C.: ($\theta_B = C_A, C_T \approx 0$, los modelos)

$$\left. \begin{array}{l} V_{be} \approx I_b \cdot r_{nr} \\ I_c \approx g_m \cdot V_{be} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{se desprecia } (r_x) \\ \text{Relación lineal para } \underline{\beta \text{ constante}} \end{array}$$



- En C.A.: Existen dos tipos de capacidades parásitas que cobran importancia

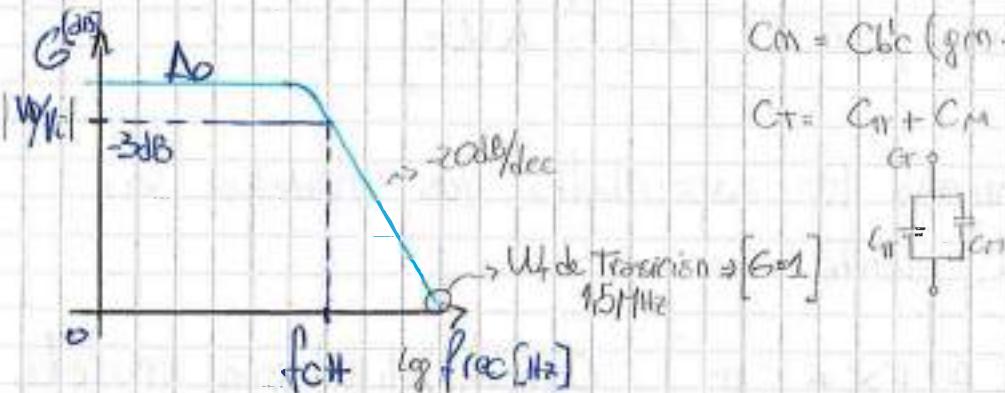
→ **ExTrinsecas**: Puntas de soldadura; cap. entre terminales externos.

→ **InTrinsecas**: C_{rr} y C_{ac} ; Son las más perjudiciales para el AB. Se producen e causan delfuncionamiento físico del transistor: Junta, Nube de electrones, Legunas;

- En CA., C_{rr} y C_{ac} aumentan su admittance juntando a la freq., por lo tanto en AF son cortocircuitos.

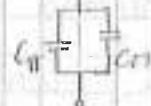
- El cap. C_M genera un efecto de realimentación negativa, muestra de tensión/mezcla en paralelo. $\beta = \frac{I_f}{V_o}$
- ↳ Disminuye la ganancia del transistor.
↳ Desarrollo en pag. 107!

Curva real en A.F.



$$C_M = C_{bc} (g_m R_L + 1) - C_{bc} (\Delta V + 1)$$

$$C_T = C_M + C_R$$



* En un BJT rara vez aparece un componente inductivo.

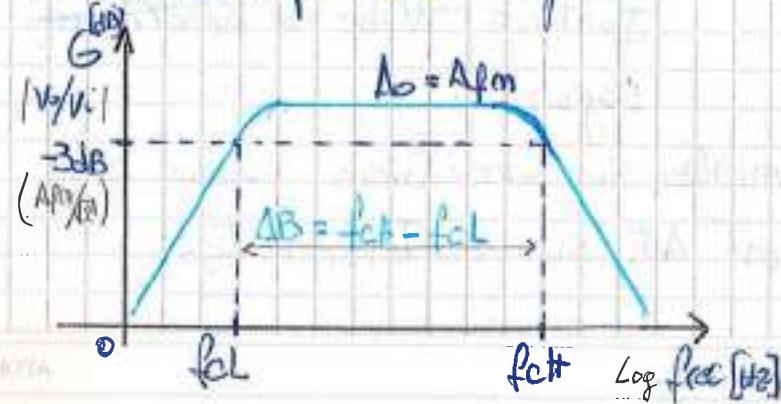
Conclusiones :

- El Modelo Híbrido Pi se utiliza en B.Frec.
- El Modelo Incremental es apto para el anal. en resp. freq.
- Limitaciones:

$$\begin{cases} \text{B.Frec.} \Rightarrow C_C, C_E, C_O : \text{cap. externas.} \\ \text{A.Frec.} \Rightarrow \underbrace{C_{in}, C_M, C_{operativa}}_{\text{Intercircuitos. Corrientes.}} : \text{cap. internas.} \end{cases}$$

La respuesta en frec. del amp. queda determinada por las capac. asociadas al circuito; Internas: intrínsecas y extrínsecas y Externas: cap. de acoplamiento y desacoplado.

Curva de resp. TOTAL en freq:

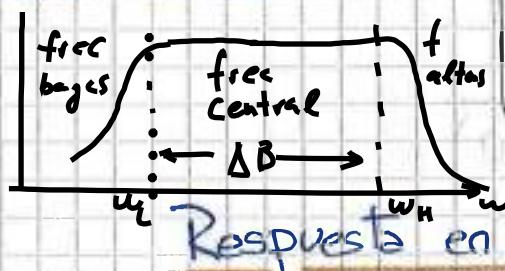


- Los límites de la banda de frecuencias medias se define como las freq. para las cuales '6' cae 3dB por debajo de 'A_0'.

Solución de Resp. en Frec. por el método de superposición:

Se establecen dominios de prevalencia:

- * Quedan determinadas tres zonas:

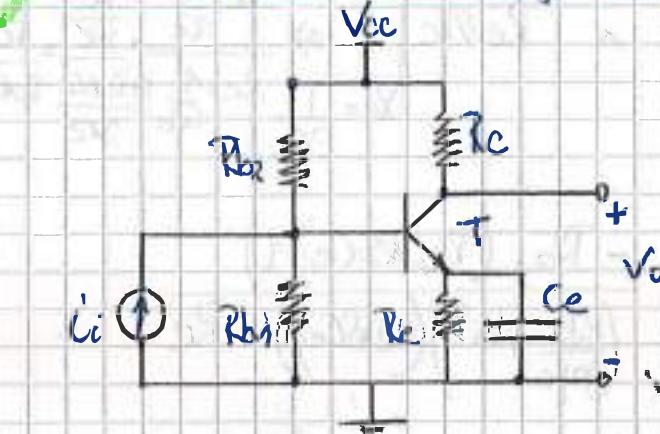


- Z. Baja Frec. (C_C, C_E, C_O)
- Z. Frec. Medianas. (modo ohmico) ($C_C, C_O \rightarrow 0$, $G_E, C_E \rightarrow 0$)
- Z. Alta Frec. ($C_H; C_M$)

→ Sumando la capacidad $C \gg C_O$ de los otros cap.

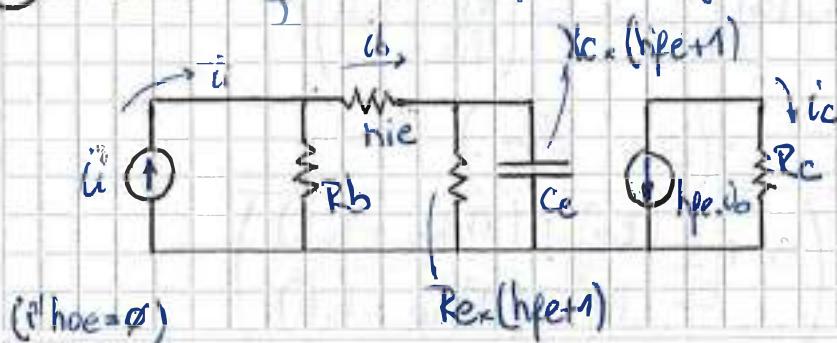
Se trabaja, eliminando el efecto individual de cada uno de los capacitores salvo el sometido a estudio.

1) Análisis p' amp. en conf. de E.C. c/desacoplamiento de emisor:



- La capacidad 'Ce' a frecuencias de trabajo, es una baja impedancia entre emisor y masa, a fin de hacer máx. la ganancia a frecuencias centrales.

(A) Circuito equivalente para bajas señales (AC.) Modelo II híbrido



* Se quiere encontrar:

$$\Delta i_c = \frac{\Delta v_o}{R_L}$$

Desarrollo de la función de Transferencia:

$$*\Delta i = \frac{ic}{ic} \Rightarrow \text{I} \left(\frac{ic}{ib} \right) \times \text{II} \left(\frac{ib}{ic} \right)$$

$$\text{I}) ic = -h_{fe} \cdot ib \quad ; \quad \frac{ic}{ib} = -h_{fe}$$

$$\text{II}) \frac{ib}{ic} = \frac{ic \times \left(R_b \parallel [h_{ie} + (Re(h_{fe})) \parallel Xc(h_{fem})] \right)}{h_{ie} + (Re(h_{fem}) \parallel Xc(h_{fem}))}$$

$$\frac{ib}{ic} = \frac{R_b}{R_b + [h_{ie} + ((Re \parallel X_c)(h_{fc}+1))]}$$

$$*\Delta i = \frac{-h_{fe} \times R_b}{R_b + [h_{ie} + ((Re \parallel X_c)(h_{fc}+1))]} \Rightarrow \frac{-h_{fe}}{(h_{fc}+1)} \times \frac{R_b}{\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} + (Re \parallel X_c)}$$

Si $h_{fe} \gg$ y sabiendo que $h_{ie}/h_{fe} \approx h_{ib}$:

$$\Delta i = -\frac{R_b}{\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right) + (Re \parallel X_c)} \quad \wedge \quad \begin{cases} Re/Xc \\ Xc = \frac{1}{SCe} \end{cases} \Rightarrow \frac{\frac{Re}{SCe}}{\frac{Re+1}{SCe} + \frac{1}{h_{fe}SCe}} = \frac{Re}{Re+1}$$

$$\Delta o = -\frac{R_b}{\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right) + \frac{R_c}{Re \cdot SCe+1}} = -\frac{R_b \cdot (Re \cdot SCe+1)}{\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right)(Re \cdot SCe+1) + Re}$$

↳ Distribuir y factorizar

$$\Delta o = -\frac{R_b \cdot Re \cdot Ce \cdot \left(s + \frac{1}{Re \cdot Ce}\right)}{Re \cdot Ce \cdot \left(\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} + Re\right)/Re \cdot Ce + s \cdot \left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right)\right)}$$

$$\Delta i = -\frac{R_b}{\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right)} \times \frac{\left(s + \frac{1}{Re \cdot Ce}\right)}{\left(s + \frac{1}{Ce} \cdot \frac{(Re) + (R_b/h_{fe} + h_{ib})}{Re} \cdot (R_b/h_{fe} + h_{ib})\right)}$$

(RT)

$$\Delta i(s) = - \frac{\frac{R_o}{\left(\frac{R_b}{nFe} + h_{ib} \right)}}{\left(s + \frac{1}{R_e \cdot C_e} \right)} \times \frac{\left(s + \frac{1}{R_T \cdot C_e} \right)}{\left(s + \frac{1}{R_T \cdot C_e} \right)}$$

↑ Cero!

↑ Polo!

Como: $R_e \gg R_e // \left(\frac{R_b}{nFe} + h_{ib} \right) = R_T$

$$\frac{1}{R_e \cdot C_e} \ll \frac{1}{R_T \cdot C_e}$$

$$W_c \ll W_p$$

Al someter la frecuencia deseada CC; primero nos encontramos con el cero y luego con el polo

* Para hacer que el polo se aleje lo más posible del cero se hace:

$$R_e \gg \frac{R_b}{nFe} + h_{ib}$$

• Para encontrar la frecuencia de corte inferior, donde la ganancia es 3dB hacemos:

$$|\Delta i(s)| = \frac{A_{im}}{\sqrt{2}} = A_{im} \cdot \left| \frac{s + W_c}{s + W_p} \right| \Big|_{s=jw}$$

$$\frac{A_{im}}{\sqrt{2}} = A_{im} \cdot \frac{\sqrt{W_c^2 + W_p^2}}{\sqrt{W_c^2 + W_p^2}}$$

• Considerando $W_p \gg W_c$ y simplificando A_{im} :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{W_c}{\sqrt{W_c^2 + W_p^2}}$$

$$W_c^2 + W_p^2 = 2W_c^2 \quad \therefore$$

$$W_c = W_L = W_p = \frac{1}{R_T \cdot C_e}$$

Trazado asintótico de Bode:

26/03/2010

$$\left| A(s) \right|_{j\omega} = A_{\infty} \cdot \frac{s + j\omega_c}{s + j\omega_p} \Big|_{j\omega} = A_{\infty} \cdot \underbrace{\frac{\omega_c}{\omega_p}}_{A_{\infty}} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \Big|_{j\omega}$$

$$A(j\omega) \rightarrow A_{\infty} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \Big|_{j\omega}$$

Módulo

Se analiza el módulo y la fase de esta función!

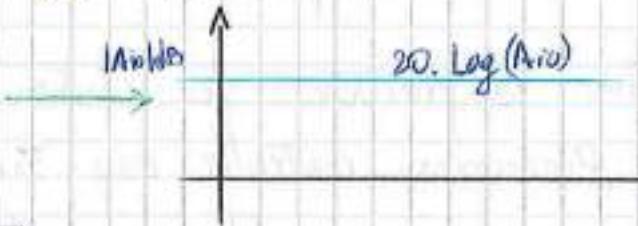
$$\left| A(j\omega) \right| = A_{\infty} \times \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2}}$$

Expresando en dB:

$$\left\{ 20 \log |A(j\omega)| = 20 \log (A_{\infty}) + 20 \log \left(\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2} \right) - 20 \log \left(\sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^2} \right) \right\}$$

* Cada uno de estos términos se grafica en un diagrama asintótico: Trazo de Bode!

* $20 \log A_{\infty}$ = cte.



* $20 \log \sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}$; se considera el análisis para frec. muy bajas y muy altas.

• P¹ $w \rightarrow 0$;

$20 \log 1 \Rightarrow 0 \text{ dB}$

• P¹ $w \rightarrow \infty$

$20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$



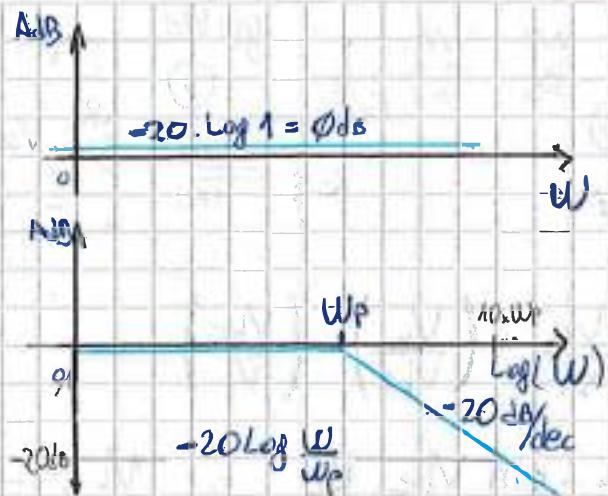
* $-20 \log \sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^2}$; se considera el mismo análisis para frec. altas y bajas.

$\rightarrow P \mid W \rightarrow \emptyset;$

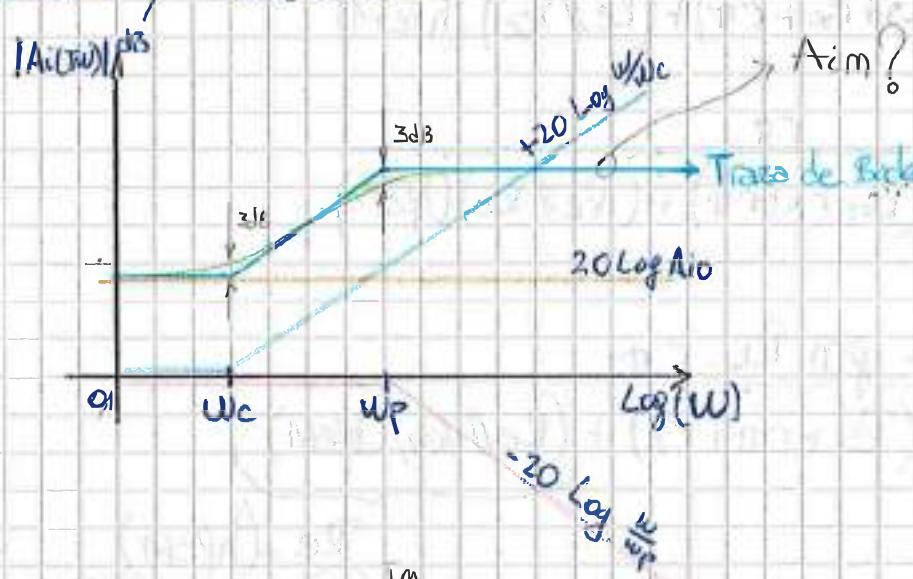
$$-20 \cdot \log 1 = \emptyset \text{ dB}$$

$\rightarrow P \mid W \rightarrow \infty$

$$-20 \cdot \log \left(\frac{W}{W_p} \right)$$

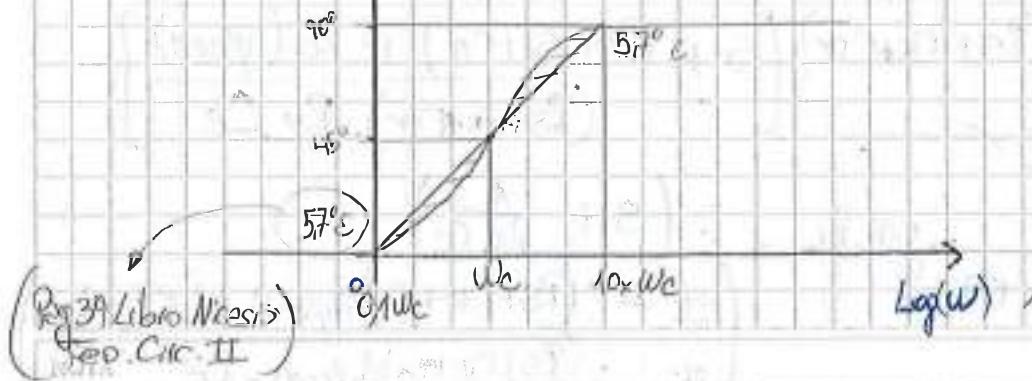


• Representemos las asíntotas haciendo la suma de las tres curvas y obtenemos:



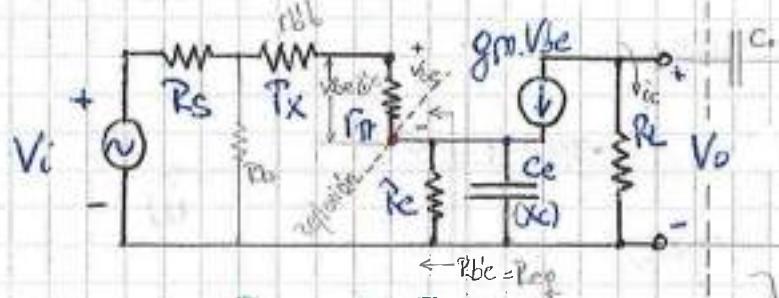
Fase

$$\boxed{\underline{A_i(jw)} = \arctg \left(\frac{w}{w_c} \right) - \arctg \left(\frac{w}{jw_p} \right)}$$



No es el polo
el polo.

(B) Circuito equivalente para pequeña señal: (AC) Modelo Incremental



Modelo incremental para bajas frecuencias con capas de desacop. de emis.

$$* \Delta V = \frac{V_L}{V_i} = \left(\frac{V_L}{V_{be}} \right) \times \left(\frac{V_{be}}{V_i} \right)$$

Se considera como V_L etapa de salida de otro comp. (multicapa)

$$I) V_L = -gm \cdot V_{be} \cdot R_L \quad \therefore \quad \frac{V_L}{V_{be}} = -gm \cdot R_L$$

$$II) V_{be} = \frac{V_i}{(R_s + r_x + r_{pi}) + (R_e // X_{ce}) \cdot (h_{fe} + 1)} \times r_{pi}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{r_{pi}}{(R_s + r_x + r_{pi}) + (R_e // X_{ce}) \cdot (h_{fe} + 1)}$$

$$* \Delta V = \frac{-gm \cdot R_L \cdot r_{pi}}{(R_s + r_x + r_{pi}) + \underbrace{(R_e // X_{ce}) \cdot (h_{fe} + 1)}_{\frac{R_e \cdot (h_{fe} + 1)}{(R_e C_e S + 1)}}}$$

$$\Delta V = \frac{-gm \cdot R_L \cdot r_{pi} \cdot (R_e C_e S + 1)}{(R_s + r_x + r_{pi}) * (R_e C_e S + 1) + R_e \cdot (h_{fe} + 1)}$$

$$\Delta V = \frac{-gm \cdot R_L \cdot r_{pi} \cdot (R_e C_e) \left(S + \frac{1}{R_e C_e} \right)}{(R_e C_e) \cdot (R_s + r_x + r_{pi}) \left[S + \frac{(R_s + r_x + r_{pi}) + R_e \cdot (h_{fe} + 1)}{(R_s + r_x + r_{pi}) \cdot R_e \cdot C_e} \right]}$$

$$\Delta V = \frac{r_{pi}}{R_s + r_x + r_{pi}} \cdot gm \cdot R_L \cdot \frac{\left(S + \frac{1}{R_e C_e} \right)}{\left(S + \frac{(R_s + r_{pi} + r_x)/(h_{fe} + 1) + R_e}{(R_s + r_{pi} + r_x) \cdot R_e \cdot C_e} \right) \cdot \frac{1}{C_e}}$$

$$\Delta V = - \frac{R_T}{R_S + R_X + R_T} \cdot g_m \cdot R_L \times \frac{\left(s + \frac{1}{R_T C_e} \right)}{\left(s + \frac{1}{R_T C_e} \right) - \text{cero}} \quad \boxed{A_V = \frac{g_m}{g_T} \cdot h_{fe}}$$

frec bajas

$$R_T = R_C \parallel \left(R_S + R_X + \frac{1}{h_{fe} + 1} \right)$$

- Corren los mismos análisis de ceros y polos que para A

③ Método de la pulsación propia: (Cap. 15 cuaderno práctico)
"Se busca un cero de admittance en los terminales de Ce"

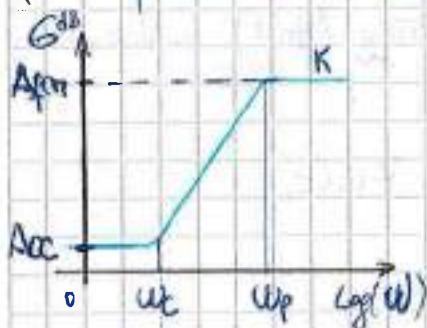
$$\rightarrow S_p \cdot C_e + \frac{1}{R_T} = 0 \quad \wedge \quad R_T = R_C \parallel \left(R_S + R_X + \frac{1}{h_{fe} + 1} \right)$$

$$\therefore S_p = -\frac{1}{R_T \cdot C_e}$$

$$\rightarrow S_C \cdot C_e + \frac{1}{R_C} = 0 \quad \therefore S_C = -\frac{1}{R_C \cdot C_e}$$

Conclusiones:

- Tanto el análisis A como el B y el C convergen al mismo resultado (análisis de polos y ceros); Vemos que $R_{T(\text{par})} = R_{T(\text{inverso})}$
- Siempre que existe un polo debe existir un cero.
- Ya que el cero no es el origen, está un poco más arriba en frecuencia; existe una pequeña ganancia en CC.



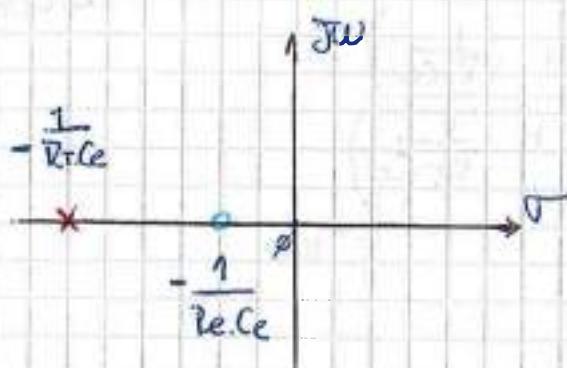
$$A = A_Vm \cdot \frac{(s + S_C)}{(s + S_p)}$$

$$\text{Si } \frac{W_p}{W_c} = \frac{R_C}{R_T} > 7.08 ; \quad \begin{aligned} \text{• } f_{\text{res}(0.708)} &\approx \frac{1.5 \omega_1}{2\pi} \Rightarrow \frac{W_L}{2\pi} \\ \text{• } C_e &\approx \frac{1}{W_L \cdot R_T} \end{aligned}$$

Las singularidades se superponen y no hay solapamiento de zonas.

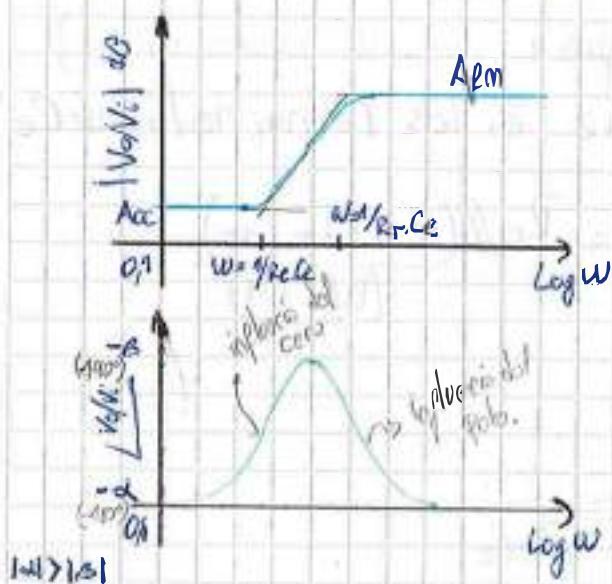
Diagrama de Polos y ceros:

01/04/2010



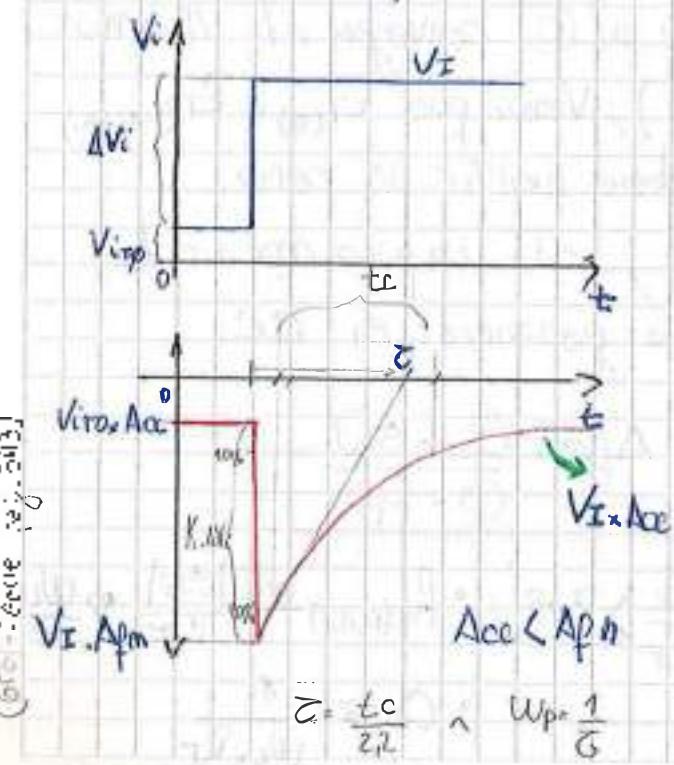
- El polo y el cero deben distanciarse aprox. una década.

Diagrama de Bode completo:



- La ganancia a frecuencia cero no es nula (debido a R_c)
- La fase comienza y termina en -180° aprox.

Respuesta Temporal:

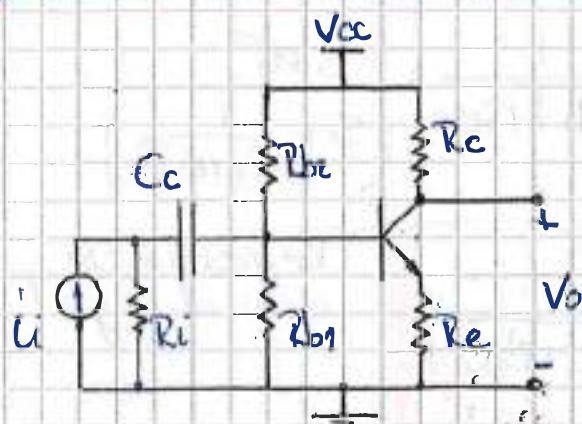


- Para $t = \phi_{reg}$, $V_o \neq \phi_v$.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{o\phi} \cdot Acc = V_{o\phi} \times A_{ph} \frac{RT}{RC} = V_{o\phi} \cdot A_{\phi} \\ z = \frac{1}{|S_p|} = RT \cdot C_e \end{array} \right.$$

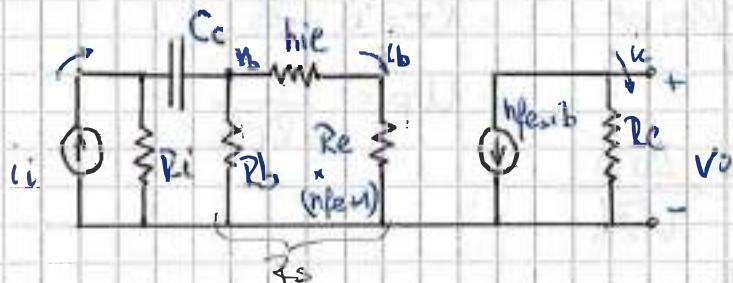
Reg. 8.1

2) Análisis P' de np. en conf de E.C. c/cap. de acoplamiento de entradas:



- La capacidad $C_c \approx f_{rec}$. de trabajo es prácticamente un cortocircuito, a fin de hacer máxima la ganancia $\Rightarrow f_{rec}$ centrales.

A) Circ. eq. para baja señal (o AC), modelo tríobido:



- Considerando R_e sin desacoplar.

Vistito el R_e

Desarrollo de la función de Transf.:

$$\Delta i = \frac{i_c}{i_i} = \left(\frac{C_c}{C_b} \right) \times \left(\frac{i_b}{i_i} \right)$$

$$\text{i)} i_c = -h_{fe} \cdot i_b \quad : \quad \frac{i_c}{i_b} = -h_{fe}.$$

$$\text{II)} i_b = \frac{i_i}{R_i} \times \left\{ R_i \parallel \left[X_{ce} + \left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}) \} \right) \right] \right\} \cdot \frac{\left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}) \} \right)}{\left[X_{ce} + \left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}) \} \right) \right] + \left(h_{ie} + R_e(h_{fe}) \right)}$$

→ Hacemos $R_s = \left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}) \} \right) \rightarrow R_b \circ 100 \text{ gr}$

$$\frac{i_b}{i_i} = \frac{\left(R_i \parallel [X_{ce} + R_s] \right) \times R_s}{[X_{ce} + R_s] \times \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}) \}} = \frac{R_i \times R_s}{[R_i + X_{ce} + R_s] \times \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}) \}}$$

07/04/2010

$$\Delta i = -h_{fe} \times \frac{R_i \times R_s}{h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)} \times \frac{1}{(R_i + R_s) + \frac{1}{sC}}$$

$$\Delta i = -\frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \times \frac{R_i \cdot R_s}{(R_i + R_s)C_c} \times \frac{1}{h_{ib} + R_e} \times \frac{sC}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R_s)C_c}\right)}$$

$$\Delta i = -\frac{(R_i // R_s)}{(h_{ib} + R_e)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R_s)C_c}\right)}$$

Represento un cero en el origen!

Δi_m

Polo!

- frecuencia de corte inferior: $-R_T = R_i + R_s$;

$$-W_p = \frac{1}{R_T C_c}$$

$$\left| \Delta i_m \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{R_T C_c}\right)} \right| = \frac{\Delta i_m}{\sqrt{2}}$$

$$|s| = W_L \quad \frac{W_L}{\sqrt{W_L^2 + W_p^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$2W_L^2 = W_L^2 + W_p^2 ; \quad W_L^2 = W_p^2$$

$$\therefore W_L = W_p = \frac{1}{R_T C_c} = \frac{1}{(R_i + R_s) C_c}$$

- En $W = W_L$ la ganancia crece a $-3dB$ de la ganancia a f.m.

Trazado esintótico de Bode:

Se realiza el mismo análisis que para el punto (1.A) obteniendo tres asintotas:

Para $W \rightarrow \infty$; A(f) tendria que ser

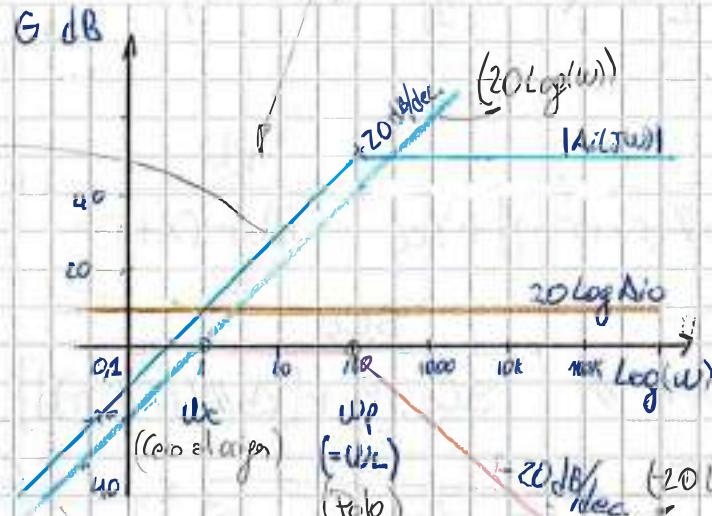
HOJA N.

88

07/04/2010

- Hay que considerar la interacción de los polos y nulos

{Corresponde a 90°
Fase constante}



$$|A_c(s)|_{s=j\omega} = \Delta_{\text{m.}} \frac{s}{s+w_p} \Big|_{j\omega} = \underbrace{\Delta_{\text{m.}}}_{\Delta_{\text{c.}}} \frac{1}{w_p} \Big|_{j\omega} = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p}} \Big|_{j\omega}$$

• Se analiza el módulo y la fase.

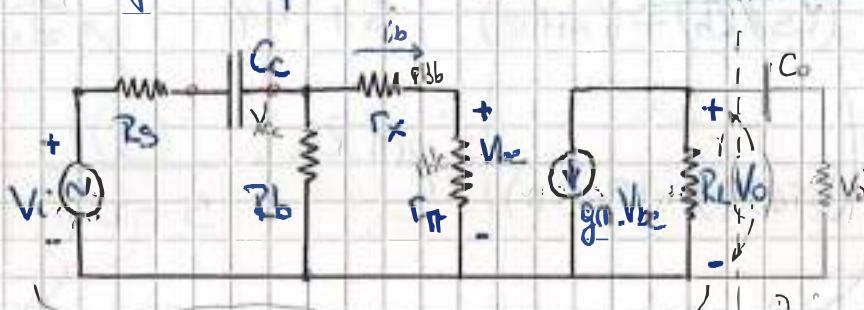
corrección

* $|A_c(j\omega)| = \Delta_{\text{c.}} \cdot \frac{\omega}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_p})^2}}$

* $|A_c(j\omega)| = \text{arcTg}(\omega) - \text{arcTg}(\frac{\omega}{\omega_p})$

$G(\text{dB}) = 20 \cdot \text{Log} |A_c(j\omega)| \rightarrow 20 \cdot \text{Log} \Delta_{\text{c.}} + 20 \cdot \text{Log} \omega - 20 \cdot \text{Log} (\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_p})^2})$

(B) Circ. eq. p' pequeña señal (en AC.) - Modelos Incremental



Se considera p' el análisis,

Siguiente

- Modelo incremental del ampl. en bajar frec. y peq. señal, con cap. acoplado.

- No se considera R_e ($C_e \rightarrow \infty$)

* $\Delta v = \frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{V_o}{V_{be}} \right) \times \left(\frac{V_{be}}{V_i} \right)$

1) $V_o = -g_m V_{be} \times R_L \quad \therefore \quad \frac{V_o}{V_{be}} = -g_m R_L$

OJO! Que en el circuito considerado $i_b \neq 0$

$$\text{ii) } V_{be} = \frac{V_i}{R_s + X_{ce} + [R_b // (r_x + r_{nr})]} \times \frac{[R_b // (r_x + r_{nr})]}{(r_x + r_{nr})} \times \frac{r_{nr}}{r_{nr} + i_b} \quad 08/04/2010$$

! $(V_{be} = i_b \cdot r_{nr})$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{1}{R_s + [R_b // (r_x + r_{nr})] + X_{ce}} \times \frac{R_b}{R_b + r_x + r_{nr}} \times \frac{r_{nr}}{r_{nr}} \quad \text{con } X_c = \frac{1}{S C_c}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_{nr}}{R_b + r_x + r_{nr}} \times \frac{S C_c}{S C_c \cdot [R_s + [R_b // (r_x + r_{nr})]] + 1}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_{nr}}{R_b + r_x + r_{nr}} \times \frac{1}{\underbrace{R_s + [R_b // (r_x + r_{nr})]}_{S + \frac{1}{[R_s + [R_b // (r_x + r_{nr})]] \cdot C_c}}} \times \frac{S C_c}{S C_c}$$

$$\rightarrow R_s + [R_b // (r_x + r_{nr})] = \frac{R_s (R_b + r_x + r_{nr}) + R_b (r_x + r_{nr})}{(r_x + r_{nr}) + R_b} \quad ! \quad \text{o } W_P$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_{nr}}{R_b + r_x + r_{nr}} \times \frac{\cancel{R_b + r_x + r_{nr}}}{R_s \cdot R_b + R_s (r_x + r_{nr}) + R_b (r_x + r_{nr})} \times \frac{S}{S + W_P}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_{nr}}{\left[\frac{R_s \cdot R_b}{R_s + R_b} + (r_x + r_{nr}) \right]} \times \frac{S}{S + W_P} \times \frac{1}{(R_s + R_b)}$$

$$\frac{U_{be}}{V_i} = \frac{R_b}{R_s + R_b} \times \frac{r_{nr}}{\left(R_s // R_b \right) + (r_x + r_{nr})} \times \frac{S}{S + W_P} \quad \begin{array}{l} \text{Rep. cero} \\ \text{al origen} \end{array}$$

$$*\Delta v = - \left(\frac{R_b}{R_s + R_b} \right) \times \left(\frac{r_{nr}}{\left(R_s // R_b \right) + (r_x + r_{nr})} \right) \times g_m \cdot R_L \times \frac{S}{S + W_P}$$

$\Delta v_p \quad (\Delta v)$ $R_b!$

* Sin reagrupar el denominador y considerando $R_b \gg (r_x + r_{nr})$:

$$\Delta v = \left(- \frac{r_{nr}}{R_s + r_x + r_{nr}} \right) \times g_m \cdot R_L \times \frac{S}{S + W_P}, \quad W_P = \left[(R_s + r_{nr} + r_x) \cdot C_c \right]^{-1}$$

ECU #12

C) Por el método de la pulsación propia:

$$Y_{CC} + G_T = \phi [v]$$

$$S_p C_C + \frac{1}{R_S + [R_b // (r_x + r_o)]} = \phi$$

$$S_p = -\frac{1}{R_S + [R_b // (r_x + r_o)]} \cdot C_C = -\frac{1}{R_T \cdot C_C}$$

$$W_p = |S_p| = \frac{1}{R_T \cdot C_C}$$

- El polo coincide con el calculado en el punto B

Conclusiones:

- La forma general de la función de Transferencia adopta la siguiente estructura:

$$\Delta V = \Delta V_m \times \frac{\text{Polinomio Numerador (ceros)}}{\text{Polinomio Denominador (polos)}}$$

B lo que se analiza en E Aplic. I +

comportamiento en frecuencia

Solo existe un cero al doble en este caso.

- La posición del polo de ΔV en el plano de la freq. compleja, varía según los componentes de la cte de tiempo Z.

$$Z = R_T \cdot C_C$$

C_C es lo regulable en un problema de diseño

$$R_T = R_S + [R_b // (r_x + r_o)]$$

Componentes externos

(Polarizac., R_b, pante, Z)

Componentes internos.

Límite inferior de la banda pasante!

- Cuando: $W = W_p \Rightarrow W_L = \frac{1}{Z}; 20 \cdot \log \left(\frac{|\Delta V|}{\Delta V_m} \right) = -3 \text{ dB}$

- En conf. de E.C. hay un desfase intrínseco de -180° (la fase está invertida). Así la referencia para el diagrama de Bode de fase está corrido 180° !

10/04/2010

→ Por ello, es lógico que dentro de la banda parante no haya desfase, ya que entonces $X_a \rightarrow \phi_a$, no existen componentes reactivos en la función de transf.

- El análisis de Bode es el mismo del punto (2.A), (Pág. 88)

⑤

Complemento del Teorema de la pulsación propia: Método de las constantes de tiempo.

Se busca poder calcular W_L sin tener la función de Transf. del amp.

→ Utilizando la func. de transf. reducida del caso (2.B); (Pág. 88)
Ecu#12;

$$\Delta V = - \frac{r_{tr}}{R_s + r_{tr} + r_x} \cdot \text{gan.PL} \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_s + r_{tr} + r_x) \cdot C_c} \right)}$$

→ Segundo factor C_c y dándole formato de admittance al denominador de ΔV ; aquellas singularidades (raíces) que que hagan cero ésta admittance van a ser un polo de ΔV .

$$S C_c + \frac{1}{(R_s + r_{tr} + r_x)} \Rightarrow Y_c + G's \Rightarrow \emptyset(s)$$

$$\therefore S = - \frac{1}{R_s C_c}$$

↓
Sociedad
Capacitiva

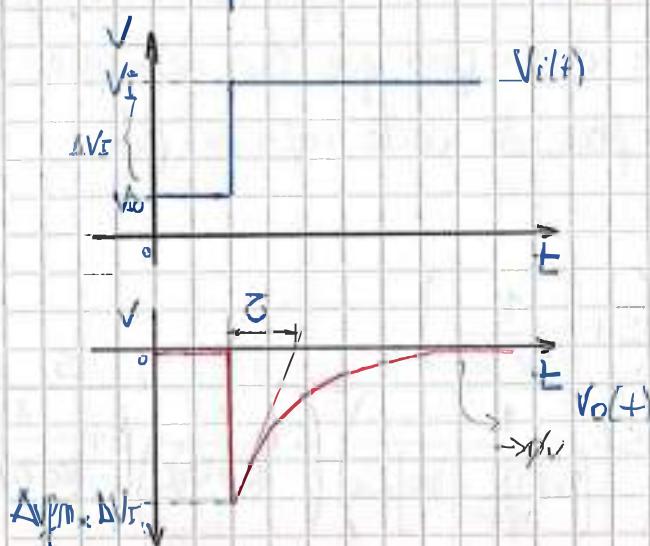
Conductancia.

La admittance que se encuentra (Y_r) es la medida en los bornes de ' C_c ' privando la excitación.

- El Teorema de las frecuencias o pulsaciones naturales o propias dice que hay frecuencias que pueden aparecer en el circuito en ausencia de excitación. Estas pueden generar instabilidad.
- Con esta herramienta y el conocimiento de la estructura de la func. de transf. se pueden encontrar los parámetros fundamentales del amp.

Respuesta temporal Vs resp. en frecuencia:

Ambas respuestas representan de distinta forma el mismo fenómeno, utilizando variables indep. distintas,



- Si se aplica una señal escalón

- C se carga de forma exponencial.

$$T = R_C \cdot C$$

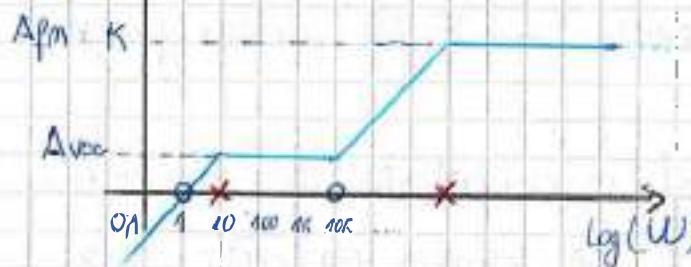
$$\rightarrow f_c = (1/T)$$

- * La cantidad de polos queda determinada por la cantidad de capacitores independientes. La aparición de un cero abarca la aparición de un polo.

Efecto conjunto de Cc y Ce:

11/04/2010

GJB/A



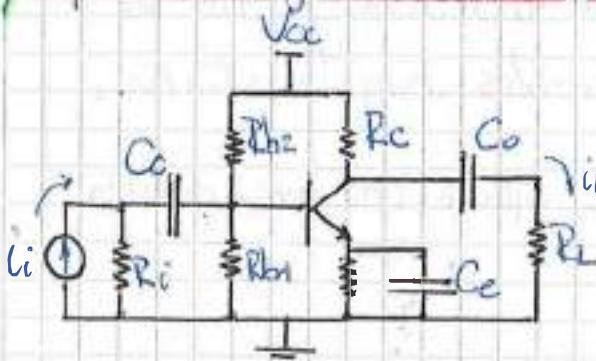
Se encuentran muy abajo en frecuencia.

Define la frecuencia de corte inferior!

Punto

Ver figura 3) pag. 92.

4) Efecto conjunto de Cc, Ce y Co:



- Por inspección se obtienen las conductancias asociadas a cada capacitancia (C_c, C_e, C_o)
- Se diseña para que 'Ce' determine la freq. de corte inferior ' f_L '

$$\Delta C = \frac{R_b}{\frac{R_b}{n_{FEM}} + h_{ib}} \times \frac{R_i // R'^b}{h_{ib} + R_e} \times \frac{R_c}{R_c + R_L} \times \frac{\left(s + \frac{1}{R_e C_e} \right)}{\left(s + \frac{1}{[R_e / R'^b] C_e} \right)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R'^b) C_c} \right)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_c + R_L) C_o} \right)}$$

AvdB

Δcm

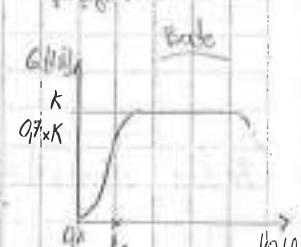
Wcc = $\frac{1}{(R_i + R'^b) C_c}$

Séle de 3) pag 92

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_L \cdot (R_i + R'^b)}$$

Polo dominante

$$f_0 = \frac{f_L}{10} \quad \text{para el diseño.}$$



$$Wce = \frac{1}{(R_c + R_L) C_o}$$

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_L \cdot (R_c + R_L)}$$

$$Uce = \frac{1}{[R_e / (R'^b / n_{FEM})] C_e}$$

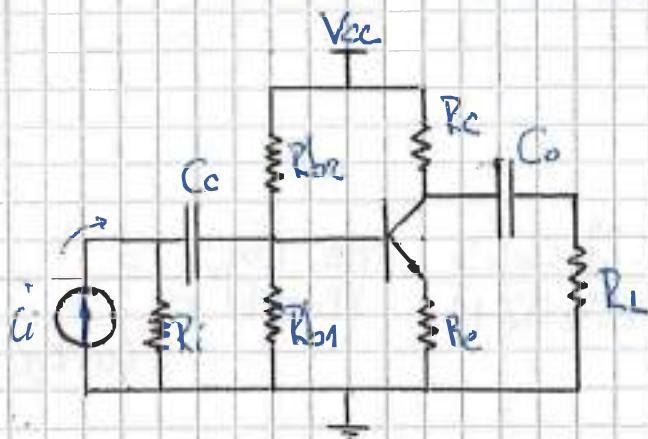
$$C_e = \frac{1}{2\pi f_L \cdot [R_e / (R'^b / n_{FEM})]}$$

? condensador, f0?

Nota: 'Cc' y 'Co' se diseñan para que sus polos estén muy por debajo del de 'Ce'.

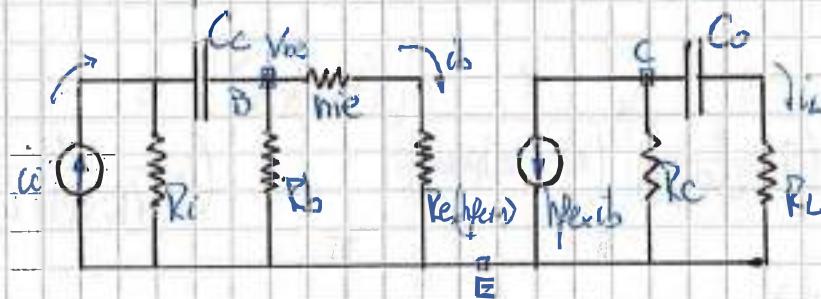
3) Análisis p/ ampl. en conf. de E.C. (% cap. de acoplamiento base y colectar).

(acoplamiento de señal de entrada y salida)



- Tanto la capacidad 'Cc' como la 'Co' representan un cortocircuito a las frecuencias de trabajo (f_m)

A) Circ. eq. p/ base señal, en AC.; Modelo rr híbrido.



Desarrollo de la función de transferencia:

$$\Delta i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{(i_L)}{\frac{i_b}{h_{fe}}} \times \frac{(i_b)}{\frac{V_{be}}{R_b}} \times \frac{V_{be}}{i_i} \quad \bullet \text{Se incorpora } V_{be} \text{ para simplificar el álgebra}$$

$$I) i_i = -h_{fe} \times i_b \cdot \left[R_c \parallel (X_{Co} + R_L) \right] = -h_{fe} \cdot i_b \times \frac{R_c}{[R_c + X_{Co} + R_L]}$$

$$II) \frac{i_i}{i_b} = \frac{-h_{fe} \times R_c}{[R_c + X_C + R_b]} \Rightarrow \frac{-h_{fe} \times R_c \cdot C_o \cdot S}{(R_c + R_L) \cdot C_o \cdot S + 1} = -\left(\frac{R_c}{R_c + R_L}\right) \cdot h_{fe} \cdot \frac{S}{S + \frac{1}{(R_c + R_L) \cdot C_o}}$$

$$III) i_b = \frac{V_{be}}{h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)} \quad \therefore \quad \frac{i_b}{V_{be}} = \frac{1}{h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)}$$

$$IV) V_{be} = i_i \times \left\{ R_b \parallel \left[X_{CC} + \left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}+1) \} \right) \right] \right\} \times \frac{\left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}+1) \} \right)}{\left[X_{CC} + \left(R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{fe}+1) \} \right) \right]}$$

→ Por comodidad denominamos $R'_b = (R_b // (h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)))$

Así:

$$V_{be} = i_c \times \left\{ R_i // [X_{ce} + R'_b] \right\} \times \frac{1}{[X_{ce} + R'_b]} \times R'_b$$

$$V_{be} = i_c \times \frac{R_i}{[R_i + X_{ce} + R'_b]} \times R'_b$$

$$\therefore \frac{V_{be}}{i_c} = \frac{R_i \cdot R'_b}{[R_i + X_{ce} + R'_b]} \Big|_{X_{ce}=1} = \frac{R_i \cdot R'_b \cdot C_c \cdot S}{(R_i + R'_b) S C_c + 1} = \frac{(R_i \cdot R'_b)}{(R_i + R'_b)} \times \frac{S}{S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c}}$$

$$\frac{V_{be}}{i_c} = (R_i // R'_b) \times \frac{S}{\left(S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

$$* \Delta i = \frac{i_L}{i_c} \Rightarrow -\left(\frac{R_c}{R_{ct} + R_L} \right) \times h_{fe} \times \frac{S}{\left(S + \frac{1}{(R_{ct} + R_L) C_o} \right)} \times \frac{1}{(h_{ie} + R_e(h_{fe}+1))} \times (R_i // R'_b) \times \frac{S}{\left(S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

$$\Delta i = -\frac{R_c \times h_{fe} \times (R_i // R'_b)}{(R_{ct} + R_L) \times (h_{fe} + 1) \times (h_{ie} + R_e)} \times \frac{s^2}{\left(S + \frac{1}{(R_{ct} + R_L) C_o} \right) \left(S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

$$\Delta i = -\left(\frac{R_c \cdot (R_i // R'_b)}{(R_{ct} + R_L) (h_{ie} + R_e)} \right) \times \frac{s^2}{\left(S + \frac{1}{(R_{ct} + R_L) C_o} \right) \cdot \left(S + \frac{1}{R_i // R'_b C_c} \right)}$$

Repres. w
cero doble al
origen.

A_{im}

S^2

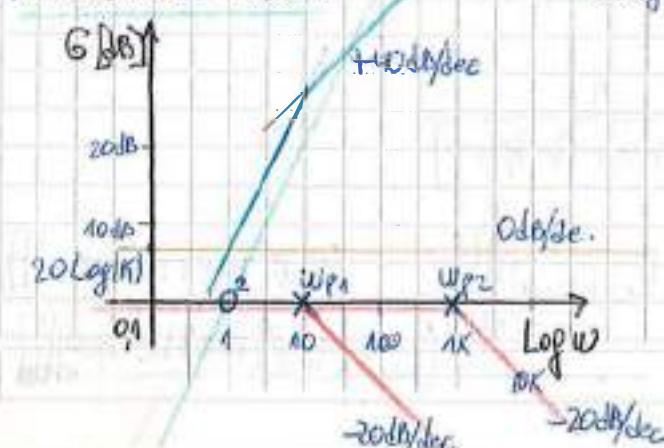
$\rightarrow W_{p1}$: Polos /

• Genéricamente: $A_{im} = A_{im} \times \frac{s}{(S + w_{p1})} \times \frac{s}{(S + w_{p2})}$

- Los polos w_{p1} y w_{p2} NO necesariamente deben estar en freq. distintas (pueden coincidir)

* Corroborar el orden de los polos!

Análisis de Bode:

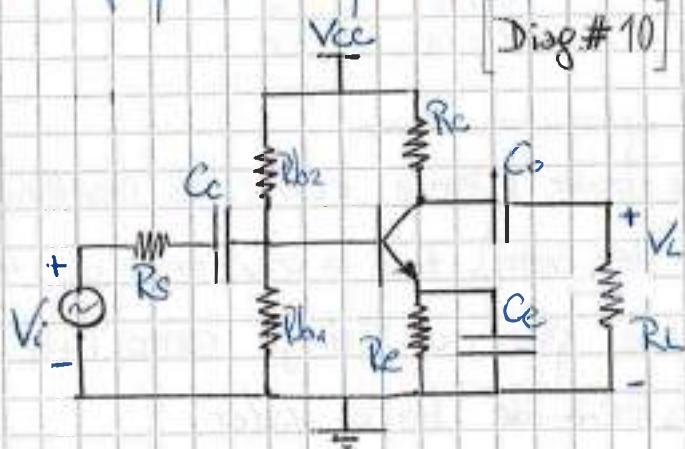


Respuete en Alta Frecuencia

En términos generales, el análisis en alta frecuencia se realiza mediante el modelo incremental y ecuaciones de nodo.

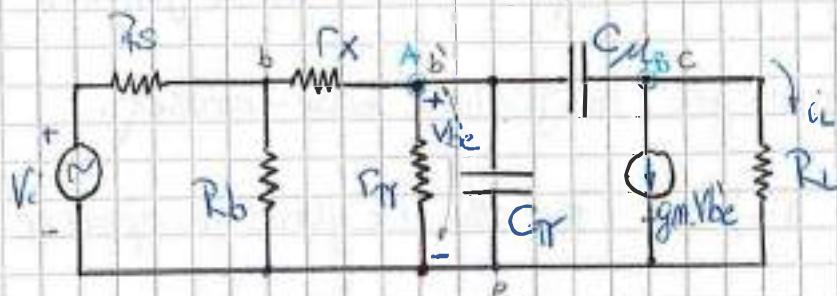
Introducción:

* Amplif. en conf. de E.C.



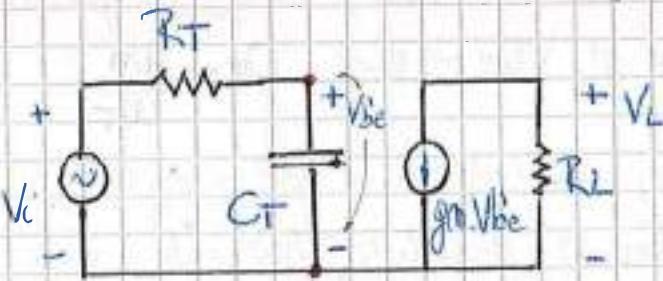
- En AF, los capacitores de acoplamiento y desacoplo se consideran cortocircuitos.
- Comienzan a influir las capacidades intrínsecas (interjuntas) del Transistor.

* Modelo incremental del amp. en AF.

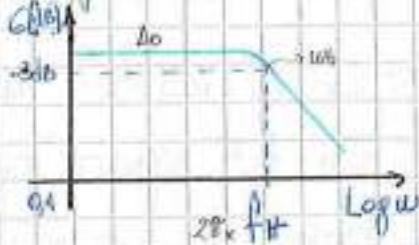


- R_x y R_o son resistencias asociadas a la base y diodo emisor respectivamente.
- Se suele realizar el análisis mediante los nodos A y B.

* Modelo reducido; circuito equivalente:



• Gráfica de Bode



- Para q la func. de Transf. compleja con ese

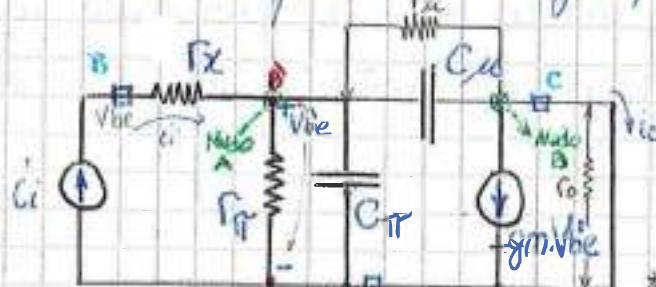
forma, $[el N^o Polos > N^o Ceros]$

$$\Rightarrow T(s) = \frac{(a + b.s + c.s^2)}{(d + e.s + f.s^2 + g.s^3)}$$

nota: Modelo unidireccional / Modelo de 1 polo.

Descripción del Modelo incremental: (introducción en pag 81 y 82)

Para el análisis utilizaremos el Tr. bip. aislado; si elem. externos distintos de las fuentes de energía y señal.



- **Modelo incremental del trans. bipolar.**

* Equivalencias:

$$r_{b'b} = r_x \quad c_{b'e} = c_{ce}$$

$$r_{b'e} = r_{re} \quad c_{b'e} = c_{re}$$

Descripción de los elementos:

→ también llamada resist. de difusión de base a emisor.

