

2010

# UTN FRC

Compilado :

- + Ing. Gonzalez (transcripción audio.)
- + Ing. Celdrán.
- + Ing. Olmos.
- + Audios.
- + Libros:
  - Rashid u.E.
  - Gray-Searle J.
  - Millman-Halkias.
  - Schilling - Belove
  - Elektronik für Ingenie (Springer)
- + Apunte de Iván Ceballos

## Electrónica Aplicada 2

TEÓRICO



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

the first time in the history of the world.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

It is a fact that the first time in the history of the world that there was a man who had the power to do what he wanted to do, and that he did it.

**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)~~ <sup>Tanto como</sup> 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 A. Operacionales y Circ. Acond. Señal	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

1

2

Resumen de las clases del Ing. González; Audio + Carpeta. → 2004! (CD en LTD)

Ing. Celdran; Notas de clases. → 2003/2004

Ing. Olmos. Métodos analíticos. → 2004  
Mét. resoluc. práct. + Apunte de I. Cavallero → 2007

## Introducción a la materia:

Materia heterogénea compuesta de tres grupos principales de unidades temáticas:

- (I) Unidades teóricas de:
- Realimentación.
  - Respuesta en frecuencia:
    - A lazo abierto.
    - A lazo cerrado.
  - Amplificadores operacionales:
    - Introducción.
    - Aplicaciones.

Hacen a la formación  
técnica del Ing. Electrónico

## (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.

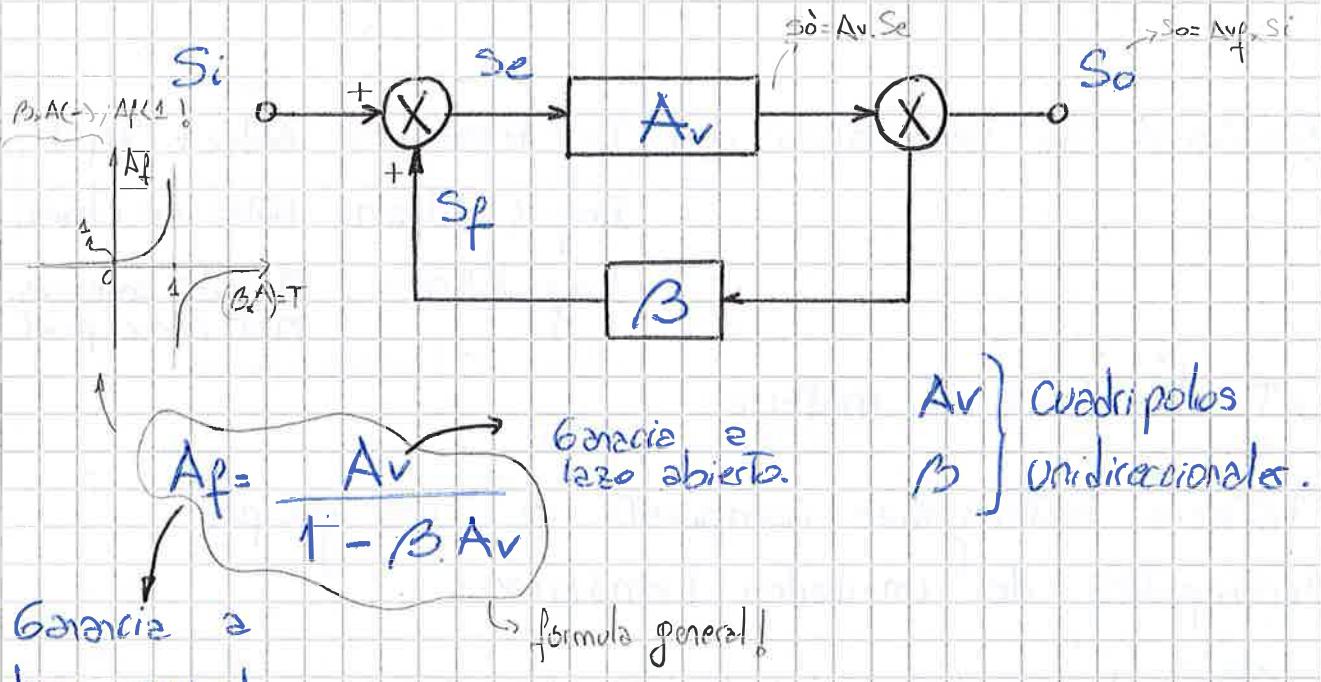
Se estabiliza la ganancia de tensión. - Difícil de estabilizar -

## (III) Introducción a puentes de alimentación:

- Lineales
- Conmutados

## 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.

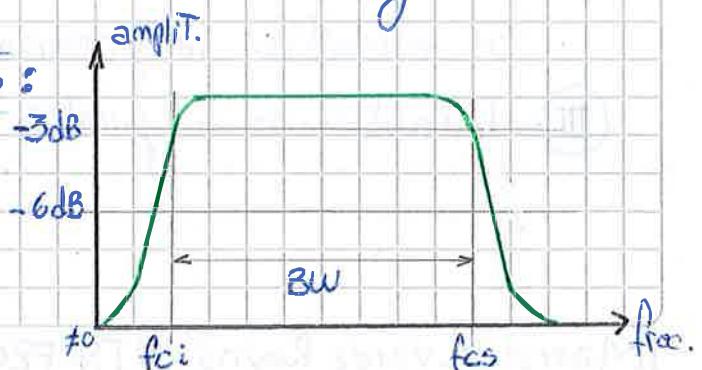
→ Es más apropiado hablar de respuesta dinámica: temporal + frecuencia.

→ Está asociada a las capacidades del circuito.

→ Se representa gráficamente mediante el diagrama de Bode.

\* Amplificador a lazo abierto:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{ci} \Rightarrow \omega_{ci}/2\pi = \text{freq. corte inferior.} \\ f_{cs} \Rightarrow \omega_{cs}/2\pi = \text{freq. corte superior.} \\ BW \Rightarrow \text{ancho de banda.} \end{array} \right.$$



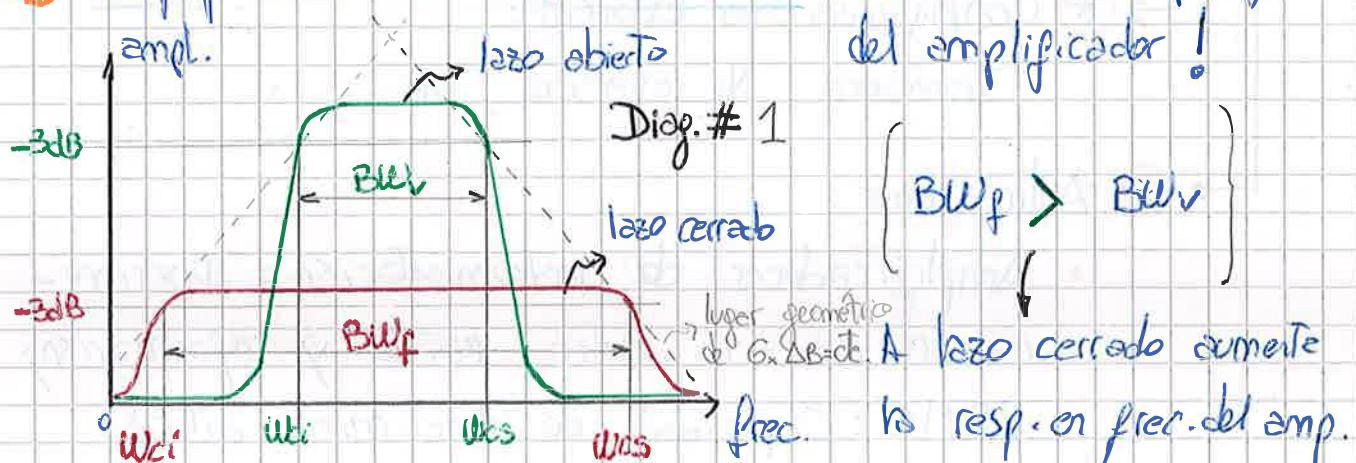
• El ancho de banda del amp. se puede analizar mediante un osciloscopio. Se hace pasar por el amp. una onda cuadrada lo mas parecida a una ideal y luego se la visualiza. Dado que ésta onda está compuesta por infinitas armónicas (descomposición en serie de Fourier), el amplificador filtrará las armónicas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

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

Para que este análisis sea válido :

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

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



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

Uno en baja y otro en alta.