- **r_x :** Resistencia Transversal de base (Puede incluir la resistencia de contacto del electrodo de base). Es la resistencia de la zona P o N de la base que no trabaja como tal. Funciona como una resistencia de bajo valor.

Base Real → Zona donde se produce la partición de la corriente de emisor. Es un espacio dentro de la juntura.

- **r_{re} :** Resistencia dinámica de la juntura base-emisor.

$$\star h_{ie} : \approx (r_x + r_{re}) \sim r_{re} \gg r_x; \text{ Por ello } r_x \text{ puede no aparecer.}$$

- **C_{re} :** Capacidad intrínseca del Tr. bip. asociada a la base y emisor. Limita la generación del Transist. en A.F., hace de filtro pasa bajo, (en A.F. hace q $V_{be} \rightarrow 0V$) $C_{re} = \frac{8m}{w_T}$

- **C_{cb} :** Capac. intrínseca del tr. bip. asociada a la base y el colector. En A.F. genera realimentación negativa, haciendo que baje la generación. Dicha freq. dep. del valor de C_{cb} y la conductancia asociada. En general $C_{cb} \ll C_{re}$.

* Cuando se analiza un amp. con tr. bip. completo, el modelo incremental de Gracoleto incluye los parámetros intrínsecos y extrínsecos. Normalmente $(r_x + r_{\pi}) \gg R_b^{-1}$, siendo $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ (admit.) ; $\therefore R_b // (r_x + r_{\pi}) \approx r_{\pi}$. Así R_b no se incluye en los cálculos.

Análisis del modelo incremental: Frecuencia de corte y Transición de un dispositivo activo.

↳ Sin elementos externos!

WT BJT

Los parámetros de un dispositivo cualquiera se basan en un cuadripolo como modelo:

- En A.F. se utilizan modelos de admittencias.
- En otros casos se toman impedancias.
- En el modelo híbrido se toma un parámetro (admit.) de cada uno de los cuadripolos básicos. Normalmente es la manera más conveniente de especificación para el fabricante.

Desarrollo de la func. de transferencia: $\Delta_i \rightarrow$ Sin tener en cuenta X_{CT} en lazo de salida.

$$\Delta_i = \frac{ic}{ii} = \left(\frac{ic}{Vbe} \right)^T \left(\frac{Vbe}{ii} \right)^T$$

• Vbe : Parámetro de transferencia entre red - sal. da.

$$i) ic = -g_m Vbe \therefore \frac{ic}{Vbe} = -g_m$$

$$ii) Vbe = ii \times [r_x + (r_{\pi} // X_{CT})]$$

$$; X_{CT} = \frac{1}{S G_m} = \frac{1}{S(C_{\pi} + C_u)} \quad \left. \begin{array}{l} \text{No se} \\ \text{usa,} \\ \text{etc.} \end{array} \right\}$$

$$\rightarrow Vbe = ii \times \left(r_{\pi} // \left(\frac{1}{S(C_{\pi} + C_u)} \right) \right) = ii \times \frac{1}{g_{\pi} + S(C_{\pi} + C_u)}$$

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

NOTA: $r_{\pi} // X_{CT} = r_{\pi}, X_{CT} = \frac{1}{r_{\pi} + X_{CT}} = \frac{1}{\frac{r_{\pi} + X_{CT}}{r_{\pi} + X_{CT}}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{\pi}} + \frac{1}{X_{CT}}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{\pi}} + \frac{1}{\frac{1}{S G_m}}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{\pi}} + \frac{S G_m}{1}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{\pi}} + S G_m}$

$$\frac{V_{be}}{i_c} = \frac{1}{g_m + s(C_{tr} + C_u)} \rightarrow A_{im} = -h_{fe}$$

$$* A_i = -\frac{g_m}{g_m + s(C_{tr} + C_u)} = -\frac{g_m}{g_m \left(1 + s / \frac{1}{r_{tr}(C_{tr} + C_u)} \right)}$$

Polo!

④ La frecuencia a la cual la ganancia A_i cae 3 dB \rightarrow Frec. Corte

$$W_b = \frac{1}{r_{tr}(C_{tr} + C_u)} \quad ; \quad f_b = \frac{1}{2\pi r_{tr}(C_{tr} + C_u)}$$

• Analizando A_{im} :

$$g_m = \frac{1}{r_{te}} = \frac{1}{\left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right)} = h_{fe} \times \frac{I_{CQ}}{\sqrt{T}} = h_{fe} \times \frac{1}{\left(\frac{V_T}{h_{fe}}\right)} = h_{fe}$$

$$g_m = \frac{1}{r_{tr}} \approx \frac{1}{h_{ie}}$$

$$\begin{aligned} g_m \times V_{be} &= h_{fe} \times i_c \\ g_m \times \left(\frac{V_{be}}{j\omega}\right) &= h_{fe} \\ g_m \times h_{ie} &= h_{fe} \Rightarrow g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \\ A_{im} = \frac{g_m}{g_m + h_{fe}/h_{ie}} &\rightarrow -h_{fe} \end{aligned}$$

Conclusion: La vida es hermosa, salí al sol un ratito.

$$P^1 \quad S = \emptyset; \quad A_i = -h_{fe}$$

$$P^1 \quad S = W_b; \quad (1 - A_i) > (-h_{fe})$$

④ La frecuencia a la cual la ganancia A_i cae a 1, $A_i = 1$, se denomina frecuencia de transición (del transistor); $G = 0 \text{ dB}$.

$$\left| A_i(s) \right|_{S=j\omega} = 1; \quad \left| -\frac{g_m}{g_m + \frac{1}{1 + \frac{j\omega_r}{W_b}}} \right| = 1$$

$$\left| -\frac{1}{\left(\frac{g_m}{g_m}\right)\left(1 + \frac{j\omega_r}{W_b}\right)} \right| = \frac{1}{1} \quad ; \quad \left| -\left(\frac{g_m}{g_m}\right)\left(1 + \frac{j\omega_r}{W_b}\right) \right| = 1$$

$$\left| \left(1 + \frac{w_T}{w_b} \right) \right| = \frac{g_m}{g_m + h_{fe}} \cdot \sqrt{1^2 + \left(\frac{w_T}{w_b} \right)^2} = \frac{g_m}{g_m + h_{fe}}$$

$$\text{Si } \left(\frac{w_T}{w_b} \right)^2 \gg 1 ; \quad w_T = \frac{g_m}{h_{fe}} ; \quad w_T = \frac{g_m \cdot w_b}{g_m + h_{fe}} \quad w_b = \frac{1}{r_o(C_r + C_u)}$$

Así: $w_T = \frac{g_m}{C_r + C_u}$ | $\frac{w_T}{w_b} \cdot h_{fe} !$ | $w_T \cdot (h_{fe}) = w_b \cdot h_{fe}$ → $w_T = w_b$
 Punto de operación - ancho de banda
 $[G \cdot BW = 1 / (R_L + R_o)]$

w_T : Frecuencia de transición! A partir de esta frecuencia el tr. se comporta como un atenuador, por ello los polos o ceros cercanos a ésta frecuencia pueden eliminarse.

* Punto de operación - ancho de banda $G \cdot BW = |A_{pm} \cdot f_H|$

Para un BJT con $R_L \rightarrow \infty$ y en conf. de E.C.,

$$G \cdot BW = f_H = \left| - \left(\frac{g_m}{g_m + h_{fe}} \right) \cdot \frac{w_b}{2\pi} \right| = h_{fe} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_r \cdot (C_r + C_u)} \circ - \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_r + C_u)}$$

Despreciando C_u ($\gg C_u$) ; $\rightarrow C_m = C_u (1 + g_m \cdot R_L)$: Versión Redondeada.

$$W_H = \frac{1}{R_L \cdot C_r} = \frac{g_m}{C_r} \Big|_{C_u=0} = \frac{g_m}{C_r} = \frac{h_{fe}}{\pi \cdot C_r} = \frac{1}{\pi \cdot C_r} = W_T$$

Por Reciprocidad!

• Considerando el efecto de X_{ce} en el cálculo de (I); tenemos:

$$\text{i)} i_C = - \left(g_m \cdot V_{be} + (0 - b_e) \cdot \frac{1}{X_{ce}} \right) = - g_m \cdot V_{be} + \frac{V_{be} \cdot s_{ce}}{1}$$

$$i_C = - V_{be} (g_m + (-s_{ce})) \therefore \frac{i_C}{V_{be}} = - g_m + s_{ce} = -(g_m - s_{ce})$$

ii) Idem.

Recalcando la función de transferencia $A(s)$:

$$* \Delta s = -\frac{(gm - SC_u)}{g\pi + s(C_m + C_u)} = -\frac{gm}{g\pi} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{gm}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\frac{g\pi}{C_m + C_u}}\right)}$$

Aim

cero!

pole!

Ahora la func. de transf. presenta un polo y un cero:

$$W_c = \frac{gm}{C_u}$$

|zcl

$$\wedge \quad W_p = \frac{g\pi}{C_m + C_u} \Rightarrow W_T$$

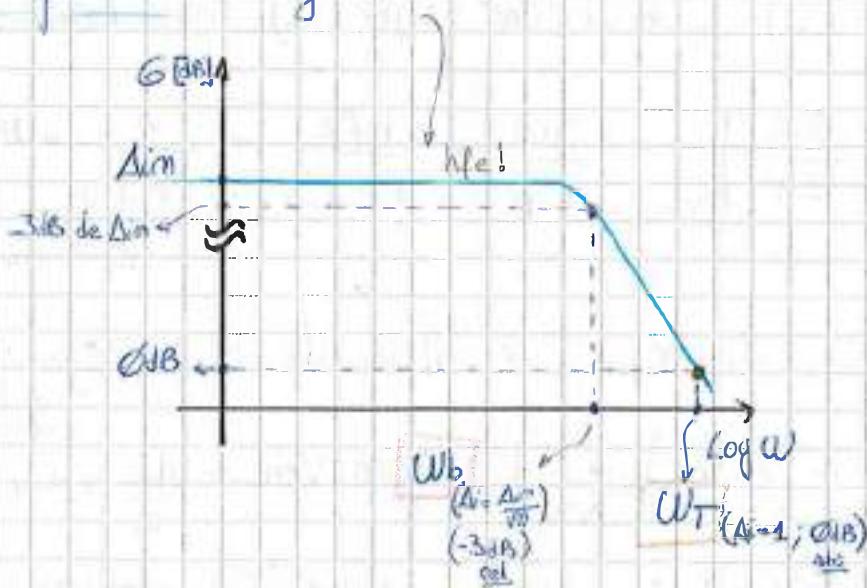
|sp

Yo que $C_u \ll C_m + C_u$ y que $g\pi \ll (gm = h_f \times g\pi)$

$$W_p < W_c$$

Se ve que la freq. del cero es mayor que la del polo y como $W_T = \frac{gm}{C_u + C_m}$; vamos pue el cero. También se encuentra por sobre la frecuencia de Transición. El cero es claramente deseable.

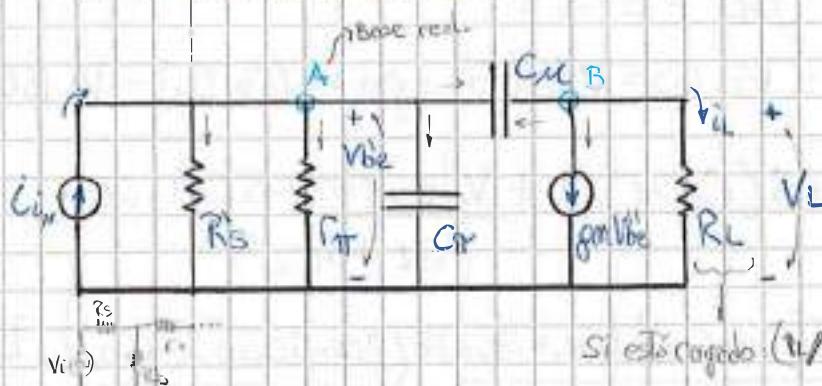
Gráfica $20 \log |A(j\omega)|$



Análisis en AF de un amp. ci conf. de EC. c/modo incremental

Círcuito equiv. del amp. de la pag. 93, Diag # 10; Reemplazando la fuente de señal (Tensión) por su equivalente Norton; Despreciamos $R_b = R_1 \parallel R_2$ por ser $R_b \gg (r_x + r_{in})$, y tenemos $R'_b = R_s + r_x$!

Con estas consideraciones:



- Se realiza el análisis mediante ec. de nodos: A y B.
- $i_{in} = V_i / R_s$

$$\text{Si está cargado: } (V_i/V_o) \rightarrow R_s = R_L + r_x$$

* Objetivo: Particiones el efecto de G_A en dos partes (mediante el análisis de nodos o el Teorema de Miller)

* Cuando la reactancia de G_A comienza a ser baja, se establece realimentación negativa

Nodo A: $v_{in} = V_{be}.G_S + V_{be}.e.g_{ir} + V_{be}.e.y_{ca} + (V_{be}-V_L).y_{cu}$
 $V_i.G_S = V_{be}.G_S + V_{be}.e.g_{ir} + V_{be}.S.C_{ir} + (V_{be}-V_L).S.C_{cu}$
 $V_i.G_S = V_{be}(G_S + g_{ir} + S.C_{ir} + S.C_{cu}) - S.C_{cu}.V_L$
 $\rightarrow V_i.G_S = V_{be}(G_S + g_{ir} + S(C_{ir} + C_{cu})) - V_L(S.C_{cu})$

Nodo B: $\emptyset = g_m.V_{be} + V_L \cdot G_L + (V_L - V_{be}).y_{cu}$
 $\emptyset = g_m.V_{be} + V_L \cdot G_L + V_L \cdot S.C_{cu} - V_{be}.S.C_{cu}$
 $\rightarrow \emptyset = V_{be}(g_m - S.C_{cu}) + V_L(G_L + S.C_{cu})$

Determinación de la fuen. de transf. de tensión: $\Delta V = \frac{V_L}{V_i}$

Existen dos formas principales para calcular ΔV a partir

de las ecuaciones de nudo (A;B) obtenidas: 15/04/2010

■ Método de Cramer (Matrices, determinante)

Las raíces de ΔP son los polos de V_L/V_i ; Las raíces del Det. Sustituto son los ceros de V_L/V_i . Regla de Sarras.

$$V_L = \frac{\begin{vmatrix} (-) & V_i \cdot G_S \\ (-) & \phi \end{vmatrix}}{\Delta P} = \frac{-V_i \cdot G_S \cdot (g_m - S_Cu)}{(G_S + S_Cr + g_a + S_Cu)(G_L + S_Cu) + S_G(g_m + S_Cu)}$$

■ Por sustitución (método a utilizar):

- Del nudo B: $V_L = -V_i \cdot \frac{(g_m - S_Cu)}{(G_L + S_Cu)}$

- Reemplazando V_L en A: $V_i \cdot G_S = V_i \cdot e(G_S + g_a + S(C_r + C_u)) - V_L \cdot (S_Cu)$

$$\frac{V_i}{R_S} = V_i \cdot e(G_S + g_a + S(C_r + C_u)) + \frac{V_i \cdot e \cdot (g_m - S_Cu) \cdot S_Cu}{(G_L + S_Cu)}$$

$$V_i = \frac{V_i \cdot e [(G_S + g_a + S(C_r + C_u))(G_L + S_Cu) + (g_m - S_Cu) \cdot (S_Cu)] \cdot R_S}{(G_L + S_Cu)}$$

- Dividiendo V_L en V_i obtenemos Δv :

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-(g_m - S_Cu) \cdot G_S}{[(G_S + g_a + S(C_r + C_u))(G_L + S_Cu) + (g_m - S_Cu) \cdot (S_Cu)]}$$

(y = simplific.)

- Distribuyendo y factorizando el denominador obtenemos los términos en:

$$S^0: [G_L(G_S + g_a)]$$

$$S^1: [(C_r + C_u)G_L + C_u(G_S + g_a + g_m)]$$

$$S^2: [C_u \cdot C_r]$$

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-(g_m - S_Cu) \cdot G_S}{6L(G_S + g_a) + S \cdot [(C_r + C_u) \cdot G_L + C_u(G_S + g_a + g_m)] + S^2(C_u \cdot C_r) \cdot \frac{R_L}{R_L}}$$

- Multiplicando y div. por R_L :

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-(g_m - S_Cu) \cdot G_S \cdot R_L}{(G_S + g_a) + S \cdot [(C_r + C_u) * (1 + R_L(G_S + g_a + g_m))] + S^2(C_u \cdot C_r) \cdot R_L}$$

Siel amplificador esté
conectado con una R_O

FECHA 15/04/2010

- Denominaremos 'Capacidad de Miller' C_M: $C_M = C_u [1 + (G_s + g_m + g_n) R_L]$

$$C_T = C_{TR} + C_M$$

Luego:

C_T: Capacidad total
(equivalente)

$$\left\{ \Delta V = \frac{V_L}{V_i} = - \frac{g_m \cdot R_L \cdot G_s \left(1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_u}} \right)}{(G_s + g_m) + S \cdot (C_{TR} + C_M) + S^2 (C_0 \cdot C_u) R_L} \right\}$$

- Al separar C_u en dos partes, aparecen dos polos y por lo tanto 'grado 2' en el denominador de ΔV. El polo más perjudicial está compuesto por C_{TR} y la reflexión de C_u.

→ Los dos polos se encuentran en el semiplano izquierdo, ya que todos los coeficientes del denominador de ΔV son de igual signo.

→ Presenta un cero en el semiplano de la derecha en $s_c = \frac{8m}{C_u}$, alcanzado esta freq. todo lo convierte en circuito por C_u. Veamos que la $W_{cero} \gg W_{trans.BJT} = \frac{g_m}{C_{TR} + C_u}$; Por lo tanto se desprecia.

$$\left. \begin{array}{l} g_m = 10 \cdot 10^{-3} \text{ V} \\ C_{TR} = 10 \text{ pF} \\ C_u = 1 \text{ nF} \end{array} \right\}$$

$$W_{cero} = \frac{g_m}{C_u} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1 \text{ nF}} \Rightarrow 10 \cdot 10^6 \text{ rad/seg}$$

$$W_{trans.BJT} = \frac{g_m}{C_{TR} + C_u} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{10 \text{ pF} + 1 \text{ nF}} \Rightarrow 909 \cdot 10^3 \text{ rad/seg}$$

Observamos que $W_{cero} \gg W_{trans.BJT}$.

Valididad del modelo incremental: El modelo increm. es válido para frecuencias menores a la de transición.

• La validez de este modelo se da cuando:

$$\omega \ll \frac{2D_b}{\sqrt{V^2 + C_n}} = \frac{8m}{C_n}$$

Y comparado con: $\omega_T = \frac{8m}{C_n + C_m}$; entonces el modelo vale cuando $\omega \ll \omega_T$.

↳ condición

• Si en una ecuación de segundo grado el Término lineal es mucho más grande que el término cuadrático, la gráfica es prácticamente una recta; Así del denomin. de ΔV podemos tomar solamente el Término lineal ($S.C_u.gm.R_L$)

↓ Término más chico en (S^2)

Demonstración:

→ Comparamos: $S.C_R.C_u.R_L$ con $S.C_u.gm.R_L$

(vs)

$$S.C_R \text{ (vs)} \quad 8m$$

→ Para freibro < $f_{frasec.}$; $|S| < \frac{\omega_T}{10}$:

$$\frac{\omega_T \cdot 8m}{10(C_R + C_M)} < \frac{8m}{10(C_R + C_M)} \quad |S.C_R| \ll 8m \quad \checkmark$$

$$\frac{8m}{10} \ll gm \quad \checkmark$$

$$gm \ll \frac{C_R + C_M}{10} \rightarrow |S.C_M| \ll gm \quad \checkmark \quad \begin{array}{l} \text{(para despreciar el} \\ \text{Término cuad.)} \\ \text{-num.} \end{array}$$

▲ Bajo estas condiciones queda demostrado que el Término:

$$|S^2.C_R.C_u.R_L| \ll |S.C_u.gm.R_L|$$

y así puede despreciarse el Término cuadrático de $\Delta V_{(0)}$

$$\Delta V = \frac{V_L}{V_i} = - \frac{8m \cdot R_L \cdot G's}{(G's + gm) + S(C_R + C_M)} \quad \rightarrow \Delta V_{pm}$$

↑ Se puede simplificar

$$C_M = C_u \cdot g \cdot m \cdot R_L$$

Muy grande!
Así, se transforma en un gran cap. (CM)

$$\Delta V = \frac{V_L}{V_i} = - \frac{G's}{(G's + gm)} \cdot g \cdot m \cdot R_L \cdot \frac{1}{1 + \frac{S}{\frac{(G's + gm)}{C_R + C_M}}}$$

$$\left(1 + \frac{S}{\frac{(G's + gm)}{C_R + C_M}} \right)$$

Polo!

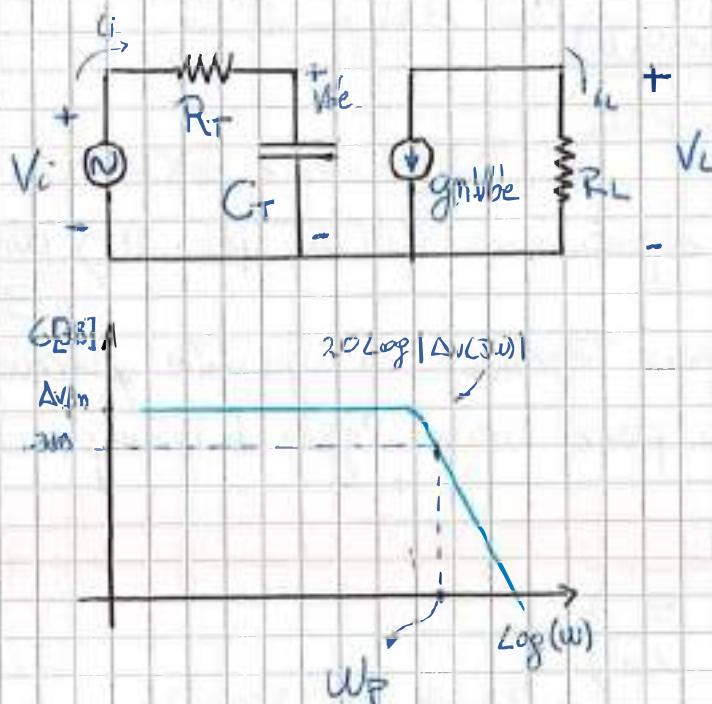
- El polo de la nueva ΔV se encuentra en:

$$W_p = \frac{G_s + g_m}{(C_{Tr} + C_m)} \rightarrow \Delta V_{AF} = \Delta V_{fm} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{S}{W_p}\right)}$$

Se comporta como un polo dominante y determina la freq. de corte superior del amp.

Conclusiones:

- Mediante este análisis y simplificaciones C_u aparece en paralelo con la entrada y se simplifica el circ. equivalente.
- Modelo Simplificado con un polo:



$$\text{G}_{FB} = 20 \log |\Delta V(200)|$$

Avg

200

W_p

$\log(\omega)$

$$f_C = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_T} \quad [\text{Hz}]$$

$$\rightarrow R_T = (R_{Tr} \parallel R_S) \quad \text{Reg. 16}$$

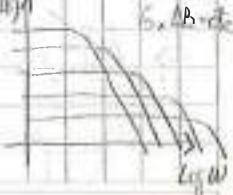
$$\rightarrow C_T = C_T + C_m$$

$$\wedge C_m = C_u \cdot g_m \cdot R_L$$

$$C_M = C_u [1 + (G_S g_m + g_m) R_L]$$

Vemos que variando R_L cambia la ganancia y el ancho de banda.

- Si aumenta R_L , aumenta ΔV y disminuye el BW (y viceversa).
- Si disminuye R_L o R_S se gana ancho de banda.
- Si agrandamos g_m se gana ΔV .



- El modelo reducido es "unidireccional"; Solo sirve para calcular la ganancia directa y la impedancia de entrada. No se puede calcular con él la ganancia inversa ni la Z_o . (ya que se ha alterado la malla de salida)

Respuesta Total en frecuencia: B.F. y A.F.

- * B.F. → Por cuestiones de costo y espacio no conviene hacer los capacitores de acople/desacople muy grandes. Por ello se analiza el circ. y se decide si C_C o C_E formarán el polo dominante (se elige el que tenga $[C; V]$ más pequeño)
- * Supondremos que la freq. de corte inf. está fijada por C_E (Polo dominante en baja) → Cero generado por C_E .

$$\bullet \Delta v_{BF} = \Delta v_{fm} \times \frac{(s + w_c)}{(s + w_L)}$$

→ Polo dominante de C_E .

• Por lo general esta expresión es válida para $w > \frac{w_L}{3}$

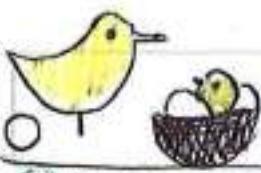
- * A.F. → Para alta frecuencia tenemos la siguiente función de Transf. válida para cierta Región de Convergencia.

$$\bullet \Delta v_{AF} = \Delta v_{fm} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{w_H}\right)}$$

→ Polo de alta frecuencia.

• Por lo general este expresión es válida para $w < \frac{w_H}{10}$ (garantizo q la simplific. de la pag. 97 es válido)

→ La frecuencia de corte superior puede entonces determinada en función de $(C_H + C_M)$



hoy pájaros que
ponen huevos en
nidos ajenos.

(No se tiene en cuenta el cero de TR de CC.)

HOJA N°

99

FECHA 16/04/2010

La resp. total en pred. será:

$$\Delta V_T = \Delta V_{PM} \cdot \frac{(S + j\omega_L)}{(S + \omega_{PL})(S + \omega_{PT})}$$

de Ce

• Expresión válida para:

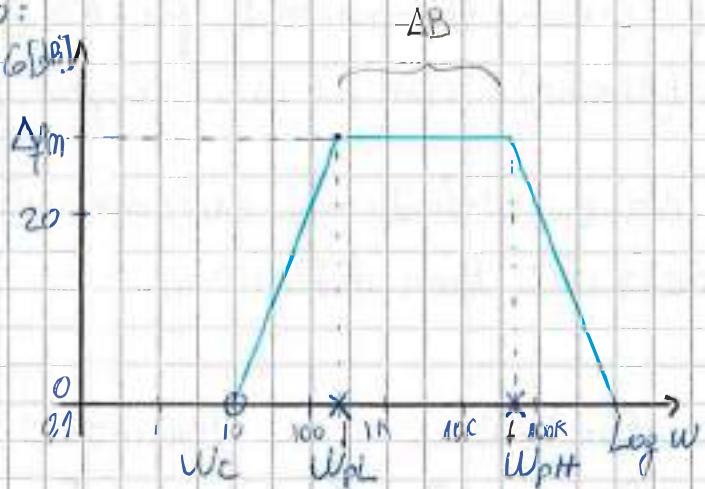
$$\left[\frac{\omega_L}{3} < \omega < \frac{\omega_H}{10} \right]$$

Polo de Ce

Polo de (cortocircuito)
(Polo de Miller)

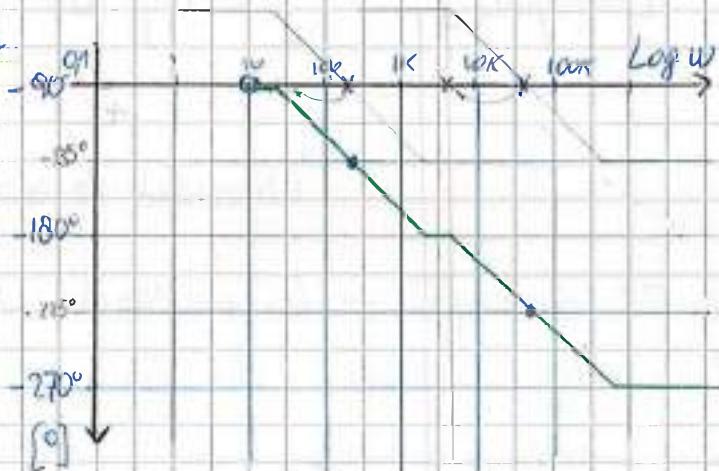
Diagrama de Bode simplificado: No se grafican los fenómenos de muy baja frecuencia.

Módulo:



$$\Delta B = \omega_H - \omega_L$$

Fase:



- Cero adelanta 90°
- Polo retrasa 90°

→ La fase es -180° al inicio (idealmente) de la zona de frecuencias medias por tratarse de un ampl. inversor.

Método de aproximación de la F.T. por polo dominante:

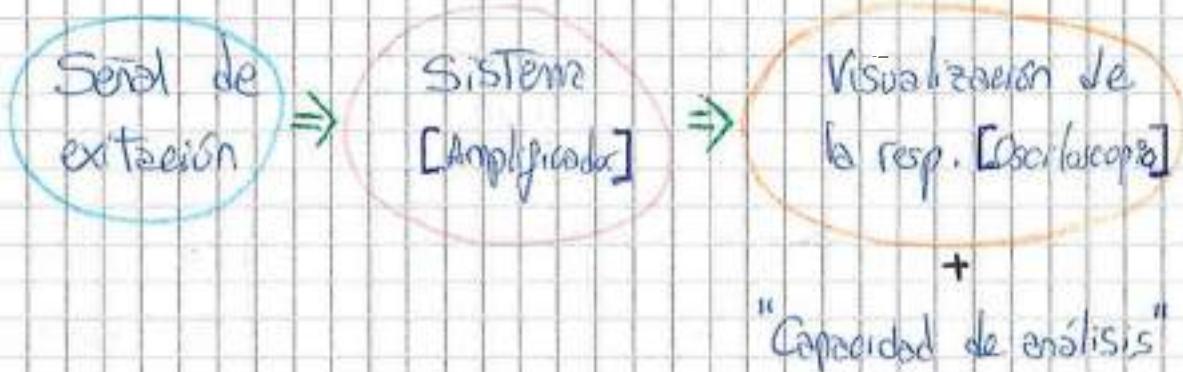
- Es necesario alejar lo suficiente los polos para que no se superpongan sus efectos.
 - ↳ Así en baja freq. domina un cero y un polo.
 - ↳ En alta freq. domina un polo.
- (en AF tenemos un cero por encima de ω_T y un polo sobre $\frac{\omega_T}{\zeta}$ que se pueden despreciar; esto se puede hacer usando el anap. de polo simple)

Respuesta Temporal:

La respuesta temporal queda determinada por los polos.

Se puede caracterizar (medir) con el osciloscopio. ($u_L \rightarrow u_H$)

- El análisis de RT se realiza mediante la excitación del anap. con una señal conocida y bien determinada.



- Para el caso del anap. en EC. descrito en los desarrollos; tenemos dos polos y por lo tanto dos constantes de tiempo.
 - ↳ Uno en baja y otro en alta.
(Z_1 , grande) (Z_2 , pequeño)
- Este parámetro (Z_1, Z_2) se da cuando excitamos mediante una señal escalón. Se tienen dos exponentiales superpuestas

como salida. Una muy rápida, y otra muy lenta.

$$\Delta V(s) = \Delta V_{fm} \cdot \frac{(s + w_c)}{(s + w_{pl})(s + w_{pl})}$$

Condensar $(s + w_c)$ en (s) y $w_c > w_{pl}$

→ Aplicando Leplace, recordar que $\frac{1}{s+a} = e^{-t \cdot a}$ y $V(s)$

$$V_L(s) = K_1 \cdot \left(e^{-t \cdot w_{pl}} - e^{-t \cdot w_{pl}} \right)$$

Apariencia del resultado (en frac. simple a duplo)

Solo es válido si no hay un polo en el denominador.

$$w_{pl} = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_e}$$

$$w_{pl} = \frac{fm + gm}{C_R + C_m} \quad ; \quad K_1 = \Delta V_{fm}$$

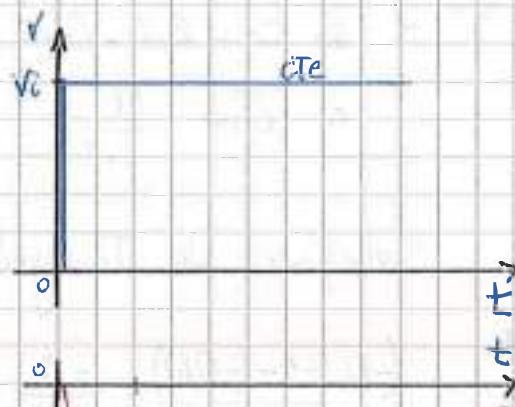
$$R_{eq} \cdot C_e \Rightarrow Z_1$$

$$(gm + gm)^{-1} \cdot (C_R + C_m) \Rightarrow Z_2$$

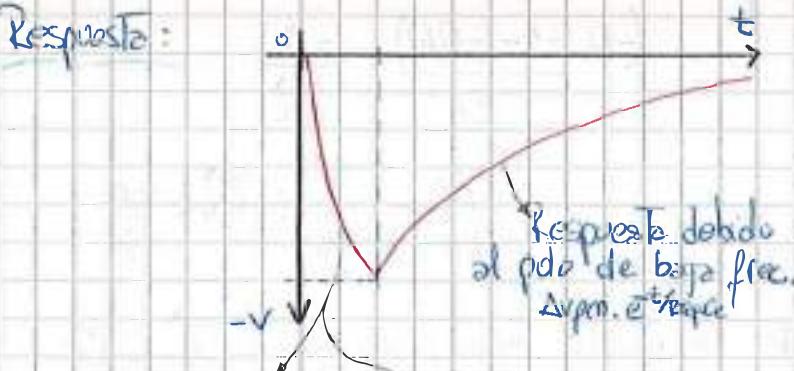
$$V_L(s) = \Delta V_{fm} \cdot \left(e^{-t \cdot \frac{1}{Z_1}} - e^{-t \cdot \frac{gm + gm}{C_R + C_m}} \right)$$

$$V_L(t) = \Delta V_{fm} \cdot e^{-t/Z_1} - \Delta V_{fm} \cdot e^{-t/Z_2}$$

En tectación:



Respuesta:



Respuesta debido al polo de alta frecuencia.
 $\Delta V_{fm} \cdot e^{-t fm / Cm}$

Fuerza de escala temporal.
Es demasiado rápida!

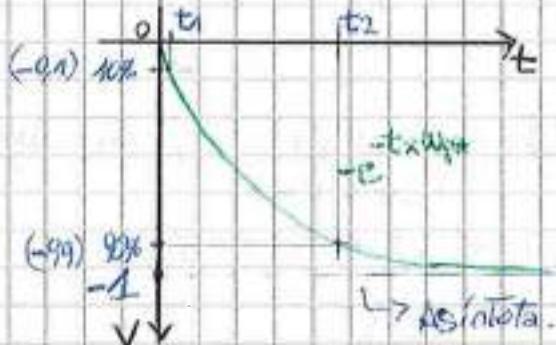
- Hay que tener en cuenta el error que introduce el instrumento de visualización. [tc del instr. + tc. señal punto]

tc del 10% al 90%

Mediéndolo se obtiene por punto $(w_{pl} - w_c) = 13$
Para polo simple!
No hay superposición de polos.

- Z_{it} puede ser medida con este método Teniendo en cuenta las características de los instrumentos, generador y cable de conexión.
- En cambio; al ser Z_L se presta normalmente no se puede medir con instrumentos convencionales y es necesario utilizar un método como el de sembarangos.

Medición de W_{it} :



$$\bullet t_2 - t_1 = t_c$$

$$\bullet W_{it} = \frac{1}{Z_{it}} = \frac{2,2}{t_c}$$

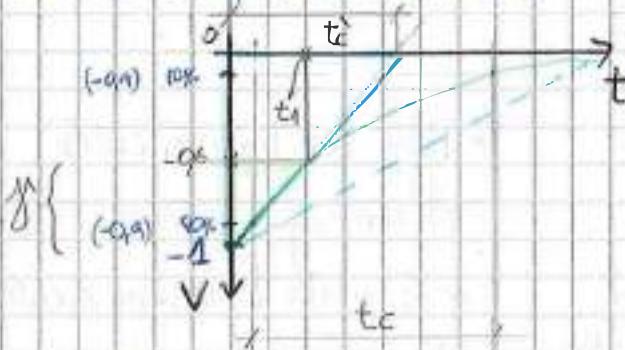
$$\wedge f_{it} = \frac{2,2}{2\pi \cdot t_c} \Rightarrow \frac{0,35}{t_c}$$

$$\left. \begin{aligned} -0,1 &= -e^{-t_1/Z_{it}} ; \quad \ln 0,1 = \frac{t_1}{Z_{it}} \\ -0,9 &= -e^{-t_2/Z_{it}} ; \quad \ln 0,9 = \frac{t_2}{Z_{it}} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \frac{t_1 - t_2}{Z_{it}} &= \ln 0,9 - \ln 0,1 \\ (t_2 - t_1) &= Z_{it} (\ln 0,9 - \ln 0,1) = t_c \end{aligned}$$

$$\text{por } t_c = 2,2 \times Z_{it}$$

$$\wedge Z_{it} = \frac{t_c}{2,2} \quad \text{Ecu \# 15}$$

Medición aproximada de W_L :



Semejanza de Triángulos:

$$(-1 - (-0,6)) = \frac{-1}{t_c}$$

$$\frac{-0,4}{t_1} = \frac{1}{t_c} ; \quad t_c = \frac{t_1}{0,4}$$

Con este método se comete un cierto error, ya que $t_c < t_c'$

$$\text{Generalizando: } \bullet t_c = t_{1,2} \quad \wedge Z_L = \frac{t_1}{f_{it} \times 2,2}$$

$$\bullet W_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{2,2}{t_1}$$

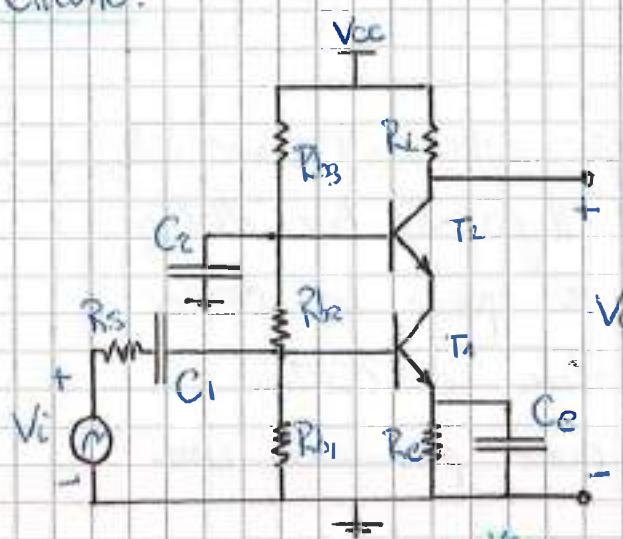
$$\wedge f_L = \frac{f_{it} \cdot 2,2}{2\pi \cdot t_1} = \frac{0,35 \cdot 2,2}{t_1}$$

Respuesta en alta frecuencia de amplific. multietapa:

Amplificador Cascode:

- El amplificador cascode está compuesto por una etapa en conf. de E.C. más una etapa en conf. de B.C.
- Debido a cuestiones de diseño, pueden existir polos con freq. de corte próximas (así siempre freqs como un emp. multipolo)
- Algunas de sus principales características son:
 - Alta ganancia de tensión.
 - Baja capacidad de Miller.
 - Es la conf. multietapa con W_{L1} más alta.

Circuito:



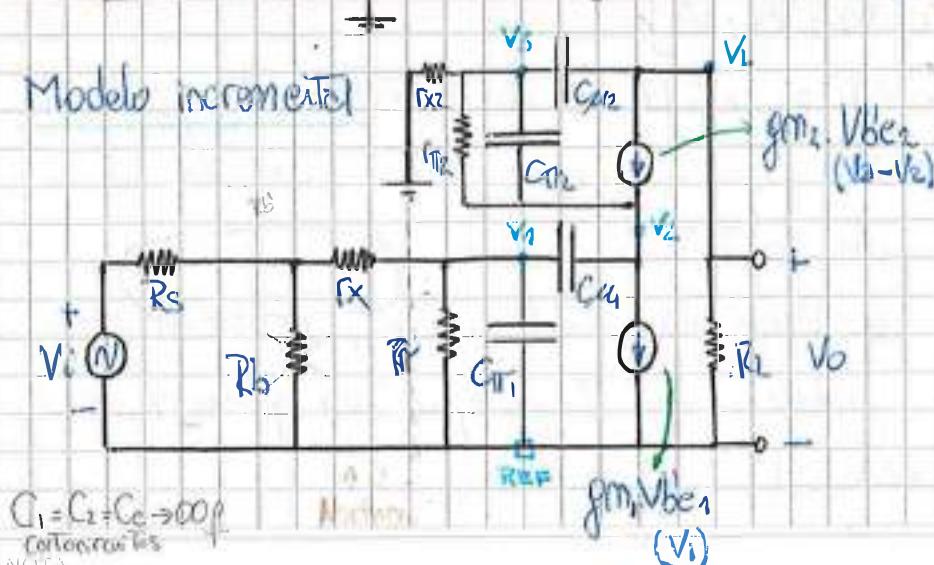
- Con el T_1 en EC se eleva el T_2 en BC.

Amplific. de corriente b.

Capacidad interelectrodica chica!

- El colector de T_1 ve una resistencia dinámica baja (Z_{d1} del BC) así la β_M de T_1 disminuye mucho.

Modelo incremental



$$\text{Como } W_{L1} = \frac{1}{C_m}, \text{ Si } C_m \text{ disminuye aumenta } W_{L1}.$$

$$\bullet \quad C_m = g_m \cdot V_1$$

$$\bullet \quad i_{ez} = g_m \cdot (V_3 - V_2)$$

$$\bullet \quad R_{fb} \gg (r_x + r_m)$$

$$\bullet \quad R_L' = R_{fb} + r_x$$

• Para una etapa en E.C. tenemos (y C.C.) :

- ✓ Buena generación de corriente $\Delta v = g_m R_L$. Si aumente R_L , también C_m y baja W_m .
- ✗ Muchos problemas con la C_m

• Para una etapa en B.C. tenemos : \rightarrow ideal para A.F.!

- ✗ No tiene generación de corriente (Tiene gen. de Tensión)
- ✓ Muy buena resp. en frec. $\Delta C_m = C_0 \cdot g_m R_L$ \rightarrow hib.

* Así es como el emp. cascado utiliza la combinación de cada conf. para obtener un emp. con generación de corriente y muy buena resp. en frec.

↳ Por ello es que el cascado es utilizado en etapas de entrada de Amp. Op. y en las entradas de los osciloscopios, junto a una etapa de compresión térmica.

Desarrollo de la func de Transf.

• Por medio de la LKT y luego aplicando Crámer al set de ecuaciones obtenidas se llega a $\Delta v = V_L / V_i$.

• El número de ceros de la F.T. no puede ser mayor a tres y la cantidad de polos debe ser cuatro.

• Se desarrolla una ecuación de nodo para cada uno de los puntos $[V_1; V_2; V_3; V_4]$.

↳ La ecuación característica se obtiene del determinante principal de las ec. de nudos. Haciendo cero esta ecuación se obtienen los polos de la F.T.

• Si de la Traza de Bode, de módulo y fase, no se reconoce un polo dominante, habrá que trabajar con aproximaciones.

• No hay cero al origen!

Ec. de nodos: [Se consideran los componentes solitarios de los nodos] \oplus

[V₁] $\phi = (V_1 - V_i) \cdot Gb + V_1 \cdot (g_{m1} + SC_{m1}) + (V_1 - V_2) \cdot SC_{u1}$
 $\phi = V_1 \cdot Gb - V_i \cdot Gb + V_1 \cdot (g_{m1} + SC_{m1}) + V_1 \cdot SC_{u1} - V_2 \cdot SC_{u1}$
 $\checkmark V_i \cdot Gb \Rightarrow (Gb + g_a + S(C_{m1} + C_u)) \cdot V_1 - (SC_{u1}) \cdot V_2$

[V₂] $\phi = (V_2 - V_1) \cdot SC_{u1} + V_1 \cdot g_{m1} - (V_3 - V_2) \cdot g_{m2} + (V_2 - V_3) \cdot (g_{m2} + SC_{m2})$
 $\phi = V_2 \cdot SC_{u1} - V_1 \cdot SC_{u1} + V_1 \cdot g_{m1} - V_3 \cdot g_{m2} + V_2 \cdot g_{m2} + V_2 (g_{m2} + SC_{m2}) - V_3 (g_{m2} + SC_{m2})$
 $\checkmark \phi = (g_{m1} - SC_{u1}) \cdot V_1 + (g_{m2} + g_{m2} + S(C_{m2} + C_u)) \cdot V_2 - (g_{m2} + g_{m2} + SC_{m2}) \cdot V_3$

[V₃] $\phi = V_3 \cdot g_{x2} + (V_3 - V_2) \cdot (g_{m2} + SC_{m2}) + (V_3 - V_L) \cdot SC_{u2}$
 $\phi = V_3 \cdot g_{x2} + V_3 \cdot (g_{m2} + SC_{m2}) - V_2 (g_{m2} + SC_{m2}) + V_3 \cdot SC_{u2} - V_L \cdot SC_{u2}$
 $\checkmark \phi = -(g_{m2} + SC_{m2}) \cdot V_2 + (g_{x2} + g_{m2} + S(C_{m2} + C_u)) \cdot V_3 - SC_{u2} \cdot V_L$

[V_L] $\phi = (V_L - V_3) \cdot SC_{u2} + g_{m2} (V_3 - V_L) + V_L \cdot G_L$
 $\phi = V_L \cdot SC_{u2} - V_3 \cdot SC_{u2} + V_3 \cdot g_{m2} - V_L \cdot g_{m2} + V_L \cdot G_L$
 $\phi = -g_{m2} \cdot V_2 + (g_{m2} - SC_{u2}) \cdot V_3 + (G_L + SC_{u2}) \cdot V_L$

* Dado que existen en el circuito cuatro elementos almacenadores de energía independientes, el circ. tendrá cuatro freq. propias!

* Observamos que para:

→ $S=0$, el circ. tiene ganancia finita en el num. no podré haber factores de 'S'.

→ $S \rightarrow \infty$; los condensad. se convierten en cortocirc. y abierto
 a Cm la ganancia se va a cero. Así a freq.
 elevadas V_o/V_i varía con $1/S$

Existe una función de transferencia compatible con estos requisitos.

$$\Delta v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K \cdot (s - s_a)(s - s_b)(s - s_c)}{(s - s_d)(s - s_e)(s - s_f)(s - s_g)}$$

Ecu # 13

- Aplicando Cramer al sistema de ecuaciones obtenido.

→ Det. sustituto.

$$V_o = V_i \times Gb \times \frac{\Delta_{14}}{\Delta_p} \quad \therefore \quad \Delta v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Gb \cdot \Delta_{14}}{\Delta_p} \quad \text{Ecu # 14}$$

↓ Det. principal.

- Analizando éstas dos ecuaciones podemos concluir en que:

- Las raíces que hacen cero a Δ_{14} son los ceros de Δ_v .
- Las raíces que hacen cero a Δ_p son los polos de Δ_v .

- Los ceros están muy arriba en frecuencia, mucho más allá que los polos dominantes. ($\omega_c >> \omega_p$). Esto nos permite simplificar la expresión de la Ecu # 13, suponiendo que $[s_a, s_b, s_c]$ tienen módulo suficientemente grande como para que en la proximidad de ω_c podamos considerar el numerador como si fuera una constante K' .

$$K' = -K \cdot s_a \cdot s_b \cdot s_c$$

- Sacando factores comunes los polos de Δ_v , la F.T. nos queda.

$$\Delta v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K''}{(1 - s/s_d)(1 - s/s_e)(1 - s/s_f)(1 - s/s_g)}$$

$$\text{con } K'' = \frac{K \cdot s_a \cdot s_b \cdot s_c}{s_d \cdot s_e \cdot s_f \cdot s_g}$$

- El módulo de la función para $s = j\omega$:

$$\left| \frac{V_o(s)}{V_i(sj\omega)} \right| = \left| \frac{V_o}{V_i} \right| \approx \left| \frac{(K''')^2}{(1-s/s_d)(1-s/s_e)(1-s/s_f)(1-s/s_g)} \right|$$

- Si todos los polos fueran reales y elevado al cuadrado:

$$\left| \frac{V_o(sj\omega)}{V_i(sj\omega)} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{(1+w^2/s_d^2)(1+w^2/s_e^2)(1+w^2/s_f^2)(1+w^2/s_g^2)}$$

- Desarrollando el denominador obtenemos $\frac{(1+a^2)(1+b^2)(1+c^2)(1+d^2)}{(1+b^2+a^2+3b^2)(1+d^2+c^2)} =$

$$\left| \frac{V_o(sj\omega)}{V_i(sj\omega)} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{1+w^2 \left(\frac{1}{s_d^2} + \frac{1}{s_e^2} + \frac{1}{s_f^2} + \frac{1}{s_g^2} + w^2 \left(\frac{1}{s_d^2} * \frac{1}{s_e^2} + \dots \right) + \dots \right)}$$

- Suponiendo que $[s_d, s_e, s_f, s_g]$ son reales, los coef. de esta ec. deben ser positivos; por lo que $|V_o/V_i|^2$ deberá ser una función monótona de w^2 .

→ Como puede que no exista un polo dominante, se busca la freq. que hace que $|V_o/V_i|$ caiga $3dB$, y se considera a éste como la frecuencia de corte sup. Si el anp. es de hecho de 'polo dominante' se pueden eliminar todos los términos mayores a ' w^2 '.

→ Para hallar la pulsación de potencia mitad w_H , a la cual $|V_o/V_i|^2 = (K'')^2/2$; donde evidentemente:

$$w_H < |s_d|, |s_e|, |s_f|, |s_g|$$

Hacemos: $\left| \frac{V_o}{V_i} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{2} \approx \frac{(K'')^2}{1+w^2 \left(\frac{1}{s_d^2} + \frac{1}{s_e^2} + \frac{1}{s_f^2} + \frac{1}{s_g^2} \right)}$

18/04/2010

Este simplificación es posible ya que W_H^2 puede cada vez dividido por un número más grande, así los términos de orden superior a '2' se desprecian.

→ Despejando W_H :

↳ Están muy cerca en frecuencia.

$$\frac{1}{W_H^2} = \frac{1}{S_d^2} + \frac{1}{S_e^2} + \frac{1}{S_p^2} + \frac{1}{S_g^2}$$

$$\therefore W_H = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{S_d^2} + \frac{1}{S_e^2} + \frac{1}{S_p^2} + \frac{1}{S_g^2}}}$$

Note: $S_d = 2\pi f_d$
Non real!

* Este método puede extenderse con un número cualquiera de frecuencias propias!

→ Si $S_d \ll S_e, S_p, S_g$, entonces $W_H \approx S_d$
↳ Por lo menos dos octavas de dif.

Respuesta temporal & resp. al escalón.

"En el caso de que la FT posea polos reales, la resp. al escalón es la suma de cierto número de exponentiales, una por cada polo de la FT."

→ Si un polo es dominante, dominará una exponencial en la res.
→ Así, habiendo hallado las posic. de los polos y ceros se podrá calcular fácilmente el tiempo de subida 't_c'.

→ $t_c \approx 2,2$ $\frac{1}{S_{dom}}$ ↑ aplicando la Ecu #15, $(W_H = S_{dom}) \Rightarrow t_c = \frac{2,2}{S_{dom}}$

- Si no hay ningún polo dominante, pero los polos son reales, como los t_c 's se suman en forma aprox. cuadrática:

$$(t_c)^2 = t_m^2 + t_{n_1}^2 + t_{n_2}^2$$

$$(t_c) = (2,2) \cdot \left(\frac{1}{S_1^2} + \frac{1}{S_2^2} + \frac{1}{S_3^2} + \dots \right)$$

→ Luego $t_c = 2,2 \cdot \sqrt{\frac{1}{S_1^2} + \frac{1}{S_2^2} + \frac{1}{S_3^2} + \dots}$

$$\frac{1}{W_n}$$

• $W_n = \frac{2,2}{t_c} ; f_n = \frac{0,35}{t_c}$

Método de las ctes de tiempo en circ. abierto como ayuda para el diseño:

- * Este método sirve para hacer un análisis rápido para una rectificación de diseño.

→ Procedimiento: Se hacen el producto del denominador de ΔV y sup que los zeros no influyen en el ΔB ; se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K^1}{\alpha_0 + \alpha_1 S + \alpha_2 S^2 + \alpha_3 S^3 + S^4}$$

(12345)
PASOS

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K^1}{\alpha_0 + \bar{J}_1 W_n - \bar{J}_2 W_n^2 - \bar{J}_3 W_n^3 + W_n^4}$$

$$\frac{V_o}{V_i} \Rightarrow \frac{(K^1)^2}{2 \alpha_0^2} \rightarrow W_n = \frac{\alpha_0}{\sqrt{\alpha_1^2 - 2 \alpha_0 \alpha_2}}$$

↳ Despreciando todos los términos superiores a W_n^2

• Si de ésta última ecuación despejamos $2\omega_0$, $\omega_0 = \frac{R_0 C_0}{2}$

$$W_h \equiv \frac{\omega_0}{\alpha_1}$$

$\Delta \frac{1}{W_h} = \frac{\alpha_1}{\omega_0} - Z_1 + Z_2 + Z_3 = R_0 C_1 + R_0 C_2 + R_0 C_3 \dots = \sum_j Z_{j0}$

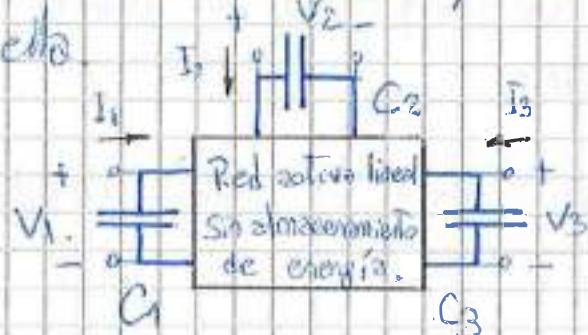
- ω_0 : no depende de la frecuencia.
- α_1 : depende de algún elemento reactivo.

Búsqueda de ω_0 , α_1 por inspección de la red:

- Generalizac. del Teorema de las freq. Naturales -

↳ Sirve para encontrar ω_0 y α_1 .

A) Se construye un circ. equivalente con todos los elementos resitivos dentro de una caja y los elementos reactivos fuera de ella.



B) Se aplica el Teorema de las frecuencias naturales

$$Y_T = G_T + S C_T \Rightarrow 0 \text{ v} ; |S| = W = \frac{1}{R_T C_T}$$

Corresponde a una polinomización

característica de un determinante.

El cero de admisión es un polo

de la func. de transferencia.

$$\omega_0 \Rightarrow G_T$$

$$\alpha_1 \Rightarrow C_T$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{G_T}{C_T} = \frac{1}{R_T C_T} = W \\ \alpha_1 = \frac{\omega_0}{C_T} \end{array} \right.$$

c) Hay que plantear 2 circuitos; uno paralelo resistivo y otro capacitivo.

Generalizando:

- Red activa lineal de "n" capacitores.
- Se pasivan los generadores independientes.
- No existe acumulación de energía dentro de la red.
- Solo se consideran tensiones y corrientes asociadas a los capacitores, ya que se busca calcular la admittance $Y_F = \frac{I_C}{V_C}$;

D) Se observa toda la Malla desde las conexiones de los capacitores y se comienza un determinante para calcular la admittance total del sistema.

E) Las raíces que hacen cero la ec. característica de ese determinante serán los polos de la fun. de transf.

F) Se asocian las capacidades con sus comp. relacionados; así quedan asociados también sus polos y freq. de corte.

G) Se define a $\Delta_{20} = \Delta g \Big|_{S=0}$ (en 1520, pg 186 Gray-Searle)

$$\wedge \quad \Delta_{11} = C_1(\Delta g)_{11} + C_2(\Delta g)_{22} + C_3(\Delta g)_{33}$$

$$\bullet \quad \frac{\Delta_{11}}{\Delta g} = C_1 \frac{(\Delta g)_{11}}{\Delta g} + C_2 \frac{(\Delta g)_{22}}{\Delta g} + C_3 \frac{(\Delta g)_{33}}{\Delta g} \Rightarrow \frac{R_{10}C_1}{C_1} + \frac{R_{20}C_2}{C_2} + \frac{R_{30}C_3}{C_3}$$

Generalizando: $\frac{\Delta_{11}}{\Delta g} = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + R_{30}C_3 - \sum_j \omega_{j0}^2$

$$\wedge \quad W_{11} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta g} = \frac{1}{\sum \omega_{j0}^2}$$

ii) Se puede identificar que dispositivo es el limitante.

* La condición de medición de cierto tipo de parámetros depende de la naturaleza de los mismos.

→ Parám. Z → se miden a circ. abierto.

→ Parám. γ → se miden en cortocircuito.

Estudio de la FT Resonancia Amp. Corriente.

I) Ampm: Se obtiene con el modelo "incremental" o híbrido. } El resultado no es exacto!

II) W_H : se obtiene a partir de los polos de FT.

III) Diagrama de Bode: Módulo y Fase.

↳ Cuando la ganancia cae 3dB por abajo de A_{PM} se define W_H .

↳ Se eliminan los polos de muy baja frec. y ceros de muy alta freq.

↳ Si los polos están muy cerca se complica el análisis, ya que la W_H es función de más de un polo.

↳ Cuando $V_i = v_i + n$, n = ruido; hay que estudiar el comportamiento cerca de todos los polos.

IV) Estabilidad: Al encontrarse a lazo abierto no es problema.

Se selecciona un T_C con W_T muy por arriba de

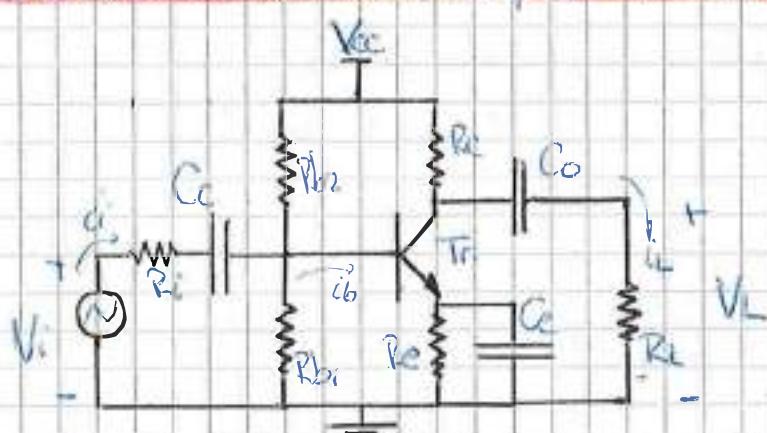
W_H y limita el AB con componentes exteriores.