Amplif: 1; 2 o 3 polos!  
Puede oscillator

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 (95%).

→ \* 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.

→ \* Configuraciones básicas:

• Inversora; No inversora; etc...

→ \* Aplicaciones:

• Amplificadores de instrumentación: Discriminación crítica entre señal e información;

RRMC: Capacidad de discriminar entre ruido e información. Se logra con entrada diferencial. El ruido proviene generalmente de una fuente ajena al dispositivo y referida a masa [K]

• Filtros: Dado que los 50 Hz no se

pueden blindar, se filtran o se usan entradas diferentes.  
 con elevada RRMIC

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

### Amplificadores de potencia:

\* Amplificadores en clase B : { Push - Pull  
 Complementarios  
 Clase - Compl.

### 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. cortes; celdas,
  - 2) Ejerc. tipo parcial ; Olmos.
  - 3) 2 Técnicos a resolver; González.



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

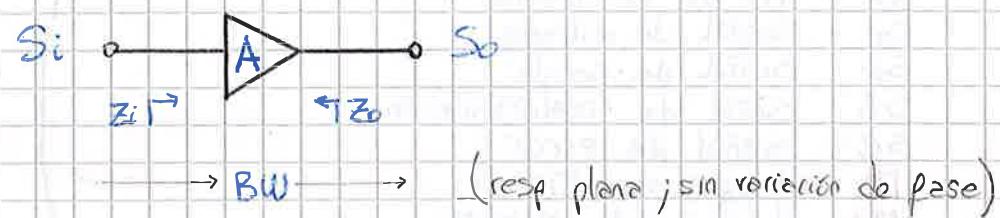
Marco A.R. marcoaltrey@gmail.com

Gracias!



## Unidad N° 1 Amplificadores Realimentados

### Amplificador Ideal:



#### Características:

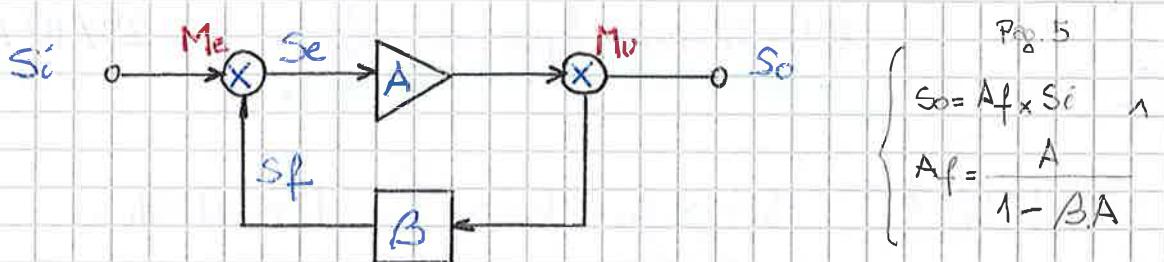
- Dispositivo unilateral
- Ganancia infinita;  $A = \infty$
- Imp. de entrada infinita;  $Z_i = \infty$
- Imp. de salida cero;  $Z_o = 0$
- Ancho de banda infinito;  $BW = \infty$   
↳ Respuesta temporal instantánea.
- No existe distorsión de ningún tipo ni generación de ruido.