↳ NO se pueden utilizar los polos del amp. como filtro; ya que no se sabe a cierta cierta donde están. Puede llegar a haber problemas de estabilidad si hay muchos polos.

V) Si los polos están muy cerca en frecuencia, se organiza la FT como una productoria de términos de $1/w^2$ y luego al encontrar W_H se hace $|N_H| = \Delta A_{PM} / \sqrt{Z^2}$.

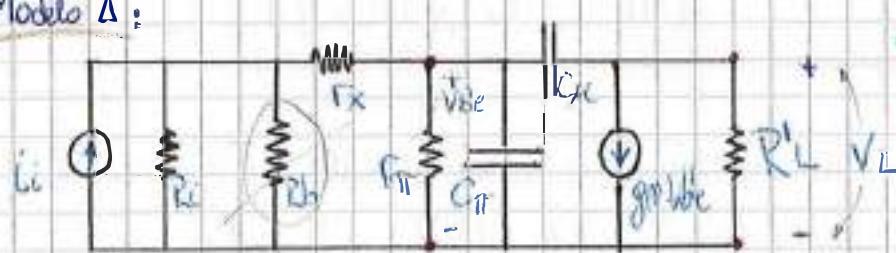
↳ El error se puede calcular $[n \cdot 1 ; E \cdot 1]$

Nº

Análisis en A.F. de un ampl. en E.C. como amp. realimentado

* Hay que calcular:

- Ganancia de lazo T
- Imp. de entrada.
- Imp. de salida.

Modelo Δ:

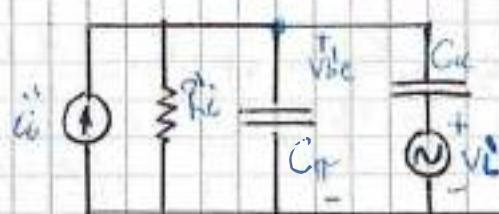
$$\bullet R_L' = (R_C \parallel R_L)$$

$$\bullet R_b \gg (r_x + r_n)$$

$$R_b \parallel (r_x + r_n) \approx r_x + r_n$$

Se descarta R_b !

* La operación C_{ce} cierra una red de realimentación, teniendo en cuenta este parámetro y descartando R_b :



$$\bullet R_i' = (R_{in} + r_x) \parallel r_n$$

$$\bullet i_i' = V_i / (R_i' + r_n)$$

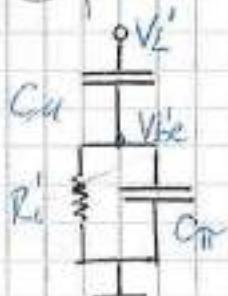
$$(\because R_S = R_{in} + r_x)$$

thence
Notion of
current source.

* Se define la ganancia de lazo $T = A \cdot B = \frac{V_L}{V_i} = \left(\frac{V_L}{V_{be}} \right) \cdot \left(\frac{V_{be}}{V_i} \right)$

$$\text{I) } V_L = -gm \cdot V_{be} \cdot R_L' \Rightarrow \frac{V_L}{V_{be}} = -gm \cdot R_L'$$

II) Suponiendo $V_i = 0$:



$$V_{be}' = V_L$$

$$X_{C\pi} = (R_i \parallel X_{C\pi}) \times (R_i \parallel X_{C\pi})$$

$$Y_{C\pi} = \frac{1}{S C\pi}$$

$$\frac{R_i}{R_i C\pi S + 1}$$

$$V_{be} = V_L$$

$$\frac{1}{R_i + R_L} \cdot \frac{V_L}{R_i(C_A S + 1)}$$

18/04/2010

$$V_{be} = V_L$$

$$(R_i C_A S + 1 + R_L)$$

$$+ S C_A \cdot R_i = \frac{V_L - R_i C_A \cdot S}{1 + S \cdot R_i (C_A + C_u)}$$

$$\text{dado } \frac{V_{be}}{V_L} = R_i C_A \times$$

$$\frac{S}{1 + S \left[\frac{1}{R_i (C_A + C_u)} \right]}$$

$$* T = A_{AB} = - g_m \cdot R_L \cdot R_i \cdot C_A \times \frac{S}{(1 + S \left[R_i (C_A + C_u) \right])}$$

Note: De esto se puede obtener una versión simplificada
o sea si se considera el efecto de real de C_u

$$\cdot \frac{V_L}{V_{be}} = - g_m \cdot R_L$$

$$\cdot \frac{V_{be}}{V_L} = \frac{1}{(R_i + r_\pi)} \left[R_i + S [C_A + C_u (1 + g_m \cdot R_L)] \right]$$

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{V_L}{V_{be}} \times \frac{V_{be}}{V_L}$$

$$\Delta v = - g_m \cdot R_L \cdot r_\pi$$

$$(R_i + r_\pi + r_\pi) \left\{ 1 + S \left[R_i (C_A + C_u (g_m R_L + 1)) \right] \right\}$$

$$= - \frac{G_s}{G_s + g_\pi} \times g_m \cdot R_L \times \frac{1}{1 + \frac{S}{\frac{G_s + g_\pi}{C_A + C_u}}}$$

* Resultado idéntico al de la pag. 97

Admitancia de entrada

- Tipo de real: malla o - Muestra de tensión

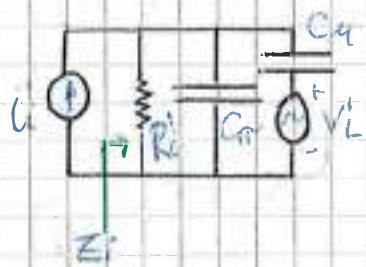
↓
En AF se comportaría como

- Mezcla en paralelo (corriente)

en ampl. de transistores

$$(\text{Pag. 13}) \Delta_{RM} = \frac{V_L}{I_E} : \rightarrow Z_{in}^* = \frac{Z_0}{1 - T} \quad \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{Y_E (1 - T)}$$

* El circ. eg. de entrada; \wedge Desviando el efecto de redim. ($V_L \rightarrow \phi_V$)



$$Y_L = \frac{1}{R_L} + S(C_M + C_T) = \frac{1 + S R_L (C_M + C_T)}{R_L}$$

\wedge

$$\cdot T = A \cdot \beta = -g_m R_L \cdot R_L \cdot C_A \cdot S \\ (1 + S C_R R_L (C_M + C_T))$$

$$\therefore Y_{if} = Y_L(1-T) = \left(\frac{1 + S R_L (C_M + C_T)}{R_L} \right) \left(1 + \frac{-g_m R_L \cdot R_L \cdot C_A \cdot S}{(1 + S C_R R_L (C_M + C_T))} \right)$$

$$Y_{if} = \frac{1}{Z_L} + S \left[C_M + C_T (1 + g_m \cdot Z_L) \right]$$

* Reconstruyendo el circ. de entrada: $C_M = C_M (1 + g_m \cdot R_L)$

$$\wedge C_T = C_T + C_M$$



$$\wedge Z_L = \frac{1}{Y_{if}} / L^2$$

Adm. Tensión de salida:

- Debido a la topología de redimensionamiento la impedancia de salida disminuye \therefore la Y_{if} aumenta.

$$Z_{of} = \frac{Z_0}{1-T} \Rightarrow Y_{if} = Y_0(1-T)$$

* Circ. eg. de salida,



$$Y_0 = \frac{1}{R_L} \quad \therefore Y_{if} = \frac{1}{R_L} \left[1 + g_m R_L R_L C_0 \right] \\ (1 + S \{ R_L (C_T + C_M) \})$$

$$Y_{op} = \frac{1}{RL} + \frac{g_m \cdot R_s}{1 + S \cdot K \cdot (C_o + C_s)}$$

$$Y_{op} = \frac{1}{RL} + \frac{1}{\left(\frac{1}{g_m R_s C_o S} + \frac{S \cdot K \cdot (C_o + C_s)}{m \cdot R_s C_o S} \right)} = \frac{1}{RL} + \frac{1}{(1 + C_o) + \frac{1}{g_m S \cdot R_s C_o S}}$$

Unidad: Ω^{-1}

Resistivo

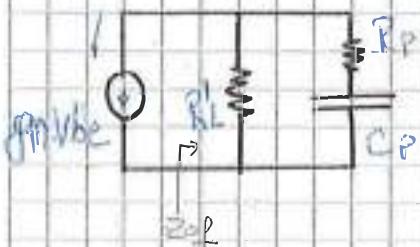
Unidad: Ω^{-1}

Capacitivo, H_2

$$Y_{op} = \frac{1}{RL} + \frac{1}{R_p + \frac{1}{C_p S}}$$

+ R_p C_p

* Recreación del circuito de salida de Tensión:

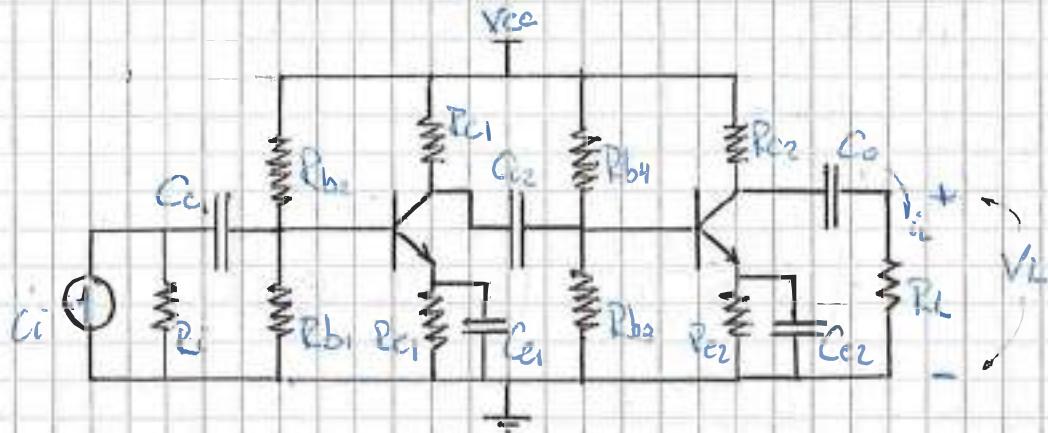


▲

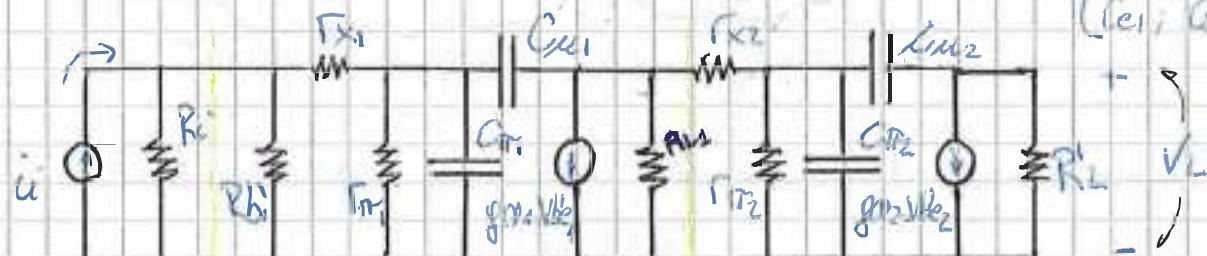
$$Z_{op} = \frac{1}{Y_{op}} \quad [a]$$

Amplificadores multietapa cascada:

- Se interconectan etapas en conf. de E-C. en serie.



- Modelo eq. f alta freq; Modelo incremental ($C_{ce}, C_{ci}, C_o \rightarrow 0\Omega$)
($C_{ce}, C_{ci} \rightarrow 0\Omega$)

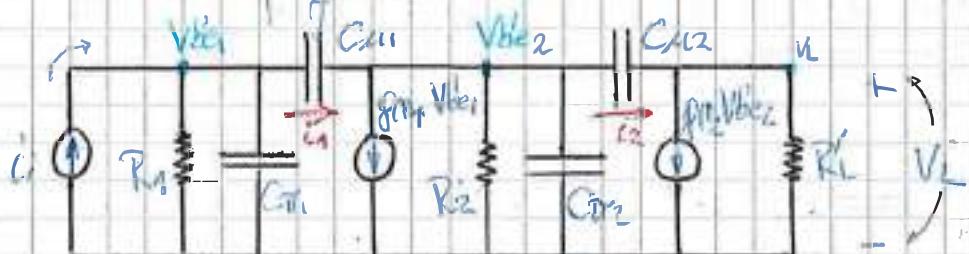


* El objetivo es encontrar ΔI por medio de un circuito eq. reducido \Rightarrow más simple de analizar

→ Hacemos: $\left\{ \begin{array}{l} R_{b1}' = R_{b1} // R_{b2} \wedge R_{b2}' = R_{b3} // R_{b4} \\ R_1 = r_{m1} // (r_{x1} + R_{b1}) \wedge R_2 = r_{m2} // (r_x + R_{b2}') \end{array} \right\}$

→ y buscaremos colocar las mitades que reemplacen a C_{ce1}, C_{ce2} .
 $\left\{ R_L' = R_{L2} // R_L \right\}$

- Modelo simplificado:



• Cálculo de X_{Cu1} (X_{Cu}) y X_{Cu2} (X_{Cu2})

X_{Cu1}) Relacionando V_{be1} y i_1 podemos encontrar la adm. rel.

$$\rightarrow i_1 = (V_{be1} - V_{be2}) \times S_{Cu1} \quad \wedge \quad V_{be2} = g_m R_2 \cdot V_{be1} \cdot \frac{1}{R_2(C_m + C_u)}$$

$$i_1 = V_{be1} \cdot S_{Cu1} + g_m V_{be1} \cdot \frac{1}{R_2(C_m + C_u)} \quad ; \quad V_{be1} = g_m R_2 \cdot V_{be2} \cdot \frac{1}{R_2(C_m + C_u)}$$

$$i_1 = V_{be1} \left\{ S_{Cu1} + \frac{1}{S_{Cu1} \cdot g_m \cdot R_2(C_m + C_u) + 1} \right\}$$

$$\frac{V_{be1}}{V_{be}} \Rightarrow \frac{i_1}{V_{be}} = S_{Cu1} + \frac{\frac{(C_m + C_u)}{g_m \cdot C_u}}{1 + \frac{1}{S_{Cu1} \cdot g_m \cdot R_2}} \quad \begin{array}{l} \text{Termino resistivo} \\ \text{Termino capaztivo} \end{array}$$

* Así C_{Cu1} se desvenda del circ 2 y se recomienda

para:

$$\frac{(C_m + C_u)}{M \cdot C_u} \quad \frac{1}{S_{Cu1} \cdot g_m \cdot R_2}$$

X_{Cu2}) Relacionamos V_{be2} y i_2 :

$$\rightarrow i_2 = (V_{be2} - V_L) S_{Cu2} \quad \wedge \quad V_L = g_m R_2 \cdot V_{be2} \cdot R_L$$

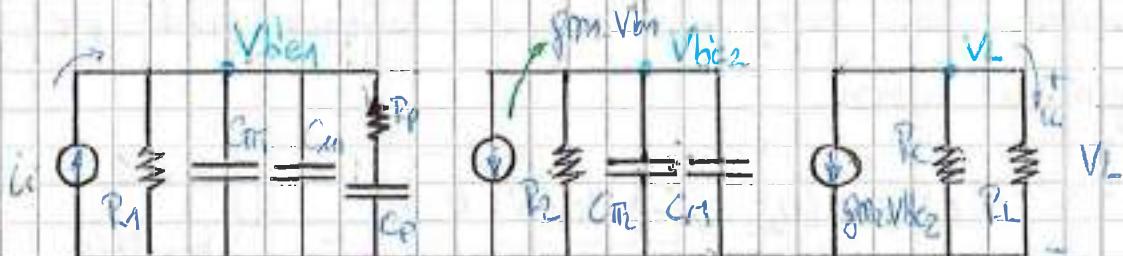
$$i_2 = V_{be2} \cdot S_{Cu2} + g_m \cdot V_{be2} \cdot R_L \cdot S_{Cu2}$$

$$i_2 = V_{be2} \left(S_{Cu2} + g_m \cdot R_L \cdot S_{Cu2} \right)$$

$$\frac{i_2}{V_{be2}} = S_{Cu2} \underbrace{\left(1 + g_m \cdot R_L \right)}_{CM} \Rightarrow S_{Cu2}$$



* El nuevo circuito quedas



$$\Delta L = \frac{C_L}{C_C} = \left(\frac{C_L}{V_{be2}} \right) \times \left(\frac{V_{be2}}{V_{be1}} \right) \times \left(\frac{V_{be2}}{C_C} \right)$$

$$\text{II) } I_L = -g_m 2 \cdot \frac{V_{be2} \times (R_C // R_L)}{R_L}, \quad I_L = g_m 2 \cdot V_{be2} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$\therefore \frac{I_L}{V_{be2}} = -\frac{g_m 2 \cdot R_C}{R_C + R_L}$$

$$\text{III) } V_{be2} = -g_m 1 \cdot V_{be1}, \quad [R_2 // \left(\frac{1}{S(C_g + C_x)} \right)] = -g_m 1 \cdot V_{be1} \cdot \frac{R_2}{R_2 + S(C_g + C_x) + 1}$$

$$\therefore \frac{V_{be2}}{V_{be1}} = -\frac{g_m 1 \cdot R_2}{[S R_2 (C_g + C_x) + 1]}$$

$$\text{IV) } V_{be1} = C_C \times \left\{ R_1 // \left[\underbrace{\frac{1}{S(C_g + C_x)} // \left(R_C + \frac{1}{S C_P} \right)} \right] \right\}$$

$$\underbrace{(S R_C C_P + 1) / S [C_P + (C_g + C_x)]}_{R_1 \cdot (1 + S(R_1 C_P))} + S^2 \left[\frac{S C_P (C_g + C_x)}{S [C_P + (C_g + C_x)] + S^2 [S C_P (C_g + C_x)]} \right]$$

$$\text{* V) } \frac{I_L}{I_C} = \frac{1}{\left(\frac{R_C + R_L}{R_C} \right)} \cdot \frac{1}{\left(\frac{S R_2 (C_g + C_x) + 1}{S R_2 (C_g + C_x) + 1} \right)} + \frac{R_1 (1 + S R_C C_P)}{\left(\frac{1 + S [R_C C_P + R_1 (S C_P (C_g + C_x) + S^2 R_1 R_C C_P (C_g + C_x))]}{1 + S [R_C C_P + R_1 (S C_P (C_g + C_x) + S^2 R_1 R_C C_P (C_g + C_x))]} \right)}$$

Considerando que $1 + S \cdot R_2 (C_g + C_x) \approx 1 + S \cdot R_C \cdot C_P$

$$\bullet A_i = \frac{i_L}{i_i} = -\frac{g_m 1 \cdot g_m 2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_C}{(R_C + R_L)} \times \frac{1}{(1 + s \cdot \alpha + s^2 B)} \quad \begin{matrix} \text{Sale } B \text{ positiva} \\ \text{combn.} \end{matrix}$$

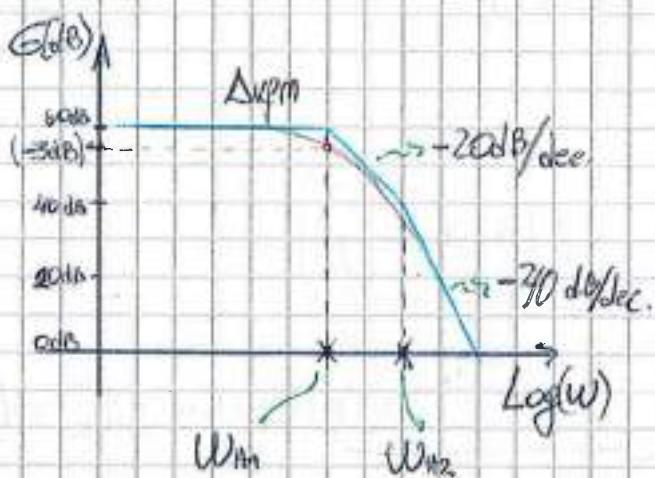
→ Buscamos los raíces de la ec. de segundo grado que componen el denominador:

$$W_{H1}, W_{H2} \Rightarrow -\frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad \wedge \quad \begin{cases} a = 1 \\ b = \alpha/B \\ c = 1/B \end{cases}$$

→ Reemplazando en A_i ,

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} \Rightarrow \frac{g_m 1 \cdot g_m 2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_C}{(R_C + R_L) (R_1 \cdot R_p \cdot C_p \cdot (C_{in} + C_{out}))} \times \frac{1}{(s - W_{H1})(s - W_{H2})}$$

Diagrama de Bode:



- La curva real de ganancia cruza por el punto (•), donde $|Av|$ cae más por debajo de $|Av_{pm}|$, esto sucede en W_{H1} .

Talla diagrama de Fase

Resumen de amplificadores multietapa:

Amp. Cascada: $E.C_1 \rightarrow E.C_2 \rightarrow E.C_3 \dots$

- Posee ΔV y ΔI , muy altas si se quiere.
- Configuración muy limitada en A.F.
 - ↳ La capacidad reflejada a la base de T_n es el producto de la ganancia de T_{n-1} por la capacidad interna.
 - ↳ Se suman las limitaciones en frecuencia.

Amp. Cascada: $E.C. \rightarrow B.C.$

- Es una muy buena configuración para A.F.
 - ↳ Se usa como diferencial Cascado en Amp. Op.
 - ↳ Se utiliza en instrumentos de A.F.
- Se utiliza como modelo de multietapa por su W_f alta.
- Posee buena ganancia de Tensión y de corriente, con las cualidades derivadas del AB en una conf. BC.

Amp. Darlington: $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots$

- Posee mala respuesta en A.F.
 - ↳ La capacidad reflejada es muy grande.
 - ↳ El ancho de banda es pequeño.
- Como punto a favor; Posee Z_i muy elevada y buena ganancia.

Electrónica Aplicada 2

HOJA N°

112

FECHA

20/04/2010

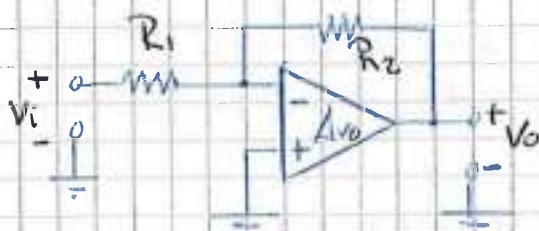
Unidad N°4

Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados.

Introducción:

* Algunas de las páginas que revisarán con el Miltivo A-11.
[es distinto a la perspectiva del Capítulo]

Amp. Op. en conf. inversora:



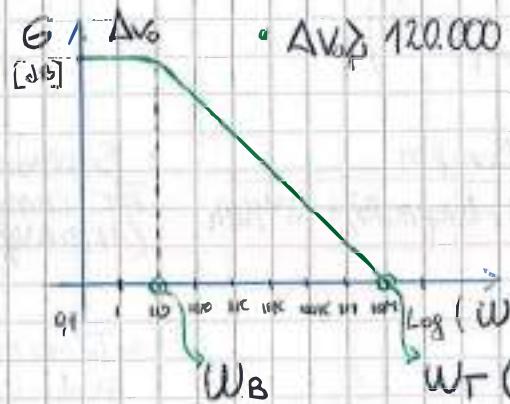
- Suponiendo que no hay elementos reactivos:

$$V_o = G \cdot V_i \quad \wedge \quad G = -\frac{R_2}{R_1}$$

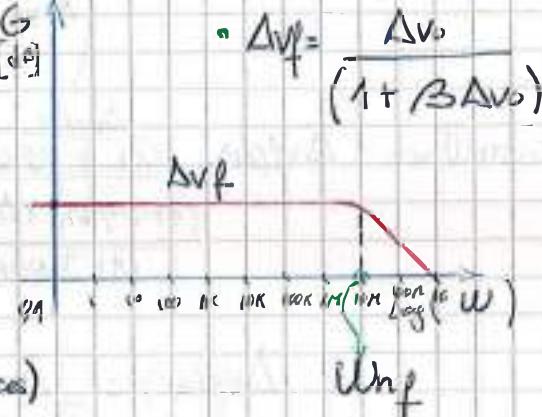
$$\therefore V_o = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i$$

- * La resp. en prec. total es la superposición de las resp. en prec.

A circ. abierto.



A circ. cerrado.



- * Los amplific. operacionales se dividen en dos categorías:

- I) Amp. Op c/comparación exterior: No están acotados en banda; tienen ΔB muy grande; Multiplo. Suelen tener tres polos y son potencialmente inestables.

NOTA

[Marco Alvarez Reyna UTN-FRC email: marcoalrey@gmail.com]

$$SR \cdot \frac{Isat_1}{C_x \Delta V_{L2}}$$

II) Amp. op. autocompensados: poseen un capacitor 21/04/2010

- interno, muchas veces llamado capacitor de Miller (Peg 23, 26 y 26')
- de un valor cercano a los 30 pF (Tip. del AOP. 741)

Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados:

- * La función de transf. genérica del amp. op. sin realimentación con polo simple dominante (ω_h) es:

$$\left. \Delta V_{(AF)} \right|_{\beta=1} = \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_h} \right)} \quad * \text{En formato } (1 + j \omega) \text{ e} \\ \text{para poder trazar el bode}$$

- * Teniendo en cuenta éste $\Delta V_{(AF)}$ y aplicándolo al circ. realim. del Diag #11, obtendremos la fun. de transf. del amp. realimentados

$$\Delta V_f^{(AF)} = \frac{\Delta V_{(AF)}}{\left(1 - \Delta V_{(AF)} \cdot \beta \right)} \quad * G_{naf} = f(\text{free})$$

$$\Delta V_f^{(AF)} = \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_h} \right)} \quad \left(1 + \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_h} \right)} \cdot \beta \right)$$

Desarrollando: $\Delta V_f^{(AF)} = \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_h} \right)} = \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + j \omega \omega_h \right) + \Delta V_{o fm} \cdot \beta} = \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + \Delta V_{o fm} \cdot \beta \right) + j \omega / \omega_h}$

* Segundo fact. Tér. común $(1 + \beta \Delta V_{o fm})$

$$\Delta V_f^{(AF)} = \frac{\Delta V_{o fm}}{\left(1 + \Delta V_{o fm} \cdot \beta \right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j \omega / \omega_h}{1 + \Delta V_{o fm} \cdot \beta} \right)} \quad \begin{array}{l} \text{Termino de} \\ \text{pendiente de} \\ \text{la frecuencia.} \end{array}$$

$\Delta V_f^{(fm)} \sim$ Ganancia a freq. medias con realimentación.

$$\Delta V_f^{(AF)} = \Delta V_f^{(fm)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j \omega / \omega_h}{1 + \Delta V_{o fm} \cdot \beta} \right)}$$

→ Donde: $W_{hf} = W_h (1 + \Delta v_{ofm}) \cdot \beta$

* Se observa claramente que el polo de alta freq. se ha corrido hacia frecuencias más altas en una proporción.

$$\frac{W_{hf}}{W_h} = (1 + \Delta v_{ofm} \cdot \beta) \rightarrow \text{Factor de realimentación.}$$

→ Reemplazando éste valor en la gen. a freq. medios c/realim.

$$\Delta v_f(AF) = \frac{\Delta v(f_m)}{\left(\frac{W_{hf}}{W_h}\right)} \quad \wedge \quad \frac{W_{hf}}{W_h} \gg 1$$

$$\Delta v_f(AF) \cdot W_{hf} = \Delta v(f_m) \cdot W_h$$

Producto Generación × Ancho de Banda

* El producto $G \cdot \Delta B$ se utiliza como criterio de selección del AF.

* $\frac{W_{hf}}{W_h}$ es una relación lineal de β $\therefore G \cdot \Delta B = \text{cte}$

$$\Delta v_f(AF) \cdot W_{hf} = \Delta v(f_m) \cdot W_h = 1 \times W_T$$

$$\therefore W_{hf} = \frac{W_T}{\Delta v_f(AF)}$$

$$\rightarrow W_h = \frac{2 \pi f_c}{t_c}$$

* Muchas veces no se da como dato $W_h(f)$, si no ' t_c '.

* La respuesta en frecuencia depende también de la exigencia de potencia.

EJ: $\frac{W_T}{2\pi} = 1,2 \text{ MHz} @ G=1;$

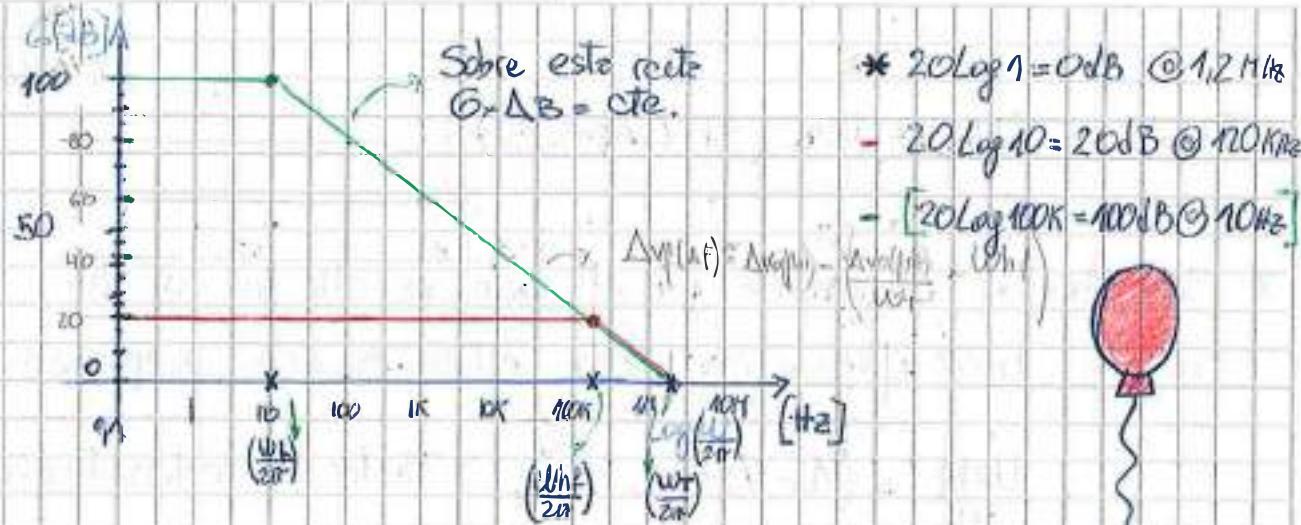
Condic. diseño: $\Delta v_f(AF) = 10;$

$W_{hf}?$ →

$$\Delta v_f(AF) \cdot W_{hf} = 1 \times W_T$$

$$\therefore W_{hf} = \frac{W_T}{\Delta v_f(AF)} = \frac{1,2 \cdot 10^6}{10} \cdot \frac{2\pi}{10}$$

$$\therefore \underline{\underline{W_{hf} = 120 \text{ KHz}}}$$



Respuesta temporal:

- Existen dos tipos de resp. Temporal:
 - ↳ El sist. no es exigido en potencia a la salida: Señal débil
 - ↳ El sist. es exigido en potencia a la salida: Señal fuerte
- Las condiciones de funcionamiento dependen de la carga.
- ↳ Los dispositivos internos del Amp. Op. tienen limitaciones para combinar la resp. en tensión (veloc. de crec.) y corriente. La transferencia de energía es crítica.
- * En la hoja de datos del emp. se dan dos tipos de parámetros.
 - Curva de respuesta a lazo abierto; garantiza la lazo abierto para señal débil. (t_c)
 - Curva o resp. con carga; norm. a lazo cerrado; En este caso $V_{out} = f(t_{free})$, Hay distorsión si $\frac{d(V_{in}(t))}{dt} > R_T$; el SR $> 2R \times V_{pico}$ para que no haya distorsión.

Una alternativa es: Señal débil + Amplif. (AF) + Driver Potencia (AF)
 → Carga.

Análisis de la F.T. con realimentación:

Se analiza el caso de 1, 2 y 3 polos; Y se considera que el Amp. Op. está limitado en baja frecuencia.

1) Caso con 1 polo:



- Suponemos que el amp.

tiene un capacitor de acoplamiento (genera ~~un polo~~ en ba-
ja frecuencia); Por lo tanto no tendremos ganancia para C.C.
(si es un ~~polar~~ al origen)

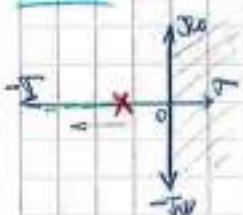
- Ganancia con realimentación:

$$\Delta V_f = \frac{\Delta v}{(1 + \beta \cdot \Delta v)} \quad \wedge \quad \Delta v \Big|_{\text{polar de C.C.}} = \Delta V_{BF} = \frac{\Delta V_o (\text{fin})}{\left(1 + \frac{J \omega_L}{\omega_L}\right)}$$

$$\rightarrow \text{Reemplazando: } \Delta V_f(\text{fin}) = \frac{\Delta v}{\left(1 + \beta \cdot \frac{\Delta v}{(1 + J \omega_L / \omega_L)}\right)} = \frac{\Delta v}{(1 + J \omega_L / \omega_L) + \beta \cdot \Delta v}$$

- Secundo fin. con $(1 + \beta \cdot \Delta v)$

L.R.:

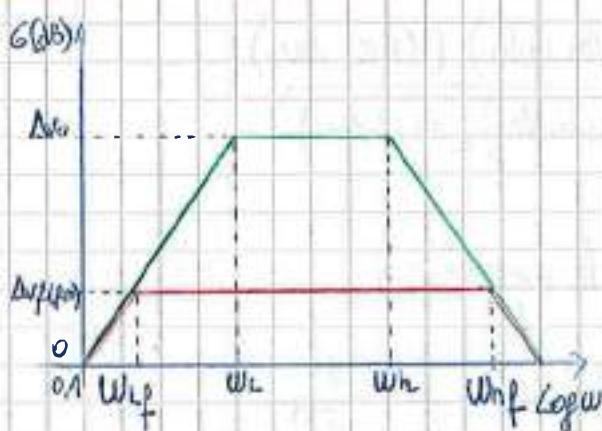


$$\Delta V_f(\text{fin}) = \frac{\Delta v}{(1 + \beta \cdot \Delta v)} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{J \omega_L}{\omega_L (1 + \beta \cdot \Delta v)}\right)}$$

$$\Delta V_f(\text{fin})$$

Nuevo polo de
baja frecuencia.

Bode:



- La posición de los polos de -pende de $(1 + \beta \cdot \Delta v)$; se ve como la freq. de corte inferior se desplaza al origen:

$$w_{Hf} = \frac{w_L}{(1 + \beta \cdot \Delta v)}$$

NOTA: 1 polo → Siempre estable! Polo real, se desplaza en el eje sigma, siempre en el semiplano izquierdo!

2) Caso de dos polos:

22/04/2010

- Sistema de 2do grado con elementos reactivos (RLC). Da origen a la aparición de componentes senoidales en la respuesta cuando hay pares de polos complejos conjugados.
- Se analiza este caso para altas frecuencias.

$$\rightarrow \text{Ganancia con realimentación: } \Delta V_f = \frac{\Delta v}{(1 + \beta \Delta v)}$$

$$\Delta v \left|_{\substack{\text{2 polos do} \\ \text{altas freq.}}} \right. = \frac{\Delta V_o(p_0)}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{h1}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{h2}}\right)} \rightarrow \frac{\Delta V_o \cdot (\omega_{h1} \cdot \omega_{h2})}{(\omega_{h1} + j\omega)(\omega_{h2} + j\omega)} \quad \begin{matrix} \wedge \\ j\omega = s \end{matrix}$$

$$\Delta v = \Delta V_{(AF)} \left|_{\substack{\text{1 polo} \\ \text{AF}}} \right. = \frac{\Delta V_o \cdot \omega_{h1} \cdot \omega_{h2}}{(j\omega - \omega_{h1})(j\omega - \omega_{h2})} = \frac{\Delta V_o \cdot \omega_{h1} \cdot \omega_{h2}}{(\omega_{h1} - j\omega)(\omega_{h2} - j\omega)^2}$$

$$\Delta V_{(AF)} = \frac{\Delta V_o \cdot \omega_{h1} \cdot \omega_{h2}}{s^2 + (\omega_{h1} + \omega_{h2})s + (\omega_{h1} \cdot \omega_{h2})}$$

$$\begin{aligned} a &= 1 \\ b &= (\omega_{h1} + \omega_{h2}) \\ c &= (\omega_{h1} \cdot \omega_{h2}) \end{aligned}$$

$$\rightarrow \text{Reemplazando: } \Delta V_{f(AF)} = \frac{\frac{\Delta V_o \cdot c}{b s^2 + b s - c}}{1 + \beta \left[\frac{\Delta V_o \cdot c}{a s^2 + b s + c} \right]} \Rightarrow \frac{\Delta V_o \cdot c}{(a s^2 + b s + c) + \beta \Delta V_o \cdot c}$$

$$\Delta V_{f(AF)} = \frac{\Delta V_o \cdot (\omega_{h1} \cdot \omega_{h2})}{s^2 + (\omega_{h1} + \omega_{h2})s + (\omega_{h1} \cdot \omega_{h2})(1 + \beta \Delta V_o)}$$

$$\bullet \text{ El término en } s^2 \text{ es: } \omega_0^2 = (\omega_{h1} \cdot \omega_{h2})(1 + \beta \Delta V_o)$$

$$\therefore \omega_0 = \sqrt{(\omega_{h1} \cdot \omega_{h2})(1 + \beta \Delta V_o)}$$

Frecuencia natural o de resonancia. Anexo #4, pg 153

$$\text{Recordar la fórmula de Tensión: } f_0 = \frac{1}{[m_k] \sqrt{LC}}$$

→ Hay que encontrar los raíces del pd. denominador; para ello:

$$\Delta V_f(\omega) = \Delta V_o \cdot W_{hi} \cdot W_{hz} / \omega_0^2 \quad ?$$

$$\left(\frac{S}{\omega_0} \right)^2 + \left(\frac{S}{\omega_0} \right) \times \frac{(W_{hi} + W_{hz})}{V(W_{hi} \cdot W_{hz})(1 + \beta \Delta V_o)} + 1$$

Ec #16

$$r_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

2:2

$$\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

- Tenemos que:

$$\left. \begin{array}{l} \cdot a = 1 \\ \cdot b' = \frac{(W_{hi} + W_{hz})}{\omega_0} \\ \cdot c = 1 \\ \cdot \frac{1}{Q} = \frac{W_{hi} + W_{hz}}{V(W_{hi} \cdot W_{hz})(1 + \beta \Delta V_o)} \end{array} \right\} \quad r_{1,2} = \left(\frac{S}{\omega_0} \right)_{1,2} \Rightarrow -\frac{(W_{hi} + W_{hz})}{2\omega_0} \pm \sqrt{\left(\frac{W_{hi} + W_{hz}}{2\omega_0} \right)^2 - 1}$$

$$\left(\frac{S}{\omega_0} \right)_{1,2} = -\frac{1}{2Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1}$$

→ Finalmente:

$$\left(\frac{S}{\omega_0} \right)_{1,2} = -\frac{1}{2Q} \pm \frac{1}{2Q} \sqrt{1 - 4Q^2}$$

Q: Factor de calidad; Se contrapone a ξ (pérdida)

$r_{1,2} = f(Q) \quad Q = f(\omega_0) \quad \omega_0 = f(1 + \beta \Delta V_o)$

Q es mínimo
cuando no hay
realimentación

Es importante saber que
sucede cuando se realimenta el
amplificador.

$$Q = \frac{\sqrt{W_{hi} \cdot W_{hz}}}{W_{hi} + W_{hz}}$$

Análisis de la FT en función de Q:

- Se analiza el lugar de las raíces del polinomio denominador de $\Delta V_f(\omega)$ para observar el movimiento de sus polos en el plano complejo en función del incremento de la realimentación.

1) Análisis para $\beta=0$. $(1+\beta \cdot \Delta w_0) = 1$; Sin realimentación.

$$C_{1,2} = S_{1,2} \rightarrow W_1 \quad | \\ \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad W_2$$

$$\phi = \sqrt{\frac{w_h \cdot w_c}{(w_h + w_c)}} \rightarrow \text{Los polos no cambian su posición!}$$

- Lazo abierto -

- Los polos son reales y se encuentran siempre en el semiplano izquierdo, eje real. El ampl. es estable

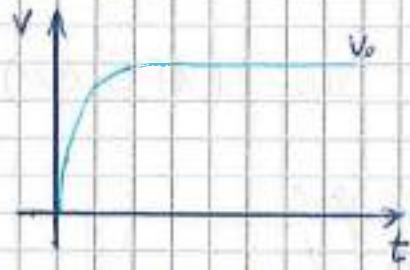


- Representa un sistema sobre amortiguado.

- Si los polos son iguales; $w_h = w_c = w$, $Q = 0,5$.

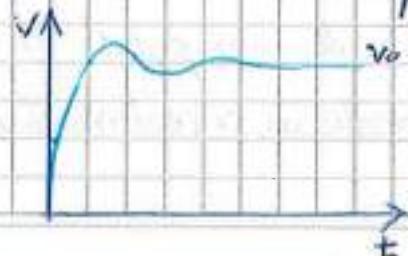
2) Para $\beta \neq 0$; aumente el factor de realimentación y $\alpha = f(\beta)$. Los polos comienzan a moverse uno hacia el otro. El gráfico es más dinámico y Q varía!

- Mientras $Q < 0,5$, las raíces son reales y se aproximan entre sí.



- Representa un sistema críticamente amortiguado.

3) Hasta $Q < 0,5$ los polos se desplazaban por el eje real acercándose, para $Q = 0,5$, los polos comienzan a moverse verticalmente, alejándose del eje real. A partir de $Q > 0,5$ las raíces son complejas conjugadas (parte real, polo)



- Representa un sistema sub-amortiguado.

Característica importante & La componente real del polo

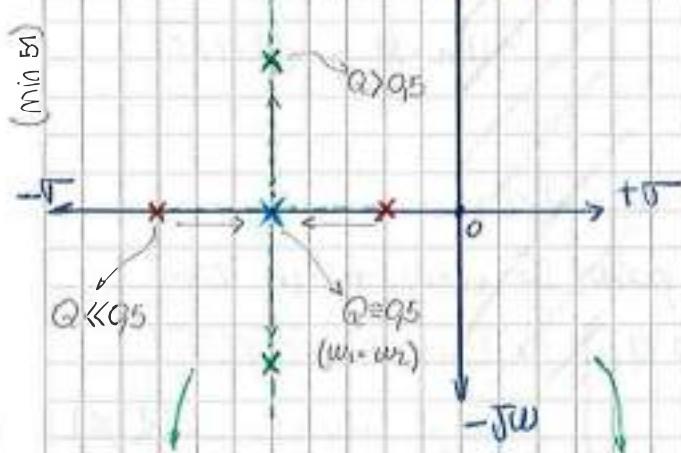
complejo conjugado permanece constante. $(w_1 + w_2)/2$; Las ramas de la gráfica del lugar de las raíces no se inclinan hacia el semiplano izq. ni derecho. Se mantienen siempre en el sem. izq. & El amp. permanece siempre estable.

↳ Pero no siempre es recomendable que permanezca en ese zona (lo de siempre es aceptable)

Zona de definición de la freq. de corte del amp.

Resumen y conclusiones:

Lugar de las raíces :



Semiplano izquierdo

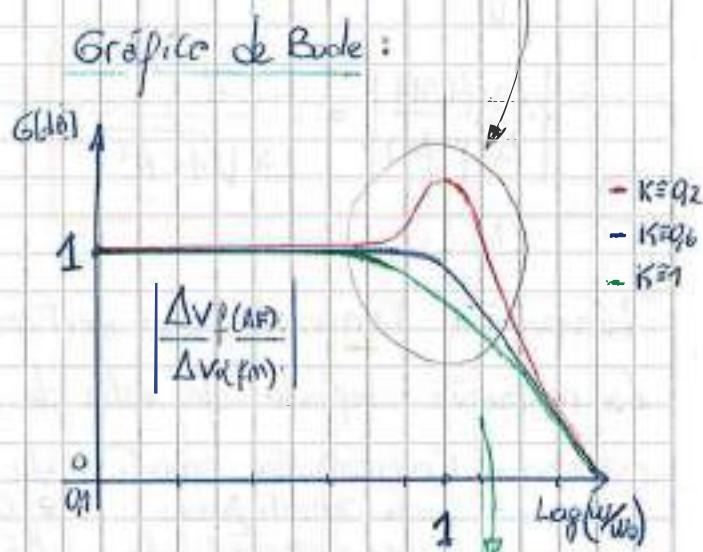
- ESTABLE -

??

Semiplano derecho

- INESTABLE -

Gráfico de Bode :



Curvas de ganancia normalizadas !

* K: factor de amortiguamiento. Para $K < 0.707$ existe sobrepico.

↳ $K = f(\text{sedimentación}) \Rightarrow \frac{1}{2Q}$; Reemplazándolo en la T.T. de la Ecu# 16 :

$$\Delta V_f(af) = \frac{\Delta V_0 (w_{h1} \cdot w_{h2}) / w_0}{\left(\frac{S}{w_0}\right)^2 + \left(\frac{S}{w_0}\right) \cdot \frac{1}{Q} + 1} \Rightarrow \frac{\Delta V_0 \cdot w_{h1} \cdot w_{h2} / w_0^2}{\left(\frac{S}{w_0}\right)^2 + \left(\frac{S}{w_0}\right) \cdot 2K + 1}$$

↑ $\Delta V_f(fm) = \Delta V_0 \cdot w_{h1} \cdot w_{h2} / w_0^2$?

→ Tomando módulo:

23/04/2010

$$\left| \Delta v_f(\text{AF}) \right|_{s=j\omega} = \frac{\left| \Delta v_f(\text{PM}) \right|}{\left| \left(\frac{s}{j\omega} \right)^2 + \left(\frac{s}{j\omega} \right) 2K + 1 \right|} = \frac{\left| \Delta v_f(\text{PM}) \right|}{\left| \left(\frac{j\omega}{j\omega} \right)^2 + \left(\frac{j\omega}{j\omega} \right) 2K + 1 \right|}$$

$$\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \cdot 2K \right)^2}$$

* Definimos a la ganancia normalizada:

$$\frac{\left| \Delta v_f(\text{AF}) \right|}{\left| \Delta v_f(\text{PM}) \right|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \cdot 2K \right)^2}}$$

→ Se deriva e iguala a cero
para obtener $\omega_n = \pm \sqrt{1 - 2K^2}$
(control!)

* Para el máximo valor de la función; el módulo tomará el siguiente valor:

$$\frac{\left| \Delta v_f(\text{AF}) \right|}{\left| \Delta v_f(\text{PM}) \right|} = \frac{1}{2K\sqrt{1 - K^2}}$$

Módulo de/en resonancia

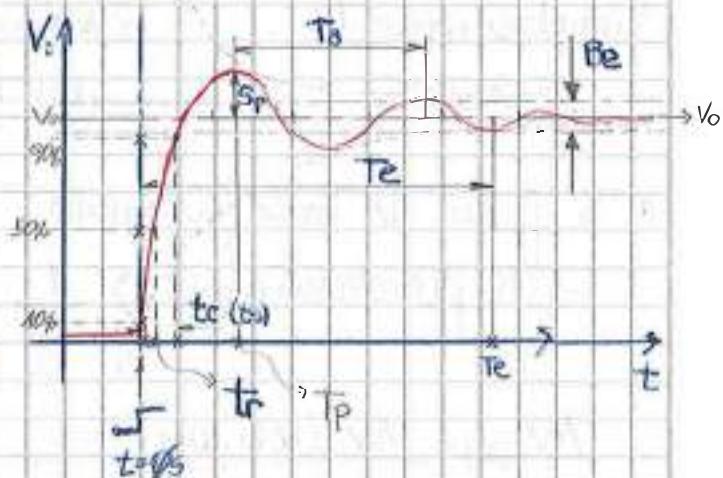
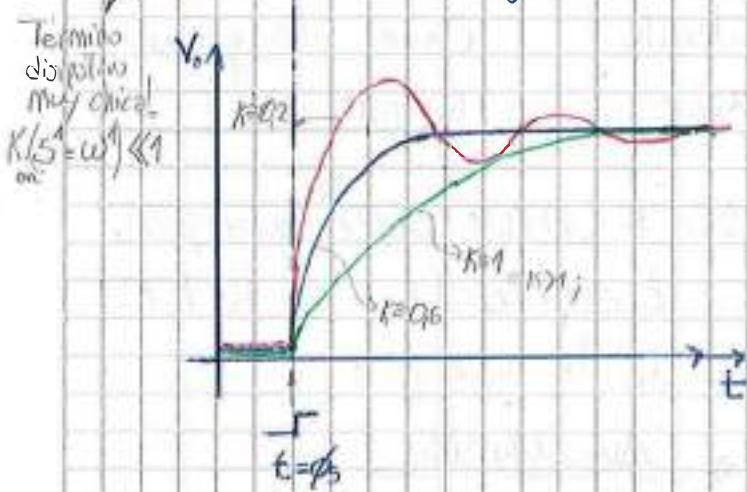
• Para $\omega = \omega_0\sqrt{1 - 2K^2}$

$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_0} \Rightarrow \sqrt{1 - 2K^2}$

Respuesta temporal con excitación escalon:

La respuesta depende del valor de los polos. Se discriminan tres

- casos:
- Criticamente amortigado $K=0,6$
 - Sub-amortigado $K > 0,6$
 - Sobre-amortigado $K < 0,6$
- Para $(K) > (1,707)$ se tiene un muy sobrepicado (43%)



Descripción de los parámetros:

t_c o t_{ts} : tiempo de crecimiento o tiempo de subida.

Es el Tiempo que tarda una señal en llegar del 10% al 90% de su valor final (ideal).

$$t_c = t_{2(90\%)} - t_{1(10\%)} \text{ [seg]}; * \text{Para señales bajas (sobremuestreado)}$$

t_r : tiempo de retraso. Es el tiempo que tarda la señal en llegar al 50% del valor final. $t_r = t_{(50\%)} \text{ [seg]}$;

S_p : Sobre pico. Es el valor máximo alcanzado por la señal de salida en su primer sobreceso menor el valor ideal de salida. Suele indicarse porcentual. $S_p = V - V_0 \text{ [%]}$;

T_a : Período de amortiguamiento.

T_e : Período o Tiempo de establecimiento. Es el Tiempo que tarda la señal en alcanzar la banda de error (primer cruce).

B_e : Banda de error. Cuando se tiene una respuesta sub-estabilizada, la exponencial (envolvente de la pulsación) se desvanece en el infinito; Por lo tanto hay que definir cuál será el $\Delta V = E \text{ [v]}$ para régimen. $T_p = ?$

3) Caso 3 polos:

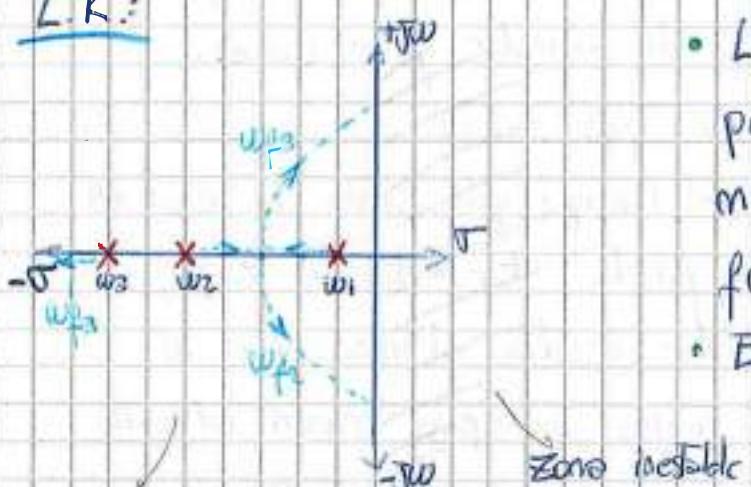
- * El estudio se realiza en AF. ya que casi siempre se utilizan Amp. Op. que no poseen polos en BF. (están acoplados en directo; jc amplifican CC.)
- Introducimos la ec. característica dentro de la ec. de la gan. e hazo cerrado del amp. y luego operamos algebraicamente:

$$\Delta V_{(AF)} = \frac{\Delta f_m}{\left(1 + \frac{s}{w_1}\right) \left(1 + \frac{s}{w_2}\right) \left(1 + \frac{s}{w_3}\right)}$$

- Cambiamos a hazo abierto con tres polos de AF.

$$\Delta \text{Av}_f(\text{Av}) = \frac{\Delta \text{Av}(\text{Av})}{1 + \beta \Delta \text{Av}_{\text{m}}} \Rightarrow \Delta \text{Av}_{(f+m)} \times \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 \cdot \omega_2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right) \cdot \omega_1 + \omega_0}$$

L.R.



- La gráfica muestra tres polos, pero uno de ellos domina en la definición de la frecuencia de corte.
- Existe un punto crítico de realm.

$$|A \cdot B| = 1 \wedge \angle A \cdot B = -180^\circ$$

HLPs

* Los sistemas de mayor grado son, en gran medida, abiertivos de los sistemas de menor grado.

↳ Si hay un polo inferior muy alejado, predomina en la freq. de corte, y puede considerarse como polo dominante.

* Si se aumenta el factor de realimentación puede darse la situación de que el amp. se comporte como uno de dos polos. El Tercer polo se aleja al aumentar la realimentación y el resto se acercan entre sí. Así es como el amp. originalmente de tres polos comienza a comportarse como uno de dos polos. (2do orden)

↳ Si se aumenta la realimentación lo suficiente, las ramas del L.R. (de ω_{p2}, ω_{p3}) se inclinan al eje imaginario. La resp. sigue siendo sub- amortiguada pero el amp. tiende a la inestabilidad. El punto crítico es el eje imaginario. Cuando los polos alcanzan y cruzan el eje imag. y se desplazan

G)

Zona
óptima

al semiplano derecho del LR el amplificador se convierte en un oscilador!

Oscilación: Señal autosostenida. Generada por el mismo ampl.

↓
Mantiene una y los sistemas de "Butterworth" con polos complejos V_o a freq. conjugados. Se da cuando hay realimentación constante. Sistiva.
 $V_o = -A_{f\infty} V_o$?

* Condición para osc.: $| -A\beta | = 1$ \wedge $| A\beta | = -180^\circ$

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{1 + A\beta_{real}} \rightarrow \infty \quad \wedge \quad \Delta Fase = 0^\circ; \quad \Delta f > \Delta\omega$$

Así el giro total es de $-360^\circ = 0^\circ$



Teóricamente la ganancia se haría infinita. Se da cuando los polos sortean esa situación de equilibrio sobre el eje imaginario y se pasan al semiplano derecho, en donde $\Delta f \rightarrow \infty$ y se da el crecimiento exponencial.

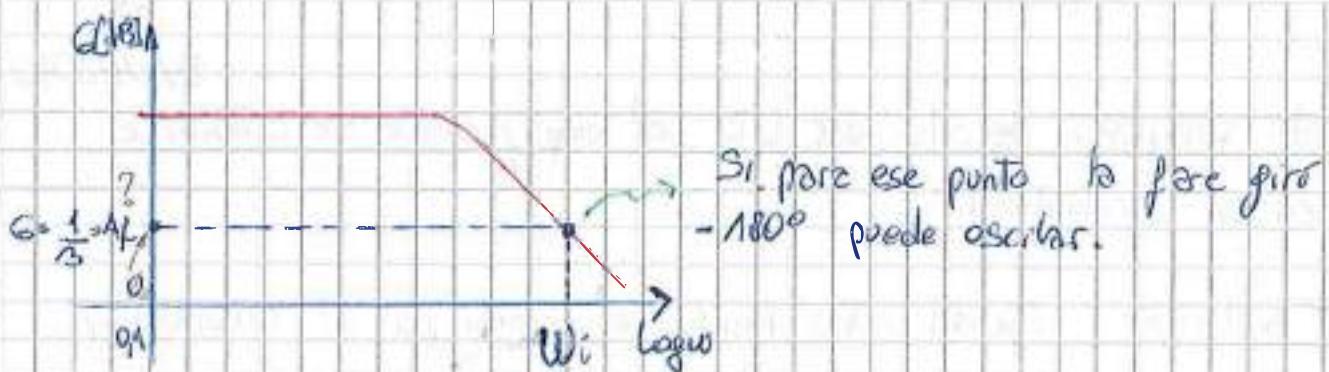
Conclusion: Hay que evitar que los polos lleguen al eje img.!

↳ Sea cual fuere el caso hay que tratar de evitar la coincidencia de las dos condiciones

$$| -A\beta | = 1 \quad \wedge \quad | A\beta | = -180^\circ;$$

Si solo se da esta condición pero no la de fase -180° ; entonces no hay riesgo.

↓
Esto no es posible con sistemas de 1er orden; ya que 1 polo apunta con -90° .



Resumen de sistemas de 1er, 2do y 3er orden:

- * Sist. 1er orden: En términos generales, pero no absolutos, mientras más realimentación más estabilidad.
- * Sist. 2do orden: Igual que el caso anterior con la salvedad de que la respuesta no siempre es aceptable debido a que podría presentar sobrepicos desproporcionados (la estabilidad inicial es crítica).
- * Sist. 3er orden: Existe un límite donde para determinada realimentación y condición de excitación $Re[s] = 0$ y el sistema comienza a oscilar.

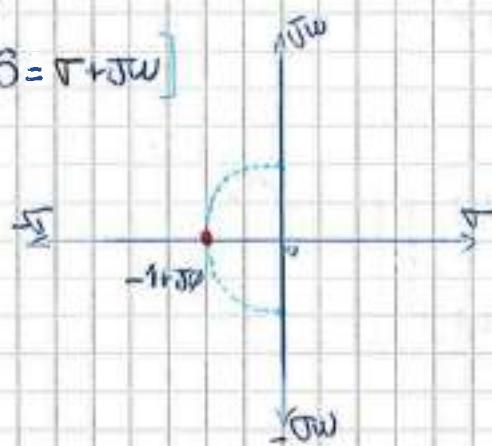
(TAB 1, 180° estable)

Margen de ganancia y de fase:

- * Para garantizar la estabilidad es necesario definir un margen seguro de ganancia y de fase.
- L. No se evitan las condiciones de oscilación, pero sí su simultaneidad (a una misma frecuencia)
- * La realimentación puede ser positiva pero el comp. no necesariamente se vuelve inestable (Margen de ganancia positivo)

- Nyquist plantea un círculo de radio unitario que interseca a $s = -1 + j\omega$ fuera del cual el sys. es estable.

$$[S = \sigma + j\omega]$$



- Para un sist. de 1er orden, ninguno de los valores que asume $1 + \beta A$ se acerca a la circunferencia que define si se trata de realim. positiva.

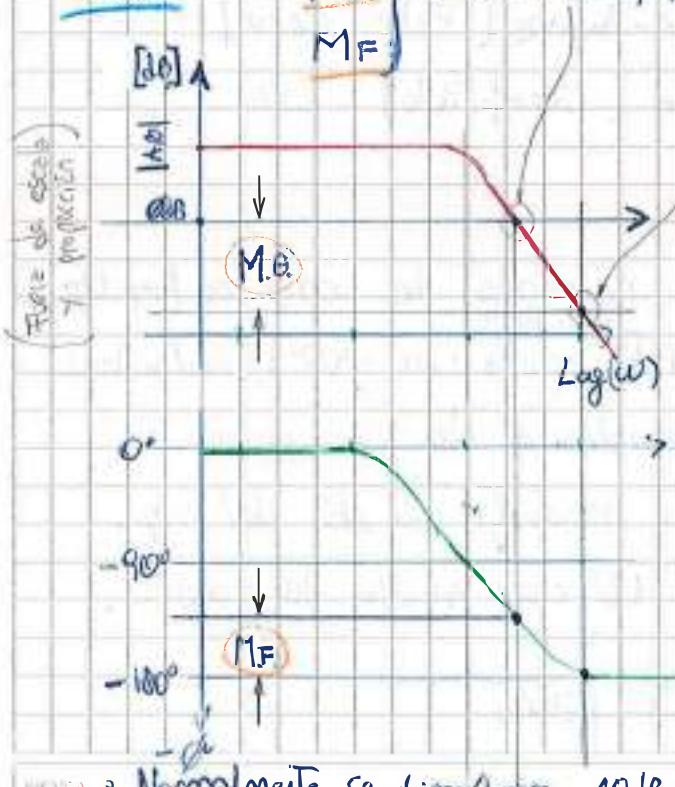
- Para un sist. de 2do orden (dos polos), dentro y sobre la circunferencia se trata de realim. posit., fuera es neg.

- Para sist. de 3er orden ya no es posible garantizar la estabilidad absoluta como para sist. de 1er y 2do orden. Este sistema con tres polos es potencialmente inestable. Hay que trabajar entonces criteriosamente con los márgenes de ganancia y fase para evitar la oscilación.

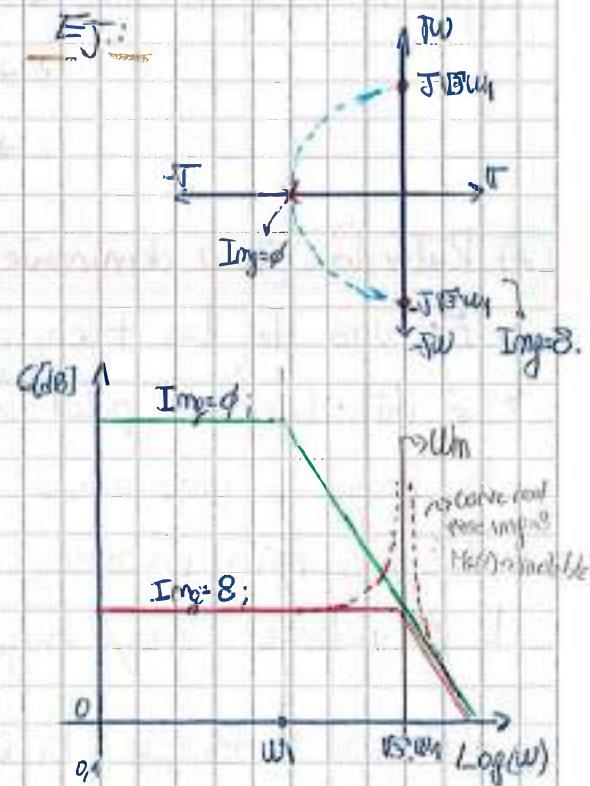
Bode:

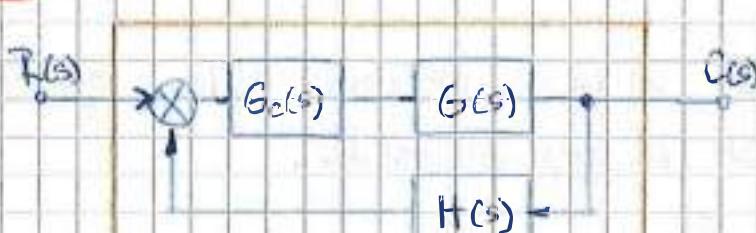
M.G.: dist. entre AB=1 y $\phi = -180^\circ$

EJ:

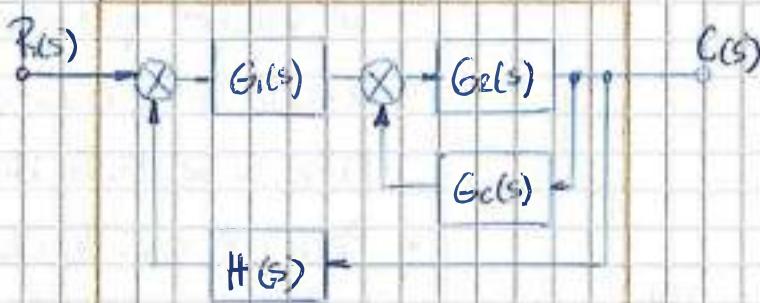


NOTA: Normalmente se tiene/busca 10dB M.G. y 45° M.F.



Serie:En derivación:

↳ Tono Nivelado
con realiment.



$$G(s) = K \cdot \frac{\pi(s + w_c)}{\pi(s + w_p)}$$

Téc. de compensación: Las Técnicas de compensación se utilizan para prevenir la simultaneidad de las condiciones de oscilación / inestabilidad.

Tipos de compensadores:

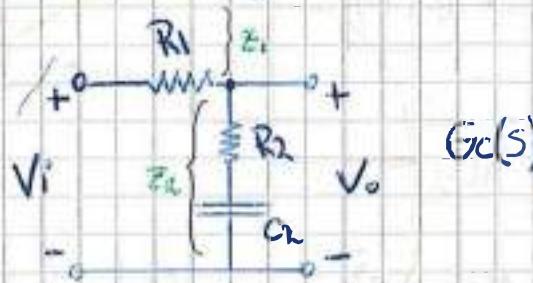
- Retardo [Polo dominante] FPR
- Retardo-Avance [Polo-Cero] FPA
- Avance [Cero] + Polo FPA

1) Retardo [Polo dominante]

- Es una de las técnicas más comunes de comp. en Amp. Op.
- ↳ Se introduce un polo ^{dominante} en la F.T. ^{Alta omega} (reporta con -90°), retardando la fase y previniendo la coincidencia de condiciones.
- * Esta técnica disminuye en gran medida el AB del amp.
- ↳ A valores muy bajos de w_c cesa mucho la ganancia.

Retardo ⇒ Bajar la curva de fase.

ANÁLISIS DEL BLOQUE DE COMPENSACIÓN:



$$\frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2 + \frac{1}{sC_2}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_2}}$$

$$\frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} \frac{\frac{sC_2 R_2 + 1}{sC_2}}{(R_1 + R_2) s C_2 + 1} = \frac{sC_2 R_2 + 1}{(R_1 + R_2) s C_2 + 1}$$

• Denominaremos: $T = R_2 \cdot C_2$

$$\wedge \quad \beta = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$\rightarrow \frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} = \frac{T \cdot 5 + 1}{\beta \cdot T \cdot s + 1} = \frac{1}{\beta} \times \frac{(s + \frac{1}{T})}{(s + \frac{1}{\beta T})}$$

Cero; $\omega_L = -\frac{1}{T}$;

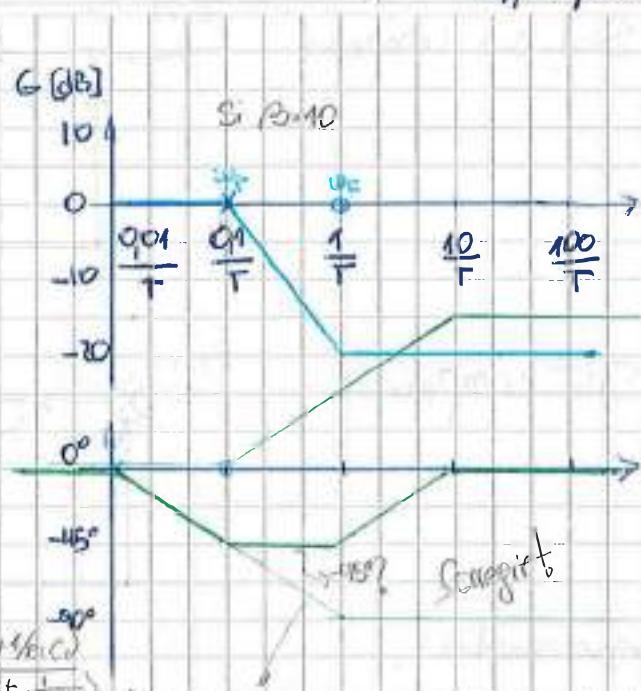
Polo; $\omega_P = -\frac{1}{\beta T}$;

* Se comporta como un filtro paso bajo.

Técnicas:

$$\rightarrow K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G(s) = m \cdot K = L \cdot N \quad \therefore \quad K = \frac{L \cdot N}{m}$$

- Determinar la ganancia de hazo abierto (cof. de error det.)
- Trazar diagrama de Bode (Mg y MF), Sist. no compensado.
- $M_F(\text{requerido}) = M_F(\text{específico}) + 5 \rightarrow +12^\circ$;
- $\omega_c = \frac{1}{T}$; 1 octava o 1 década por debajo de la freq. de transic.
- Atenuación: $\rightarrow -20 \cdot \log \beta \rightarrow \text{sale } \beta$.
- $\omega_p = \frac{1}{\beta T}$

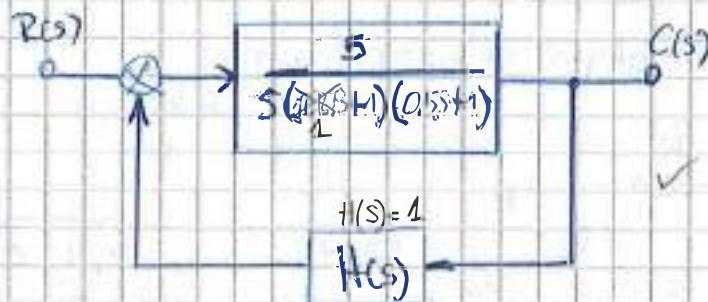


Note: Supone q si ω_c está dos décadas abajo de ω_c entonces si la fase llega a -90° .

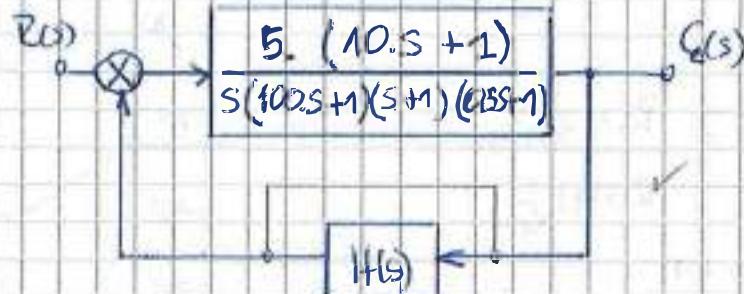
Ejemplo: K.Og. 4 e p?

28/04/2010

- Sist. sin compresor



- Sist. compensado



Requerimientos:

$$\rightarrow G(s) = \frac{K}{s(s+1)(0.55s+1)} ; \quad K_{IV} = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \cdot s = \frac{K}{1} \xrightarrow{LN} 5 ; \quad \therefore K = 5;$$

$$\left. \begin{array}{l} \rightarrow L_N = 5 \text{ seg}^{-1} \\ \rightarrow M_F = 40^\circ \\ \rightarrow M_O = 10 \text{ dB} \end{array} \right\}$$

La comp. por retraso permite ganancia elevada a bajas frecuencias ($\omega < \omega_c$) y reduce la ganancia en el margen critico de modo que se evita la inestabilidad del sistema ($M_O = 10 \text{ dB} < 0$).

Diseño: ($M_F = -20^\circ$; inestable b)

- $\omega_c = \frac{1}{T} = 0,1 \text{ [rad/seg]}.$ (elegido)
- $M_F = 40^\circ + 12^\circ = 52^\circ$
- $20 \cdot \log \frac{1}{\beta} = -20 \Rightarrow \beta = 10$
- $\omega_p = \frac{1}{\beta T} = 0,01 \text{ [rad/seg].}$

$$G_C(s) = \left(\frac{1}{10}\right) \cdot \frac{(s+0,1)}{(s+0,01)}$$

Así: $G_C(s) \sim G(s) \Rightarrow \frac{5(10s+1)}{s(100s+1)(s+1)(0,55s+1)}$

La atenuación debida a la red de retraso desplaza la frec. de tránsito a un punto de frec. más baja en el cual el margen de fase es aceptable

C) Avance [Cero] + polo



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{[R_1/(j\omega C_1)] + R_2}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2(R_1 C_1 s + 1)}{\left[\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right] C_1 s + 1] (R_1 + R_2)}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot \frac{(R_1 C_1 s + 1)}{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) (R_1 C_1 s + 1)}$$

$$\rightarrow \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \alpha \cdot \frac{(T_s + 1)}{(\alpha T_s + 1)} = \frac{(s + 1/T)}{(s + 1/\alpha T)}$$

cero $-1/T$
polo $-1/\alpha T$

* Se comporta como un filtro pasa alto.

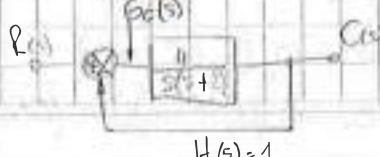
Ejemplo: $G(s) = \frac{4s}{s(s+2)}$ variable!
 $K_V = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) = 2K = 20 \Rightarrow K = 10$

$$\rightarrow K_V = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) = 2K = 20 \Rightarrow K = 10$$

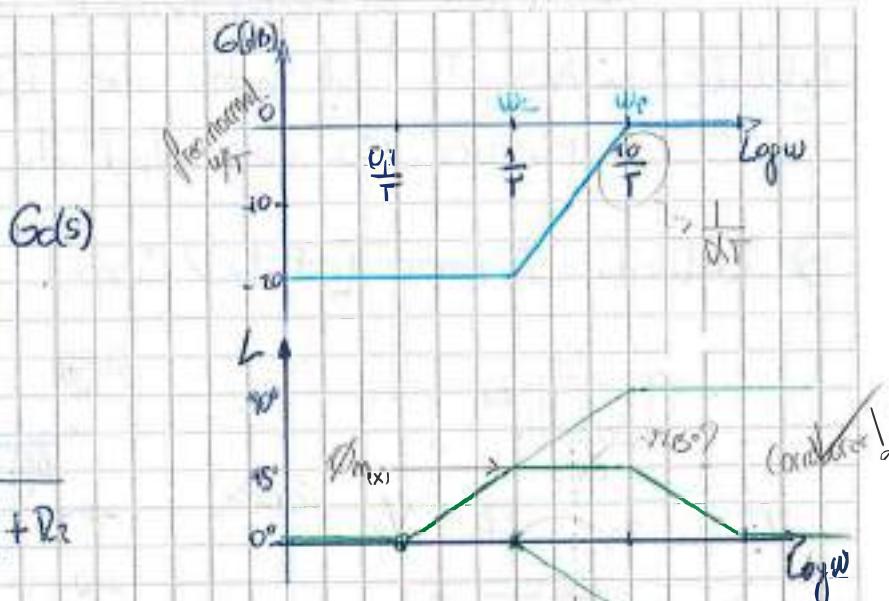
$$\rightarrow M_F = 50^\circ$$

$$\rightarrow M_G = 10 \text{ dB}$$

$$\text{Sea } \phi_m = \frac{1-\alpha}{1+\alpha}, \text{ si } \phi_m = 38^\circ \Rightarrow \alpha = 0,24$$



NOTA



$$\log W_m = \frac{1}{2} \left(\log \frac{1}{T} + \log \frac{1}{\sqrt{T}} \right)$$

$$\therefore W_m = \frac{1}{\sqrt{2} T}$$

^ Denominaremos:

$$T = R_1 C_1$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$$

Datos del punto: $M_G = 100$
 $M_F = -17^\circ \rightarrow +38^\circ = 55^\circ$

$$50^\circ + 5^\circ$$

MF comp. (V)

$$W_C = \frac{1}{T}$$

$$W_P = \frac{1}{\alpha T}$$

$$\log W_m = \frac{1}{2} \left[\log \frac{1}{T} + \log \frac{1}{\sqrt{T}} \right]; \quad W_m = \frac{1}{\sqrt{2} T}$$

* Si disminuir el valor de $K \cdot \alpha$, con el que se completa
el refuerzo de E(s) de acuerdo a la ecuación de la
enflejo de fase retrasado ($33^\circ \text{ más } -17^\circ = 50^\circ$) $\rightarrow K \cdot \alpha < 1$.

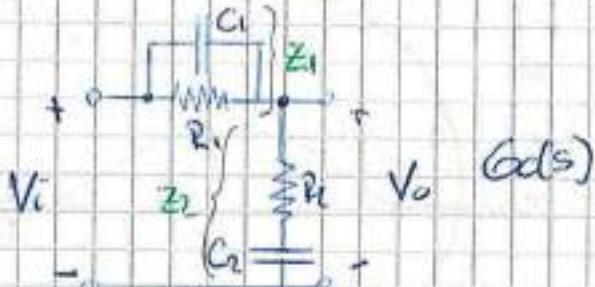
Atrazo: - Disminuye el ancho de banda. 29/04/2010

- Mejora el comportamiento en regiones.

Adelanto: - Aumenta el ancho de banda.

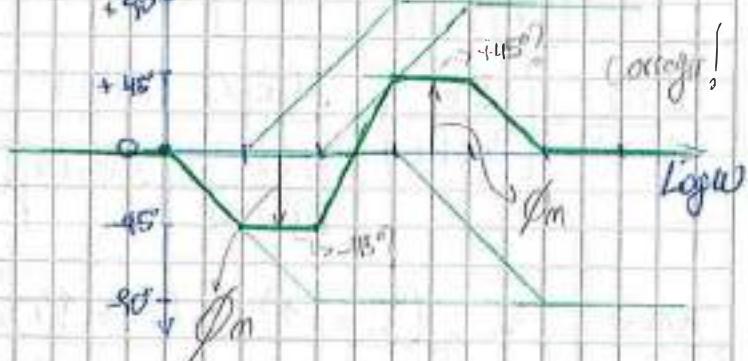
- Mejora la velocidad de respuesta.

3) Retardo - Avance [Polo / Cero]



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(R_2 + jC_2s)}{(R_1/jC_1) + (R_2 + jC_2s)}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(R_1 C_1 s + 1)(R_2 C_2 s + 1)}{(R_1 C_1 s + 1)(R_2 C_2 s + 1) + (R_1 C_1 s)}$$



• Denominamos : $T_1 = R_1 C_1$

↑ $T_2 = R_2 C_2$

$$R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 = T_1 / \beta + \beta T_2 ; \beta > 1$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{(T_1/\beta s + 1)(T_2\beta s + 1)} \Rightarrow \frac{(s + 1/T_1)(s + 1/T_2)}{(s + \beta/T_1)(s + 1/\beta T_2)}$$

Ejemplo:

$$\rightarrow G(s) = K / s(s+1)(s+2)$$

$$\rightarrow K_F = \lim_{s \rightarrow \infty} s G(s) = 10 \text{ [seg]} \Rightarrow K = 20 \text{ f/s}$$

$$\rightarrow M_F = 50^\circ$$

$$\rightarrow M_G = 10 \text{ dB}$$

$$G(s) = 10 / s(s+1)(s+2) ; f_C = 1,5 \text{ (f/s)}$$

$$W_1 = 0,015 ; W_2 = 0,15 ; M_G = T$$

$$M_F = 32^\circ \text{ (en este caso)} \quad \omega = 0,7 \text{ rad/s} ; \omega = 7 \text{ rad/s}$$

$$G_d(s) \cdot G(s) = \frac{10(143s+1)(8,67s+1)}{s(0,943s+1)(6,75s+1)(s+1)(0,5s+1)}$$

Nueva planta.

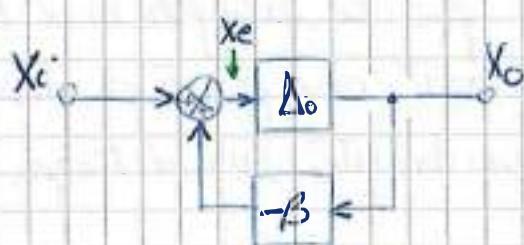
NOTA

Compensación: Como se presente en el "Millman y Halkias"

Estabilidad:

- Real. Negativa $|1 + \Delta\beta| > 1 \therefore \Delta f < \Delta o$
- Real. Posit. o regenerativa $|1 + \Delta\beta| \leq 1 \therefore \Delta f > \Delta o$

* Con $|\Delta\beta| \approx 1$ se tiene una gran amplificación, pero el amplif. c. puede oscilar espontáneamente (debido que alguna perturbación espontánea en los terminales de salida transporta la señal $X_o \rightarrow X_i$)



$$\text{Si } X_e = \phi,$$

$$X_e = -\beta X_o$$

~~$$X_o = -\beta X_o \cdot A$$~~

~~$$1 = -\Delta\beta$$~~

El amplificador oscilará!

Condiciones para estabilidad:

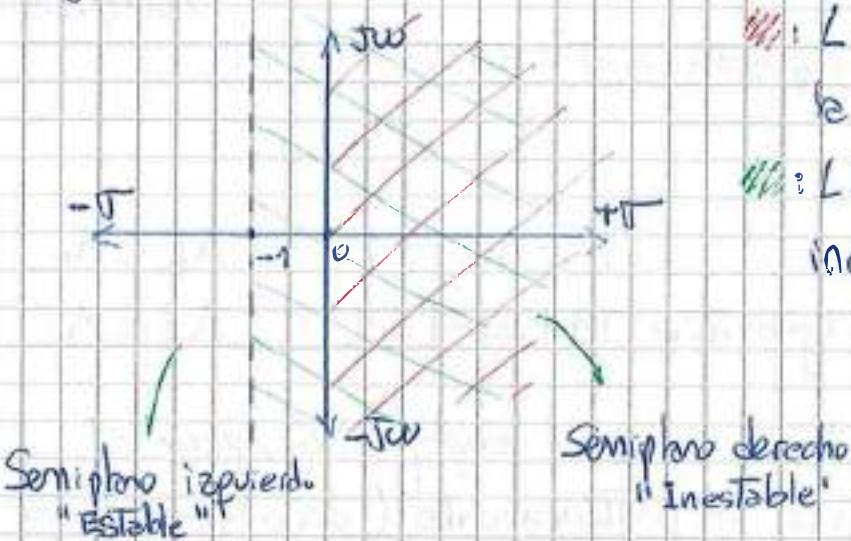
* Para que un circuito pueda utilizarse como amplificador debe ser estable a todas las frecuencias.

Un sistema es inestable cuando una perturbación transitoria persiste indefinidamente o aumenta hasta que queda limitada tan solo por una no linearidad del circuito.

Sistemas
Dinámicos
Estables

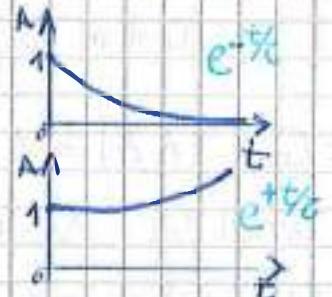
* Los polos de la F.T. son los que determinan el comportamiento transitorio de la red. Para la F.T. sin realimentar, los polos que se encuentren en el semiplano derecho generarán instabilidades.

Lugar de las raíces:



III: L.R. del denominador de la F.T. que hacen inestable.

IV: L.R. de $A\beta$ que hacen inestable a la F.T. real.



- Los polos con parte real negativa, en el dominio del tiempo, generan envolventes que se extinguen en el tiempo.
- Por otro lado aquellos con parte real positiva hacen que el exponente crezca indefinidamente con el tiempo.

Criterio de Nyquist:

$$f(\omega) \rightarrow A\beta = X + jY \rightarrow Y \text{ luego se traza el L.R.}$$

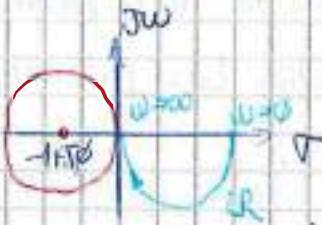
↓ F.T. será estable si el LR no encierra el punto $-1+j0$

F.T. será inestable si el LR encierra el punto $-1+j0$

EJ:

Para el caso de

polo dominante:



• Nunca es inestable!

Criterios de Margen de Ganancia y de Fase

- Definimos a $|A\beta| = T$ "Ganancia de lazo." Si $|A\beta| < 1$ para $\phi = 180^\circ$ el amplificador es estable.

- Consecuencias • Si el MG es positivo; el amp. es potencialmente inestable.

- Si el M_G es negativo, nos indica la ganancia que se puede incrementar a lazo abierto sin entrar en oscilación. El amp. es estable.

Condición óptima $\Rightarrow M_G = 10 \text{ dB}$; $M_F = 50^\circ$

- Amplificadores lineal estable -

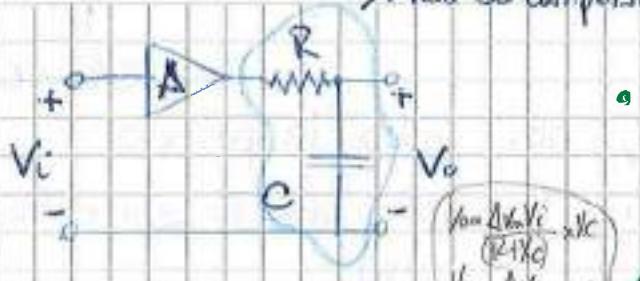
Compensación:

- Las técnicas de compensación reducen la ganancia del amp. a aquellas frecuencias a las que corresponden cambios de fase altos.
- ↳ Los compensadores también son usados para aumentar la ganancia de lazo $| \beta A |$ manteniendo el mismo margen de fase (45° approx.), necesario para satisfacer las especificaciones.

1) Compensación por polo dominante: Retardo (de fase)

- El amplificador se modifica añadiendo un polo dominante de mucho menor magnitud que cualquiera de los otros polos de la F.T. a lazo abierto.
 - ↳ En consecuencia, la ganancia de lazo cae a 0dB con una pendiente de -20 dB/dec a una freq. con la que los polos de Δv contribuyen despreciablemente al cambio de fase;
 - ↳ La comp. por retardo baje la curva de fase;
 - ↳ Reduce drásticamente el ancho de banda.
 - ↳ Se implementa con una red RC como sigue:

→ Red de compensación.



$$A'_v = \frac{\Delta v}{(1 + \Delta v \beta)} \Rightarrow \frac{\Delta v}{(1 + \zeta(f/f_d))}$$

* Δv : No compensado.

* $\Delta v'$: Compensado.

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{\Delta v}{(1 + \zeta(f/f_d))} \\ V_o &= \frac{\Delta v}{1 + \zeta(f/f_d)} \\ \text{Despues: } V_o &= \frac{\Delta v'}{1 + \zeta(f/f_d)} \\ \Delta v' &= \Delta v \cdot \frac{1 + \zeta(f/f_d)}{1 + \zeta(f/f_d)} \\ &= \Delta v \cdot \frac{1}{1 + \zeta(f/f_d)} \end{aligned}$$

$$\frac{\Delta v'}{\Delta v} = \frac{1}{1 + \zeta(f/f_d)}$$

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

" f_d se selecciona para que $\Delta v'$ pase por 0dB con pendiente -20 dB/dec en el primer polo (p_1) de A_v' "

↳ Como regla general, para que el polo agregado sea dominante, debería estar 1 década por debajo del siguiente polo, (la aplicación concreta depende del caso de aplicación)

Ejemplo:

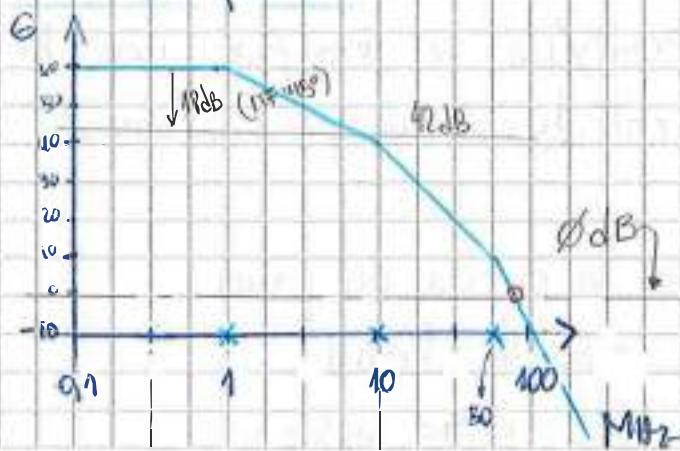
$$F.T. \Rightarrow A_v = \frac{-10^3}{(1 + \zeta \frac{f}{1M_{Hz}})(1 + \zeta \frac{f}{10M_{Hz}})(1 + \zeta \frac{f}{50M_{Hz}})} \quad (-1 \times 10^4 = -10,000 \Rightarrow |A| = 80 \text{ dB})$$

$$(1 + \zeta \frac{f}{1M_{Hz}})(1 + \zeta \frac{f}{10M_{Hz}})(1 + \zeta \frac{f}{50M_{Hz}})$$

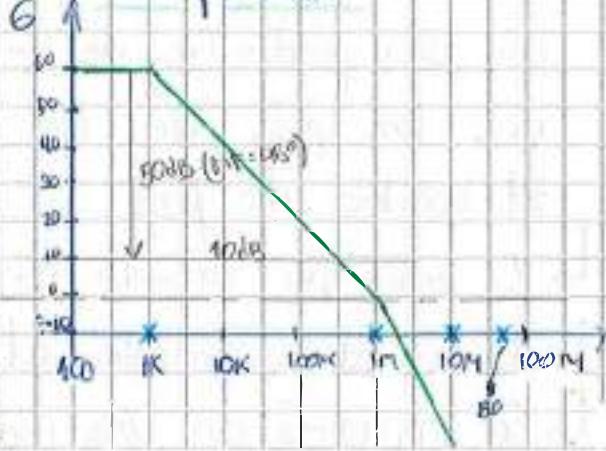
* La F.T. tiene 3 polos y se le agrega un 4^{to} polo a 1 KHz; muy por debajo del polo más chico (1M_{Hz}). $A_{1M_{Hz}}/A_{1K_{Hz}} = 1000 \text{ veces!}$

↳ Esto genera un gran desfasaje entre $|A \cdot B| = 1$ y $\phi = -180^\circ$.

Sin compensar



Compensado



- En la gráfica del amp. compensado vemos que el primer polo está en 1KHz y el siguiente a 1 MHz; generando un desplazamiento de 60 dB.

$$F.T. \text{ comp.} = \Delta v = \frac{-10^3}{(1+j\frac{f}{1\text{kHz}})(1+j\frac{f}{10\text{MHz}})(1+j\frac{f}{50\text{MHz}})(1+j\frac{f}{1\text{MHz}})}$$

{ El margen de 45° ahora corresponde a 1MHz
y el nuevo Mfo = 60 dB. }

Polo dominante.

* Ahora el lazo cerrado:

- A lazo cerrado podemos trabajar entre 60 dB y 10 dB sin problemas, con un margen de fase de 45°.
↳ Así podemos trabajar con un margen extendido de ganancias.

► Antes de la comp., para un MF=45°, se tenía que trabajar entre 60 dB y 42 dB.

- La sensibilidad es mucho mejor.

* Costos:

- En un amp. realim. lo que mejora es la desensibilidad; Para que $\Delta v_f = 1/\beta$; $A \cdot \beta \gg 1$. Si se lleva $A \cdot \beta$ muy arriba, $\beta \cdot A$ ya no es tan grande. Cuando $\beta \cdot A$ es aprox. 1 ya no sirve más la aproximación; Ya que si variamos Δv varía en gran medida $A \cdot \beta$.

- Por estabilidad en frecuencia se puede trabajar en cierto margen, pero no es 100% aprovechable, ya que hay que garantizar $A \cdot \beta \gg 1$.

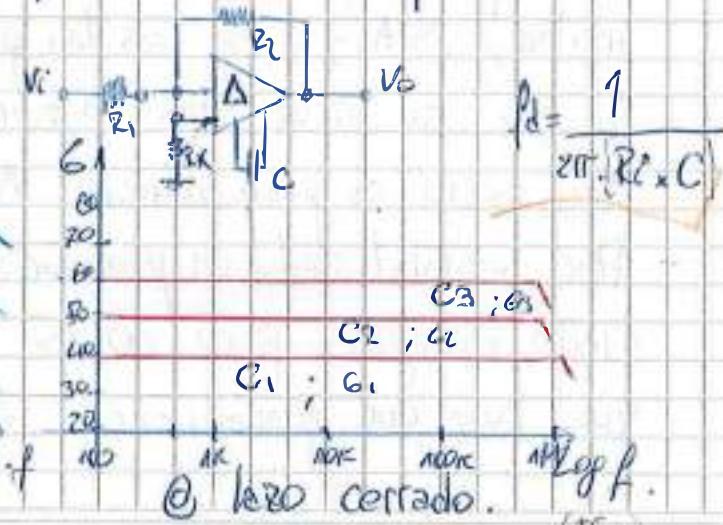
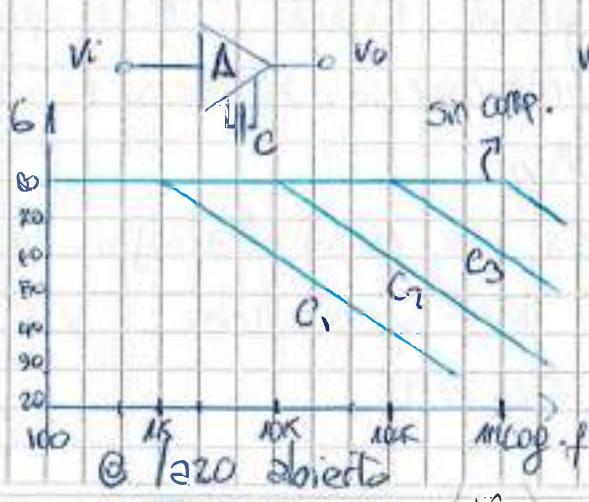
Amp no solo depende de $\frac{1}{f_3}$ si no de la gen. a lazo abierto A_{ab} .

- El método de polo dominante es muy bueno pero tiene un costo muy grueso en cuanto al ancho de banda. Se utiliza cuando la disminución del ancho de banda sea aceptable.
- Existen otras técnicas de compensación que permiten poner un polo dominante a tan baja frec.

* Mediante ésta técnica se lleva el sistema como si fuese de un polo (Polo dominante) y dado que las funciones con un solo polo no pueden ser inestables, ya que no hay ningún valor de (S) que haga cero el denominador de F.T., entonces la F.T. será estable a todas las frecuencias.

Aplicación en amp. operacionales:

- Es posible compensar cierto tipo de amp. op. mediante la incorporación de un capacitor entre los dos de sus terminales externos. El amp. op. ya viene incorporado la resistencia en las pastillas.
- ↳ Las curvas resultantes parecerían ser de polo dominante.



NOTA: $C_1 > C_2 > C_3$ $\left(\frac{+C}{-f_h} \right)$ $f_3 > f_2 > f_1$ $\left(\frac{+C}{+f_h + A_B} \right)$

Slow-Rate del Amp. Op. compensado: $SR \left[\frac{V}{s} \right]$ Velocidad

↓
Tiene una relación directa con las capacidades que se colocan para la estabilización.

* El amp. op. carga y descarga los capacitores por medio de sus fuentes de corriente internas. Mientras más grandes los C , más energía hace falta para cargarlos y descargarlos.

→ Como $\Delta v = f(w)$: Parámetro para señal débil!
[Rise-Time: contrapartida temporal]

Así la compensación por polo dominante es válida mientras no se exige mucha energía a la salida del op.

2) Compensación por polo-Cero: Retardo - Avance (Fase)

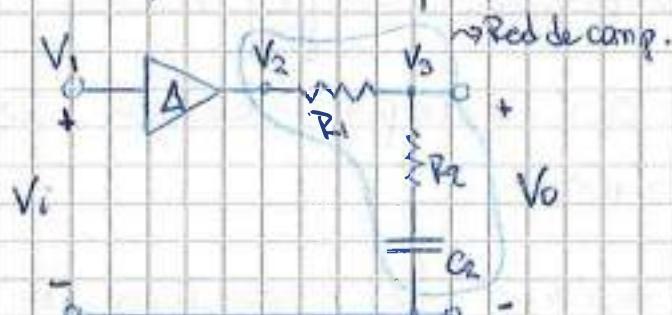
* En este tipo de comp. la func. de transferencia ^{para buzo abierto.} se modifica con la adición de un polo y de un cero, con el cero a mayor frecuencia que el polo.

↳ Se diseña para que la frecuencia del cero coincida con la del primer polo de Δv .

↳ El polo se coloca de tal manera que en la curva de Bode el margen de fase deseado se obtenga cuando la ganancia de lazo sea la unidad.

* El comp. se implementa mediante una red "R.C" que puede conectarse a la entrada del amp. (cor. más baja) o a la salida del mismo.

* El operador de Miller en amplificadores autocompensados genera este tipo de compensación.



$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{(1 + Jf/f_z)}{(1 + Jf/f_p)}$$

$$\begin{aligned} f_z &= \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \\ f_p &= \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_2} \end{aligned}$$

$$* \Delta V = \frac{V_3}{V_1} = \Delta v \cdot \frac{(1 + Jf/f_z)}{(1 + Jf/f_p)}$$

f_z : El cero 'fz' anula totalmente el polo de más baja freq. de ΔV .

f_p : El polo 'fp' se selecciona tal que ΔV pase por 0dB en el segundo polo (f_z) de ΔV .

↳ Define la frecuencia de corte del amp. compensado.

$$\Delta V = -10^3 \times \frac{(1 + Jf/1MHz)}{(1 + Jf/1M)(1 + Jf/10M)(1 + Jf/50M)(1 + Jf/1GHz)}$$

con el ejemplo

↳ Pasa por 0dB

↳ Hace de polo dominante.

* La compensación modifica B.A (el cero modifica A) para que la situación de $|A \cdot B| = 180^\circ$ se dé para $|A \cdot B| < 1$.

Características:

- Dado que se puede ubicar el polo dominante más arriba en frecuencia tenemos más ΔB

- Los condensadores son más chicos y mejoran la dinámica del amplificador.

Calibración:

- 1º ~~R_{x2}~~: Para hacer coincidir el cero con el 1º polo de A_v.
- 2º ~~R_i~~: Ajuste fino para llevar el polo a la frecuencia deseada.

* Trabajando a lazo cerrado f_p puede llevarse más arriba. Hay que buscar una solución de compromiso entre la ganancia a lazo cerrado y el ancho de banda.

Por: Para: $A_{Vp} = 20 \text{ dB}$; $\Delta B = 1 \text{ MHz}$.

$\Delta V_{f(E)} = 30 \text{ dB}$; $\Delta B \approx 316 \text{ kHz}$.

$\Delta V = 80 \text{ dB}$; $\Delta B = 1 \text{ kHz}$.

Por: $\Delta V_{f(E)} = 50 \text{ dB}$; $\Delta B = 640 \text{ kHz}$.

C/polo en $\omega = 1 \text{ KHz}$

sin tener en cuenta M_a

C/polo en $\omega = 20 \text{ KHz}$

Amp. Op.

Dependiendo del tipo de compensación utilizada (int., ext.) será la técnica a implementar:

- Compensación
 - Intern: Polo-Cero.
 - Externa: Polo.

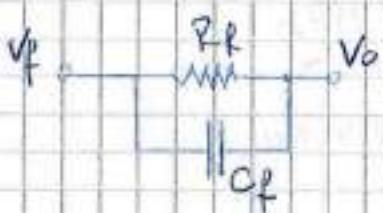
3) Compensación por Cero : Avante (caso)

05/05/2010

- Esta compensación añade un cero a la func. de Transf. del amp., aumentando o adelantando la fase por medio de la introducción de un capacitor. Tmb. introduce un polo muy arriba.
- No es un tipo de comp. recomendable.
- Límite en frecuencia y comparsa.
- ↳ El punto de $\phi = -180^\circ$ se alcanza más adelante, también el punto $|A \cdot \beta| = 1$!

* Se trabaja añadiendo elementos reactivos a la red de realimentación (modifica la red β)

- ↳ Se añade en paralelo a ' R_f ' un cap. ' C_f ' de modo que la nueva ganancia de lazo tenga un desfase ϕ_f positivo añadido en el margen de freq. cercano al punto de ganancia unidad del lazo.



- Agrega un polo bien arriba en freq. y un cero abajo

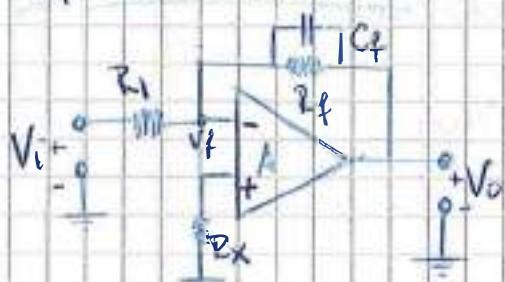
$$\Rightarrow f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f}$$

Si $C_f = 0$; $\beta = -G_f$ y el

amp. oscilará cuando $-|\beta| R_m = 1$ 180°

o cuando $|R_m| = \frac{1}{|\beta|} = R_M$ 180°

Aplicado al inversor:



$$\rightarrow f_p = \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1} \right) \times f_z$$

$$\wedge A = \frac{(1 + j \frac{f}{f_p})}{(1 + j \frac{f}{f_p})}$$

* El nuevo polo no tiene influencia sobre F.T. ya que se encuentra muy arriba en freq.

Desarrollo:

$$V_f = \frac{V_0}{R_1 + Z_S} \cdot R_1 \quad \wedge \quad \beta = -\left(\frac{R_1}{R_1 + Z_S}\right)$$

$$Z_S = R_p // C_p = \frac{R_p}{S C_p} = \frac{R_p}{(R_f + \frac{1}{s C_p}) (R_f + C_p S + 1)}$$

$$\text{Así: } \beta = -\frac{R_1}{\left[R_1 + \frac{R_f}{(R_f + C_p S + 1)} \right]} = \frac{-R_1 \cdot (R_p \cdot C_p \cdot S + 1)}{R_1 (R_p C_p S + 1) + R_f}$$

$$\beta = -\frac{R_1 (R_p C_p S + 1)}{R_f + R_1 + R_p C_p S} \Rightarrow \beta = \frac{-R_1}{(R_1 + R_f)} \times \frac{(1 + s \cdot R_p C_p)}{\left[1 + s \left(\frac{R_p C_p}{R_1 + R_f} \right) \right]}$$

Multiplicando por Δv : $\beta \cdot \Delta v = -\left(\frac{R_1}{R_1 + R_f}\right) \times \Delta v \cdot \frac{(1 + s \cdot R_p C_p)}{\left[1 + s \left(\frac{R_p C_p}{R_1 + R_f} \right) \right]}$

Definimos así un nuevo β y Δv :

$$\bullet \beta' = -\left(\frac{R_1}{R_1 + R_f}\right) \quad \wedge \quad \bullet \Delta v = \Delta v \cdot \frac{(1 + s \cdot R_p C_p)}{\left[1 + s \left(\frac{R_p C_p}{R_1 + R_f} \right) \right]}$$

De donde: $W_Z = \frac{1}{R_f \cdot C_p}$
 $W_P = \left(\frac{R_f \cdot R_1}{R_f + R_1} \cdot C_p \right)^{-1}$

* Como $\frac{R_1 + R_f}{R_1} \gg 1$, se deduce
que $W_Z^{-1} \gg W_P^{-1}$

* Este tipo de realimentación compuesta casi no se usa para compensar en amp. operacionales. Sí se usa para limitar en banda en filtros.

* Es utilizada en ampl. discretos.

* $\text{frec. polo} = \frac{1}{\beta} - \text{frec. cero.}$

* Lo que queda dentro de la F.T. útil es el cero, -avance-. Ya que el polo se va muy arriba en frec! Por ello se llama de "avance" pero en realidad es de avance-retardo.

Gráfica:

• Módulo: al aparecer el cero se produce el levantamiento del módulo.

• Fase: se produce un gran adelantamiento.

Así $|\Delta, \beta|=1$ $\wedge \phi=-180^\circ$ se separan. Este fenómeno solo se puede lograr por medio de la red de realimentación.

"Polo muy arriba en frec; Cero entre los polos de Af"

Unidad N° 5 : Amplificadores de PotenciaClasificación :

Los amplificadores de potencia pueden clasificarse de dos formas:

* Segun la frecuencia de trabajo:

- Para audio.
- Para R.F.

* Por la clase en la que trabajan:

$$\phi = 360^\circ$$

- Clase A

$$\eta = 25\% \quad (\text{máx})$$

$$\phi = 180^\circ$$

- Clase B

$$\eta = 78,5\% \quad \text{Amp. Audio}$$

$$360^\circ > \phi > 180^\circ$$

- Clase A-B

(foco de la materia)

$$\phi < 180^\circ$$

- Clase C (potencia generada mínima)

$$\phi = f(70\%)$$

- Clase D

$$\eta = 80\%$$

- Amp. en conmutación

- Clase E y F

Amp. R.F.

ϕ : Ángulo de condensador

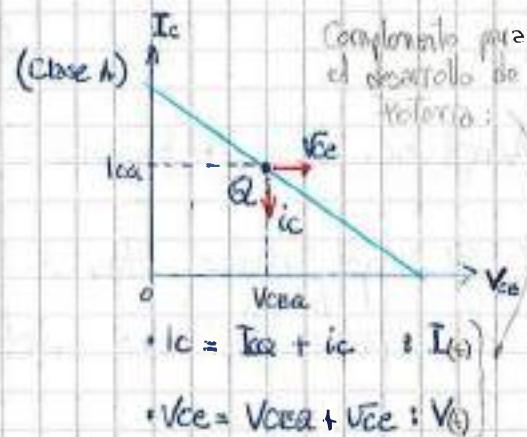
η : Rendimiento %

Utilización:

- Clase A \Rightarrow Para pequeña señal.
- Clase B en adelante \Rightarrow Potencia, Valance energético; Rendimiento;

Parámetros importantes:

- P_{cc} : Potencia de fuente
- $P_{L\max}$: Potencia máx. en carga.
- $P_{C\max}$: Potencia máx. en el colector.
- η : Rendimiento
- F.M. : Factor de mérito



Definición de Potencia:

- La potencia "media" suministrada por cualquier dispositivo es:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t) \cdot I(t) \cdot dt$$

$$\cdot V(t) = V_{av} + v(t)$$

$$\cdot I(t) = I_{av} + i(t)$$

Donde: $\begin{cases} V_{av} \text{ y } I_{av}: \text{son valores medios.} \\ v(t) \text{ y } i(t): \text{son componentes variables en el tiempo.} \end{cases}$

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (V_{av} + v(t)) \cdot (I_{av} + i(t)) \cdot dt$$

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (V_{av} \cdot I_{av} + V_{av} \cdot i(t) + V(t) \cdot I_{av} + V(t) \cdot i(t)) \cdot dt$$

$$\wedge \frac{1}{T} \int_0^T I_{av} \cdot V(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{av} \cdot i(t) \cdot dt \Rightarrow \emptyset; \quad \begin{pmatrix} \text{Por tenerse} \\ \text{nula en 1 período} \end{pmatrix}$$

$$\therefore P = \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T V_{av} \cdot I_{av} \cdot dt}_{\text{Potencia en C.C.}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt}_{\text{Potencia en C.A.}}; \quad \begin{pmatrix} \text{Goes un solo} \\ \text{signo} \end{pmatrix}$$

Potencia en C.C.

$$\rightarrow P \approx I_{av} \cdot V_{av} + \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Potencia en C.A.

* Verás que la potencia Total es la suma de la pot. en CC. más Pot. CA.

A) Amplificadores Clase A: ①- Básico (P: hasta 500 mW)

②- Acoplado por inductor

③- Acoplado por transformador

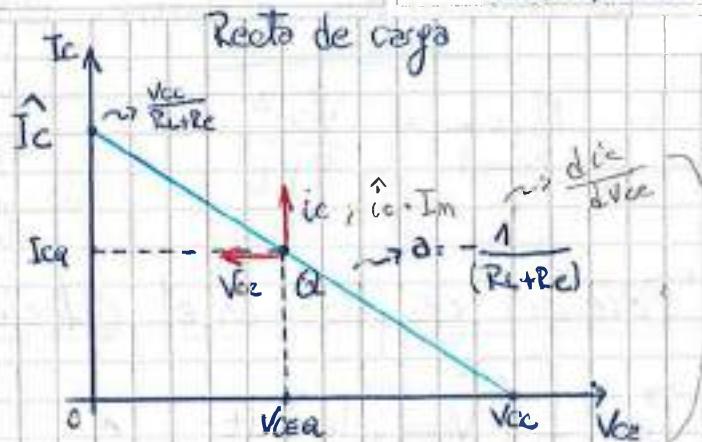
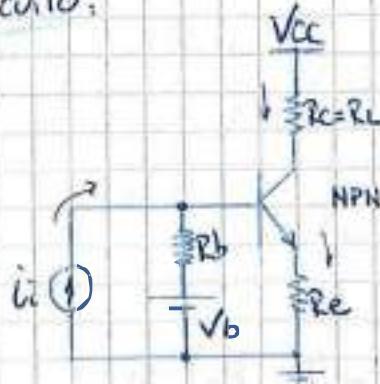
P hasta 5W

① Amplific. Clase A Básico:

* El amplificador Clase A es apto para pequeña señal y no para potencia debido a su bajo rendimiento.



Circuito:



Potencia en la carga

$$P_{LCR} = \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 \cdot R_L \cdot dt$$

$$\wedge \quad i_c = I_m \cdot \cos(\omega t)$$

$$P_{LCR} = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot R_L \cdot dt$$

La recta de carga representa todos los estados de funcionamiento del circuito colección.

$$P_{LCR} = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\omega t) \right) \cdot R_L \cdot dt$$

$$P_{LCR} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m^2 \cdot R_L}{2} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m^2 \cdot \cos(\omega t) \cdot R_L}{2} \cdot dt$$

$$\therefore P_{LCR} = \frac{1}{2} I_m^2 R_L$$

* La pot. disipada en la carga describe una parábola con variable indep. "Im". La potencia será máxima cuando Im sea igual a $I_{ca(\text{mes})}$!

$$I_{ca(\text{mes})} = \frac{Vcc}{R_{ce} + R_{CA}}$$

$$\wedge \quad \begin{cases} R_{ce} = R_L + R_e \\ R_{CA} = R_L + R_e \end{cases}$$

$$\therefore I_{ca(\text{mes})} = \frac{Vcc}{2(R_L + R_e)}$$

$$P_{LCR} = \frac{1}{2} \left(\frac{Vcc}{2(R_L + R_e)} \right)^2 \cdot R_L$$

$$\rightarrow P_{LCR \text{ máx.}} = \frac{Vcc^2 \cdot R_L}{8(R_L + R_e)^2} \approx \frac{1}{8} \frac{Vcc^2}{R_L}$$

* Para obtener la máx. dissipación de potencia en la carga,
 $R_L \gg R_e$; Así podemos despreciar R_e .

$$\text{P}_L \text{ min.} \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

Para maximizar la potencia sobre R_L se hace $R_L \ll R_e$,
 Pero la limitación de R_L requiere una disminución
 de R_b (la estabilidad) lo cual también produce una
 disminución de la corriente de corriente.

- Existe un límite inferior para R_L -

$R_L < R_b \ll R_e$



Potencia disipada en el colector:

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE} \times I_C \cdot dt \quad \wedge \quad \begin{cases} V_{CE} = V_{CC} - (R_L + R_e) \times I_C \\ I_C = I_{CA} + i_c \end{cases}$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_C \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) \cdot I_C^2 \cdot dt$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CA} + i_c) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) \cdot (I_{CA} + i_c)^2 \cdot dt$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{CA} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot i_c \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) \cdot (I_{CA}^2 + 2I_{CA} \cdot i_c + i_c^2) \cdot dt$$

$$P_C \Rightarrow V_{CC} \cdot I_{CA} - (R_L + R_e) \cdot I_{CA}^2 + (R_L + R_e) \cdot \frac{T \cdot i_c^2}{2}$$

Polarización

Sesión

* Veamos que cuando no hay sesión ($I_{CM} \rightarrow 0$), la dissipación en el colector es máxima.

$$P_C \underset{(S=0)}{=} V_{CC} \left(\frac{V_{CC}}{2(R_L + R_e)} \right) - (R_L + R_e) \left(\frac{V_{CC}}{2(R_L + R_e)} \right)^2 \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{2(R_L + R_e)} - \frac{V_{CC}^2}{4(R_L + R_e)}$$

$$\text{Si } R_L \gg R_e \quad P_{C \max} \underset{(S=0)}{=} \frac{V_{CC}^2}{4R_L} \quad P_C \underset{S \neq 0}{\Rightarrow} \frac{V_{CC}^2}{8(R_L + R_e)}$$

Potencia suministrada por la fuente:

$$P_{CC} = P_L + P_C + P_B$$

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} I_C \cdot dt \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CA} + i_c) \cdot dt \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CA} + I_{M \cos \omega t}) \cdot dt$$





$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{CA} dt \quad ; \quad P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CA}$$

- Reemplazando I_{CA} :

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{2(R_L + R_E)} \right) = \frac{V_{CC}^2}{2(R_L + R_E)} \quad \wedge \text{ si } R_L \gg R_E$$

$$\underline{P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}}$$

P' $I_{CA} = I_{CAmax}$ se logra la máxima potencia posible!

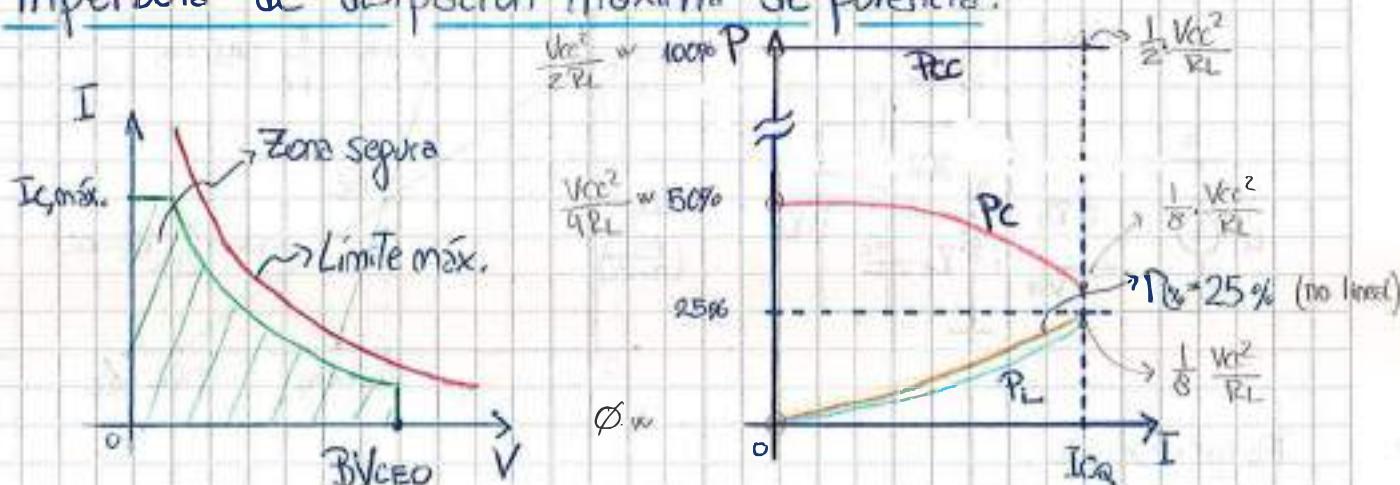
Rendimiento:

- El rendimiento se obtiene de dividir la potencia disipada en la carga entre la potencia suministrada por la fuente.

$$\eta = \frac{P_{Lmáx}(A)}{P_{CC}} \Rightarrow \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{8R_L} \right)}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} \Rightarrow \frac{1}{4} = 0,25 \rightarrow 25\%$$

$\hookrightarrow I_{CAmáx} \cdot (R_L/2) \quad \left(\frac{V_{CC}^2}{8R_L} \right)$ Para $R_L \gg R_E$!

Hipérbola de disipación máxima de potencia:



- BV_{CEO} : Tensión máxima admisible entre colect.-emisor con $I_C = 0_A$;
- $I_{CAmáx}$: Corriente máx. que soporta el colector.
- Hay que asegurar el func. del Tr. dentro de Δ ; $V_{CEmáx} = V_{CC} \leq BV_{CEO}$
- $I_{CA} \leq I_{CAmáx}$; La potencia aumenta de forma cuadrática con I_{CA}

$$P_{C\max} = I_{CQ}^2 (R_{L+R_E}) \rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{C\max}}{(R_L + R_E)}} \Rightarrow \sqrt{\frac{P_{C\max}}{R_L}}$$

$$\frac{V_{CC}^2}{4(R_L+R_E)} \rightarrow V_{CE} = \sqrt{4P_{C\max}(R_L+R_E)}$$

$$V_{AC} = \sqrt{4P_{C\max} \cdot R_L}$$

$$V_{Oeq} = \sqrt{P_{C\max} \cdot R_L}$$

* Dado que la función de transferencia del ampl. clase A no es totalmente lineal presenta distorsión.

↳ Cuando la THD $\approx 10\%$ el audio se torna intolerable.

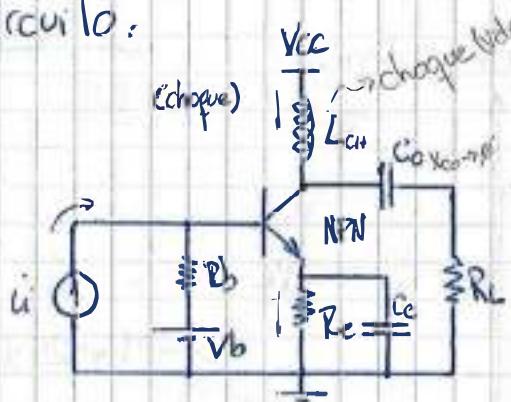
Factor de Mérito:

$$F.M. = \frac{P_{C\max}^{PS-\phi}}{P_{C\max(CA)}} = \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{4R_E}\right)}{\left(\frac{V_{CC}^2}{8R_L}\right)} \Rightarrow 2 ; \quad \left\{ P_C = 2 \times P_L \right\}$$

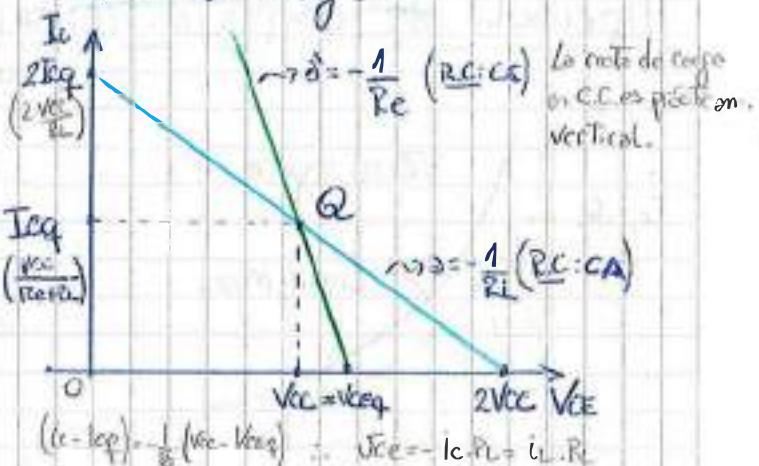
② Ampl. Clase A acoplado con inductores

$$\begin{aligned} 2I_{CQ} &\leq I_{COM} \\ 2V_{CE} &\leq V_{OM} \end{aligned}$$

Circuito:



Recta de carga:



Polarización:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C \cdot R_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_E \quad |_{I_{CQ}}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \frac{V_{BE}}{R_E + R_L} \cdot R_E$$

$$I_{CQ(\text{res})} = \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R_{CA}}$$

$$\begin{aligned} R_{CE} &= R_E \\ R_{CA} &= R_L \end{aligned}$$

$$I_{CQ(\text{res})} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_L}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} * \left(1 - \frac{R_E}{R_E + R_L}\right)$$

↑ Si: $R_L \gg R_E; R_E + R_L \approx R_L;$
 $\frac{R_E}{R_L} \approx 0;$

Así:

$$\boxed{V_{CEQ} \approx V_{CC}} \quad \wedge \quad \boxed{I_{CQ} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}}$$

$\Rightarrow V_{CEQ} = I_{CQ} \cdot R_L$

- * La incorporación del inductor mejora el rendimiento. La CA circula por R_L y no hay caída de pot. en 'L' (anteriormente R_L). Se obtiene más potencia en la carga con la misma corriente de polarización que el clase A básico.
- ↳ Un inconveniente es que el punto de trabajo queda fijado por ' R_L '. El punto de Trabajo y R_L condiciona la elección del transistor.

Δ Si no despreciamos R_E ; por medio del desarrollo en serie binomial (McLarin) obtenemos:

$$\bullet I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L \left(1 + \frac{R_E}{R_L}\right)}$$

▲ Desarrollo en potencias definidas en un entorno de la variable:

$$\bullet I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_E}{R_L}\right)^{-1}$$

$$\left(1 + \frac{R_E}{R_L}\right)^{-1} = (1+x)^{-1} = (1+x)^m$$

$$\bullet I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_L}\right)$$

• Cuando m es un n.m. entero negat.

$$y x < 1;$$

$$\bullet V_{CEQ} = V_{CC} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_E + R_L}\right) \quad \text{y } R_E + R_L \approx R_L$$

(1+x)^m = 1 - x + x² - x³ + ... ▲ como
 $x < 1; x^2 \ll 1$ entonces se pueden
despreciar del 3er término inclusive
en adelante.

$$\bullet V_{CEQ} \approx V_{CC} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_L}\right)$$

1 $V_{CEQ} = V_{CC} - \left(\frac{V_{CC}}{R_L} \cdot R_E\right)$ → Tensión que cae sobre R_E .

Potencia en la carga:

10/05/2010

$$P_L = \frac{I_{CM}^2}{2} \times R_L ; P_{LM\text{ax}} \text{ se da para } I_{CM} = I_{CQ} \Big|_{M\text{ax}}$$

$$P_{LM\text{ax}} = \frac{I_{CQ}^2}{2} \times R_L \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R_L} \times \frac{R_L}{2} ; P_{LM\text{ax}} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L}$$

Potencia en el colector:

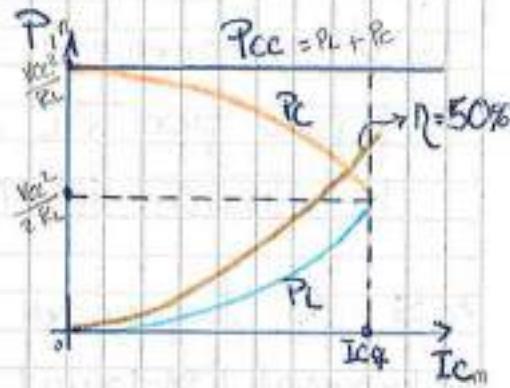
$$P_C = P_{CC} - P_L \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{V_{CC}^2}{2 R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L}$$

* La potencia disipada en el colector es máx. cuando no hay señal.

$$P_{CM\text{ax}} = P_{CC} - 0 \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Potencia en la fuente:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CQ} ; P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$



Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_{LM\text{ax}}}{P_{CC}} = \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{2 R_L}\right)}{\left(\frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)} = \frac{1}{2} = 0,5 \rightarrow 50\%$$

* El rendimiento es máximo cuando $I_{CM} = I_{CQ}$.

↳ Cuando no hay señal lo mismo tenemos disipación de energía.

$$P_{CC|\text{reposto}} = I_C \cdot V_{CE|\text{reposto}} \Rightarrow I_{C(\text{rep})} \times V_{CC}$$

Factor de Mérito:

$$F.M. : \frac{P_{CM\text{ax}}}{P_{LM\text{ax}}} = \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)}{\left(\frac{V_{CC}^2}{2 R_L}\right)} \Rightarrow 2$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Zona de Trabajo: Igual q' p' el colect} \\ \text{A Básico: } I_C = 2 I_{CQ} \leq I_{CM\text{ax}} \\ I_C = 2 I_{CQ} \leq I_{CM\text{ax}}, \end{array} \right.$$



Corriente por el Transistor $2 I_{CQ}$ $\rightarrow V_{CEQ} = 2 V_{CE}$

- La fuente V_{CC} junto al inductor ' L ' se comportan como una fuente de corriente constante (I_{CQ})

- La otra ' I_{CQ} ' la están generando ' C_0 ' y ' R_L '

$$\rightarrow L + R_L : \text{---} \oplus \rightarrow I_{CQ}$$

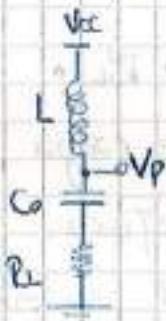
→ Circuito abierto para C.A.

$$\rightarrow C_0 + R_L : \text{---} \rightarrow V' ; \text{Actúa como si fuera una batería. } (V = V_{CE})$$

→ Cortocircuito en C.A.

* Así cuando el Transistor está cerrado ($V_{CE} \approx 0V$), la fuente V_{CC} entrega I_{CQ} a través de L y el cap. C_0 entrega también otro I_{CQ} al descargarse. Por lo tanto, cuando $V_{CE} \approx 0V$, por el Transistor circularán $2 I_{CQ}$.

* Cuando el Transistor está abierto ($V_{CE} \approx V_{CC}$), no circula corriente por el Transistor pero sí por el circ. serie:



$$\bullet V_p = V_C + \underbrace{I_{CQ} \cdot R_L}_{L \approx 0} \wedge I_{CQ} \text{ sobre } R_L$$

V_{CE} ya está establecida.

$$\therefore V_p = 2 \cdot V_{CC} \rightarrow V_{CEQ}$$

→ En el amplificador acoplado con transformador sucede algo similar.

$$I_{CQ} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} ; R_{máx} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$$

$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_L}} ; V_{CEQ} = \sqrt{R_{máx} \cdot P_L}$$

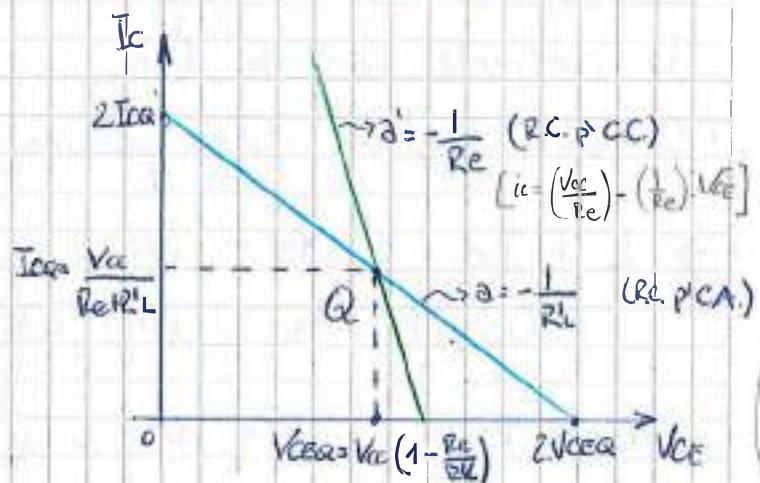
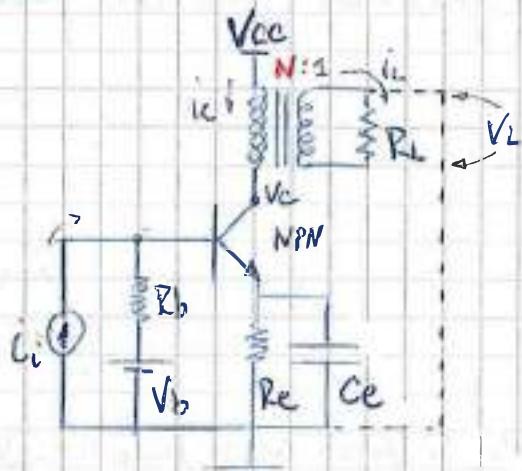
$$\left. \begin{aligned} I_C &= I_{CQ} + i_C^{(co)} \\ I_L &= -i_C^{(co)} \end{aligned} \right\} \rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_L} + i_C$$

$$I_{Aliment.} = I_C + I_L = \frac{V_{CC}}{R_L} = I_{CQ} !$$

③ Ampl. Clase A acoplado con transformador. 15/05/2010

* El Transformador de salida resuelve el problema de adapt. de impe. Circuito

Recta de carga.



$$\begin{aligned} \bullet V_C &= -N \cdot V_L \\ \bullet N \cdot i_C &= -i_L \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \text{Multiplicando: } -V_C \cdot N \cdot i_C = -N \cdot V_L \cdot i_L$$

$$+V_C \cdot i_C = +V_L \cdot i_L$$

* La potencia en el primario es igual a la pot. en el secundario.

Dividiendo: $\frac{V_C}{-N \cdot i_C} = \frac{N \cdot V_L}{-i_L}$

$$\frac{V_C}{-i_C} = N^2 \cdot \frac{V_L}{-i_L}$$

* Reflexión de R_L al primario:

$$R'_L = N^2 \cdot R_L$$

$$\begin{cases} \frac{V_C}{i_C} = R'_L \\ \frac{V_L}{i_L} = R_L \end{cases}$$

R.C. (A)

$$\frac{i_C}{V_C} = -\frac{1}{R'_L}$$

• No se trabaja con R'_L si no con la relación de transf. $N \rightarrow R'_L$.

* Si $N^2 > 1$; el colector ve una resistencia de carga mayor que R'_L, así la recta de carga en alterna mejora.

L → Si tenemos una R'_L pequeña, a través de 'N' podemos obtener una R_L alta y así bajar las tensiones de polarización. → obtiene una máxima transf. de energía

* De esta manera se puede fijar el punto de trabajo por medio de 'N', ya que R'_L suele ser una condición de diseño (Ref.: parámetros de 4Ω, 8Ω, 16Ω, etc..)

Analisis de continua; punto Ø, R.C.:

$$\bullet I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R_{CA}}$$

$$R_{CE} = R_E \quad ; \quad \alpha' = -\frac{1}{R_E}$$

$$R_{CA} = R'_L = N^2 R_L \quad ; \quad \alpha = -\frac{1}{R'_L}$$

$$I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R'_L} \Rightarrow \frac{V_{CC}}{R'_L} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{R_E}{R'_L}\right)}$$

$$\left(1 + \frac{R_E}{R'_L}\right)^{-1} \approx \left(1 - \frac{R_E}{R'_L}\right) \quad \text{si } \frac{R_E}{R'_L} < 1;$$

$$I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R'_L} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R'_L}\right)$$

Pág 131

$$\bullet V_{CE} = V_{CC} + i_E \cdot R_E \quad \wedge \quad \text{Si } \beta \gg 1, \quad i_E \approx i_C$$

$$\bullet V_{CE} = V_{CC} - i_C \cdot R_E;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R'_L} \cdot R_E = V_{CC} \left(1 - \frac{R_E}{R_{CE} + R'_L}\right) \quad \wedge \quad \text{Si } R_E \ll R'_L$$

$$V_{CE} = V_{CC} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R'_L}\right)$$

* El punto de trabajo para MES puede ser fijado por 'N'!

* El resto de las ecuaciones son similares a las del punto Ø;
reemplazando 'RL' por 'R'_L'. Se obtiene el mismo rendimiento.

$$\eta = 50\%$$

Transformador de

Audio: La tecnología de los transformadores de audio es muy distinta a la de los transformadores lineales.

↳ Tr. Audio: Laminados especiales con $\Delta f \approx 16\text{kHz}$.

↳ Tr. Lineales: Son aptos solo para $\pm 50\text{Hz}$.

* Los transf. de Audio son costosos y difíciles de construir.
No se recomienda su utilización.

Recta de Carga:

- La ecuación de la recta de carga de C.C. es igual que en el caso ②; Acopl. y Inductor; $R_{CC} = R_C$; Pero R_E aquí es más pequeña y la recta de carga es casi vertical
 $\alpha' = -\frac{1}{R_E}$.
- Para C.A. la $R_{CA} = R'_L = N^2 R_L$ y así $\alpha = -\frac{1}{R'_L} = -\frac{1}{N^2 R_L}$.

Cálculos de Potencia:

$P_{CC} = V_{CC} * I_{CA} \Rightarrow V_{CEQ} \cdot I_{CA}$; Ya que $V_{CEA} \approx V_{CC}$.

Como $I_{CA} \approx \frac{V_{CC}}{R'_L}$ (despreciando $(1 - \frac{R_E}{R'_L})$)

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$$

$$P_L \Rightarrow I_{Lep}^2 \cdot R_L = \left(\frac{\hat{I}_L}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R_L = \frac{\hat{I}_L^2}{2} \cdot R_L$$

$$\Rightarrow I_{Cep}^2 \cdot R'_L = \left(\frac{\hat{I}_C}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R'_L = \frac{\hat{I}_C^2}{2} \cdot R'_L ; \quad i_C = I_m \cdot \cos(\omega t)$$

$$P_{Lmáx} = \frac{I_{CA}^2}{2} \cdot R'_L \Rightarrow \left(\frac{V_{CE}}{R'_L}\right)^2 \cdot \frac{R'_L}{2}$$

$$P_{Lmín} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}$$

* P_L es mínima cuando no hay señal.

Cuando no hay señal, se disipa todo la potencia en el colector.

* P_C es máxima cuando no hay señal.

$$P_C = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$$

$$\eta = \frac{P_{Lmáx}}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = \frac{1}{2} = 0.5 \rightarrow 50\%$$

Rendimiento: $\eta = \frac{P_{Lmáx}}{P_{CC}} = \frac{P_{Cmáx}}{P_{Lmáx}}$

$$F.M. = \frac{P_{Cmáx}}{P_{Lmáx}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = 2$$



- B) Amplif. Clase B
- ① - Simétrico Push-Pull (c/ transformador)
 - ② - Simétrico complementario.
 - ③ - Simétrico quasi-complementario.

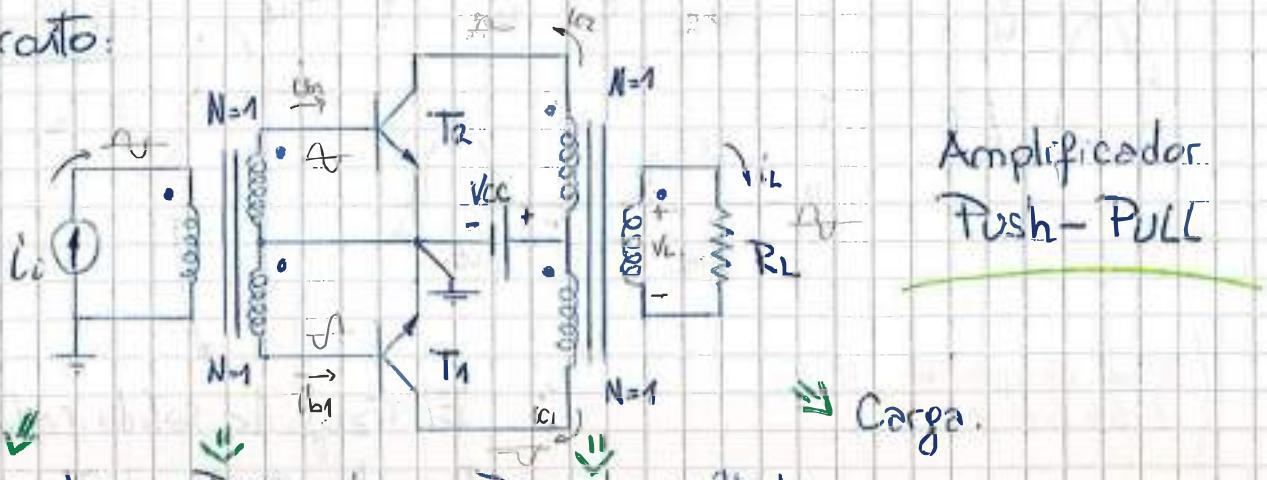
① Amplif. Clase B Simétrico "Push-Pull" c/ transformador

Características:

- Utiliza dos transistores
- Reduce en gran medida la potencia disipada en C. continua.
- Tiene distorsión por cruce (crossover distortion), Recorta 0.7V en cada ciclo; Estrictamente hablando podría clasificarse como un 'Clase C' ya que no conduce a 0° , 180° .
- Cada Transistor Trabaja durante $\frac{1}{2}$ ciclo ($\approx 180^\circ$).

Desventaja: Cambios de fase invirtiendo en los extremos de alta y baja frecuencia, los pueden conducir a una respuesta.

Circuito:



Etapa de
excitación clase
"A"

Divisores de
fase.

Devoradores múltiples
para adaptar impedancias.

↓ Carga.

→ El uso de acopl. por trans. asegura la separación de fases necesaria p/ el func. n. [clase B].

* En clase B el valor de la CC. de colector es menor que el valor de cresta de la CA.; Esto da lugar a una menor disipación en el colector respecto al clase A; Tenemos un mejor rendimiento ; $R = 78,5\%$

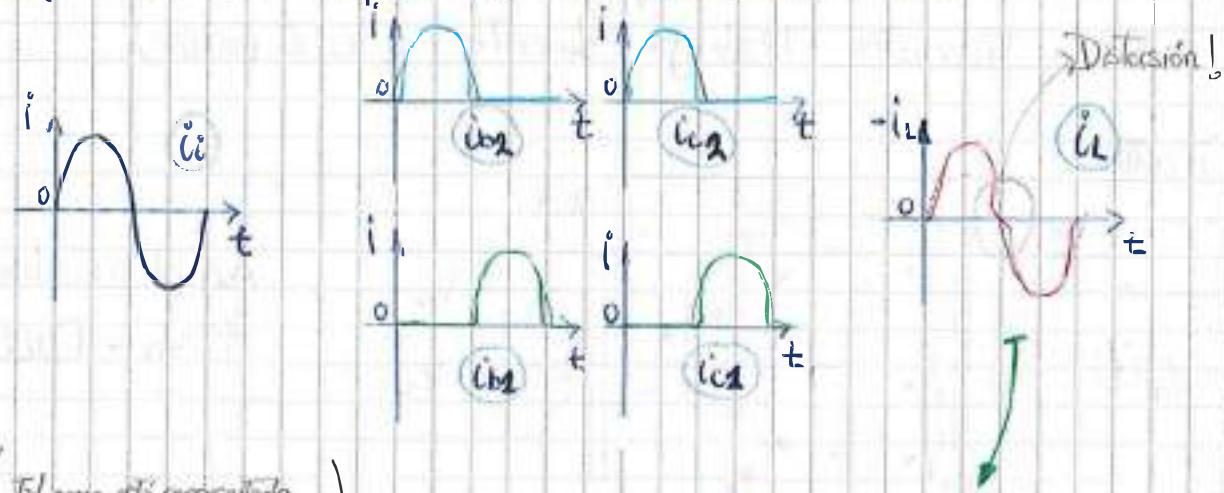
* El transf. de entrada con toma central suministra dos corrientes de igual magnitud pero desfasadas 180° . Como consecuencia:

- 1er semiciclo: T_2 conduce; T_1 está cortado.
- 2do semiciclo: T_1 conduce; T_2 está cortado.

* La corriente de carga bajo condiciones ideales es directamente proporcional a ' i '

$$i_L = N \times (i_{C1(i)} - i_{C2(i)}) \quad \text{Pág. 241 Schilling}$$

* Este circuito presenta gran distorsión cerca del cero. Este efecto se llama distorsión de cruce o de paso por cero, y es debido a la polarización de T_1 , T_2 ; cuando V_{BE} cae debajo de $0,7V$ aprox. los tr. no conducen más.

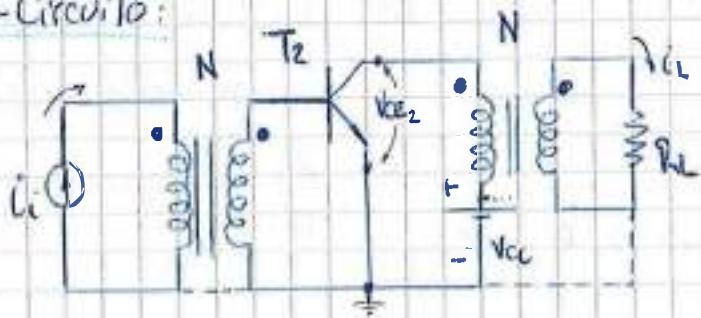


El Transf. de salida reduce parcialmente la distorsión.

Determinación de la recta de carga: C.C. y C.A.

- Como cada transistor funciona activamente solo durante medio ciclo y de forma simétrica se puede estudiar un semi-circuito.
- En C.C. no hay resistencia; por lo tanto la recta de carga es una línea recta V.
- En C.A. la única resistencia que se ve es R'_L .

Semi-Circuito:

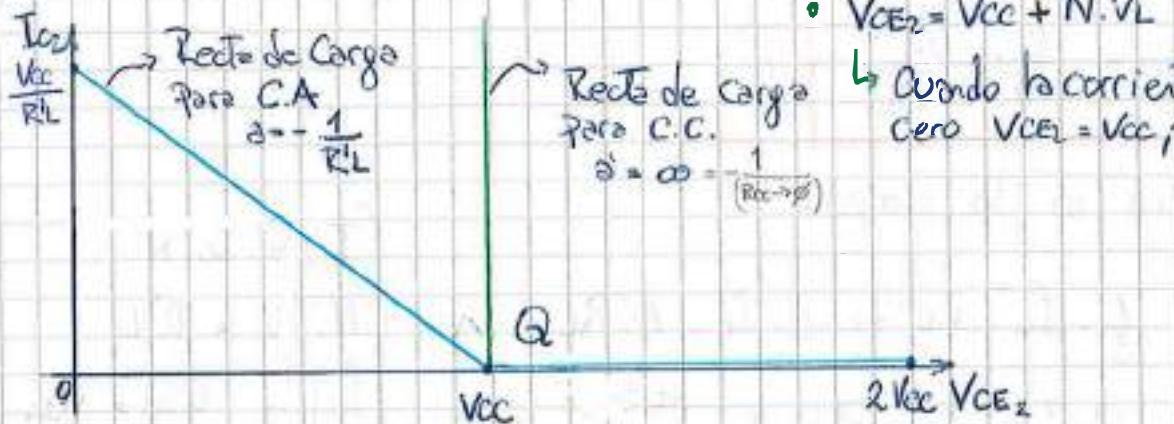


$$N = \frac{V_P}{V_S} = \frac{i_S}{i_P} = \sqrt{\frac{R_L}{R_C}}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= i_C R_L + V_{CE2} \\ V_{CE2} &= V_{CC} - i_C R_L \quad \text{a. } i_C = -N \cdot V_L \\ \hookrightarrow V_{CE2} &= V_{CC} + N \cdot V_L \end{aligned}$$

1 minuto.

Recta de carga:



* Hay que tener en cuenta que sobre T_1 se desarrolla $2V_{CC} \Rightarrow V_{CE1}$ cuando T_2 conduce!

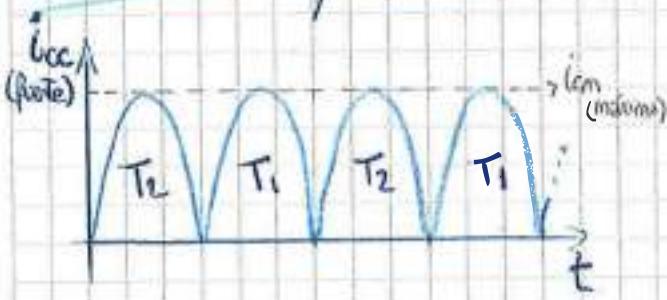
→ Esto se debe a que los bobinados son simétricos y la salida induce a la entrada V_{CE} cuando T_1 está a circ. abierto. $V_{CE1} = V_{CC} + N \cdot V_L \Rightarrow 2 \cdot V_{CC}$!

Cálculos de potencia:

* Estos cálculos son válidos si suponemos "ii" senoidal!

Potencia en la fuente:

$$i_{(f)} = I_m \sin(\omega t)$$



• La forma de onda de la corriente de fuente se asemeja a una onda senoidal rectificada a onda completa.

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_{-T_h}^{+T_h} [i_{C_2}(t) + i_{C_1}(t)] \cdot V_{cc} \cdot dt$$

La corriente media de una corr. senoidal rectif. donde completa es:

$$\overline{i_{C_{\text{media}}}} \Rightarrow \left(\frac{2 \cdot \hat{i}_c}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times I_{cm} \right)$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_{-T_h}^{+T_h} \frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_c \cdot V_{cc} \cdot dt$$

$$P_{cc} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_c \cdot V_{cc}$$

• Potencia de la fuente.

* El máximo de potencia se encuentra para $\hat{i}_c = I_{cm} = \frac{V_{cc}}{R'L}$

$$P_{cc\max} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc}^2}{R'L}$$

Potencia en la carga:

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot \hat{i}_L^2 \cdot R_L \Rightarrow \frac{1}{2} \hat{i}_c^2 \cdot N^2 R_L$$

$$P_{L\max} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R'L}$$

$$\begin{cases} I_L = I_c \cdot N \\ N^2 R_L = R'L \\ \hat{i}_c \Big|_{\max} = I_{cm} = \frac{V_{cc}}{R'L} \end{cases}$$

* La carga está en el secundario.

Potencia en los colectores:

$$2 \cdot P_C = P_{cc} - P_L = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_c \cdot V_{cc} - \frac{1}{2} \cdot \hat{i}_c^2 \cdot R'L$$

* Son dos colectores.

* Para encontrar $P_{cmáx}$ igualamos la derivada de P_C respecto de i_c , ^{a cero} obteniendo \hat{i}_c y luego reemplazamos en P_C .

$$\frac{dP_C}{di_c} = \frac{d}{di_c} \left(\frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_c \cdot V_{cc} - \frac{1}{2} \cdot \hat{i}_c^2 \cdot R'L \right] \right)$$

$$\hookrightarrow \hat{i}_c = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc}}{R'L}$$

* El método se explica en la página 138 y 139.

$$P_{cmáx} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{cc}^2}{R'L}$$

Rendimiento:

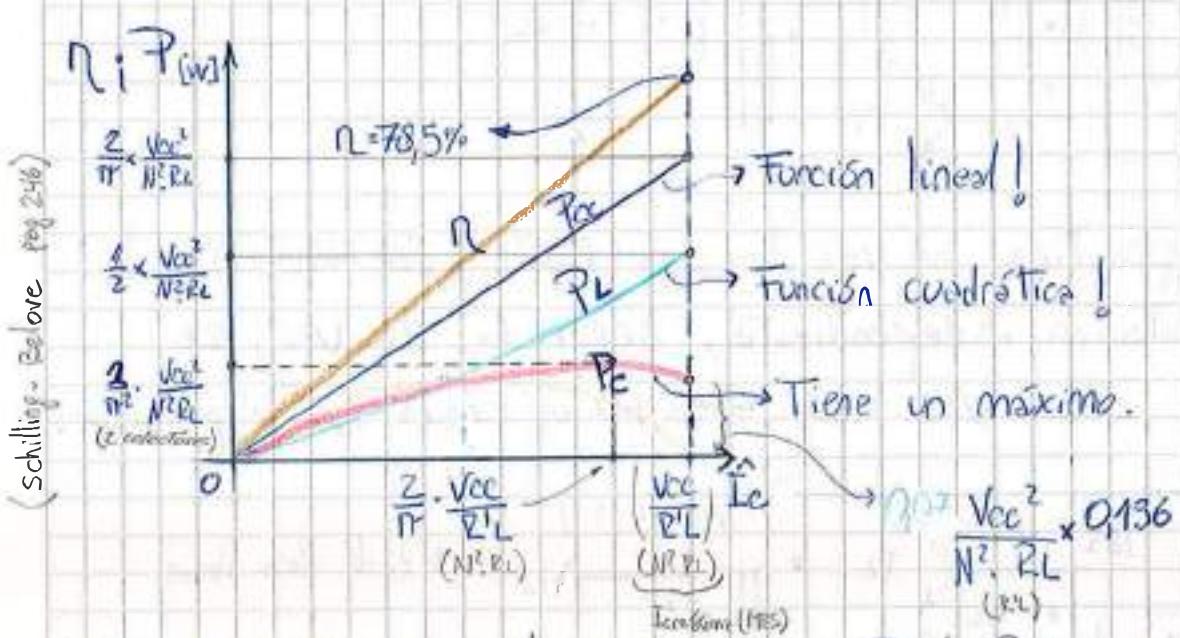
$$\eta = \frac{P_{\text{máx}}}{P_{\text{cc máx}}} = \frac{\frac{V_{\text{cc}}^2}{2RL}}{\frac{2 \cdot V_{\text{cc}}^2}{\pi \cdot RL}} = \frac{\pi}{4} = 0,78539 \rightarrow 78,54\%$$

* Para Mes; Ideal!

- El amplificador (P_{cc}) disipa menos energía en plena carga que en vacío. (se aprecia en la curva naranja)

Factor de Mérito:

$$F.M. = \frac{P_{\text{cmáx}}}{P_{\text{lmáx}}} = \frac{\frac{V_{\text{cc}}^2}{\pi^2 \cdot RL}}{\frac{V_{\text{cc}}^2}{2 \cdot RL}} = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5} = 0,202$$



- * Los transistores en la configuración Push-Pull proporcionan 5 veces la potencia que 1 solo transistor podría suministrar a una carga dada sin exceder los límites máximos.

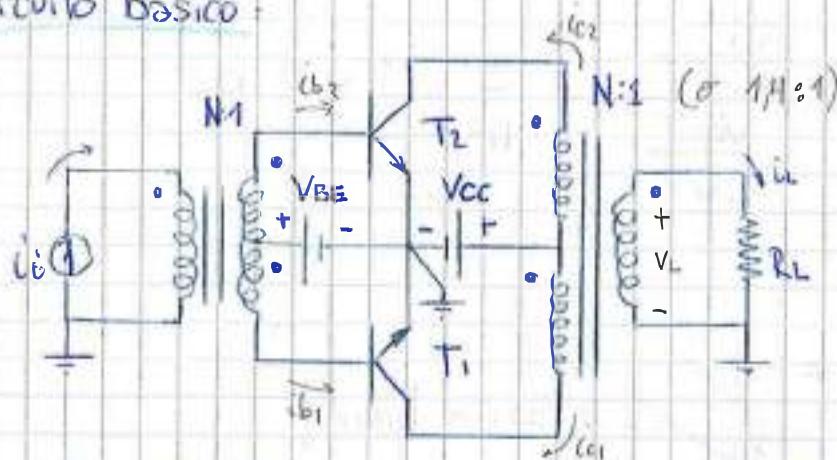
- Para eliminar la distorsión por cruce se debe polarizar los Tr. con $V_{BE} \approx 0,7 V_0$. Así obtenemos un ampl. clase AB.

1.1 Amplif. Clase AB : { Simétrico ; 16/05/2010
 Con Transformador ;
 No presente distorsión por cruce.

- El ampl. clase AB es muy similar al clase B y por ello se lo nombra directamente como "Amp. clase B".

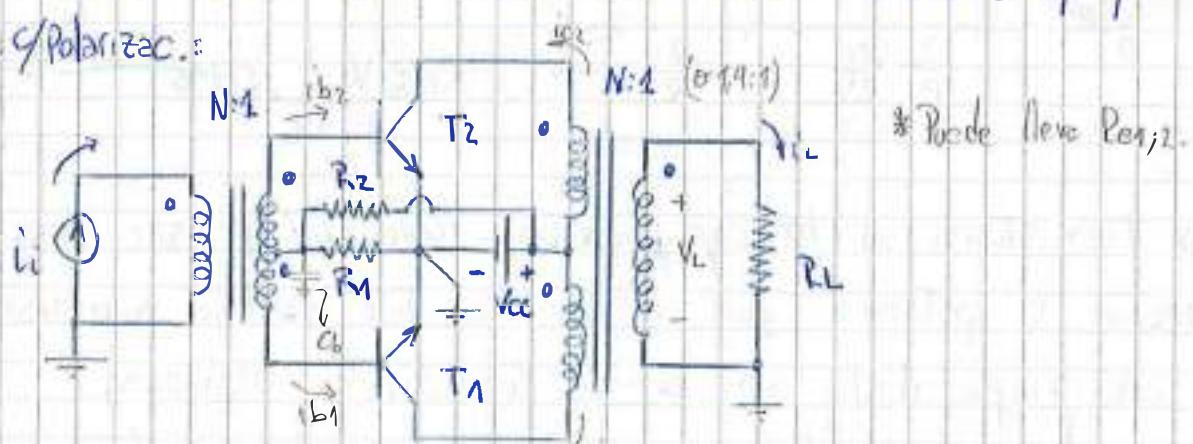
* Para evitar la distorsión por cruce se "prepolarizan" los transistores ($V_{BE1,2} \approx 0,7V$), normalmente con dos diodos en serie o con una fuente independiente:

Circuito básico :



- En la práctica, en vez de una fuente ($V_{BE}=V_{BB} \approx 0,7V$) de alimentación independiente, separada de V_{CC} , se utiliza sólo V_{CC} con un divisor resistivo p' polarizac.

Circ. y Polarizac. :



- Los resistores R_1 y R_2 se eligen de tal manera que la caída de tensión base-emisor de T_1 y T_2 sea aprox. $0,7V$

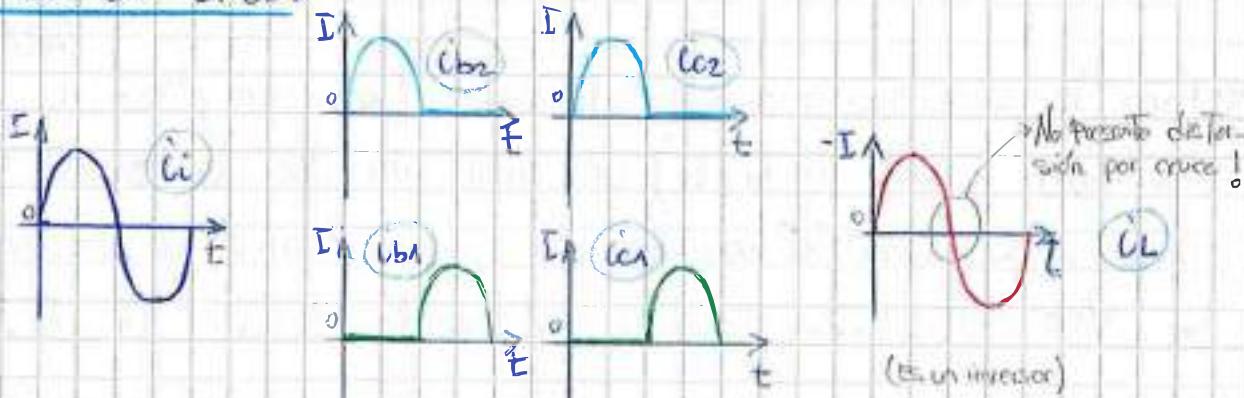
sustituido en Tecnología integrada.

- * Para la polarización suele utilizarse (en reemplazo de los diodos, o la pol. con R_1 y R_2) un multiplicador de tensión transistorizado. Una R' variable del circ. del mult. de tens. modifica la V_{CE} utilizada para la pol. de los transist. T_1 y T_2 .

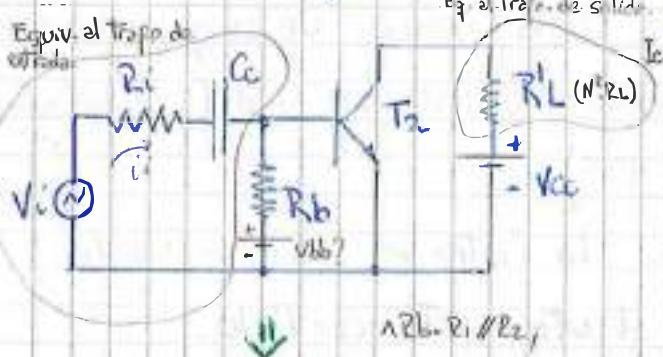
Características del Ampl. Clase A/B:

- La carga está ecoplizada con un transformador. Esta característica asegura una máxima transferencia de energía a la carga.
- Se puede examinar analíticamente como un ampl. acoplado por transform. (Punto A.3 pag. 132')
- Se analiza una fase y luego la otra es idéntica (simetría)
- Cuando un transistor trabaja el otro está cortado.
 ↳ Si no hay señal, no trabajan los transistores, (η muy grande)
- Una característica no deseable del acopl. por transf. es que tiende a limitar la respuesta a bajas frecuencias.
- La estabilidad a corriente abierta ($R_L \rightarrow \infty$) es un problema, ya que la ganancia se incrementa cuando se desconecta la carga.
- Si se usa mucha ganancia puede llegar a oscilar.
- Caract. del Transform: Dependen de los requerimientos.
 - ↳ Niveles de potencia;
 - ↳ ΔB requerido;
 - ↳ % de distorsión tolerado.
- La distorsión por cruce se minimiza debido a la polarización de T_1 y T_2 .
- Los bobinados son simétricos.

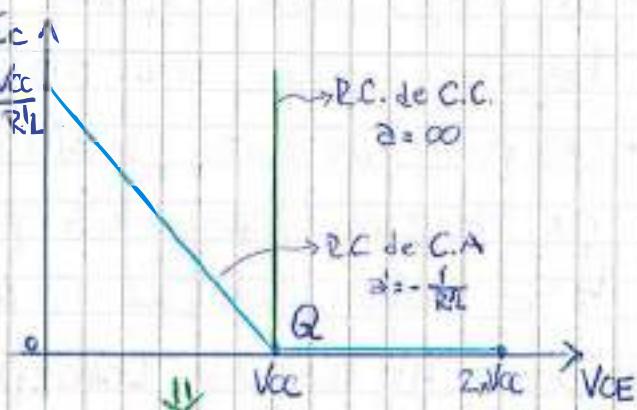
Formas de Onda:



Recta de Carga p' CC y CA:



Semi-Circuito equivalente.



Rectas de carga.

- $V_{ce} - R'L \cdot i_{ce} - V_{ce2} = 0$

$$\therefore i_{ce} = \left(\frac{V_{ce}}{R'L} \right) - \left(\frac{1}{R'L} \right) \times V_{ce2} \quad \rightarrow \quad \frac{\Delta i_{ce}}{\Delta V_{ce}} = -\frac{1}{R'L}$$

$$\therefore V_{ce2} = V_{ce} - R'L \cdot i_{ce} \quad \wedge \quad R'L \cdot i_{ce} = -N \cdot V_L$$

$$V_{ce2} = V_{ce} + N \cdot V_L$$

↳ Ya que es un Inversor. (Schilling pag 232)

Derivado de esta última ecuación

- Cuando T_2 está cerrado, $V_{ce2} = 0 [v]$;

↳ T_1 está abierto y $V_{ce1} = 2 \times V_{ce} [v]$, ya que $N \cdot V_L = V_{ce}$ cuando se está en circuito abierto. Es la salida la que induce V_{ce} a la entrada.

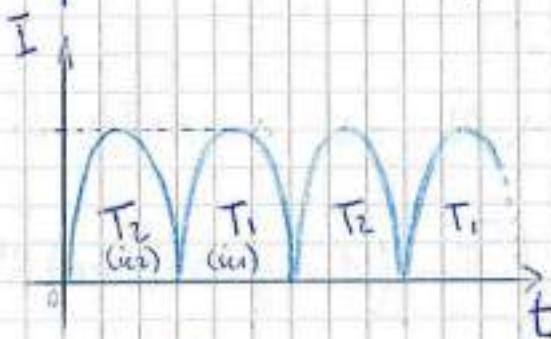
* El punto de transición se da cuando $V_{ce1,2} = V_{ce}$;

* Nota: Los análisis son válidos cuando la señal de entrada es una onda senoidal pura dentro del ΔB del ampl.

↳ Cuando la señal es compleja (compuesta por más de una frecuencia) el análisis matemático es más complejo.

Análisis de Potencia:

* Comenzamos describiendo la forma de onda de la corriente de puente. Se asumeja a una onda rectificada onda completa.



• Corriente de puente (Pulsante)

$$\overline{I_C} \text{ (pulsante)} = \frac{1}{T} \int_{-T_h}^{T_h} [i_{C1}(t) + i_{C2}(t)] \cdot dt \Rightarrow \frac{2 \cdot \hat{i}_c}{\pi} ; \quad \left(\frac{\hat{i}_c}{\pi} \text{ para media onda} \right)$$

Potencia en la fuente:

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_{-T_h}^{+T_h} \overline{I_C} \text{ (pulsante)} \times V_{CC} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{-T_h}^{+T_h} \frac{2 \cdot \hat{i}_c}{\pi} \cdot V_{CC} \cdot dt$$

$$P_{CC} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_c \cdot V_{CC} ; \quad \bullet \text{Potencia suministrada por la fuente para } V_{CC} \rightarrow \text{Senoidal pura! No es constante!}$$

* Si $V_i(t)$ tiene $\Delta B \neq 0$, la función a integrar no es pura

* P_{CC} depende del valor pico que alcance la corriente de colector:

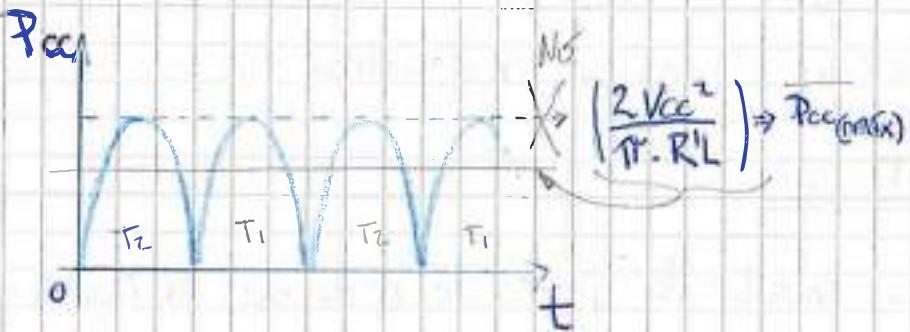
$$\overline{I_C} \text{ (max)} = \frac{2 \cdot \hat{i}_c}{\pi} \quad \left| \quad \hat{i}_c = \frac{V_{CC}}{R' L} \Rightarrow \frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L} \right. ; \quad \bullet \text{Depende del volumen del amplificador.}$$

↳ log MES!

Así: $P_{CC(\text{máx})} = \overline{I_{C(\text{conex})}} \cdot V_{CE} = \left(\frac{2 V_{CE}}{\pi R_L} \right) \cdot V_{CE}$ 17/05/2010

$$P_{CC(\text{máx})} = \frac{2 V_{CE}^2}{\pi \cdot R_L}$$

→ En clase A la $P_{CC} = \text{cte}$; En clase B, la $P_{CC} = f(V_{CE})$



Potencia en la carga: ($L = \infty$)

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) \cdot R_L \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) \cdot R'_L \cdot dt \quad \wedge i_C(t) = I_m \cos(\omega t)$$

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cos^2(\omega t) \cdot R'_L \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right) \cdot R'_L \cdot dt$$

$$\cancel{P_L = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} I_m^2 \cdot R'_L \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} I_m^2 \cdot \cos(2\omega t) \cdot R'_L \cdot dt}$$

↳ Valor medio de $K \cdot \cos(t) \Rightarrow 0$;

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot I_m^2 \cdot R'_L \quad ; \quad * \text{Cuando la } i_C(t) \text{ sea máxima; } I_m \rightarrow \frac{V_{CE}}{R'_L}$$

$$P_{L(\text{máx})} = \frac{V_{CE}^2}{2 \cdot R'_L}$$

Potencia en los colectores:

$$2P_C = P_{CC} - P_L \Rightarrow \left(\frac{2}{\pi} \cdot \overline{i_C} \cdot V_{CE} \right) - \left(\frac{1}{2} \cdot \overline{i_C^2} \cdot R'_L \right)$$

$$P_C = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} \cdot \overline{i_C} \cdot V_{CE} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \cdot \overline{i_C^2} \cdot R'_L \right) = \frac{\overline{i_C} \cdot V_{CE}}{\pi} - \frac{\overline{i_C^2} \cdot R'_L}{4}$$

* Para encontrar el máximo de P_C hacemos $\frac{dP_C}{di_C} = 0$ y reemplazamos el valor obtenido de i_C nuevamente en P_C .

$$\frac{dP_C}{dI_C} = \frac{d}{dI_C} \left(\frac{I_C \cdot V_{CC}}{\pi} - \frac{\pi^2 \cdot R' L}{4} \right) \Rightarrow \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{1}{2} I_C \cdot R' L = 0$$

$\text{Co. } I_C = \frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L}$

$$2P_C = \frac{2}{\pi} \cdot \left(\frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L} \right) \cdot V_{CC} - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L} \right)^2 \cdot R' L$$

$$2P_C = \frac{4 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L} - \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L}$$

$$P_{C\max} = 2P_C = \frac{2 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L}$$

• Numéricamente $P_{C\max} = 0,2 \cdot \left(\frac{V_{CC}^2}{R' L} \right)$

* Para $I_C = \frac{V_{CC}}{R' L}$

$$2P_C = \frac{2}{\pi} \left(\frac{V_{CC}}{R' L} \right) V_{CC} + \left(-\frac{1}{2} \right) \cdot \left(\frac{V_{CC}}{R' L} \right)^2 \cdot R' L = \frac{2 V_{CC}^2}{\pi \cdot R' L} - \frac{V_{CC}^2}{2 R' L}$$

$$2P_C = \left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right) \frac{V_{CC}^2}{R' L} \Rightarrow 0,136 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R' L}$$

$$P_C = \frac{1}{2} \cdot 0,136 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R' L} \approx 0,07 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R' L}$$

Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_{L\max}}{P_{C\max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2 R' L}}{\frac{2 V_{CC}^2}{\pi \cdot R' L}} = \frac{\pi}{4} = 0,7854 \rightarrow 78,5\%$$

- El amplificador disipa menos energía en el colector a plena carga que el 63,6% de $I_{C\max} = \frac{V_{CC}}{R' L}$.

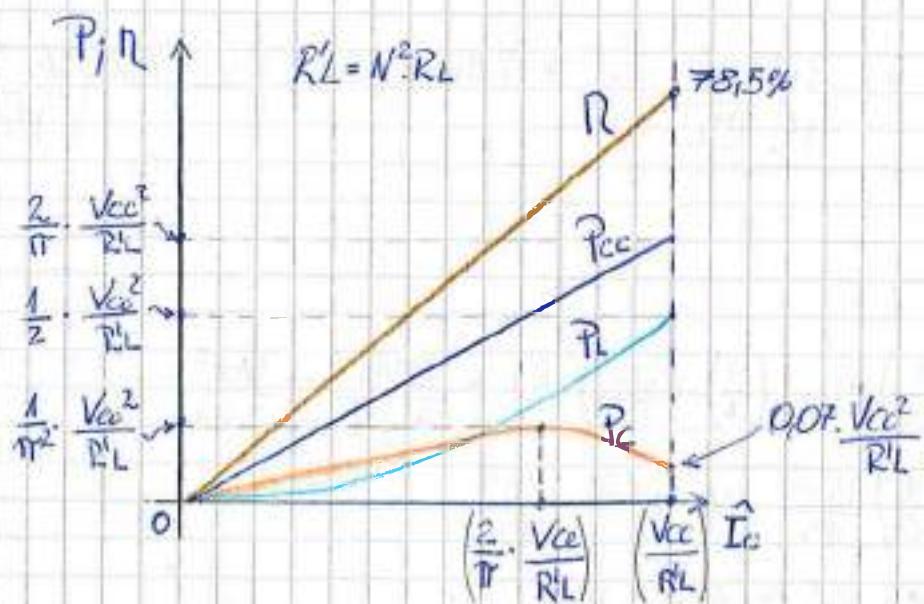
Factor de Mérito:

$$F.M. = \frac{P_C}{P_{L\max}} = \frac{\frac{2 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L} \cdot \frac{1}{2}}{\frac{V_{CC}^2}{2 R' L}} = \frac{4}{\pi^2 \cdot \frac{1}{2}} \approx \frac{1}{5} = 0,202$$

* Se observa la multiplicación por 10 del factor de calidad o Mérito conseguido con respecto al clase A espl. C/inductor/Transf.

↳ Un amplificador clase B una disipa (1 transistor) 4 veces menos potencia que su equivalente en clase A.

△ La relación FM sirve para el diseño; Así, si $P_{L\max} = 25W$ cada colector deberá disipar 5W. Para un ampl. clase A con 1 solo transistor, con $P_{L\max} = 25W$, deberá disipar 50W.



• Selección del Transistor \Rightarrow Dimensionamiento básico:

↳ $P_C \text{ (máx)}$

↳ $I_C \text{ (máx)}$

↳ $V_{CE} \text{ (mín)}$

1.2 Ampl. clase AB Darlington: {

- ↳ Simétrico no complementario.
- ↳ "Excitación redonda"
- ↳ Si simétrico.
- ↳ C/ transformador.
- ↳ Estabilizado.

* Este amplificador suele utilizarse para potencias mayores a 5W; "Reduce los problemas de cambio de fase"



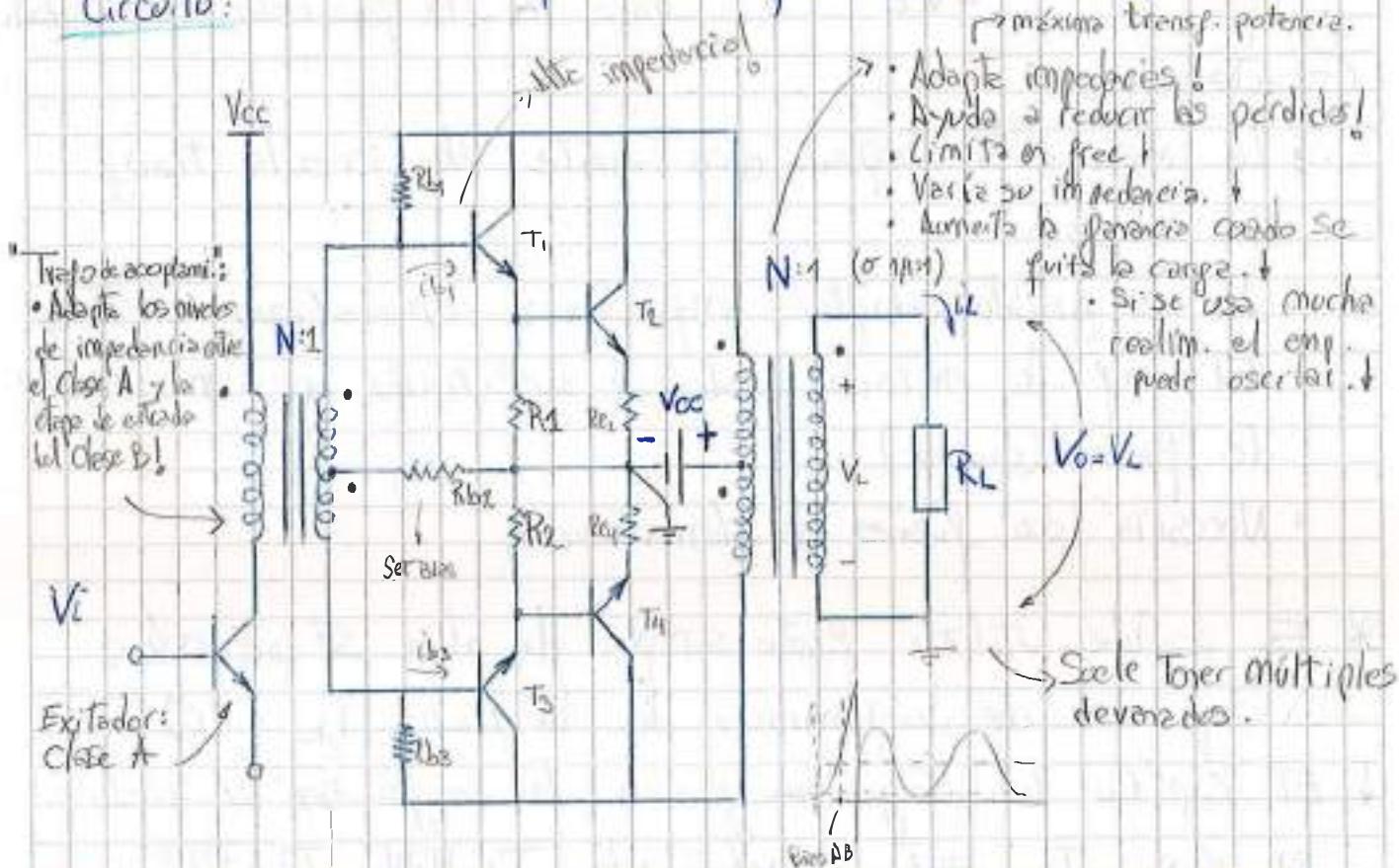
- Sus características son muy similares a la del ampl. clase AB con los atributos extra de que:

→ R_{b1} y R_{b3} se utilizan para eliminar las posibles oscilaciones cuando se da mucha ganancia a lazo abierto.

→ R₁ y R₂ permiten que los transistores T₁ y T₂ corten más rápidamente, y evitan la fuga del excitador.

→ Los cambios de fase introducidos por el transformador tienden a causar inestabilidad en el circuito para niveles altos de realimentación. Se logra reducir la inestabilidad con el agregado de los pares Daddington: así la etapa de salida opera con requerimientos de baja excitación.

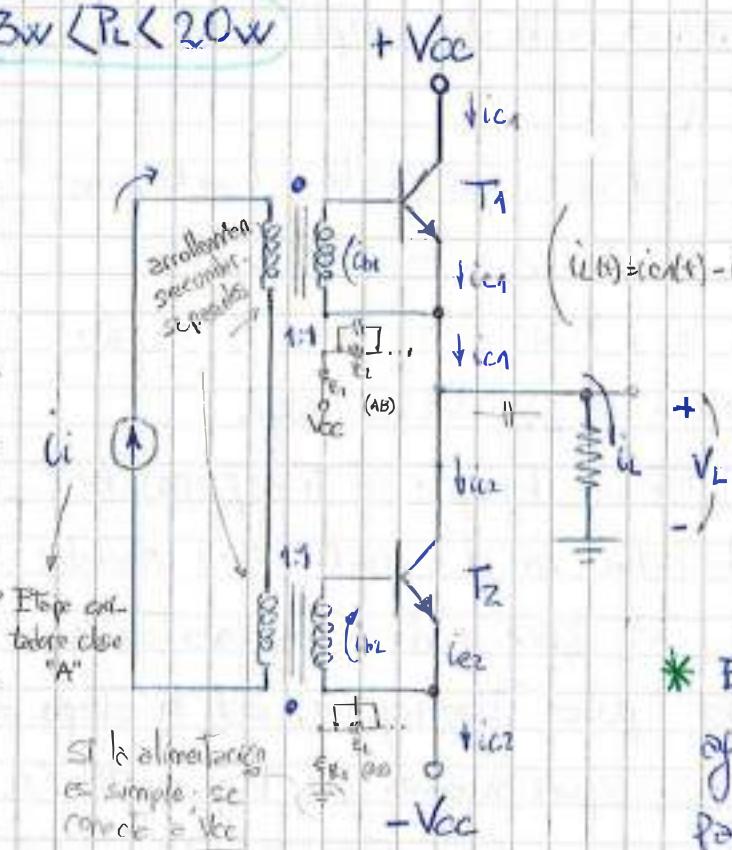
Circuito:



- * Los resistores R_{b1}, R_{b2} y R_{b3} constituyen un divisor de tensión que provee la pequeña cantidad de corriente de polariz. requerida p' el func. en clase AB.
- * Los resistores R_e estabilizan la corriente de polarización.

(13) Ampl. Clase B (Push-Pull) directamente acoplado: 21/05/2010

$3w < P_L < 20w$



• $u_i(t)$ positiva: T_1 conduce
 $\hookrightarrow i_{C1}(t) = (i_L(t)) = h_{FE1} \cdot i_i(t)$
 $(T_2$ está cortado) $\Rightarrow u_o(t) = 0_A$

• $u_i(t)$ negativa: T_2 conduce
 $\hookrightarrow -i_{C2}(t) = i_L(t) = -h_{FE2} \cdot i_i(t)$
 $\Rightarrow i_L(t) = h_{FE2} \cdot i_i(t)$
 $(T_1$ está cortado) $\Rightarrow i_{C1}(t) = 0$

$$[i_{C1}(t) = i_{C1}(+) - i_{C1}(-)]$$

* En el circuito práctico se
 añade la red de polarización
 para T_1 y T_2 para evitar la distorsión.

Características:

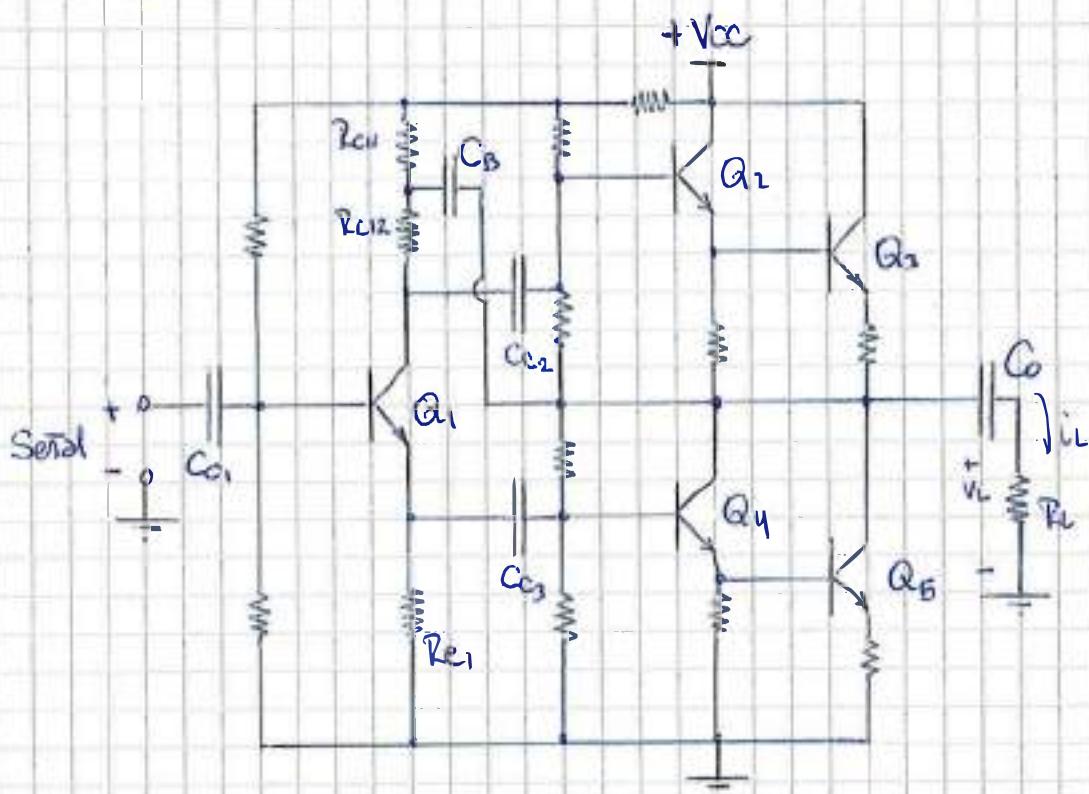
- La carga está acoplada directamente. No necesita transf. de salida.
- No es posible adaptar impedancias como en el caso con Transf.
- El transf. de entrada puede ser sustituido por un inversor de fase, (divisor).
- Necesita dos fuentes de alimentación.

* Es posible utilizar fuente simple de alum. Si se coloca un capacitor de acoplamiento de la carga R_L : ' C_0 '.

↓ El cap ' C_0 ' le otorga energía a la carga en el ciclo en que T_2 está conduciendo.

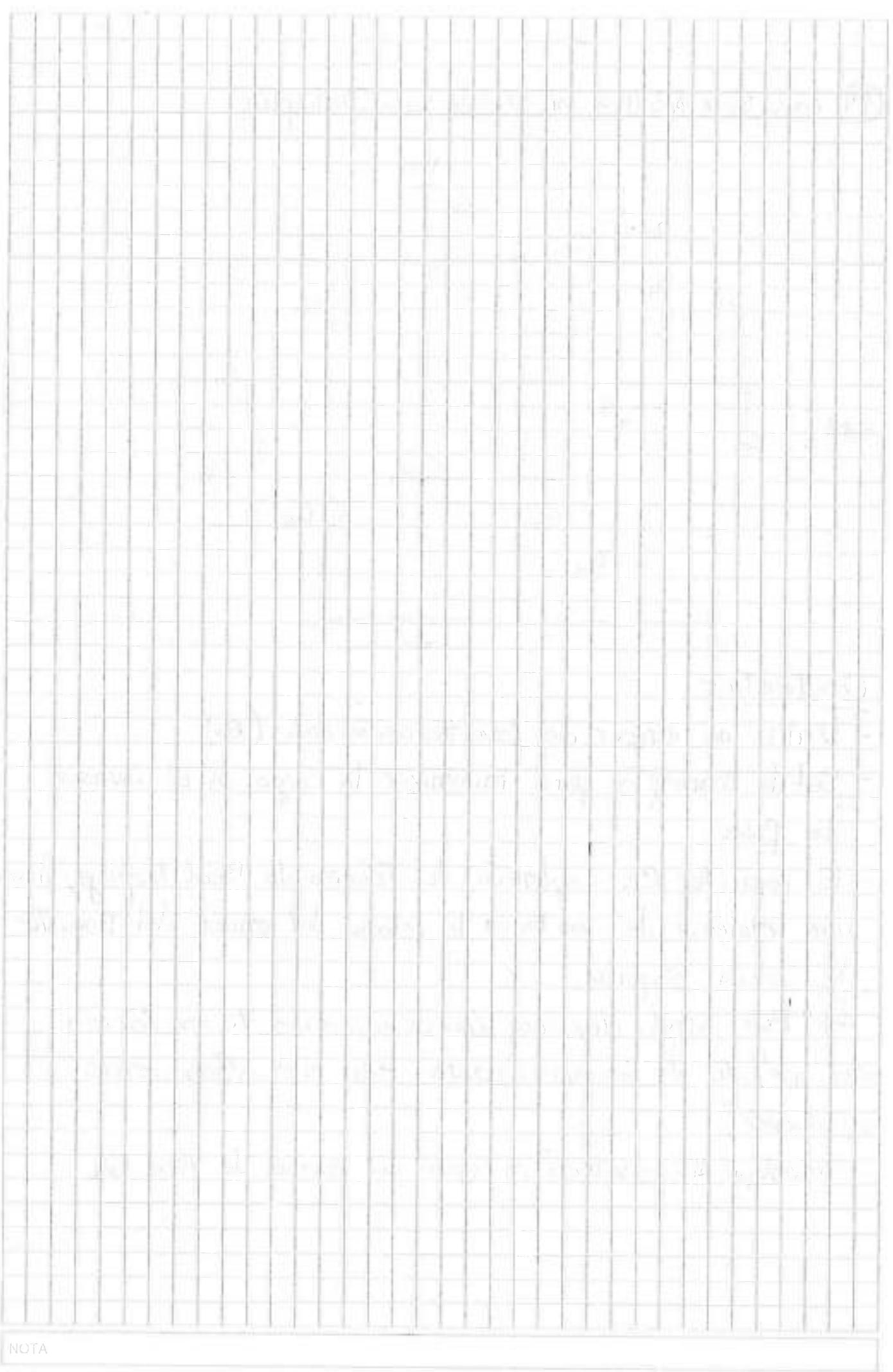
* El valor del cap ' C_0 ' es critico y depende de la resistencia de carga ' R_L '. Es quien le entrega energía a ' R_L ' con T_1 cortado.

1.4) Ampl. Clase AB (Push-Pull) c/sólido serie Darlington:



Características:

- Utiliza un inversor de fase transistorizado (Q_1)
- Sólido Darlington para minimizar la carga en el inversor de fase.
- El capacitor C_B implementa la Técnica de Bootstrapping; Provee una referencia de excitación de retorno del emisor del transistor de salida Superior.
- ↳ "Este arreglo duplica las condiciones de excitación del método de transformador con aislamiento separado"
- *Desventaja: Alta disipación en reposo del inversor de fase Q_1 .



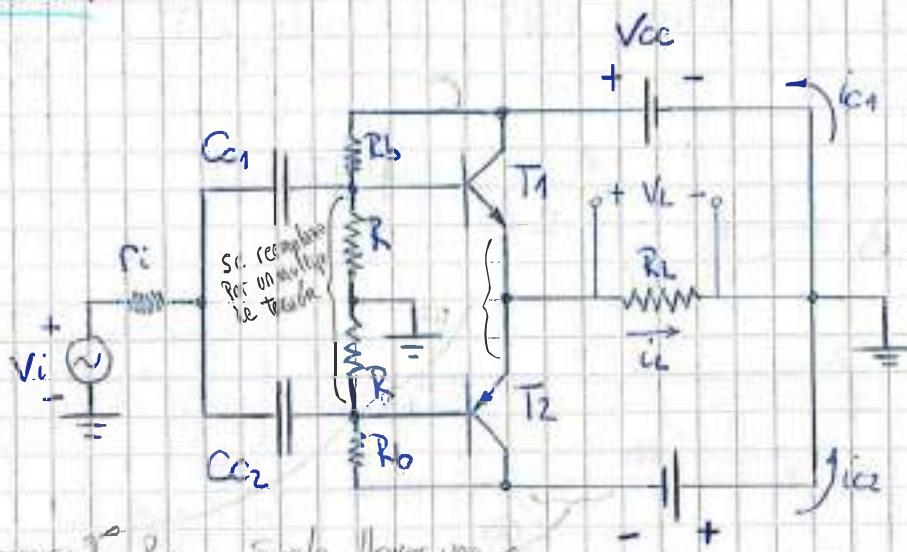
NOTA



② Ampl. Clase B (Push-Pull) Simétrico Complementario: P de 3 a 20 W

↳ No requiere de excitación push-pull!

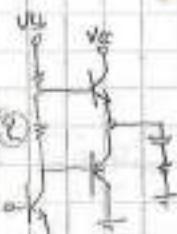
Circuito:



$$R_b \gg R$$

$$i_L = i_{C1} - i_{C2}$$

Fuente Single
Z.A.



Rode ser
complementado por
un diodo en serie acoplado
a un Tr de potencia ($Vce=0$)

Suele regirse V_{ce} , R_c
donde la retroalimentación ayuda
a componer V_L

Suele llevar una
 R_c asociada al
colector de T_1 y T_2

- V_{cc}

* Este amplificador utiliza un Transistor NPN y otro PNP
y no precisa transformadores. Utiliza simetría complementaria.

• P' Vía positiva: T_1 conduce !

↳ $i_{L(A)} = i_{C1(A)} = h_{FEA} \cdot (b_1 A)$
(T_2 está cortado)

• P' Vía(A) negativa: T_2 conduce !

↳ $i_{L(A)} = i_{C2(A)} = h_{FEA} \cdot (b_2 A)$
(T_1 está cortado)

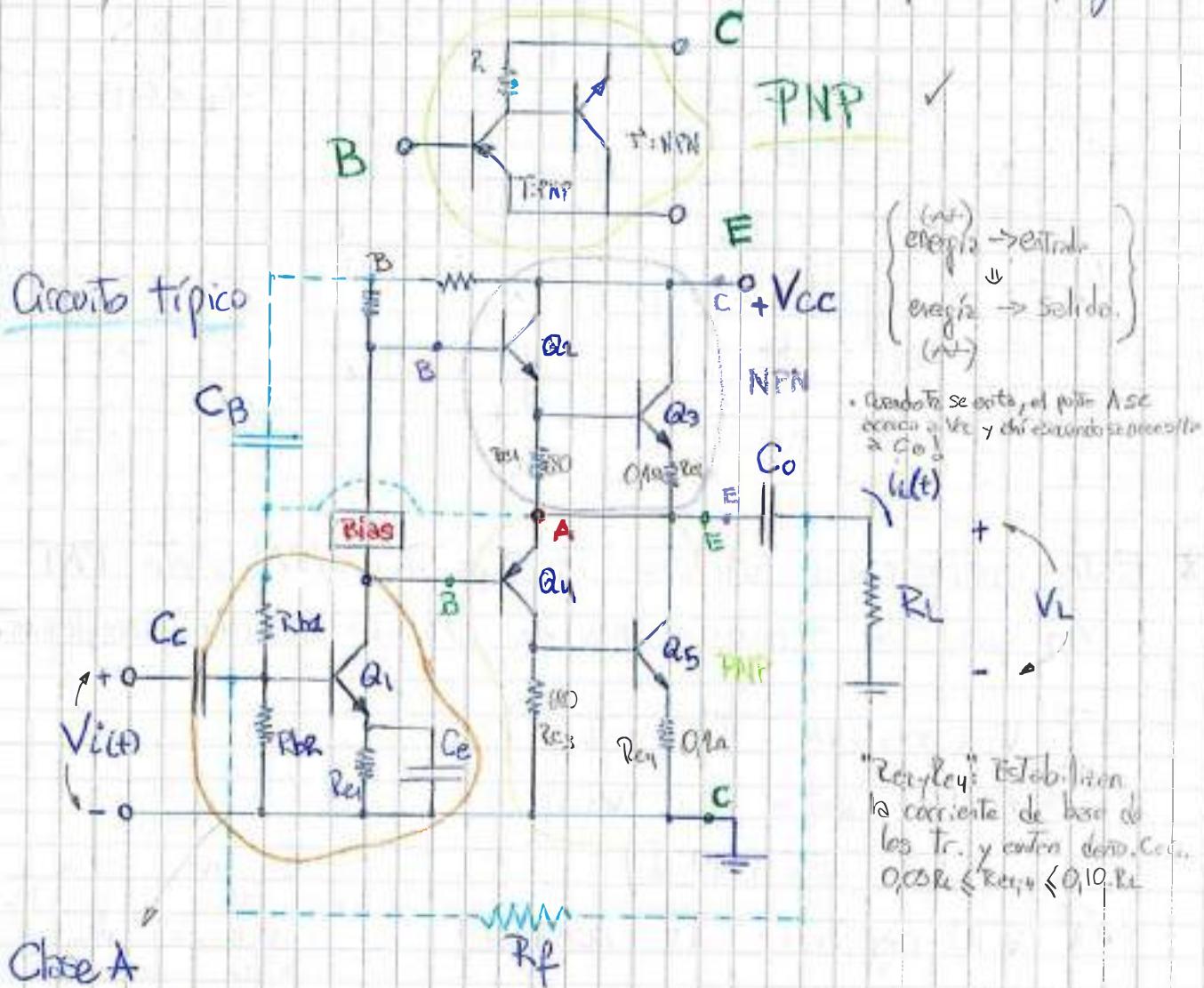
Para más de 20 W no
se utiliza ya que el
clase B exterior disipa mucha
energía y son necesarios
capacit. muy grandes!

Características:

- La recta de carga y ec. de potencia son las del clase B convenc.
- No utiliza transf. de entrada ni de salida; por lo tanto es mas liviano y abarata mucho los costos.
- Necesita dos fuentes de alimentación (+Vcc y -Vcc)
- Necesita pares de transistores análogos (idénticos) → pequeño desplazamiento.

(3) Ampl. Clase B (Push-Pull) Simétrico Cuasi-Complementario:

* Al conectar un transistor PNP como exitador de un tr. NPN de potencia se obtiene una configuración equivalente a un Tras. PNP de alta potencia y ganancia.



• Cuando se activa el punto A se eleva a V_{cc} , y ahí cuando se necesita a C_{o2} .

$i_{(lt)}$

R_L

V_L

-

+

"Recycle": Estabilizan la corriente de base de los tr. y están dadas C_{o2} , $0,05 R_L \leq R_{B2} \leq 0,10 R_L$

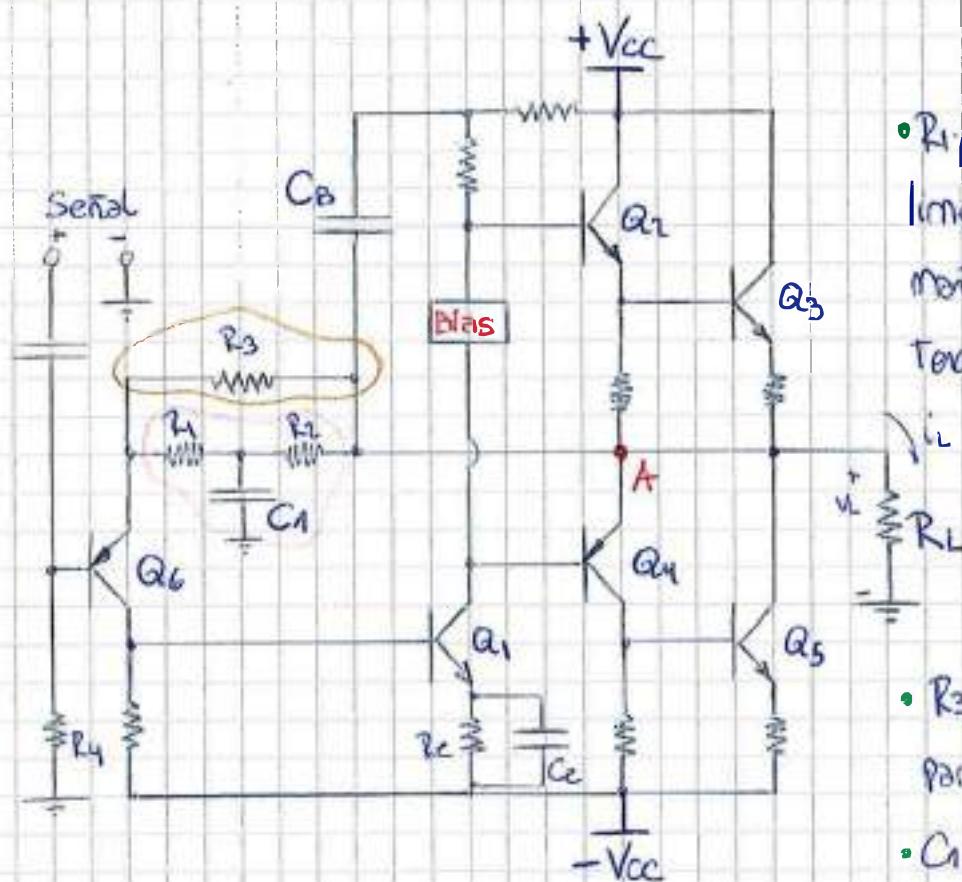
Clase A

Características:

- Alta potencia; Alta ganancia; Ptos. PL > 20W De las etapas exitadora y pre-ex.
- C_B actúa como bypass para desacoplar el riple de la fuente de alim.
- Están conectados como cap. de "Bootstrap" para proveer la ex. Términos necesarios para ayudar al punto de tr. Darlington superior a saturar.
- R_f : Realimenta la salida hacia la entrada para reducir la ganancia y mejorar el desempeño en bajas frecuencias.
- R_B : Provee realim. en C.C. necesario para mantener el punto A a epox.: $V_{cc}/2$;
- C_o : Provee una tensión mayor al punto "B" que V_{cc} !

(3.1) Ampl. Clase AB (Push-Pull) Simétrico casi completo c/fuente partida.

* Utiliza dos fuentes de alimentación ($+V_{cc}$, $-V_{cc}$) simétricas y no es necesario el capacitor de acoplamiento C_o .



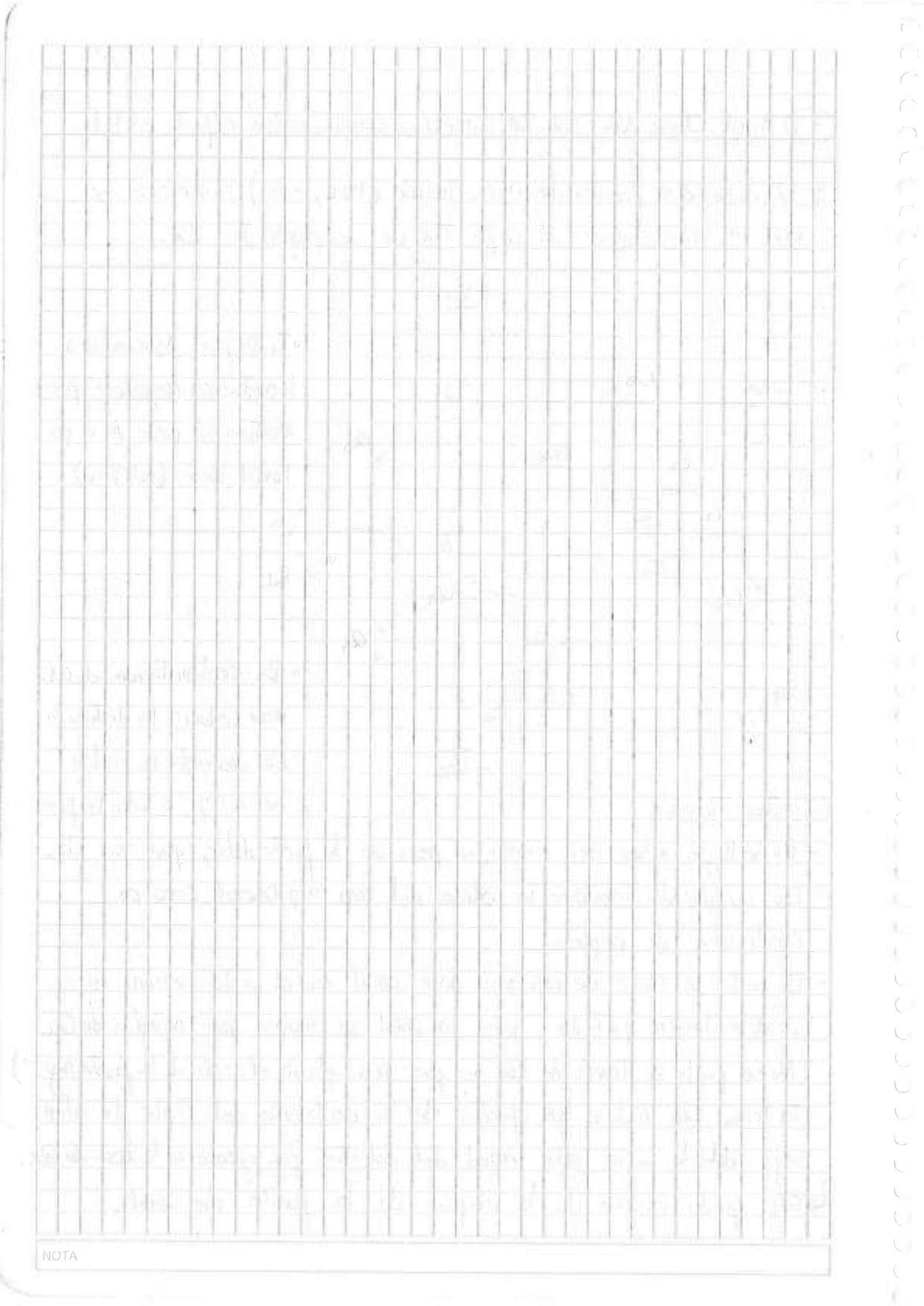
- R_1, R_2 y C_1 : Aplican realimentación negativa para mantener el punto A a potencial cero (estático).

- R_3 : realimentación de CC para reducir la distorsión.

- C_1 : desacopla la realim. de CC neg. a todos los frec.

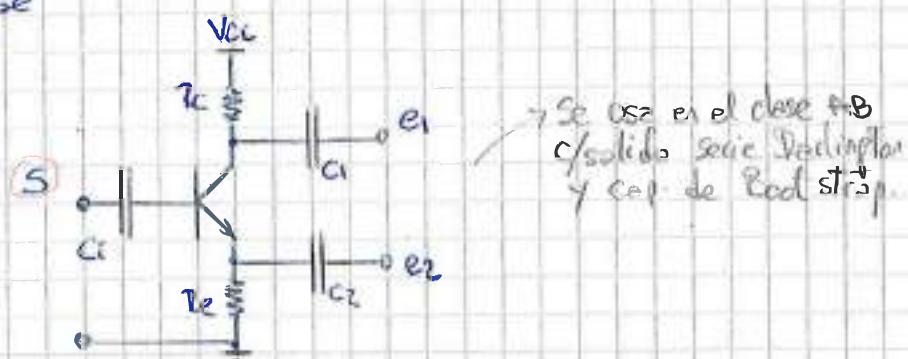
Características:

- Puede llegar a ser más barato, a pesar de la fuente doble, que con C_o .
- Es complicado mantener la salida del amp. a potencial cero en condiciones de reposo.
- El punto de masa de referencia para señal es el punto común entre la alimentación partida, pero la señal se acopla por medio de Q_6 (No se puede tráves de Q_1 por que se acoplaría el ríptil de la fuente neg.).
- El Trans. Q_6 reduce los efectos de la excitación del ríptil de alim. neg. debido a la alta imped. del colector que ofrece a la base de Q_1 . $\hookrightarrow Q_1$ queda aislado de la imped. de la fuente de señal.

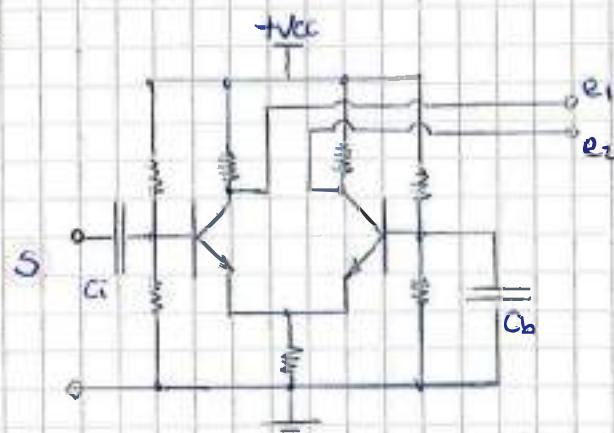


Circuitos "Separador de fase":

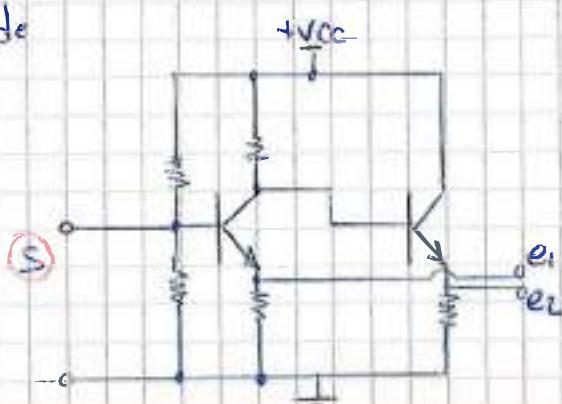
- Separador de fase etapa simple:



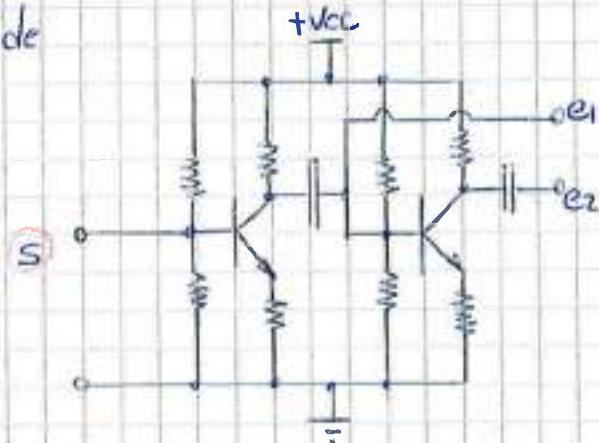
- Emisor acoplado de dos etapas:



- Baja impedancia de dos etapas:



- Tipo amplificador de dos etapas:



NOTA

Electrónica Aplicada 2

HOJA N° 142

FECHA 26/05/2010

Unidad N° 6

Fuentes de alimentación reguladas

Clasificación:



Características generales:

- * **Fuentes Lineales:** Operan con CC. y la tensión de entrada debe ser mayor a la de salida. Su rendimiento es menor a la unidad.
 - Bajo nivel de ruido;
 - Buén control de la tensión de salida;
 - Disipan necesariamente potencia para regular;
 - Bajo rendimiento
 - Potencia de salida \equiv volumen \equiv costo.
- * **Fuentes Alineales (comutadas):** Se basan en un conmutador, que interrumpe el suministro de energía al sistema secundario que alimenta a la carga, a intervalos de tiempo fijos o variable, acorde a las exigencias de la carga. Se busca que el valor medio de la energía satisfaiga las especificaciones.

NOTA

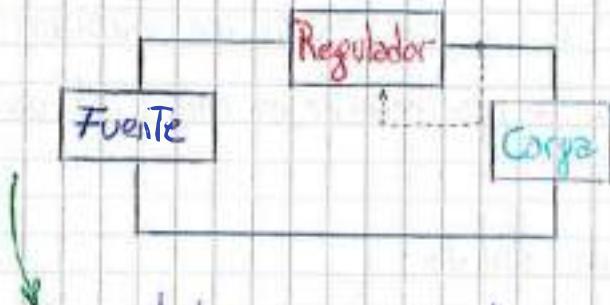
[Marco Alvarez Reyna UTN-FRC marco.al.rey@gmail.com]

- Menor dissipación de potencia que los p. reg. lineales;
- Menor peso y volumen;
- Mayor nivel de ruido (debido al proceso de conmutación);
- En general regulan a Tensión fija;
- Pueden trabajar a frecuencia de línea (50 Hz) o a freq. distinta de línea fija o variable \Rightarrow Circ. Chopper.
- Controladas por PWM: $f_{re} = \frac{1}{T}$; $T = \text{tan fijo}$; $D = \frac{T_{on}}{T}$

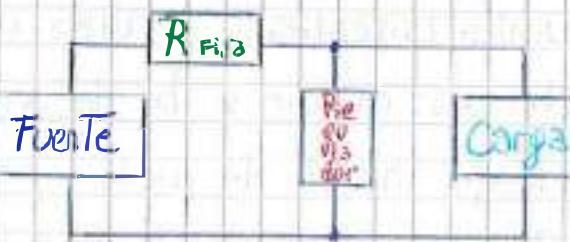
Reguladores Lineales

* El elemento regulador puede estar en serie o en paralelo con la carga; En el caso del reg. paralelo se utiliza una resistencia fija en serie con la carga (p.ej.: R+Zener)

Reg. Serie



Reg. Paralelo



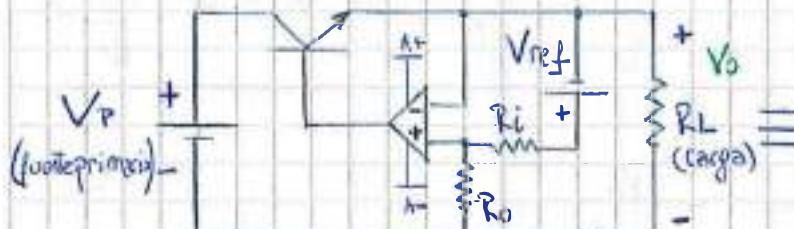
El regulador serie es el más utilizado; quedando el reg. paralelo como exclusivo para baja potencia.

Fuentes de tensión regulador lineales:

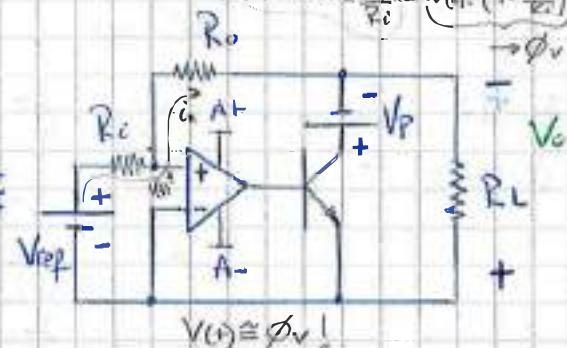
- ① - Regulador de tensión lineal Serie;
- ② - Reguladores de tensión lineal Serie c/ salida bipolar;
- ③ - Reg. de Tensión lin. Serie c/ fuente auxiliar referida al polo;
- ④ - Reg. de Tensión lin. Serie c/ fuente primaria como auxiliar;
- ⑤ - Otros reguladores de Tensión Serie lineales.
- ⑥ - " " " " " "

① Regulador de tensión lineal serie:

- Entrega tensiones positivas.



$$\begin{aligned} i_{Ri} = i_{Ro} &\wedge \begin{cases} i_{Ri} = (Vr - V_o)/R_i \\ i_{Ro} = (V_o - V_s)/R_o \end{cases} \\ \rightarrow V_o &= (V_r \cdot R_o + V_s \cdot R_i) / (R_o + R_i) \\ \rightarrow V_o &= V_s \cdot \frac{R_o}{R_i} + V_s \cdot \frac{(1+R_o)}{R_i} \end{aligned}$$

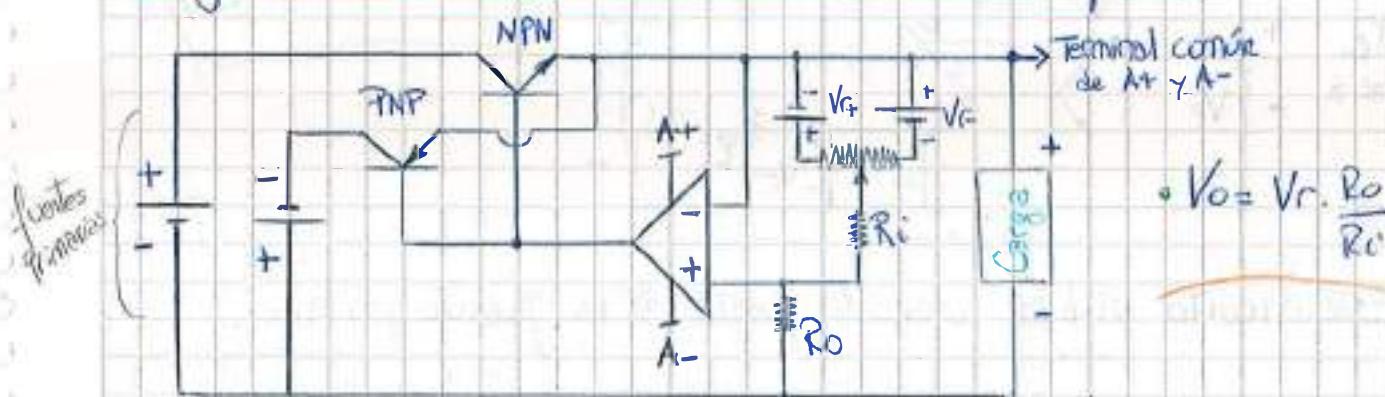


* Observamos un circuito inversor seguido de una etapa de potencia. Esta etapa de potencia produce una nueva inversión de fase que es realmente de por el terminal (+) no inversor mediante R_o .

$$\text{General: } G = \frac{V_o}{V_r} = +\frac{R_o}{R_i} \quad \therefore \quad V_o = V_r \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

- Buscando la relación adecuada se puede obtener prácticamente cualquier tensión a la salida. Hay que tener en cuenta la polarización en la zona activa (lineal) del transistor.

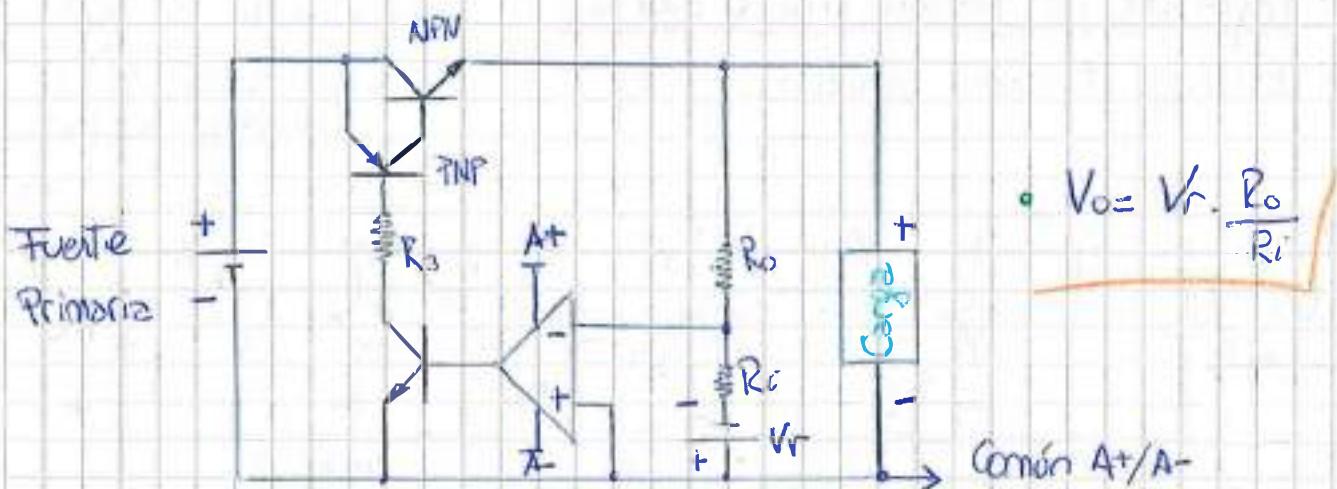
② Regulador de tensión lineal serie c/salida bipolar:



$$\bullet V_o = V_r \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

- El operac. debe ser alimentado con una fuente primaria independiente simétrica.
- Este circuito puede entregar polaridades (+) y (-) a la salida debido al par complementario de Transistores y la fuente primaria partida.

③ Reg. linea de serie de tensión y fuente auxiliar referida al polo:

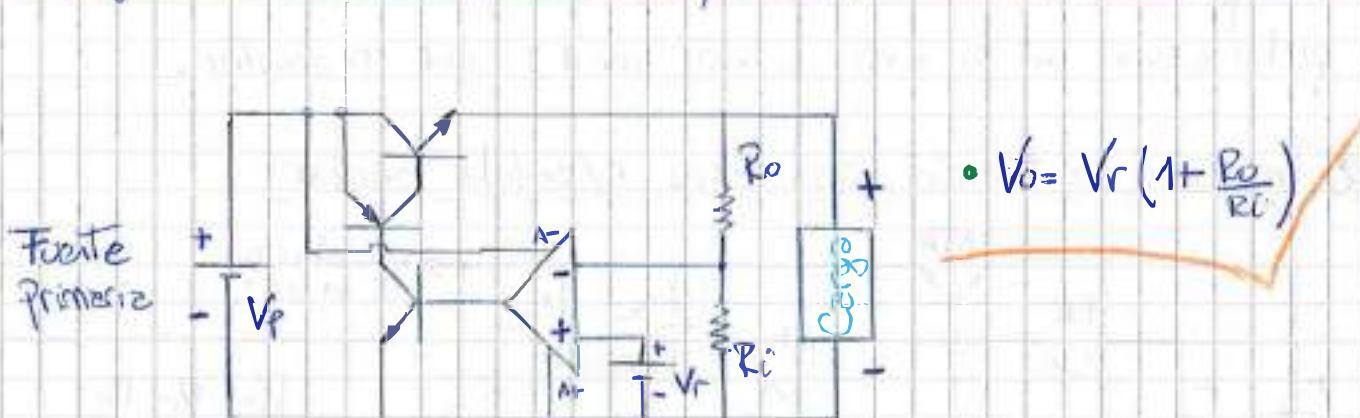


$$V_o = V_r \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

* Se coloca el operac. como inversor respecto de la entrada y así obtenemos polaridad opuesta.

• Con esta configuración no se pasa la impedancia de entrada a la salida; se debe colocar un trns. de polaridad opuesta y en cascada.

④ Regulador de tensión lin. serie y fuente primaria como auxiliar:

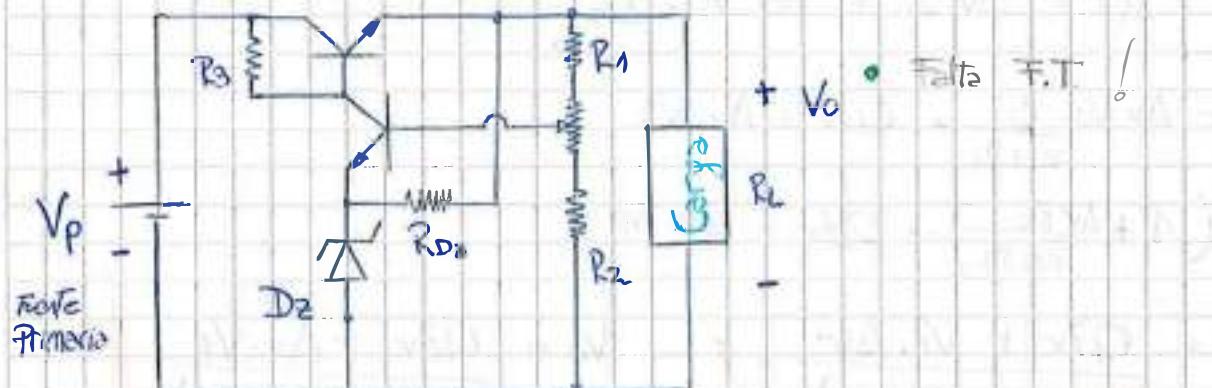


$$V_o = V_r \left(1 + \frac{R_o}{R_i}\right)$$

* Este circuito utiliza una sola fuente \Rightarrow La fuente primaria.

• El Amp Op. trabaja como no inversor y los Transist. no necesitan inversión de fase.

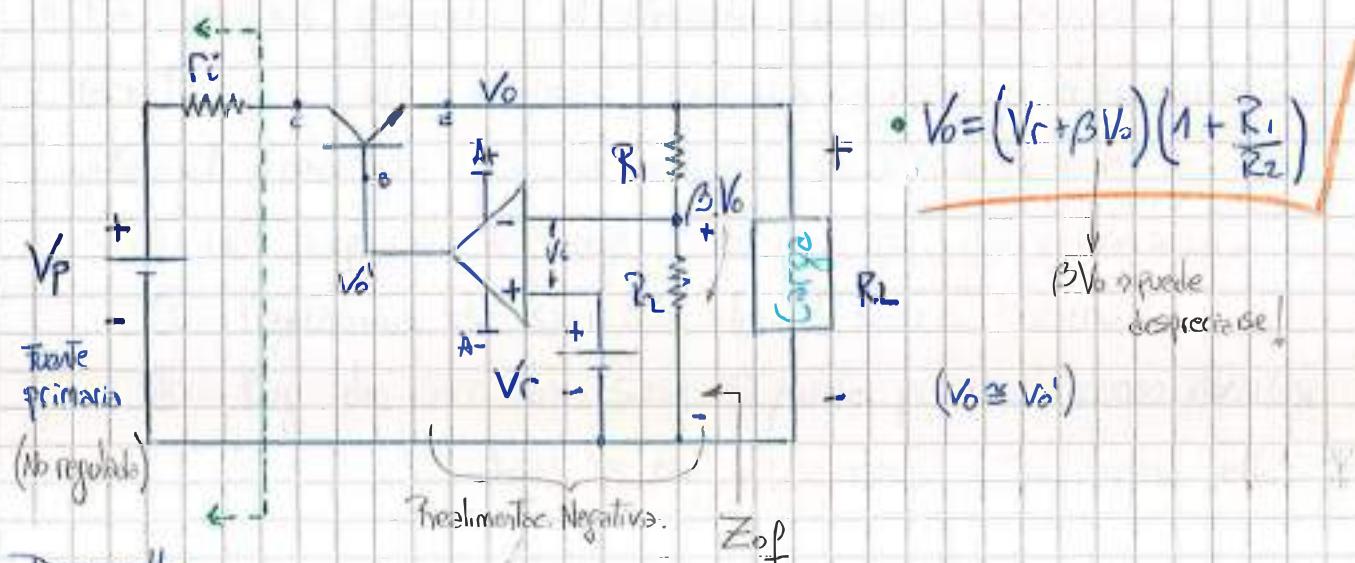
⑤ Reg. de tensión lineal serie G/diodo zener como ref:



* Faltan comentarios!

→ También llamado Análisis general de una fuente de alimentación lineal regulada.

⑥ Regulador lineal serie de tensión G/fuente de ref. + G/fuente auxiliares



Desarrollo:

- $\beta_2 V_o \Rightarrow \frac{V_o}{R_1+R_2} \times R_2 \quad \text{so} \quad \beta = \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)} \quad \wedge \quad \text{Si } \Delta v \rightarrow 0 \quad \beta = \frac{1}{G_p} \quad \therefore G_p = \frac{1}{\beta}$
- $V_i = V_r - \beta \cdot V_o \Rightarrow V_r - \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_o \quad \wedge \quad V_o' = \Delta v \cdot V_i$
- $\therefore V_o' = \Delta v \cdot \left(V_r - \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_o \right) \Rightarrow \Delta v \cdot V_r - \Delta v \cdot V_o \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$

* Debido al diodo Base-Emitor Tenemos que:



$$V_o = Q_7v + V_o'$$

• $V_o = Q_7v + \Delta v \cdot V_r - \Delta v \cdot V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

$$V_o + \Delta v \cdot V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = Q_7v + \Delta v \cdot V_r$$

$$V_o \left(1 + \frac{\Delta v \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) = Q_7v + \Delta v \cdot V_r$$

$$V_o = \frac{Q_7v + V_r \cdot \Delta v}{\left(1 + \Delta v \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$V_o = \frac{Q_7v + \Delta v \cdot V_r}{\left(1 + \beta \Delta v \right)}$$

* Como $\frac{Q_7v}{1 + \beta \Delta v} \ll \frac{\Delta v \cdot V_r}{1 + \beta \Delta v}$ podemos despreciar el término menor.

↳ Así:

$$V_o = \frac{\Delta v \cdot V_r}{1 + \beta \Delta v} \Rightarrow \underline{\Delta v_f \times V_r}$$

* En el caso de que $\beta \Delta v \gg 1$; $\Delta v_f = \frac{1}{\beta}$

$$V_o = \frac{1}{\beta} \cdot V_r \Rightarrow V_r \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

* Faltan comentarios, Comparación con el punto 4!

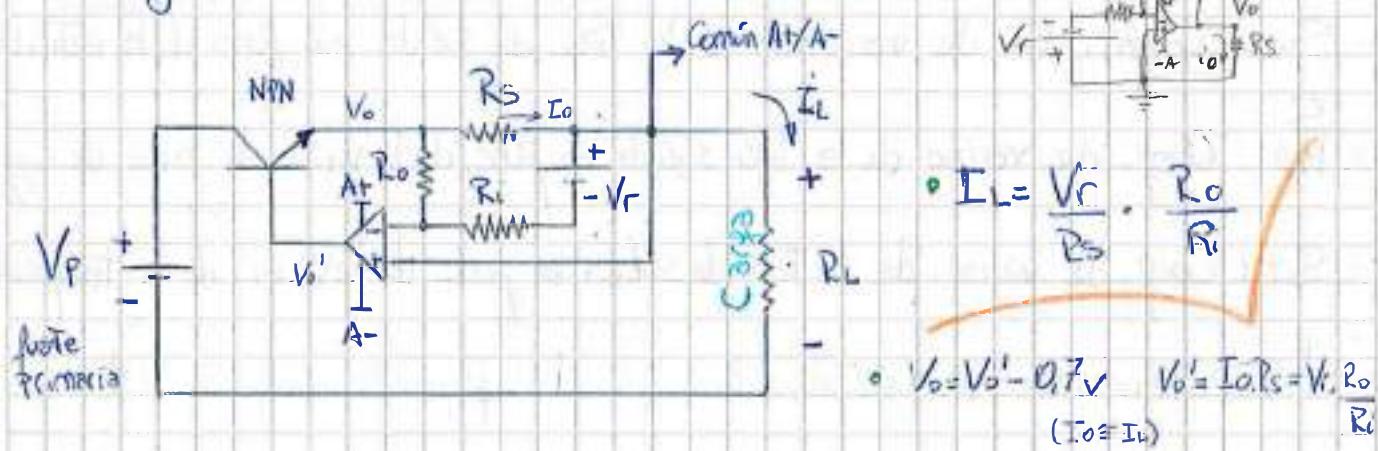
* Fuentes de corriente reguladas lineales

①- Regulador de corriente lineal serie básico.

②- Reg. de corriente lin. serie q/fuente primaria como auxiliar.

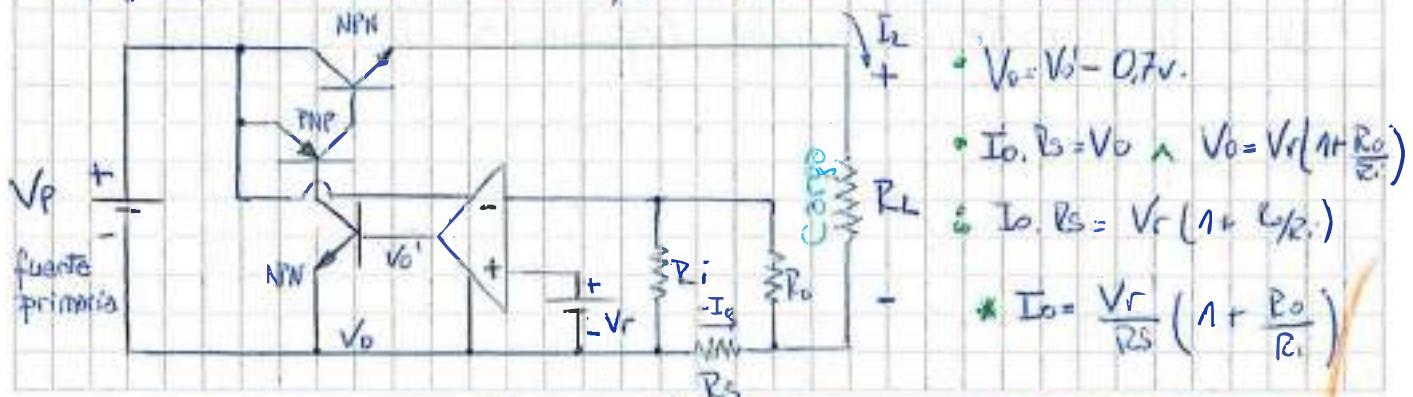
- * La intensidad de la corriente se mide de forma indirecta mediante la adición de un resistor de bajo valor ohmico en serie con la carga. La caída de potencial en los extremos de la misma es medida o con amp. op. que puede estar en conf. inversora o no inversora.

①- Regulador de corriente lineal serie básico:



* El amp. op. está en conf. inversora. Así aplicando un potencial negativo a la entrada, inversamente proporcional a la corriente que circula por R_S , obtenemos un lazo de realm. negativa.

② Reg. de corriente Lin. Serie q/fuente primaria como auxiliar:



NOTA: El amp. op. está en conf. no inversora.

You rock me on!



* Estabilidad de una fuente regulada

- Se estudia la estabilidad del parámetro regulado a la salida del sistema en función de la variación de Tensión a la entrada (ΔV_i), por variación de corriente en la carga (ΔI_o) y por temperatura (ΔT):

$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \cdot \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \cdot \Delta I_o + \frac{\partial V_o}{\partial T} \cdot \Delta T$$

$$\Delta V_o = S_v \cdot \Delta V_i + R_o \cdot \Delta I_o + S_T \cdot \Delta T$$

- S_v : Coeficiente de variación de la tensión de salida en función de la tensión de entrada.
- R_o : Coef. de variac. de la tens. salida en func. de la variac. de la res. de carga.
- S_T : Coef. de variac. de la tens. de salida en func. de la variac. de la temperat.

↳ Determinar la estabilidad de la fuente regulada!

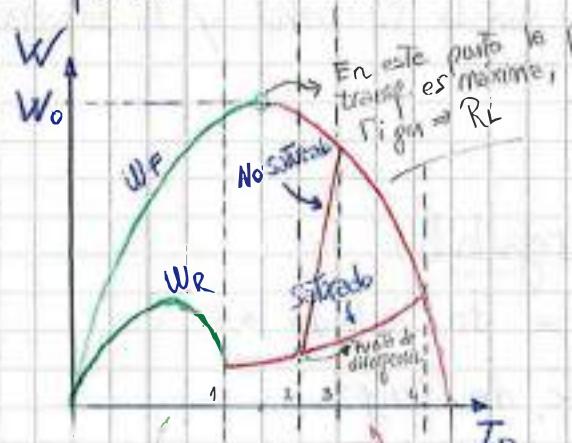
$$S_v = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \Bigg|_{\Delta I_o=0 \wedge \Delta T=0} ; R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \Bigg|_{\Delta V_i=0 \wedge \Delta T=0} ; S_T = \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \Bigg|_{\Delta V_i=0 \wedge \Delta I_o=0}$$

- * Mientras más chicos son los coeficientes [S_v, R_o, S_T] mejor será la característica de regulación de la fuente!

* Protección de los reguladores

Sobrecarga del regulador lineal serie:

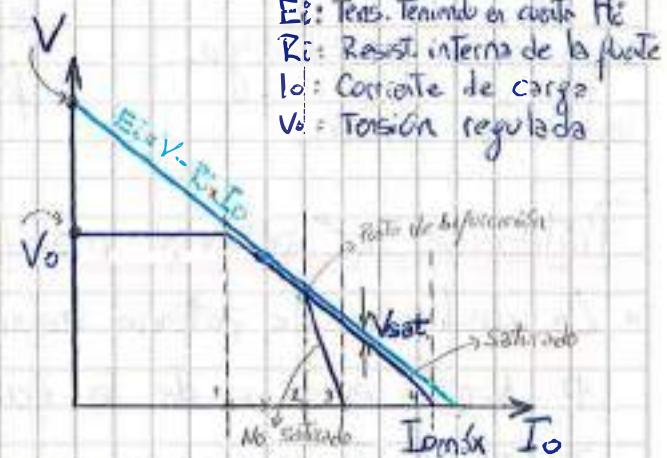
Cuando el elemento regulador serie de un regulador de tensión lineal es sometido a sobrecarga, la corriente que conduce aumenta. Este aumento está limitado por la resistencia interna de la fuente primaria y por la capacidad de disipación de potencia del transistor.



Funcionamiento; Sobre carga Normal.

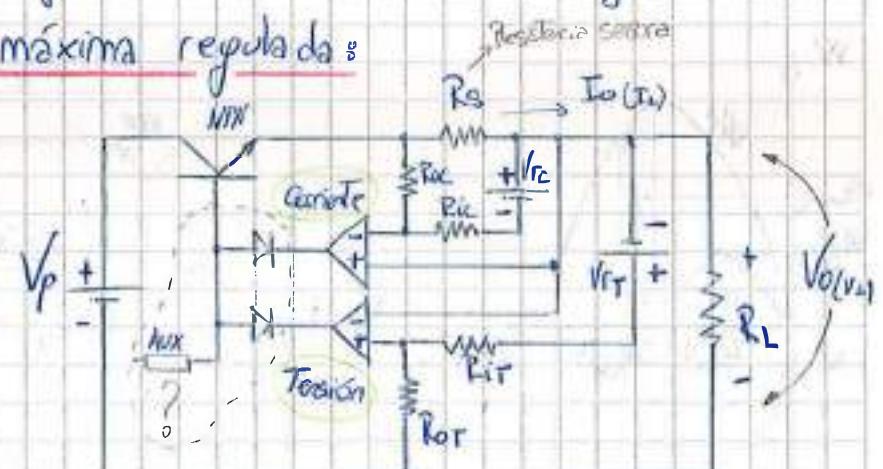
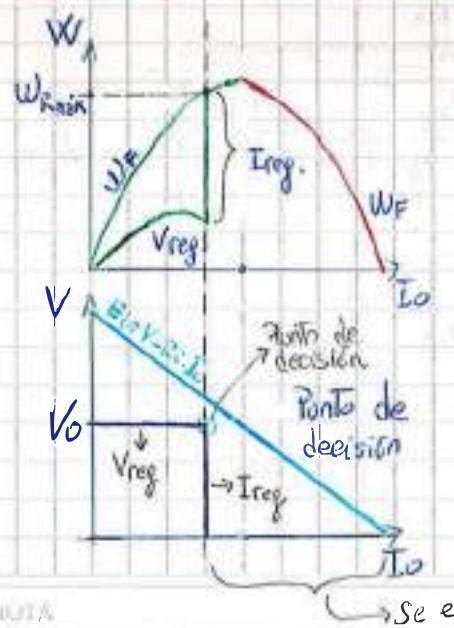
W_F : Potencia disponible de la fuente.

W_R : Potencia disponible por el regulador.



* Debido al efecto de la R interna de la fuente primaria, vamos que al aumentar la I_o , la tensión nega a cero.

Protección por corriente máxima regulada



* Para limitar la corriente máxima se combinan un regulador de corriente y un reg. de tensión.

- Se pueden presentar las siguientes tres situaciones:

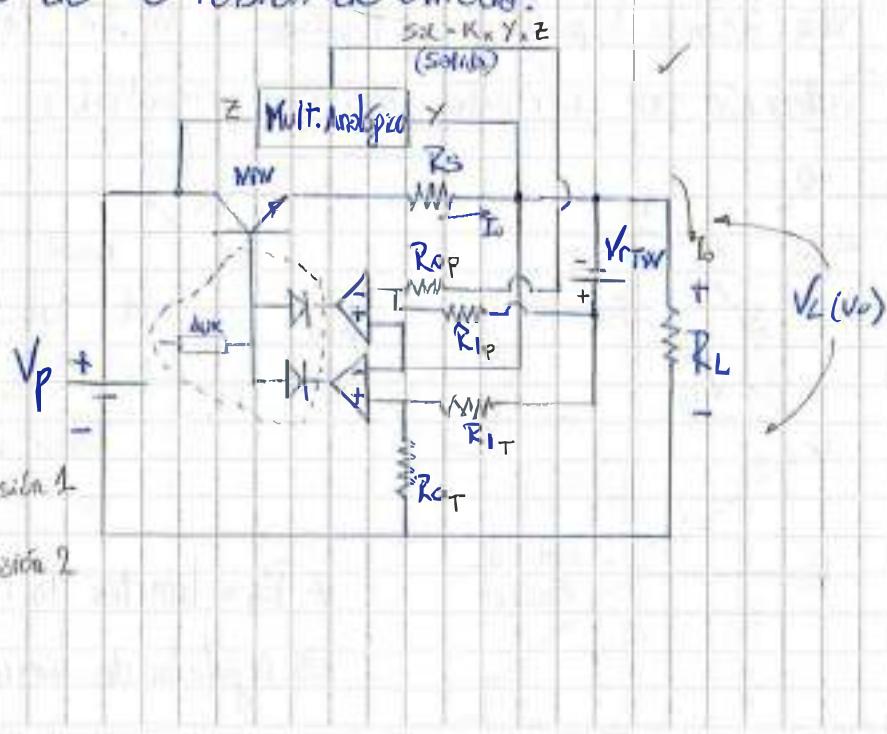
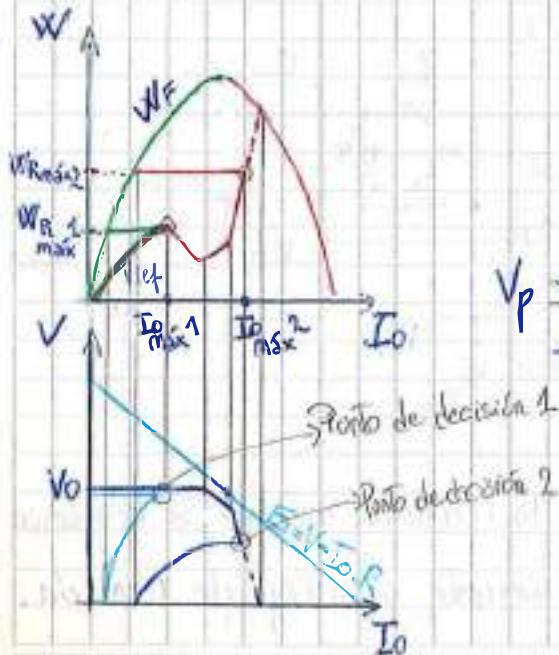
- * $I_{máx} > I_o$: El regulador de corriente no disipa potencia y el reg. de tensión controla la tensión de salida y disipa la energía sobrante. (Reg. I trabaja saturado)
- * $I_{máx} < I_o$:
- * $I_{máx} = I_o$:
 • $I_o = I_{reg.}$ (circular) \rightarrow Reg. I disipa I_o máxima (el trabajo del reg.)

• Punto límite (decisión)
Funcionamiento normal.
El reg. de corriente disipa más que el regulador de tensión.

- El reg. de corriente entrega una alta tensión igual al producto de la resistencia de carga por la I_o regulada. El reg. de tensión pierde su control y la I_o permanece fija.

Protección por potencia máxima regulada:

- La condición de potencia máxima se da debido a:
 - 1º Aumento excesivo de la corriente de carga.
 - 2º El elemento reg. serie no es capaz de permanecer en saturación bajo régimen de sobrecarga. ($R_{reg.} \uparrow$)
 - 3º Excesivo aumento de la tensión de entrada.



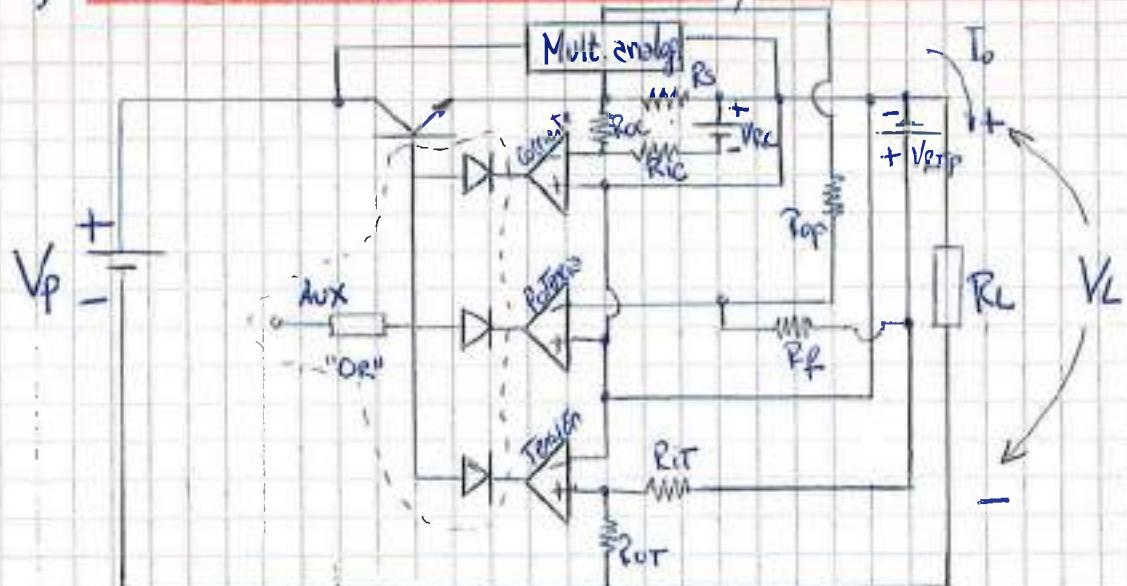
* Tenemos dos puntos de decisión ilustrados en el gráfico:

- 1) El punto está situado antes que el elem. reg. de tensión entre en saturación.
- 2) El punto está situado en la zona en la que el elem. reg. sale de saturación, después de haber estado saturado, es decir, después de haber soportado una corriente más elevada que la que exige su funcionamiento como reg. de tensión.

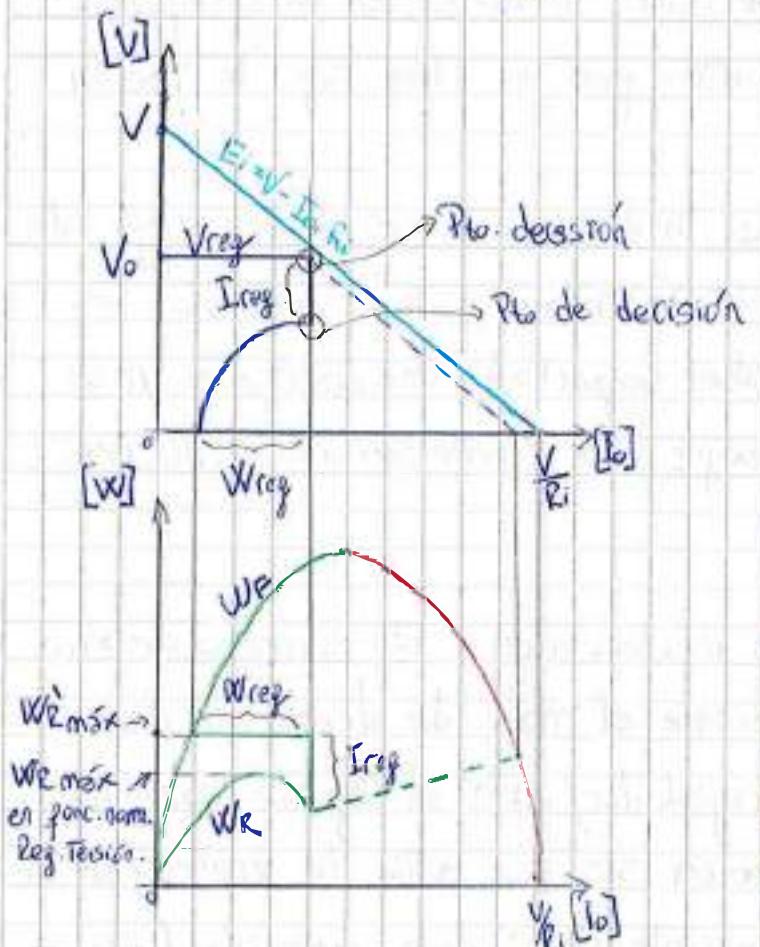
Notas:

Ambos puntos son inadecuados. El primero debería estar antes que el reg. alcance el máx. de dissipación (se infraventila la cap. del regulador). En el segundo caso el regulador sale de la saturación sin que actúe la protección de potencia, puede provocar corriente de salida excesiva (no se aprovecha por estar fuera de la zona de regulación). Si se aumenta la tensión de entrada, el punto de decisión se desplaza a la izquierda, protección total !.

C) Protección combinada: Potencia y corriente limitada.



* La combinación de ambas protecciones permite pasar por alto los inconvenientes de ambas.



- Este tipo de protección tiene el mejor rendimiento constructivo porque exige un sobredimensionamiento apenas superior al necesario para trabajar en punto normal. (a cambio de un control complic.)

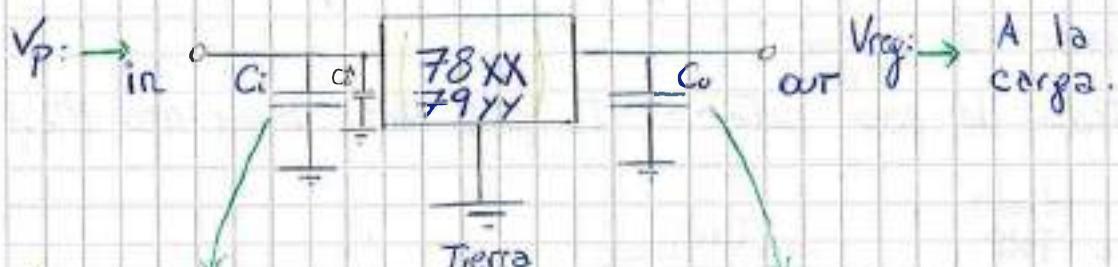
- Incluye protección Total. Pues prevé prot. en caso de que la tensión de entrada se eleve por sobre la normal.

* La máxima corriente de salida del regulador será menor cuanto más grande sea la sobretensión.

Reguladores Integrados

El regulador se encuentra integrado en una única pastilla.

Reguladores lineales positivos y negativos: Serie 78/79



Se usa para prevenir oscilosc. no deseadas cuando el reg. requiere mucha corriente inst.

Filtro de línea. Se usa para mejorar la respuesta a oscilosc. instantáneas.

$$\{ C_i \gg C_o > C_0 \} \rightarrow (\text{Reg 146.2})$$

- Tenemos : $\begin{cases} 7805 ; 06 ; 08 ; 09 ; 12 ; 15 ; 18 ; 24 \text{ [V]} \\ 7905 ; 05.2 ; 06 ; 08 ; 12 ; 15 ; 18 ; 24 \text{ [-V]} \end{cases}$

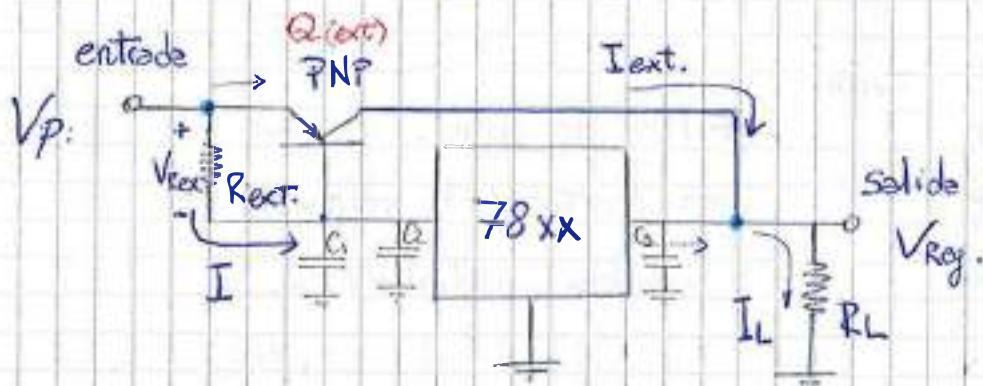
Comentarios:

- La serie 7800 es capaz de entregar corrientes de salida superiores a 1[A] cuando se usa en conjunto con un dissipador de calor apropiado.
 - La serie 78L00 es capaz de proporcionar hasta 100 μ A
 - La serie 78T00 puede entregar más de 3[A].
 - La serie 78M00 entrega hasta 500 μ A
- Estos dispositivos tienen una Tolerancia del voltaje de salida del 2% al 4%.
- * El voltaje de entrada debe ser por lo menos 2[V] más grande que el voltaje de salida para mantener la regulación.

Uso de un Transistor de paso externo

Dado que los reg. de la serie 7800 pueden manejar una corriente de salida máx. de 2.5A, para poder entregar más corriente es necesario colocar un transistor de paso externo.

- Cuando $I_L > I_{\max(\text{reg})}$; suele producirse sobrecarga térmica y el regulador se apaga.
- Con el Trans. de paso externo I_L puede alcanz. valores más altos!



→ Se describen las situaciones principales:

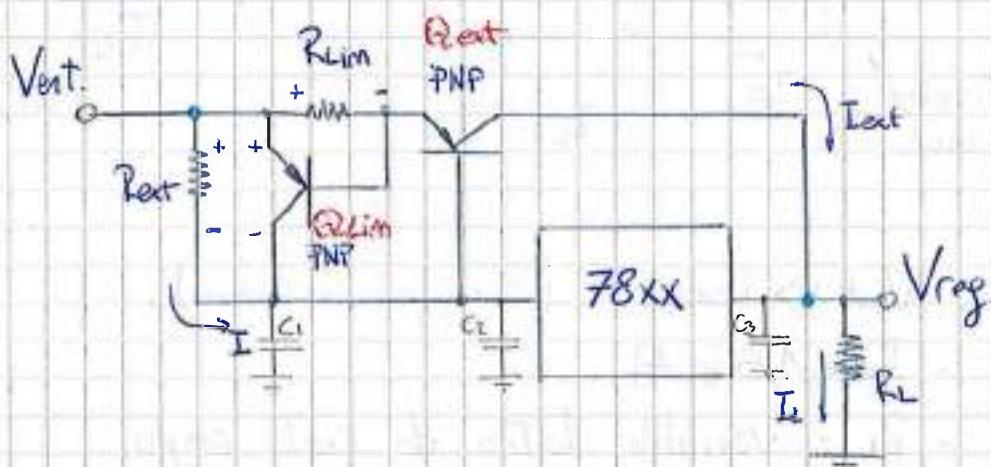
- $I < I_{\max(\text{reg})}$; $V_{\text{ref}} < 0.7V$; Qext. está cortado y todo la corriente I_L circula por el regulador. $I_L = I$;
- $I \approx I_{\max(\text{reg})}$; $V_{\text{ref}} \geq 0.7V$; Qext. está en conducción y la corriente I_L se divide entre el reg. y Qext. $I_L = I_{\max(\text{reg})} + I_{\text{ext}}$;
- Siendo: $R_{\text{ext.}} = \frac{0.7V}{I_{\max}}$

$$P_{\text{ot(Qext)}} = I_{\text{ext.}} (V_{\text{ent.}} - V_{\text{sal.}})$$

N/ota: Práctico en pag. 63º coal. prat.
Ej. N° 46!

$V_{\text{ot(Qext)}}$

LIMITACIÓN DE LA CORRIENTE MÁXIMA (I_{max})



$$R_{ext} = \frac{V_{ext}}{I_{ext(max)}}$$

$$P_{ext,max} = I_{ext,max} \cdot V_{ext,max}$$

→ Se describen tres situaciones principales:

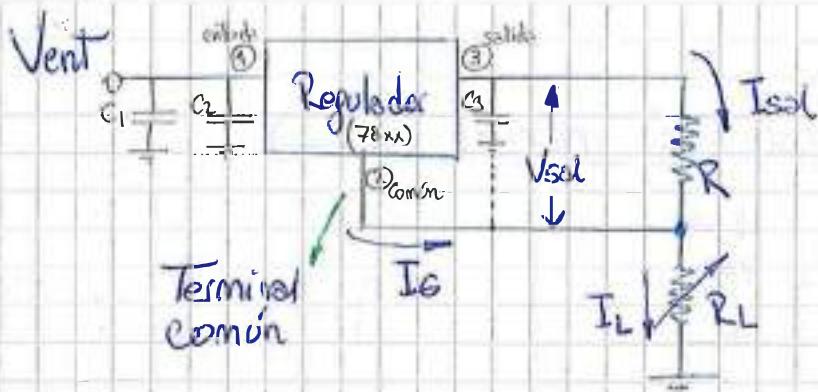
- $I < I_{max(reg)}$; $V_{ext} > 0,7v$; Q_{ext} está cortado y toda la corriente I_L circ. por el regulador. $I_L = I$, $\rightarrow V_{ext} > 0,7v$;
- $I = I_{max(reg)}$ \wedge $I_{ext} < I_{ext(max)}$; Q_{ext} está en conducción y la corriente I_L se divide entre el reg. y Q_{ext} . $I_L = I_{max} + I_{ext}$
- Cuando $I_{ext} = I_{ext(max)}$; $V_{ext} > 0,7v$; Q_{lim} entra en conducción devolviendo la corriente en exceso al regulador el cual corta por corriente máxima!

↓ $\hookrightarrow I > I_{max}$! Situación no permitida.

Así; I_{ext} nunca supera $\approx I_{ext(max)}$ y se protege a Q_{ext} .

Regulador de Tres terminales como fuente de corriente:

Se aprovecha la propiedad de regulación (se conserva siempre la ddp entre la salida y el terminal común)



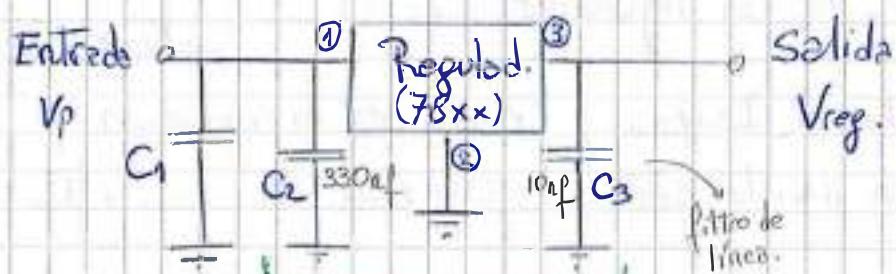
$$R = \frac{V_{out}}{I_L}$$

cor. deseada

Propiedades:

- $V_{in} > V_{out}$ (2v por lo menos)
- $I_S = 1,5 \text{ mA}$
- R_L : variable dentro de cierto rango.
- $I_L \text{ máx } (\text{Typ. 7805}) = 1 \text{ A}$

Capacitores de entrada y filtro de linea:



C_2 y C_3 deben colocarse físicamente lo más cerca del reg. que se pueda y con caminos simétricos.

$$C_1 \gg C_2 > C_3$$

Valores Típicos:

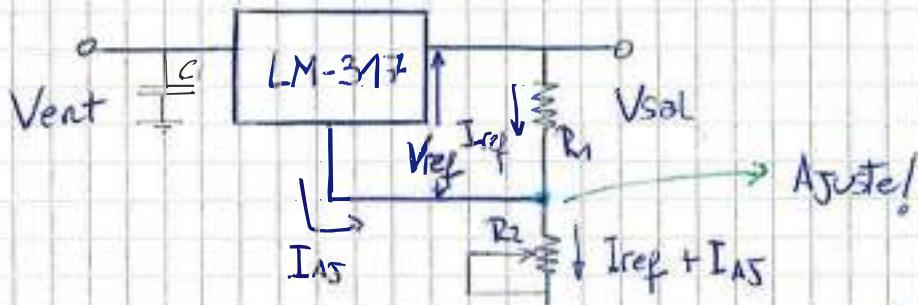
C_1 : 7805 06 08 10 12 15 18 24

100nF/10v 100nF/10v 470nF/15v 330nF/15v 330nF/20v 330nF/20v 330nF/20v

C_2 : 330 nF \rightarrow cerámica

C_3 : 10 nF \rightarrow cerámica.

Reguladores monolíticos lineal de voltaje ajustable



• Para el LM-317;

$$V_{ref} = 1,25 \text{ V}$$

$$\cdot I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_1}$$

$$\cdot I_{AJ} = 50 \mu\text{A}$$

El reg. LM317 es capaz de entregar más de 1,5 [A] a la carga (con disipador adecuado)

$$V_{sal} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{AJ} \cdot R_2$$

$$V_{sal} = I_{ref} \cdot R_1 + (I_{ref} + I_{AJ}) \cdot R_2 \quad \wedge \quad I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_1}$$

$$V_{sal} = \frac{V_{ref}}{R_1} \cdot R_1 + \left(\frac{V_{ref}}{R_1} + I_{AJ} \right) R_2$$

$$V_{sal} = V_{ref} + V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1} + I_{AJ} \cdot R_2$$

$$V_{sal} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{AJ} \cdot R_2$$

* El voltaje mínimo de salida es $V_{ref} = 1,25 \text{ V}$!

Reg. Negativo: LM-337 ;

El circ. y el análisis son muy similares al del reg. posit. ($V_{sal}(-) = -1,2 \text{ V} \rightarrow -37 \text{ V}$)

* Los reguladores monolíticos suelen tener protección contra sobrecarga térmica interna y características de limitación de corriente (y protección de cortocircuito)

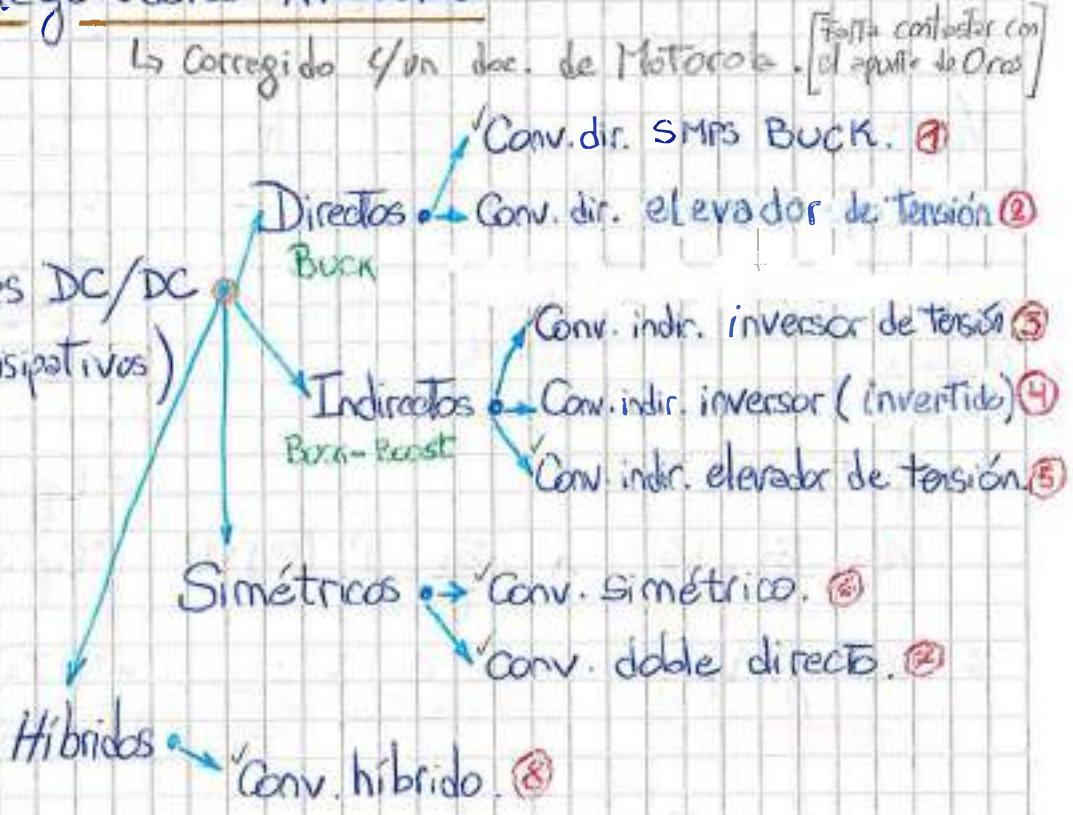
Reguladores Alimentados

Clasificación:

* Convertidores DC/DC
(comutados, no disipativos)

Mapa Conceptual

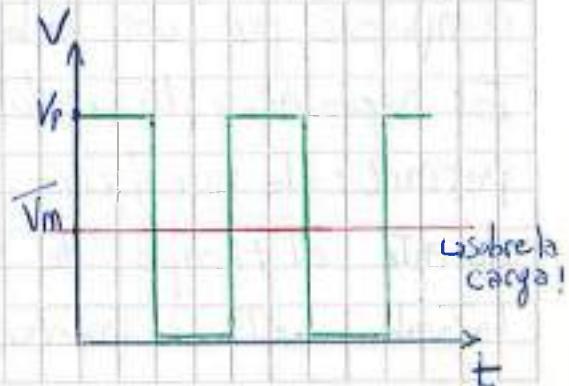
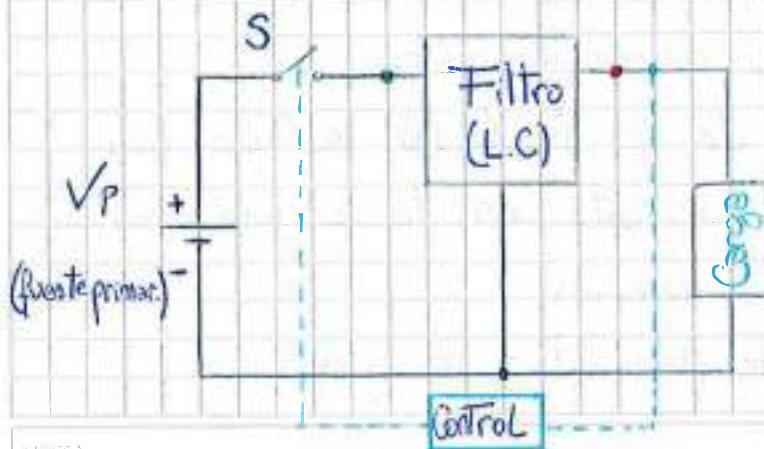
Buck
Boost
Flyback
Tanca de vacío
Push-Pull
Moto-Bridge
full-bridge



Introducción:

- Un convertidor DC/DC comutado consta básicamente de una fuente de energía primaria (continua o alterna rectificada onda completa), un elemento comutador (interruptor), un filtro (normalmente L-C), la carga y un sistema de control (por lo general realemtnado).

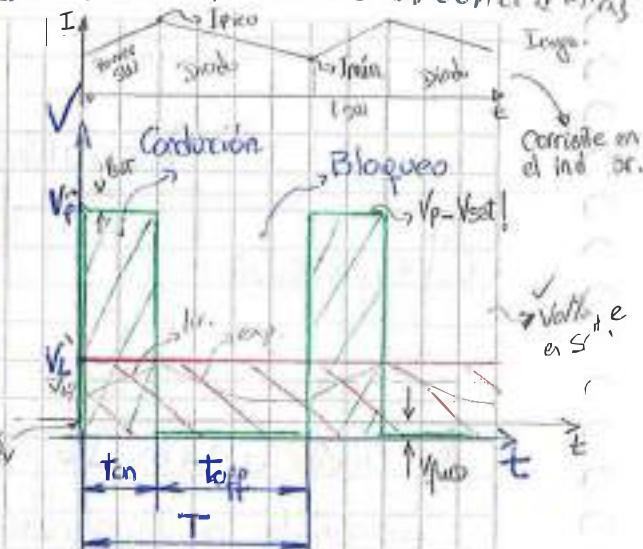
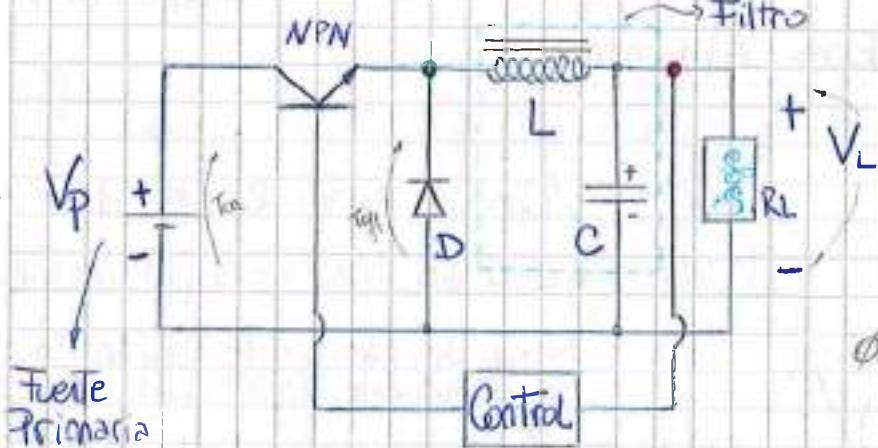
↳ A partir de la fuente de CC. se obtiene otra pulsante, cuyo ciclo de trabajo es variable, que luego es filtrado.



Crea mentes de que le
tienes que prestar más atención
a tu tarea

en realidad hay como 200 formas
de resolver esto. ésta es una de ellas

① Convertidor directo: SMPS (Buck)



$$V_p \cdot T_{on} = V_L \cdot T$$

$$V_L = \frac{T_{on}}{T} \cdot V_p$$

$$\wedge \frac{T_{on}}{T} = f \quad (0 < f < 1)$$

$$\therefore V_L = f \cdot V_p$$

$$f = \frac{T_{on}}{(T_{off} + T_{on})} \Rightarrow \frac{1}{1 + \frac{T_{off}}{T_{on}}}$$

$$T_{off} = T - T_{on} = T - D \cdot T$$

$$T_{off} \Rightarrow T(1-D)$$

$$D \cdot T = T - T_{off} = T_{on}$$

$$f \Rightarrow D \Rightarrow \frac{T_{on}}{T} \quad \text{Ciclo de Trabajo}$$

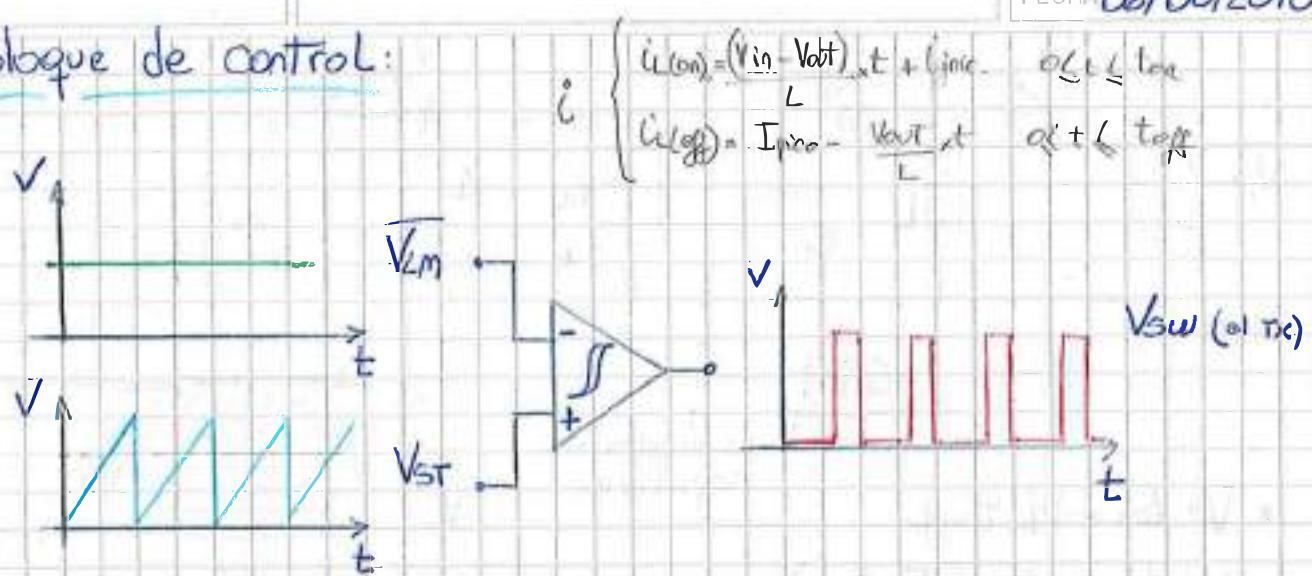
- La fuente primaria transfiere energía a la salida durante (T_{on})
- La tensión V_L será menor o igual a V_p ya que $f_{max} = 1$.
- La polaridad de V_p y V_L son idénticas.

* Cuando $T_{on} < 0.1 \cdot T$ se dice que es un "Generador de pulsos"

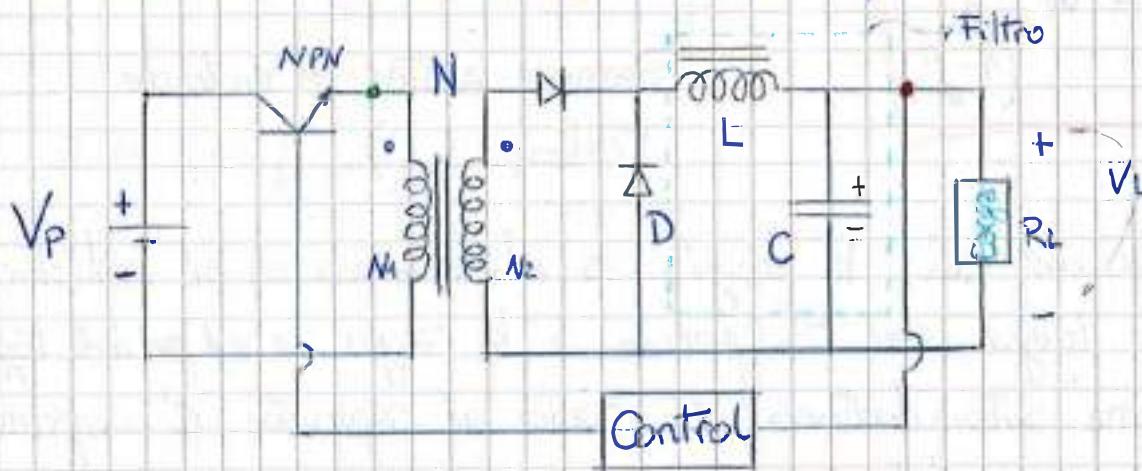
Un elemento interruptor estático es puesto en conducción a intervalos de tiempo variables (T_x, f). Un filtro de salida se encarga de integrar la señal pulsante y entregar energía a la carga durante T_{off} . El filtro es de auto inducción. Está compuesto por una bobina y un condensador.

Es necesario la inclusión de un diodo (D) volante para permitir la circulación de corriente en la autoinductancia durante el tiempo de no conducción.

↳ También evita la inversión de polaridad a la salida?

Bloque de control:② Convertidor directo elevador de tensión

- Con el agregado de un transformador elevar la tensión.
- ① Obtenemos a la salida tensiones mayores que V_p .



$$V_p \cdot T_{on} \cdot N_2 = V_L \cdot T \cdot N_1$$

$$\hookrightarrow V_L = V_p \cdot \left(\frac{T_{on}}{T}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad \wedge \quad \frac{T_{on}}{T} = f$$

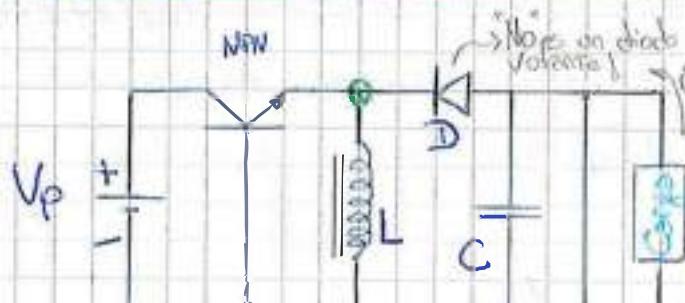
* En el esquema no habrá gráfico.

$$\text{Así } V_L = f \cdot V_p \cdot N \quad \frac{N_2}{N_1} = N$$

Relación de transformación.

* Así es posible obtener $V_L > V_p$!

③ Convertidor indirecto inversor de polaridad: (Buck-Boost)



- $V_p \cdot t_{on} = -V_L \cdot t_{off}$

$$V_p \cdot t_{on} = -V_L \cdot (T - t_{on})$$

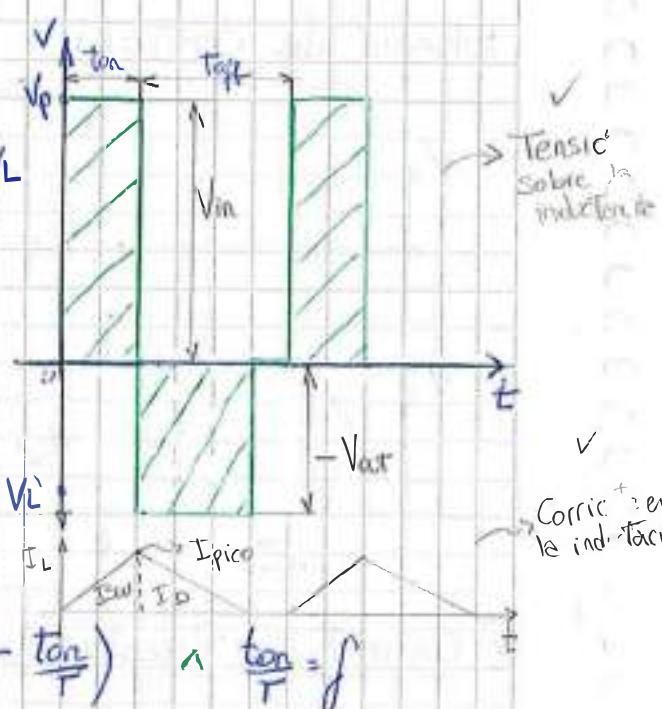
$$V_p \cdot \frac{t_{on}}{T} = -V_L - \frac{t_{on}}{T} \cdot V_L \Rightarrow -V_L \cdot \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \quad \wedge \quad \frac{t_{on}}{T} = f$$

$$V_p \cdot f = -V_L \cdot (1 - f)$$

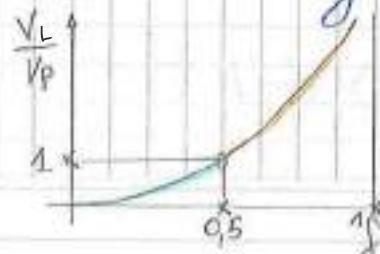
do $V_L = -V_p \cdot \frac{f}{(1-f)}$

* $f > 0,5 ; V_L > V_p$
 $f < 0,5 ; V_L < V_p$

Permite sectar el ciclo de trabajo (f). $f=0,5 ; V_L = V_p$

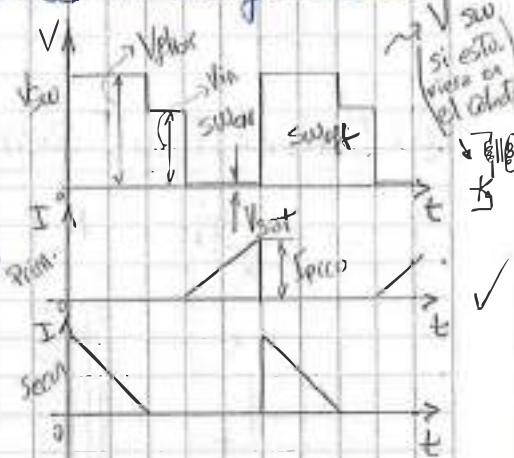
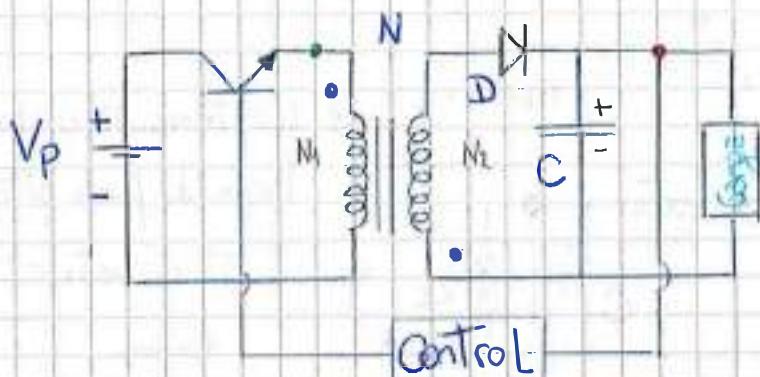


- En el periodo t_{on} la energía es almacenada en el inductor 'L' para luego ser transferida a la carga en el periodo t_{off} .
- La misma autoinductancia 'L' junto al capacitor 'C' conforman el filtro de salida.
- Con este circuito se pueden obtener tensiones inferiores o superiores a V_p sin utilizar un transformador.
- Durante t_{off} el cap. 'C' recibe la energía previamente almacenada en la bobina y la entrega paulatinamente a la carga.
- * Así la carga 'RL' recibe energía durante todo el periodo 'T'



④ Convertidor indirecto inversor (inversor): (Fly back)

- Es una variante del punto ③ con el agregado de un transp. inversor.



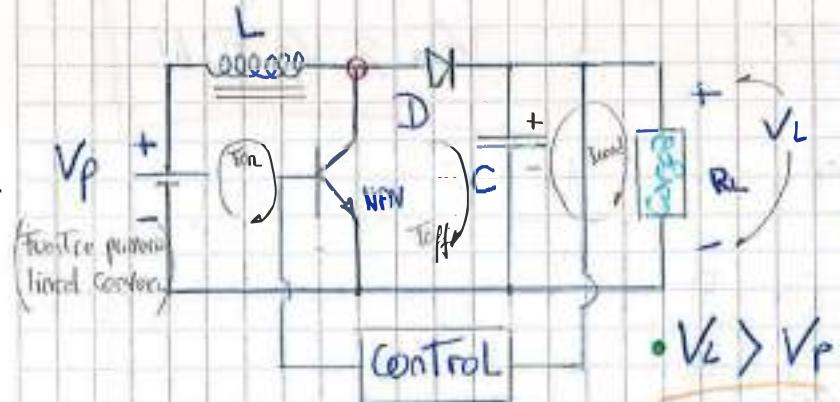
* Posee la "misma" función de Transferencia que el punto ③ con el agregado de N → relac. de Transp. y cambio de polaridad.

$$\bullet V_L = V_p \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)} \times N$$

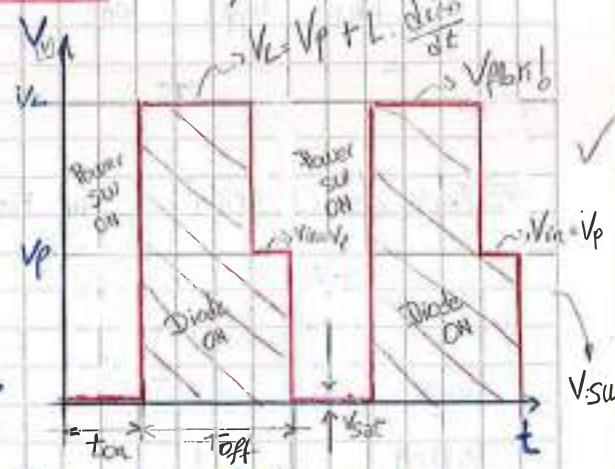
* No invierte V_L con resp. a V_p .

- El Transf. hace las veces de autoinducción También.
- Se pueden obtener valores de " $V_L > V_p$ " a través de "N".
→ (Boost)

⑤ Convertidor indirecto elevador de tensión: Fly back (SMPSPM)



$$\bullet V_L > V_p$$



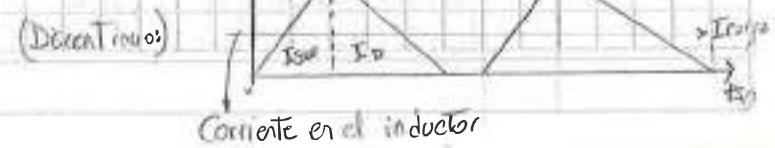
* El diodo 'D' evita que circule corriente en sentido inverso, ya que $V_C > V_p$

(notas:)



(Diferencias)

Corriente en el inductor



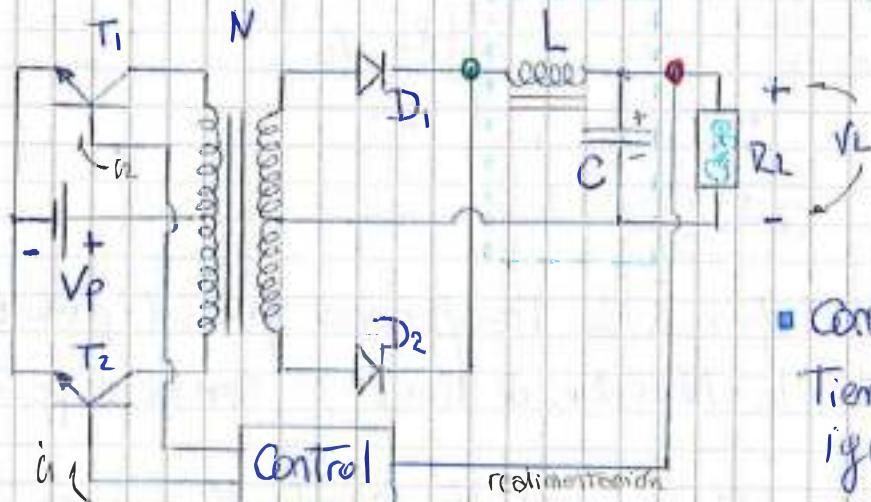
$$V_L = V_p + V_p \cdot \frac{f}{(1-f)} \Rightarrow V_p \left(1 + \frac{f}{1-f} \right) \Rightarrow V_p \left(\frac{1-f+f}{1-f} \right)$$

$$V_L = \frac{V_p}{1-f}$$

i

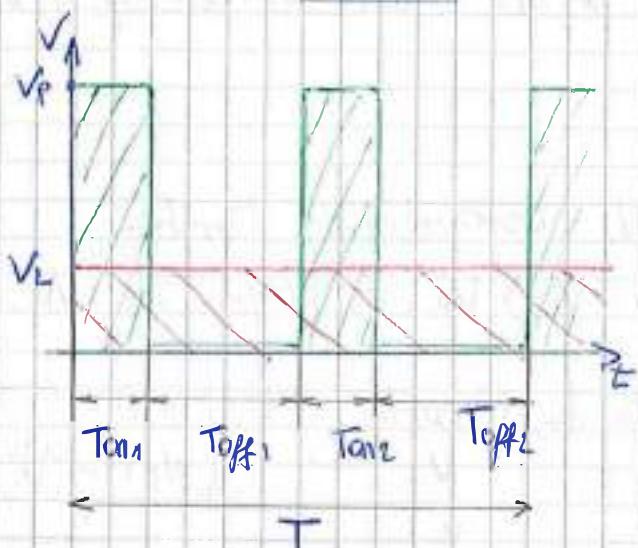
$$\begin{cases} i_L(tan) = \frac{V_{in} \cdot t}{L} & 0 \leq t \leq t_{on} \quad \text{y} \quad I_{pico} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L} \\ i_L(qf) = \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} \end{cases}$$

⑥ Convertidor Simétrico: (Push-Pull) Filtro



* Los Transistores trabajan de forma alternada.
 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_1 \rightarrow T_2 \dots$
 periodo.

- Considerando los Tiempos de conmutación iguales



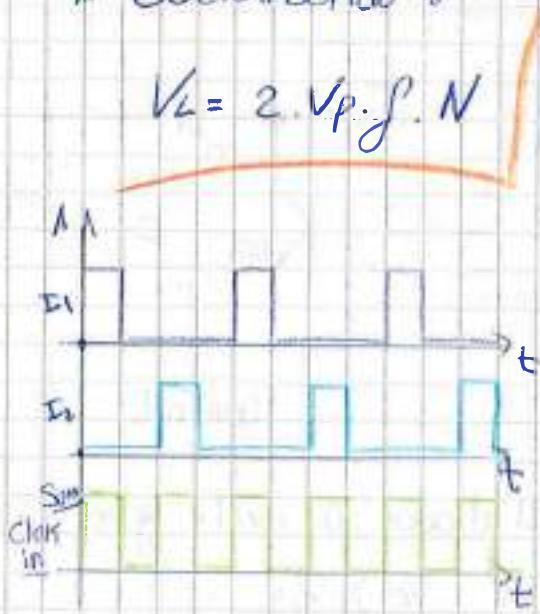
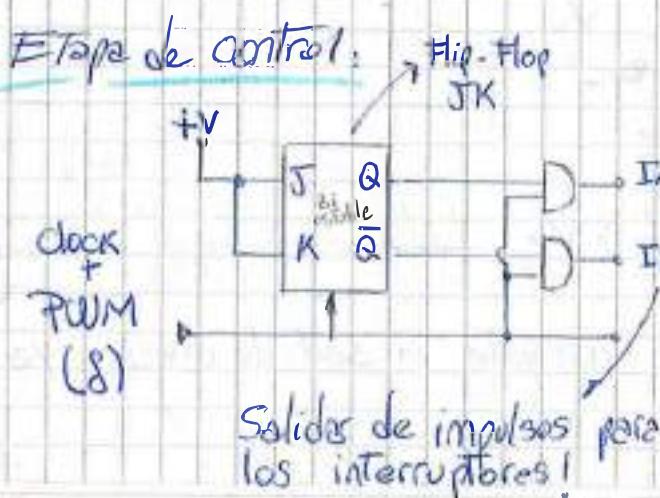
$$\bullet 2 \cdot V_p \cdot t_{on} = V_L \cdot T$$

$$\hookrightarrow V_L = 2 \cdot V_p \cdot \left(\frac{t_{on}}{T} \right)$$

$$\therefore V_L = 2 \cdot V_p \cdot f$$

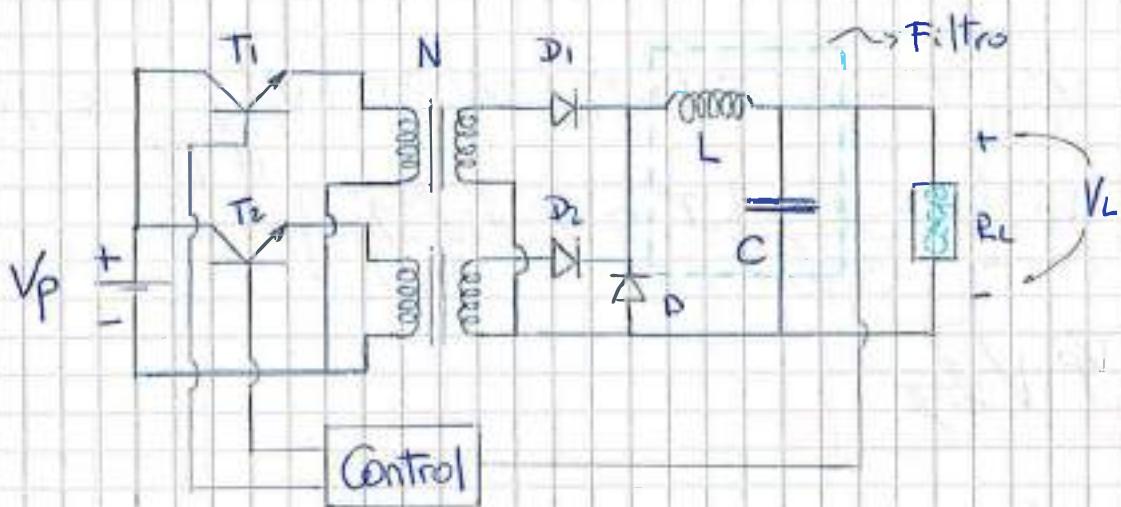
* Generalizando:

$$V_L = 2 \cdot V_p \cdot f \cdot N$$



⑦ Convertidor doble directo :

- El conv. doble directo y el conv. simétrico son equivalentes.

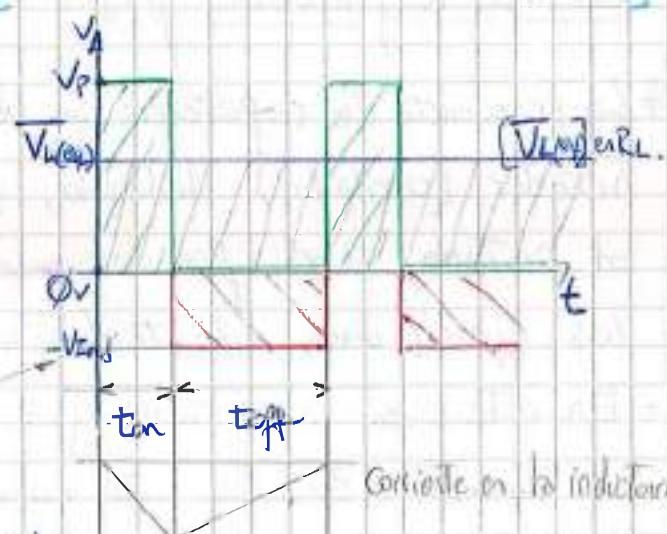
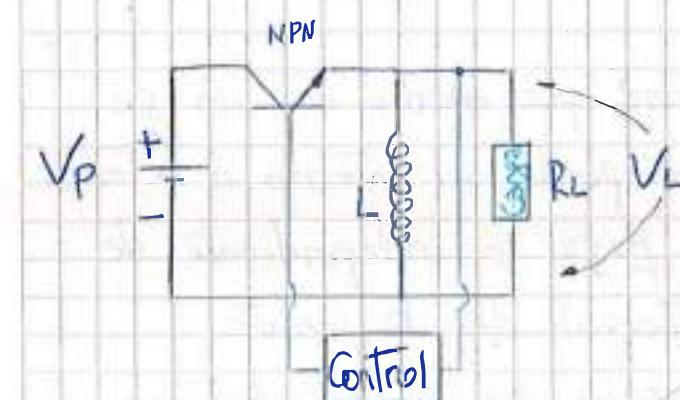


- Posee las mismas ecuaciones y función de transferencia que el conv. simétrico.

$$\bullet V_L = 2 \cdot V_p \cdot f \cdot N$$

⑧ Convertidor Híbrido:

Conv. Directo + Conv. Indirecto



$$\sqrt{V_L} \propto T = V_p \cdot t_{on} + V_{ind} \cdot t_{pf} \rightarrow \text{PWM}$$

$$\bullet \sqrt{V_{L(eq)}} \cdot T = V_p \cdot f \cdot T + V_{ind} \cdot T \cdot (1-f)$$

$$\therefore \sqrt{V_{L(eq)}} = \left(V_p \cdot f \cdot T + \left[\frac{V_p \cdot f}{1-f} \right] T \cdot (1-f) \right) \cdot \frac{1}{T}$$

$$\therefore \sqrt{V_{L(eq)}} \Rightarrow 2 \cdot V_p \cdot f \quad \rightarrow \text{Tensión Media.}$$

$$\sim V_{ind} = V_p \cdot \frac{f}{1-f}$$

Lo igual al del conv. simétrico.

La parte negativa del gráfico de Tensiones (en rojo) equivale a la tensión de salida de un conv. indirecto inversor de pol., y la parte positiva (en verde) equivale a la tensión de salida de un conv. directo.

Tensión eficaz:

$$V_{ef}^2 \cdot T = V_p^2 \cdot f \cdot T + V_{ind}^2 \cdot T \cdot (1-f) \Rightarrow V_p^2 \cdot f \cdot T + V_p^2 \cdot \frac{f^2}{(1-f)^2} \cdot (1-f) \cdot T$$

$$V_{ef}^2 \cdot T = V_p^2 \cdot \left[f + \frac{f^2}{(1-f)} \right] \cdot T \Rightarrow V_p^2 \cdot \frac{f - f^2 + f^2}{(1-f)} \cdot T$$

$$\therefore V_{ef} = V_p \cdot \sqrt{\frac{f}{1-f}}$$

* El conv. híbrido entrega una tensión eficaz dependiente de f

Control de las fuentes conmutadas a frecuencia propia

- Las fuentes comm. a frecuencia propia pueden funcionar con frecuencia fija o variable.

Control a frecuencia fija

* La frecuencia de referencia se obtiene por medio de un generador (oscilador) dedicado, que puede ser interno o externo al sistema, cuya frecuencia es fija e independiente de las condiciones de trabajo (carga) de la fuente.

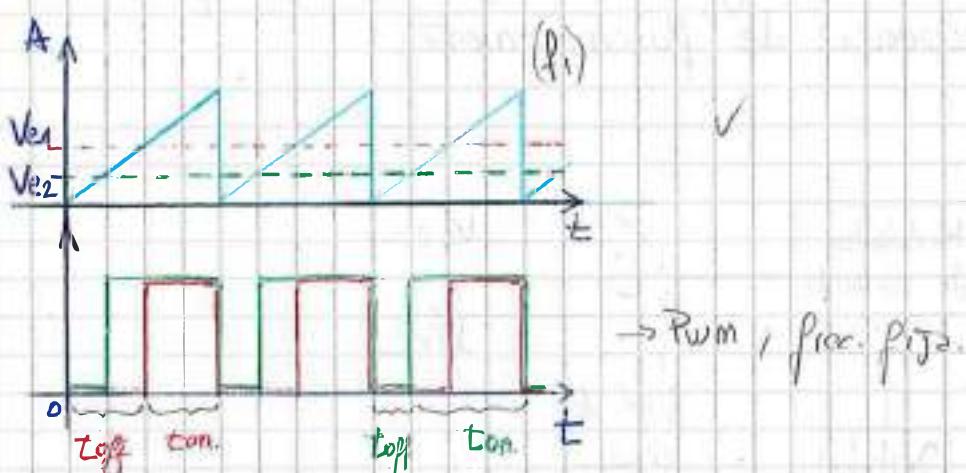
- En este caso, la corriente que circula por la autoinductancia y el transistor durante la condensación (Ton) toma la forma de un trapecio o un triángulo

↳ Cuando la corr. describe un trapecio \Rightarrow la parte triangular es fija y depende de la tensión presente en la autoinduc.

tancia; La parte rectangular es variable con la corriente de carga (que se extrae de la fuente)

↳ Forma triangular de la corriente \Rightarrow se da cuando la magnitud de la corriente por la carga disminuye lo suficiente. La corriente durante la conducción y el bloqueo forman un Triángulo rectángulo.

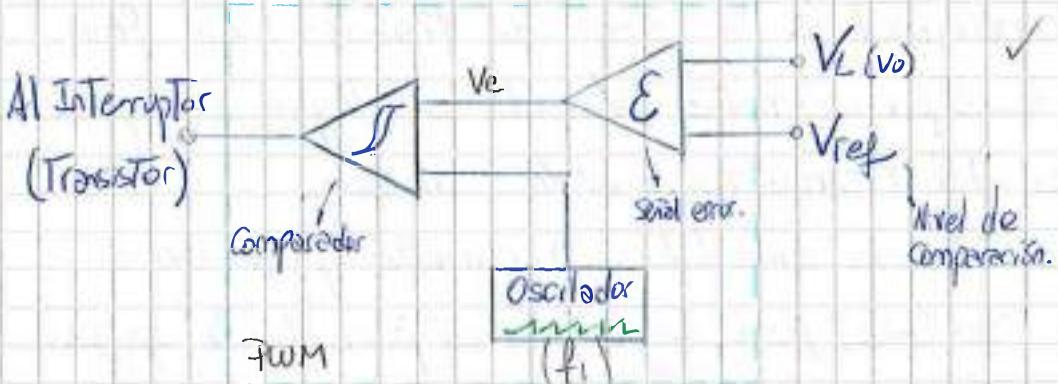
- El control actúa sobre el Transistor modificando el ciclo de trabajo. La frecuencia de trabajo tiene un límite por sobre el cual el Transistor deja de conducir.



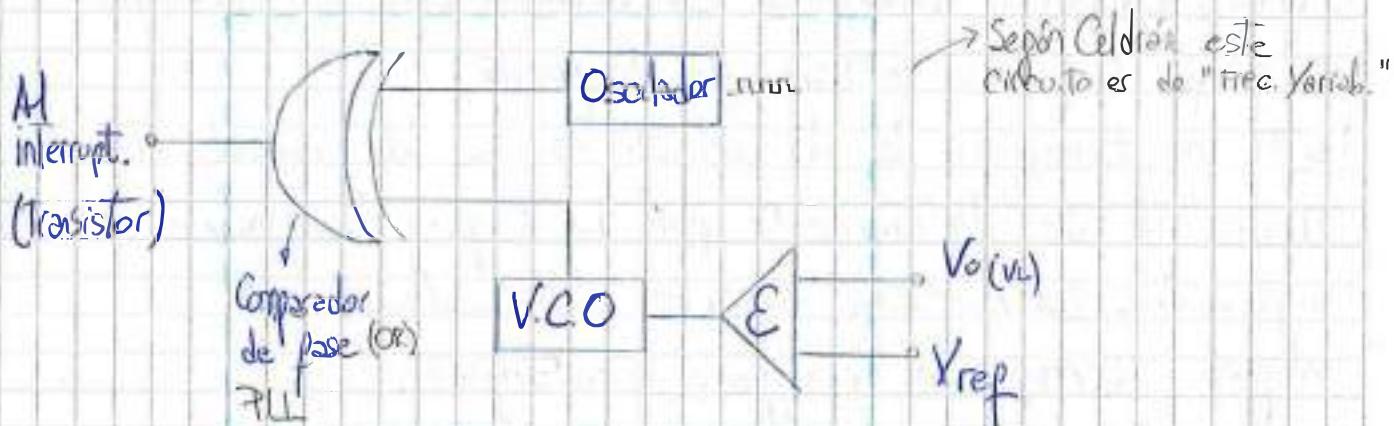
* Existe dos circ. básicos para regular un conmutador a freq.

Propia % • PUM ; • PLL

→ Controlador a freq. f. ja basado en PUM.



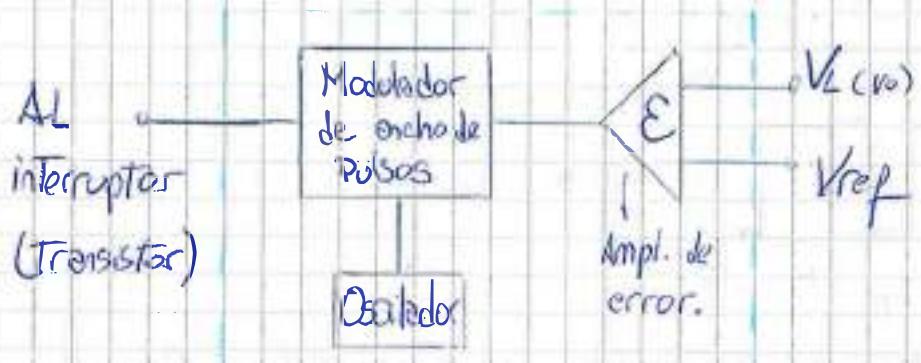
→ Controlador a freq. fija basado en PLL: Comparador de fase + VCO.



Control a frecuencia variable:

- * En este caso, la exigencia de potencia a la fuente determina la frecuencia de funcionamiento.

→ PWM:

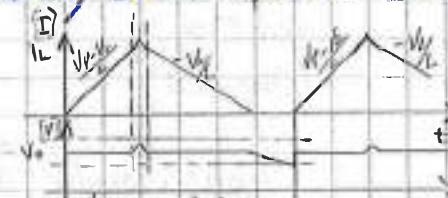
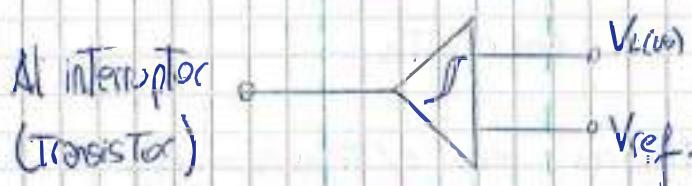


- El control de la fuente se realiza mediante el ciclo de trabajo $f = \frac{t_{on}}{T}$
- El tamaño y el costo del filtro (L, C) de salida es inversamente proporcional a la freq. de trabajo; La freq. deberá ser lo suficientemente elevada sin llegar a superar los parámetros del Transistor, el/s los diodos.
- Durante el período de encendido, la corriente permanece prácticamente constante, pero luego, en el período de apagado

La tensión varía según la Ley de Lenz:

$V = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$ \wedge Como L , $\frac{di(t)}{dt}$ y V_p son constantes, el crecimiento/decimiento es lineal.

→ Controlador de acción directa:



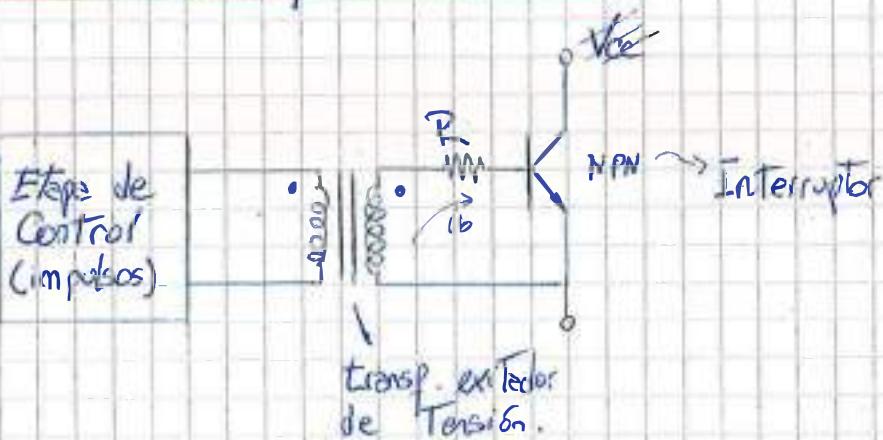
- El comparador detecta el nivel de Tensión de salida. → comuta.

* Se somete al interruptor a trabajo forzado, la frecuencia de la saturación del núcleo de interruptor.

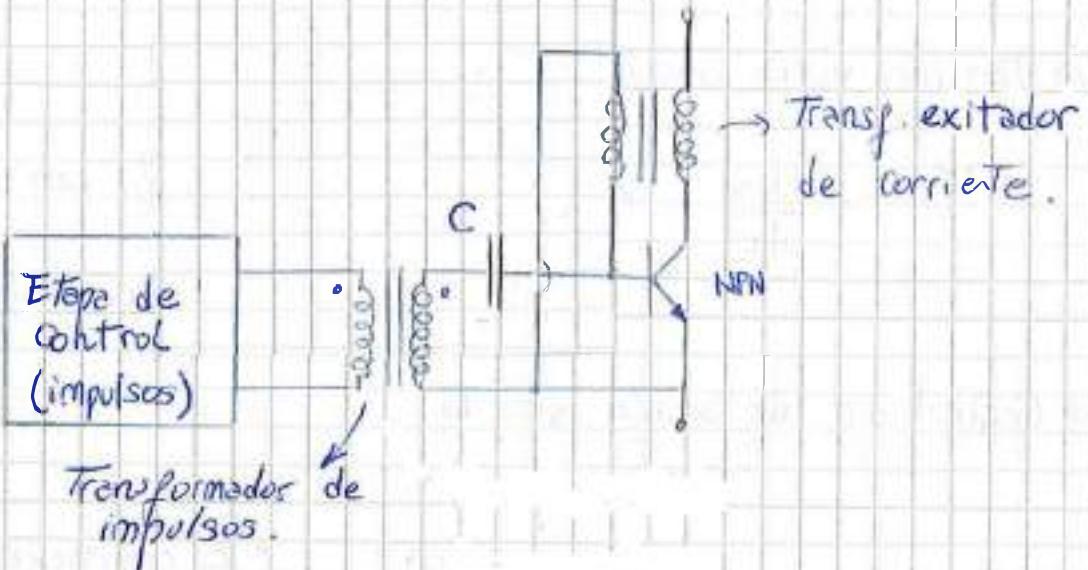
Excitación del interruptor

- El controlador es quien excita al Transistor, pero dado que éste requiere mucha energía, es necesaria una etapa intermedia de acondicionamiento de la señal del controlador. \hookrightarrow rápida commutación!

Circ. interm. c/transf. excit. de tensión:



Circ. interm. c/transf. excit. de corriente:



* Características de los convertidores acop. c/ Transformador:

- ↳ Poseen aislamiento galvánico (entrada - salida)
- ↳ Se pueden obtener varias salidas a partir de una.
- ↳ Trabajan con valores de f más compatibles con los tiempos de conmutación de los transistores.

Complementos

TEÓRICO

[Marco Alvarez Reyna UTN-FRC marcoalrey@gmail.com]

Note:
 1) 2, 3 y 4 → No sirve para el análisis de respuesta en frecuencia.
 5 → Sirve para análisis en alta freq.

Anexo # 1

Modelos del transistor BJT

20/11/2009

16

EMISOR COMUN

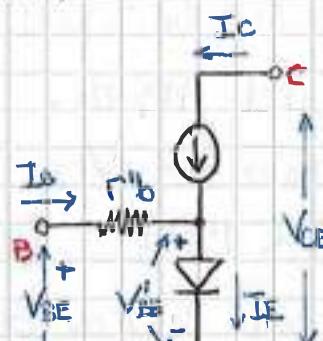
Fuentes: Melvin F. 181, 282, 290
y 296;

→ Modelos para CC (Polarización)

1 • Circuito equivalente

$r_d \rightarrow$ resistencia dinámica del diodo (emisor o colector)

$V_D = 0.2$ (anodo), 0.6 (cathode)



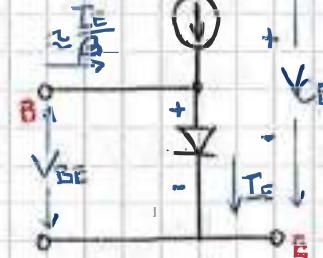
$$V_{CE} = I_C \cdot r'_b + V_{BE}$$

$$\sim V_{BE} = V_{B(0)} + I_E \cdot r_{d(\text{anod})}$$

$$V_{CE} = I_C \cdot r_A (\text{colector})$$

$$I_C = \beta_{CC} \cdot I_B$$

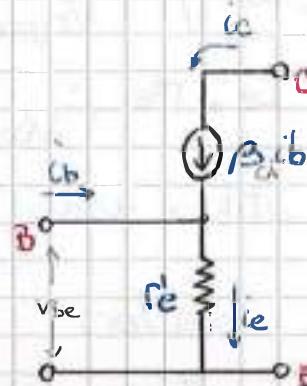
2 • Modelo Ebers-Moll



→ Modelos para CA (señal)

3 • Modelo T

Utiliza parámetros "r'" (r_e , β)
amplificadora



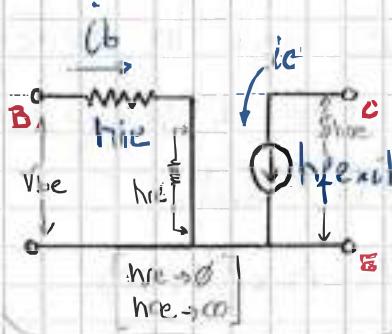
$$V_{BE} = i_{ce} \cdot r'_b$$

$$V_{CE(\text{sat})} = I_C(\text{sat}) \cdot r_A(1/\beta)$$

$$R_L = 25 \text{ mV} / I_{ce}$$

4 • Modelo H

Utiliza parámetros "h"
(h_{ie} ; h_{re} ; h_{fe} ; h_{oe})



$$V_{BE} = i_{ce} \cdot h_{re}$$

$$h_{ie} = r_e / (h_{fe} + 1)$$

$$h_{fe} = \beta_{CA} = \frac{r_c}{r_b}$$

$$V_{CE(\text{sat})} = i_{ce} \cdot r_A(1/\beta)$$

5 • Modelo incremental



≈ amplificado; suponiendo $h_{re} \ll 1$
 $h_{oe} \gg 1$

$$h_{ie} \approx \frac{r_e}{r_{ce}} = \frac{120}{8 \text{ m}}$$

$$g_m = \frac{r_{ce}}{V_T}$$

Descripción de las resistencias asociadas al BJT:

r_{b} Resistencia transversal de Base:

- (x) * Debido al estrecho canal de semiconductor y al pobre dopado del mismo.
- * Aumenta junto con V_{CB} .
- * $50\Omega < r_{\text{b}} < 150\Omega$ (Puede llegar como máx. a $1\text{k}\Omega$)
- * Importante solo en circuitos de alta frecuencia.
- $V_{\text{BE}} = I_{\text{B}} \cdot r_{\text{b}} + V'_{\text{BE}}$

r_{e} Resistencia para señal del diodo Emisor:

(r_{emisor}) * Para pequeña señal

($r_{\text{emisor}, 25^{\circ}\text{C}}$) * Normalmente $25\text{mV}/I_{\text{E}} < r_{\text{e}} < 50\text{mV}/I_{\text{E}}$

* Por definición: $R_{\text{emisor}} = \frac{\Delta V_{\text{BE}}}{\Delta I_{\text{E}}} ; \Delta$: Pequeña señal.

$$\bullet r_{\text{e}} = \frac{V_T}{I_{\text{E}}} \times \left(\frac{T^{\circ}\text{C} + 273}{298} \right) \quad V_T(25^{\circ}\text{C}) = 25\text{mV}, T = \text{Temp. de la unión}$$

$$\bullet V_{\text{BE}} = V_{\text{D}_{\text{on}}} + I_{\text{E}} \cdot r_{\text{e}} \quad V_{\text{D}_{\text{on}}} = 0,7/0,75 \text{ para el silicio.}$$

* Se modela y utiliza cuando el tr. trabaja en la "zona activa"

r_{c} Resistencia de colector:

* Se modela y utiliza cuando el tr. trabaja en la "zona de saturación".

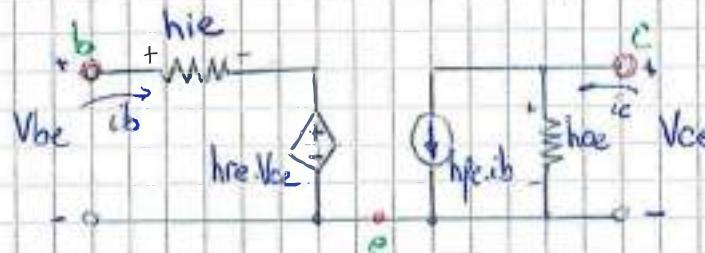
* Es de serie con la fuente de corriente y evita que V_{CE} disminuya a cero.

* Tipicamente $r_{\text{c}} \approx 2,8 \Omega$

$$\bullet V_{\text{CE}(\text{sat})} = I_{\text{C}(\text{sat})} \times r_{\text{c}(\text{sat})}$$

Nota: En los modelos T , TR se elimina la fuente de (cc) $V_{\text{CE}(\text{sat})}$ debido a que solo se modelan las fuentes de señal (ca).

Modelo híbrido T en baja freq.



$$\begin{aligned} \bullet V_{be} &= I_b \cdot h_{ie} + V_{ce} \cdot h_{re} \\ \bullet i_c &= I_b \cdot h_{fe} + V_{ce} \cdot h_{oe} \end{aligned}$$

$\hookrightarrow V_{ce} = V_{out} + V_{ce}$

$$\hookrightarrow I_b = I_b + I_b$$

$$\bullet h_{ie} = \frac{V_{be}}{I_b} \quad | \quad [z] \quad ; \quad V_{ce} = \emptyset$$

$$\bullet h_{re} = \frac{V_{be}}{V_{ce}} \quad | \quad [adm] \quad ; \quad I_b = \emptyset$$

$$\bullet h_{fe} = \frac{i_c}{I_b} \quad | \quad [adim] \quad ; \quad V_{ce} = \emptyset$$

$$\bullet h_{oe} = \frac{i_c}{V_{ce}} \quad | \quad [z] \quad ; \quad I_b = \emptyset$$

Parámetros de
Cortocircuito ($V_{ce} = \emptyset$)

Parámetros de
circ. abierto ($I_b = \emptyset$)

$$\begin{aligned} h_0 &= \frac{(C_2 - C_1)}{V_{ce2} - V_{ce1}} \quad | \quad \text{libre} \\ \left(\begin{array}{l} h_{re} \rightarrow 10^{-2} \text{ K} \text{v} \\ h_{oe} \rightarrow 10^{-1} \text{ K} \text{v} \\ h_{fe} \geq 10^2 \text{ K} \text{v} \end{array} \right) \end{aligned}$$

Equivalencias con el modelo incremental : (descip. mat. incremental: pag 93)

$$\bullet h_{ie} = r_x + r_{\pi}$$

$$\bullet h_{re} = \frac{r_{\pi}}{r_M} \quad (\text{simplificada})$$

$$\bullet h_{fe} = g_m \cdot r_{\pi}$$

$$\bullet h_{oe} = g_o + g_m \cdot h_{re} \quad (\cong \frac{1}{r_o}) \quad ; \quad g_m \cdot h_{re} \approx \emptyset$$

$$\bullet r_x = h_{ie} - r_{\pi}$$

$$r_M = \frac{r_{\pi}}{h_{re}}$$

$$r_{\pi} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe} - g_m \cdot h_{re}} \quad (g_m \cdot h_{re} \approx \emptyset)$$

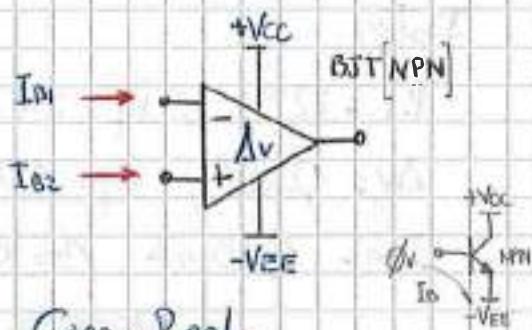
$$\rightarrow g_m = \frac{I_{cq}}{V_T}$$

$$C_{ob} = C_M, \quad C_{ir} = \frac{g_m}{W_T} - C_M$$

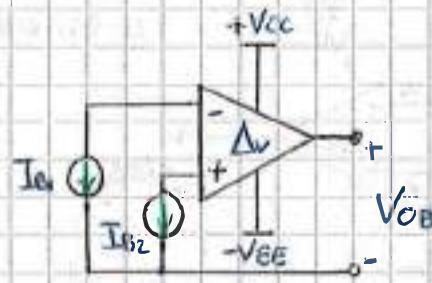
NOTA

EN AMP. OPERACIONALES

Las corrientes de polarización de los transistores de entrada del amp. diferencial pluyen hacia los terminales de entrada del Amp. Op. cuando se trate de Tr. BJT [NPN].

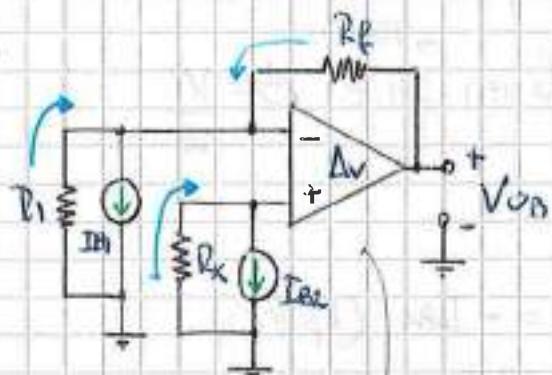


Circ. Real.



Modelo → Amp. Op. ideal.

El modelo con el agregado de las fuentes de corriente externas genera el mismo efecto que el circ. original.



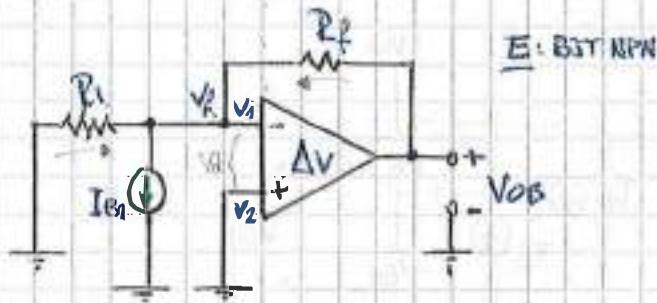
Se considera al Amp. Op. ideal no circula corriente por sus entradas, solo por R_f

- Vemos que utilizando el modelo, el sentido de circulación de las corrientes se respete.
- I_{B2} circula por R_x hacia el Terminal (+)
- I_{B1} circula por el paralelo de $R_f \parallel R_1$ hacia el Terminal (-)

* Cuando se trabaja compensando el efecto de la corriente promedio de polarización: I_B , colocando el resistor $R_x = R_1 \parallel R_f$, dejó de ser relevante el sentido de I_{B1} e I_{B2} en el modelo; Ya que en este caso, lo que importa es la diferencia entre I_{B1} e I_{B2} ; I_{os} que se especifica en módulo.

* La corriente de polarización de entrada es necesaria para mantener en conducción a los transistores de salida. I_B puede ser positiva o negativa, según el diseño y el tipo de la etapa de entrada. (PNP, NPN, BJT, FET;)

Análisis de V_{OB} por teoría de realimentación:



Datos.

$$R_1 = 222 \Omega ; R_f = 2k\Omega$$

$$\Delta V = 12 \times 10^3 ; G_f = 10$$

$$I_{B1} = 0,35 \mu A ; \beta = 91$$

- Se trate como un amplificador de Tensión, con una fuente de Tensión eq. V_d , no inversor.

$$V_f = -I_{B1} \times (R_1 // R_f) \wedge V_1 = V_f$$

- Tenemos muestra de Tensión y mezcla en serie $\beta = \frac{V_f}{V_d}$
Haciendo $I_f = \phi_n$; $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

$$V_d = V_2 - V_1 \wedge V_2 = \phi_v ; V_1 = -I_{B1} \cdot (R_f // R_1)$$

$$V_d = \phi_v - (-I_{B1} \cdot (R_1 // R_f)) \Rightarrow I_{B1} \cdot (R_1 // R_f)$$

$$V_{OB(P)} = \frac{\Delta V}{(1 + \beta \Delta V)} \times V_d \wedge$$

$$V_d = 0,35 \mu A \cdot (222 // 2k)$$

$$V_d = 69,93 \mu V /$$

$$V_{OB(P)} = \frac{1,2 \times 10^5}{(1 + 0,1 \cdot 1,2 \cdot 10^5)} \times 70 \cdot 10^{-6} V$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{222}{222 + 2k}$$

$$\beta = 92,9 \cdot 10^{-3} /$$

→ Por la teoría convencional: $V_{OB} = I_{B1} \cdot R_f = 0,35 \mu A \cdot 2k \Rightarrow 700 \mu V$
($V_d = \phi_v$, I_{B1} circula solo por R_f)

Anexo #3

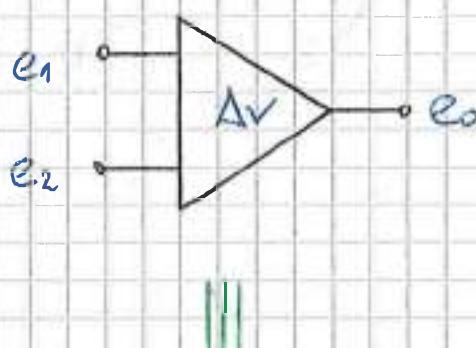
Resp. Frec. Ampl. Instrumentación

HOJA N° 91

FECHA 11/04/2010

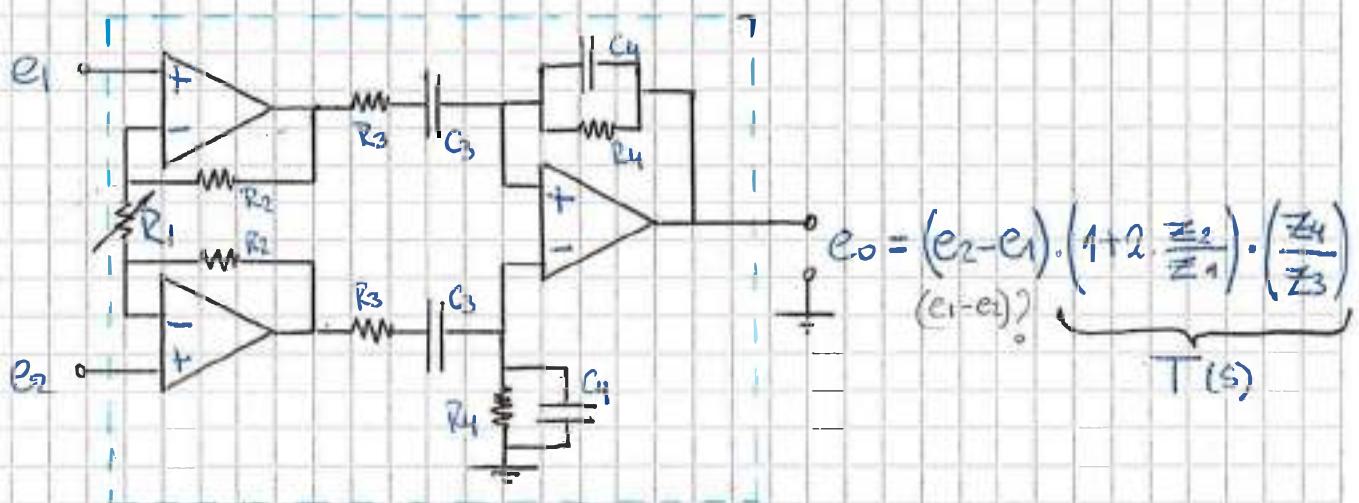
Ley de la Caida o Regla de Bode.

Ampl. de Instrumentación: Con dominio de frecuencia restringido.



Características:

- Gánercia: $\sim 60\text{dB}$
- RRRM: $\geq 80\text{dB}$
- Resp. en freq: $(f_L + f_H)$
- $Z_o: > 10^{12}\text{ }\Omega$



$$Z_1 = R_1$$

$$Z_2 = R_2$$

$$Z_3 = \left(R_3 + \frac{1}{sC_3} \right)$$

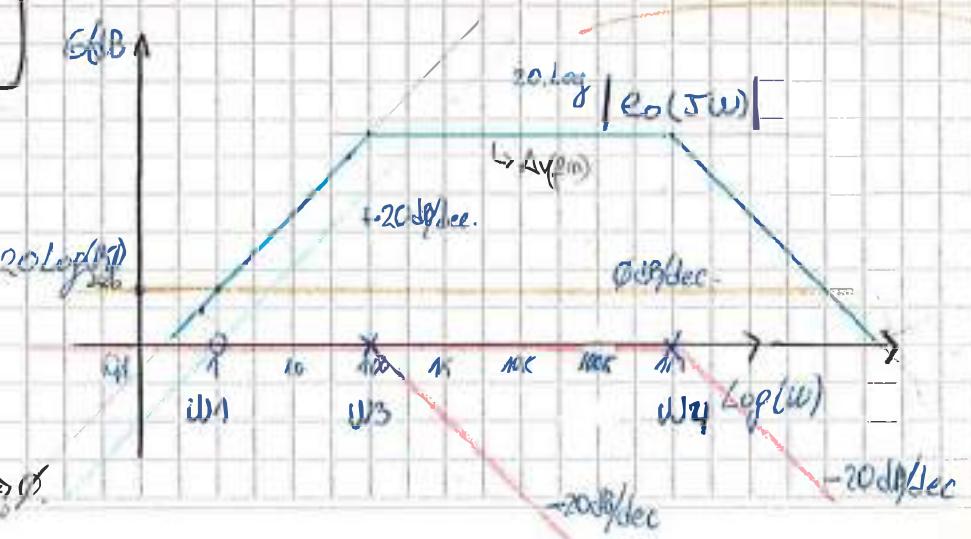
$$Z_4 = \left(R_4 \parallel \frac{1}{sC_4} \right)$$

$$T(s) = \left(\frac{Z_3(s)}{Z_1(s)} \right)^{-1} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{Z_2}{Z_1} \right) \Rightarrow K \cdot \frac{s}{(s+a)(s+b)}$$

$$T(j\omega) = K \cdot \frac{s}{(s+a)(s+b)} \cdot \frac{1}{(1+\frac{j\omega}{a})(1+\frac{j\omega}{b})}$$

Gánercia inicial
(a bajar freq.)

\rightarrow En este caso $T_{min} \Rightarrow 0$



NOTA

⑥ Desarrollando $e_0(s)$ nos queda:

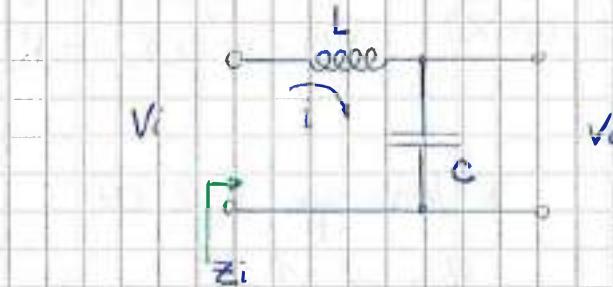
$$T(s) = \left(1 + 2 \times \frac{R_2}{R_1}\right) \times (R_3 \times C_4) \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{R_3 C_3}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_4 C_4}\right)}$$

$\xrightarrow{K_{\text{ef}} \text{ fm}}$

$\downarrow a$ $\downarrow b$

$$e_0(s) = (e_2 - e_1) \times T(s)$$

o

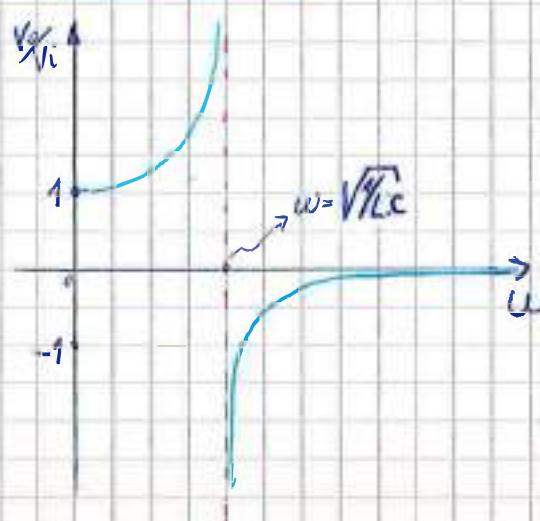
Filtro LC

$$\begin{aligned} \bullet X_L &= j\omega L \\ \bullet X_C &= \frac{1}{j\omega C} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} Z_L &= X_L + X_C \\ Z_C &= \frac{1}{X_C} \end{aligned} \right\}$$

$$V_o = \frac{V_i}{Z_i} \times X_C = \frac{V_i}{(Z_L + Z_C)} \times X_C \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(j\omega L + \frac{1}{j\omega C})} \times \frac{1}{j\omega C}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \times \frac{1}{j\omega C} = - \frac{1}{(\omega^2 LC - 1)} \Rightarrow - \frac{1}{(\omega^2 LC - 1)}$$

$\therefore \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC)}$



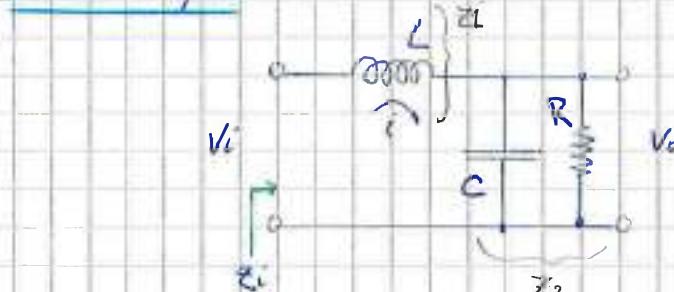
* Punto: $-(\omega^2 LC - 1) = 0$

$$\omega^2 LC = 1$$

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

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

Formulas de Johnson?

Filtro LC/R

$$\begin{aligned} \bullet Z_1 &= X_L = j\omega L \\ \bullet Z_2 &= X_C // R = \frac{1}{j\omega C // R} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} Z_i &= Z_1 + Z_2 \\ Z_C &= \frac{1}{X_C} \end{aligned} \right\}$$

$$Z_i = j\omega L + \left(\frac{1}{j\omega C // R} \right) \Rightarrow j\omega L + \frac{R}{j\omega C // R}$$

$$\frac{R}{j\omega C // R} \Rightarrow j\omega L + \frac{R}{1 + j\omega CR}$$

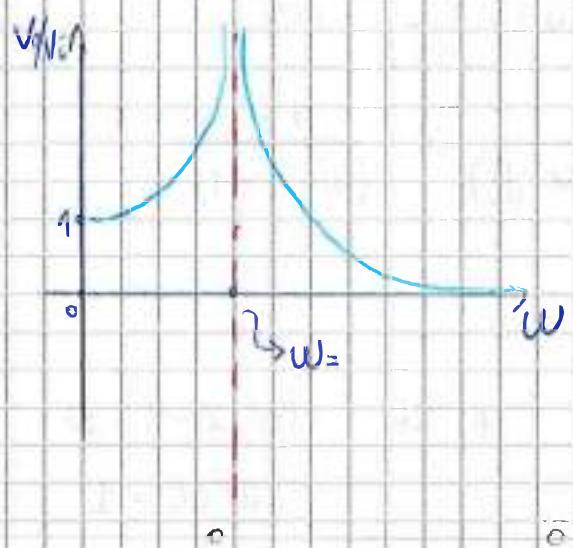
$$V_o = \frac{V_i}{Z_0} \cdot Z_2 = \frac{V_i}{\left(j\omega L + \frac{R}{j\omega C} \right)} \times \left(\frac{R}{1+j\omega CR} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\left(j\omega L \left(1 + j\omega CR \right) + R \right)} \times \frac{R}{\left(1 + j\omega CR \right)} \Rightarrow \frac{R}{j\omega L - \omega^2 LCR + R}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R}{R - (\omega^2 LCR) + j\omega L}}{1}$$

* Vemos que si $R \rightarrow \infty$:

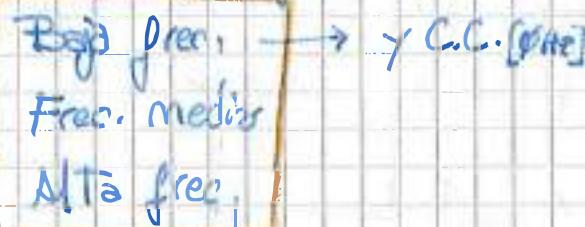
$$\frac{V_o}{V_i} \rightarrow \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$$



→ REVISAR ←

→ Resp. en Frec.: Análisis de las F.T. con Bode.

↳ Se segmenta la resp. en frec. en tres zonas



* Bode freq y CC:

→ Si tenemos un cero en el origin ; por ej- causado por C_L o C_0 ; No hay ganancia para C_L .

• La ganancia comienza a ser distinta de cero por sobre $\frac{1}{f_{H_2}} > \phi_{H_2}$.

→ Si no tenemos ceros al origin (No hay C_0 ni C_L) pero si tenemos C_L ; con su resp. líne asociado.

Si tenemos ganancia para C_L (\approx pequeño pero existe)

• En ambos casos la ganancia cerca del origen de frecuencia se muestra llevando la FT a: $K_L \left(1 + \frac{V}{\omega_L} \right)$

$$\text{gan. inicial} \quad \left(1 + \frac{S}{\omega_p} \right)$$

• Para frec. medios y altas la ganancia se encuentra llevando la FT a $(\frac{S + \omega_L}{S + \omega_p})$

Gan. a freq. medios

* El modelo a Frec. Medios esónico.

A) Alto Frec.

→ En alta freq. no se consideran C_C ; C_E y C_O sonas con sus efectos reactivos si no como cortocircuito; por ello para encontrar la forma en a freq. media (que sería lo que pasa el modelo de AF; $f = 50\text{Hz}$) se procede llevando la TF a

$$\text{G}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{W_H}} \quad \text{para } f = \frac{f_{\text{pco}} + f_{\text{pco}}}{2} \text{ fm}$$

\checkmark

$\text{G}(s)$ a freq. media

② Resp. Total en pco: Para este caso se procede con el análisis parcial de Sode:

$$\text{TF}_{(\text{pco})} = \text{G}_{\text{initial}} \times \left(1 + \frac{s}{W_{\text{pco}}}\right) \cdot s^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{W_{\text{pco}}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{W_{\text{pco}}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{W_H}\right)$$

Estos están muy atado a freq. y se desacopla.

→ Para obtener la resp. general: $G: \text{fm}$.

$$\text{TF}_{(\text{fm})} = \text{G}_{\text{pco media}} \times \frac{(s + W_{\text{pco}}) \cdot s^2}{(s + W_{\text{pco}})(s + W_{\text{pco}})(s + W_{\text{pco}})(s + W_H)}$$

\checkmark

$\text{G}_{\text{pco media}}$

Anexo N° 6

NOTA N°

156

FECHA 17/06/2010

Análisis de la Ganancia de Tensión:

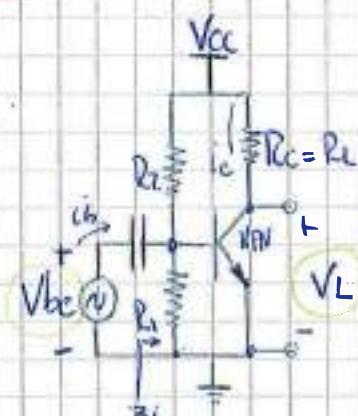
$$\Delta V = \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow \frac{V_L}{V_{be}}$$

$$\Delta V = - \frac{i_c \cdot R_L}{b \cdot Z_i}$$

↑ Norton
Z_i = R_{bb} // h_{ie}
Pero R_{bb} ≫ h_{ie}
∴ Z_i ≈ h_{ie}

$$\Delta V = - \frac{i_c \cdot R_L}{i_b \cdot h_{ie}} = - \frac{h_{fe} \cdot i_b \cdot R_L}{i_b \cdot \left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right)_{shunt}}$$

$$\Delta V = - \frac{R_L}{\left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right)}$$



$$\wedge h_{ie} = \left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right) \cdot h_{fe} = r_e \cdot h_{fe}$$

r_e: es el res. entre CC y CA

$$\Delta V = - g_m R_L$$

* Si existe una R_e sin desacoplar; entonces

$$\Delta V = - \frac{R_L}{(r_e + R_e)}$$

y si hay una R_{ceq}:

$$\Delta V = - \frac{(R_L / R_{ceq})}{(r_e + R_e)}$$

Al aparecer R_e sin desacoplar disminuye la ganancia de tensión del amplificador; pero trae aparejada mayor estabilidad por variación del β del transistor ($\Delta \beta$ o $\beta \alpha$) cuando varía.

Diseño de R_{bb}:

$$h_{ie} \ll R_{bb} \ll h_{fe} \times R_e$$

Le otorga mejor A_v

Le otorga mayor estabilidad.

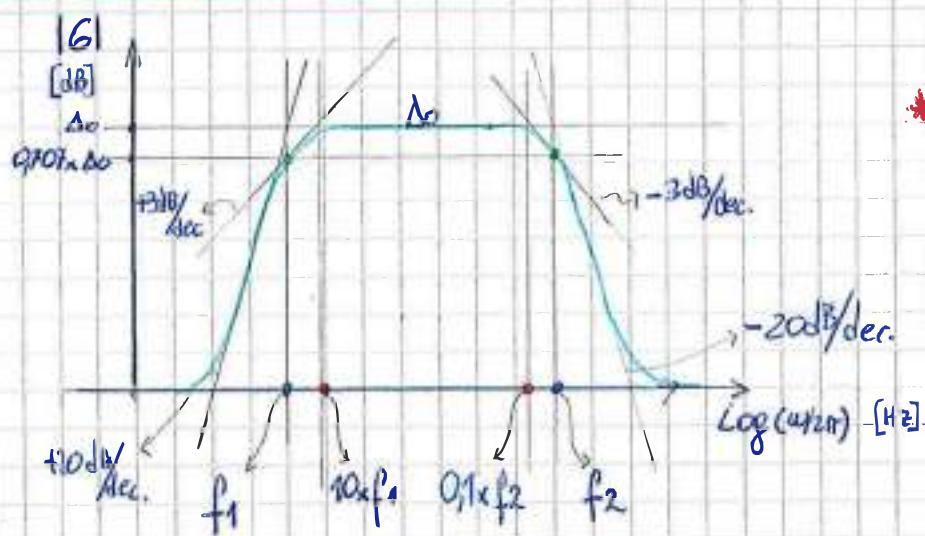
* Se Toma $R_{hb} = \frac{\beta_m \cdot R_e}{10}$ con $\beta_m = \sqrt{\beta_{min} \cdot \beta_{max}}$
Media Geométrica

Anexo N°7

HOJA N° 157

FECHA 06/07/2010

Consideraciones sobre Resp. en Frec. y ancho de banda.



* En el punto -3 dB (linealización $|G|$)



(Causado por el capacitor de acoplado y desacoplado C_c y C_e)

(Causado por el capacitor $C_r = C_{r1} + C_{r2} \rightarrow$ intrínsecos y cap. extrínsecos.)

* $[f_1 : f_2] \Rightarrow$ Frec. de corte de 3 dB o frec. de potencia mitad.

* $[10f_1 : 0,1 \times f_2] \Rightarrow$ Frec. medios; límites para $\Delta = \Delta_o = \text{cte.}$

* Punto -3 dB : $20 \times \log \left(\frac{0,707 \cdot \Delta_o}{\Delta} \right) = -3 \text{ dB}$

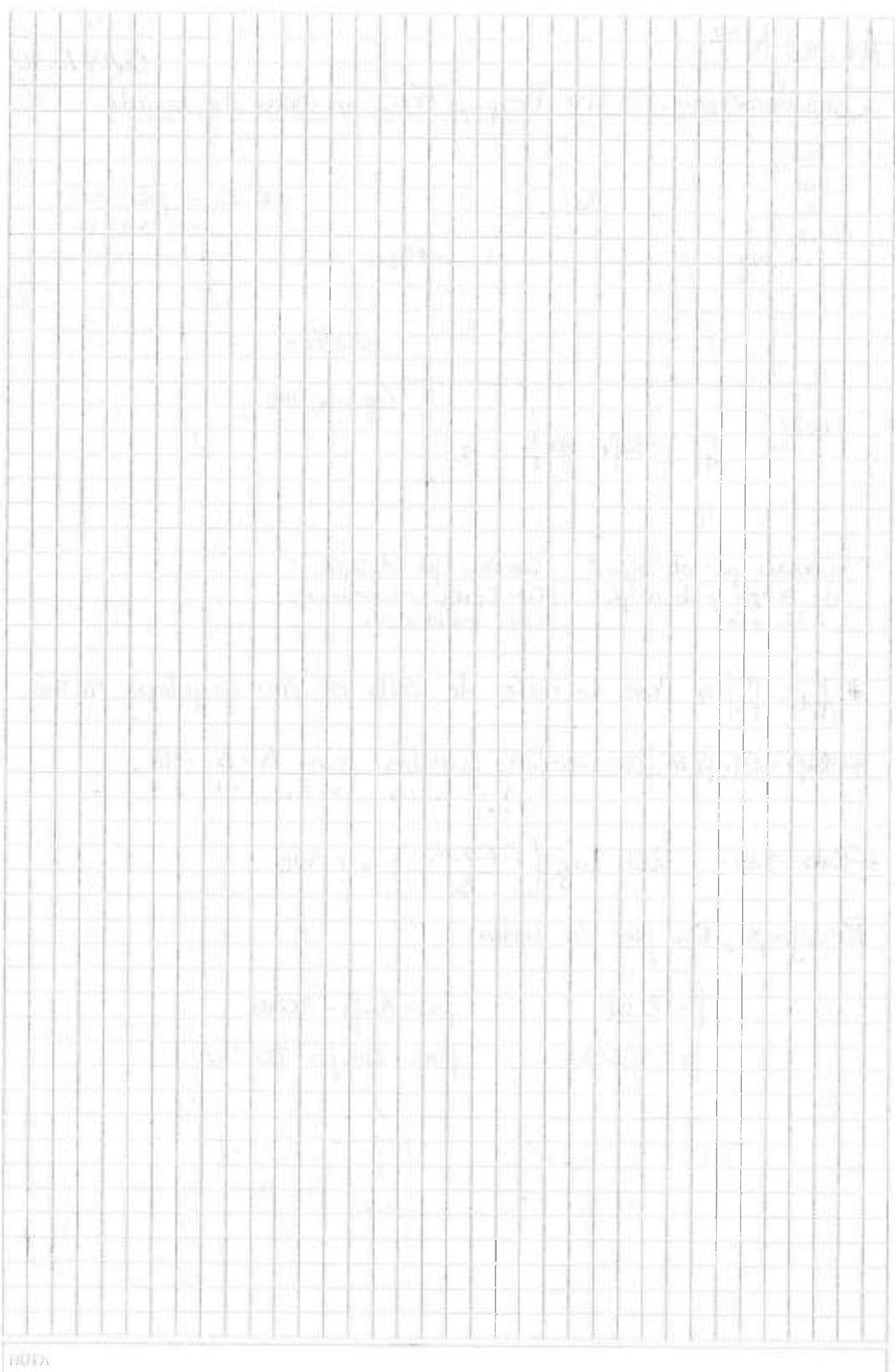
Por ejemplo; Para frec. de audio's

$$f_1 = 2 \text{ Hz} ; \quad f_m = 10 \cdot f_1 = 20 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 200 \text{ KHz} ; \quad f_{m2} = 0,1 \cdot f_2 = 20 \text{ KHz}$$

Frecuencia de los
Polos !

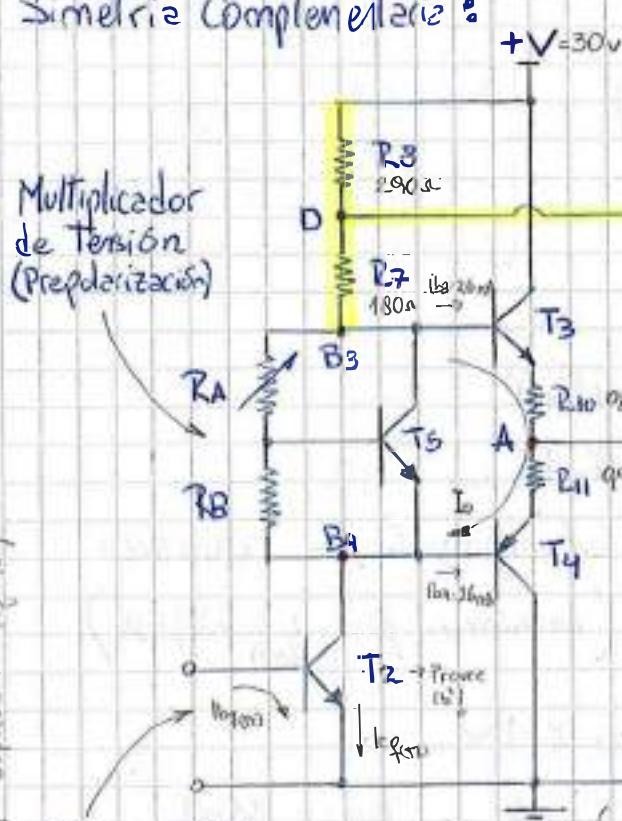
Margen para $\Delta = \text{cte.}$
 $\Delta_o = \Delta_{pm}$



Amplificadores de Potencia & Uso del Bootstrapping:Etapa Excitadora

* Amplif. clase AB con

Simetría Complementaria:



Técnica de Bootstrapping

$$+V \Rightarrow V_{BE,T3} + 2 \times \frac{R_1 + R_{10}}{R_L} \sqrt{2 R_1 I_1} + V_{BE,T4} + V_{CE,T4}$$

$$V_{BE,T3} = 0.7V$$

$$R_1 = 6k\Omega, R_{10} = 12k\Omega$$

$$I_1 = 10mA$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0.05 \cdot R_L < R_{10} = R_1 < 0.10 \cdot R_L \\ +V = 2 \times V_{CC} \end{array} \right. ; \text{ (del punto ②, pag. 141) son válidas}$$

Todas las expresiones

Para el circ. con fuente simétrica.

$$I_{CM,0} = \frac{V_{CC}}{2R_1} = \frac{12V}{2 \cdot 6k\Omega} = 1.0mA$$

$$I_{BS,MAX} \rightarrow I_{BS,MIN} \rightarrow I_{BS,0} = 2.6mA$$

$$f_{PFEM} = f_{IC} = f_{IF} = f_{IFC} = f_{IC} [f_{IFC} \cdot f_{IF}]$$

Resistencia de Carga.

C_5 : Actúa como una BATERIA!

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } V_{BS,T3} > V_{AT}, \text{ } I_{CS} > I_{C3}, \text{ } \rightarrow \text{el condensador } C_5 \text{ se carga.} \\ \text{Si } V_{BS,T4} < V_{AT}, \text{ } I_{CS} > I_{C3}, \text{ } \rightarrow \text{el condensador } C_5 \text{ se descarga.} \end{array} \right.$$

Equilibrio: $V_{AT} = V_{BS,T3} - V_{BS,T4} - b \cdot R_{10} = V_{BS,T3} + V_{BS,T4} + I_{CS} \cdot R_{11}$

Características

- Los resistores en serie con los emisores de T_3 y T_4 funcionan como protección ante eventuales cortocircuitos (en algunos casos suelen colocarse fusibles); También estabilizan la corriente de polarización de T_3 y T_4 .

[Resistencias de estabilización] \rightarrow Modificar la resistencia dinámico, ahora $I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{BS,T3}}{R_{10} + R_{11}}$

Regla general: $0.05 \cdot R_L < R_{10} = R_{11} < 0.10 \cdot R_L$

Rendimiento!

Solución de Compromiso!

Polarización!

- El multiplicador de tensión:

- Proporciona los niveles de tensión necesarios para pre-

polarizar los Transist. T₃ y T₄ y llevar el clase B a \rightarrow AB!

- Compensa térmicamente las corrientes de polarización, dado que la variación térmica producida por grandes potencias eléctricas modifica la V_{BE0} ($(0,7V)$) de los Tr. modificando la corriente I_b de prepolarización.

$$V_{CEq(r_0)} = V_{BE0} \times \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \quad \left\{ \begin{array}{l} DV \geq 10 \times I_{bP(T_0)} \\ DV \approx 0,7V \approx \frac{V_{CEq(T_0)}}{R_a + R_b} \\ \therefore V_{CEq(T_0)} = 0,7V \times \left(\frac{R_a + R_b}{r_0}\right), \sim 0,7 = V_{CEq} \\ \rightarrow V_{CEq(T_0)} = V_{BE0} \times \left(1 + \frac{R_a}{r_0}\right) \end{array} \right. \quad (\text{Pag. 24})$$

• Corriente de prepolarización: I_o

$$V_{CEq(r_0)} = 2 \times V_{BE0} + I_o \times (R_{10} + R_m)$$

$$\hookrightarrow I_o \ll I_{L(\text{máx})}$$

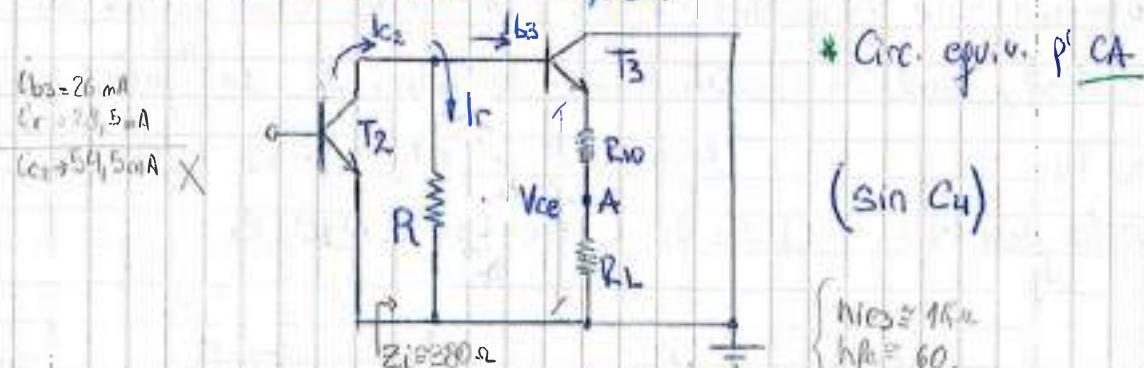
Para no afectar el rendimiento de conversión de potencia (recordemos que $\eta_{\text{ideal}} = 78,5\%$)

$$- V_{AT} = V_{Cemax} + V_{CEq(r_0)T_3} + V_{CEq(r_0)T_2} \approx 15V$$

$$- I_{Cq2} > I_{b3} \quad \wedge \quad I_{b3} \approx 26mA \quad \therefore I_{Cq2} = 30mA$$

$$- R = \frac{R_B + R_T}{I_{Cq2}} \Rightarrow \frac{V - V_{AT}}{I_{Cq2}} = \frac{V - (V_{AT} + V_{BE03})}{I_{Cq2}} = \frac{30 - 15,7}{30mA} \Rightarrow 470\Omega$$

\hookrightarrow La diferencia de potencial dinámica sobre R es prácticamente $V_{CE, \text{máx.}}$:



$$\therefore I_{r(\text{máx})} = \frac{V_{CE(\text{máx})}}{R} = \frac{13,4V}{470\Omega} = 28,5mA$$

\hookrightarrow Con lo que la corriente por T₂ asentarse es:

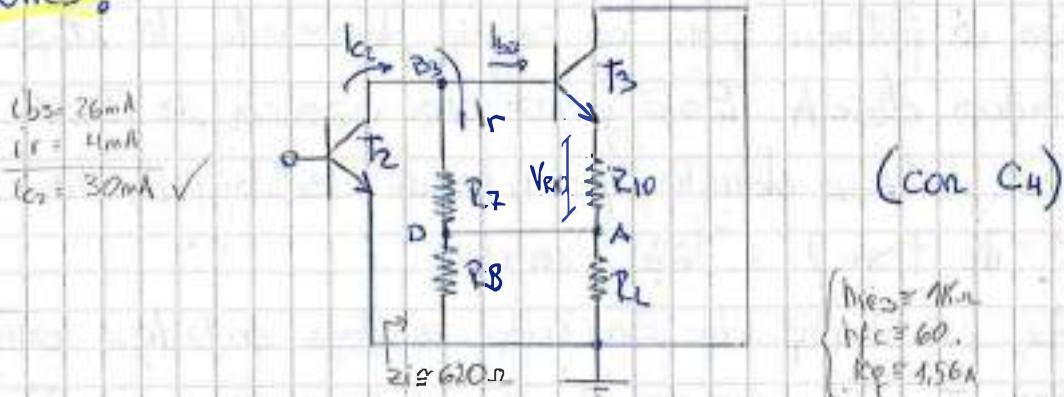
$$I_{Cq2} > I_{b3\text{max}} + I_{r(\text{máx})} = 26mA + 28,5mA = 54,5mA$$

$$\begin{cases} I_{Cq2} \approx 15mA \\ h_{FE} = 60 \\ I_{Cq} = 15mA \end{cases}$$

* Ahora bien, si se adecua este valor de corriente de reposo de T₂ entonces al recalcular la resistencia de carga estática R esta arrojaría un valor menor y ésto a su vez implicaría un incremento de I_{r máx} que obligaría a un nuevo incremento de I_{Q2}, ingresándose a un circuito de recálculos que no tiene solución.

• Técnica de "Bootstrapping":

- Con la finalidad de encontrar una solución al inconveniente descrito, se modifica el circuito de tal manera que "el circuito de carga de T₂ presente circ. equivalentes estáticos y dinámicos diferentes!"



- $R_7 + R_8 = R : 470\Omega \rightarrow$ Desde el punto de vista estático permanece invariante ya que C_4 es un circ. abierto.
 - Para señal, el circ. eq. de carga dinámica de T₂ se modifica de tal manera que ahora la corriente I_{r máx} se establece en la resist. R₇! Cártula pero sotol.
 - Como $V_{B3} \approx V_A$; al conectar C₄; $V_D \approx V_{B2} \approx V_A$ y así la corriente por R₇ $\rightarrow I_r = \frac{V_{B3} - V_D}{R_7}$ es muy baja.
 - Prácticamente no existe dif. de potencial dinámica sobre R₇-
 - Dejando como margen para I_{r máx (dinámica)} = $I_{Q2} - I_{B3\max} - 30\text{mA} - 26\text{mA}$ $\frac{4\text{mA}}{4\text{mA}}$
 - $R_7 = \frac{(I_{r\max} \times R_{10})}{I_{r\max}} = \frac{1,58\text{A} \cdot 0,07\Omega}{4\text{mA}} \Rightarrow 175\Omega$
- Note: Valores de pt. dinámico en extremos de R7.

~ Como R_8 queda en paralelo con R_L , debe ser mucho más grande que ésta para q' no consuma energía.

• $R_8 > 20 \times R_L$; $R_8 \approx 20 \times 2\Omega = 160\Omega$

↳ Fijemos $R_T = 100\Omega$ y $R_8 = 200\Omega$

◦ $C_4 \approx C_5 \approx 1000\mu F$: A la frecuencia de corte inferior, sus reactancias deben presentar un valor inferior a las resistencias que se oponen.

Conclusiones:

• La Técnica de Bootstrapping genera realimentación positiva.

→ Aumentando la impedancia de entrada (para serial) de la etapa de potencia para no cargar demasiado la etapa excitadora clase A. Esto genera una ganancia de tensión mayor a lazo abierto, permitiendo estabilizar la fono. de transf. a lazo cerrado.

↳ Así, con el cap. de Bootstrap la etapa excitadora entrega una tensión mayor; Ayuda al tras. sup. a saturar más rápido y en algunos casos sirve para desacoplar el ripple de la fuente.

Exitos!

Note: Si encuentran errores en este ^{apunte} envíe por favor las correcciones por correo para corregir el original y el modelo digitalizado. Bravos.