### Amplificador Real:

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

(Toma de una)

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



Pág. 5

$$So = Af \times Si \quad \wedge$$

$$Af = \frac{A}{1 - BA}$$

Diag. #2

Descripción:

- |    |                         |   |                              |
|----|-------------------------|---|------------------------------|
| A  | amplificador (ganancia) | } | cuadripolos unidireccionales |
| B  | red de realimentación   |   |                              |
| Si | señal de entrada        |   |                              |
| So | señal de salida         |   |                              |
| Sf | señal de realimentación |   |                              |
| Se | señal de error          |   |                              |

Mz: bloque de mezcla

Mv: bloque de muestra

- 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; ésta solo debe conducir 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 dismin.
  - ⊖ Mezcla en contrafase con la señal de entrada: la ganancia del amplificador disminuye. Realimentación Negativa.  
↳ Siempre.  $BA = \text{Neg.}$

### 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 realim. pos. no se utiliza ya que el amp. tenderá a oscilar.

↳ cuando  $|BA| \approx 1$

$\wedge |BA| \approx -180^\circ$

Oscilación: Un caso especial de la realm. pos. es el <sup>Se explora</sup> oscilador; "oscilación"  $\Rightarrow$  Señal autooscilante.

a partir de la página 117! Para que una oscilación <sup>se</sup> perpetue se debe cumplir con el criterio de Barkhausen <sup>Pág. 487 Millman</sup>

$|A \cdot \beta| = 1$   $|0^\circ, R \times 2\pi|$ ,  $R$ : num. entero. <sup>Ing. Gonzales</sup>

$\rightarrow$  Ing. Celdrán.

### 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 baja, y se está en presencia de "realimentación negativa".

La mezcla se realiza con un circuito de diferencias.

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

Análisis general del diagrama de realm.: (Diag. #2; Pág. 4<sup>1</sup>)

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

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

$$\therefore S_o = A \cdot S_i + A \cdot \beta \cdot S_o \rightarrow \text{Despejando } \frac{S_o}{S_i} = A_f$$

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

$$S_o (1 - A \beta) = A \cdot S_i \quad \therefore$$

$$A_f = \frac{S_o}{S_i} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

A<sub>f</sub> se denomina "ganancia de lazo cerrado" o "ganancia de realimentación".

→ Con realimentación negativa ; Si + S<sub>f</sub> se encuentran en contrafase :  $S_e = S_i - S_f$

Así :

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

→ Y dado el caso de que  $|A \cdot \beta| \gg 1$  y que  $A$  y  $\beta$  sean disp. unidireccional.

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

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

→ 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  
↑  
no depende de  $A$  si no de la red  $\beta$   
Válido sólo si  $A$  es muy grande

Ventaja: La red  $\beta$  puede componerse de elementos sencillos y muy confiables  $\Rightarrow$  resistores!

Factor de realimentación:  $|A \cdot \beta|$  Ganancia de bucle o lazo = T  
 $\rightarrow$  (Ing. Celdrán)

Tenemos 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:

$$A = 200 \rightarrow \text{con un cambio}$$

$$\Delta A = 100 \text{ (} 50\% \text{)}$$

↓

P.ej: Cambio de Transist.

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{200}{1 + 0,1 \cdot 200} = 9,52$$

$$\Delta A_f = 4,5\%$$

$$B = 0,1 \rightarrow \text{sin variación}$$

↓

resistores fijos.

$$A_f = \frac{A/2}{1 + \beta A/2} = \frac{100}{1 + 0,1 \cdot 100} = 9,09$$

- \* Con una variación de gan. lezo abierto  $\Delta A = 50\% ;$  la gan. a lezo cerrado varió  $\Delta A_f = 4,5\%.$
- "A" debe hacerse lo suficientemente grande como para que :

$$A_f \approx \frac{1}{\beta} ; \quad A_f = \frac{1}{0,1} = 10$$

Aproximadamente iguales

### Propiedades de la realimentación negativa:

- |                     |  |
|---------------------|--|
| pág. 6              | !(a) Estabilidad de la ganancia ; "Función de Sensibilidad". |
| pág. 7              | (b) Efecto sobre señales espurias ; Disminución del ruido.   |
| pág. 7 (filamentos) | (c) Efecto sobre los niveles de impedancia.                  |
| pág. 9              | (d) Efecto sobre la distorsión no lineal y en frecuencia.    |
| " Secundarios "     | (e) Aumento del ancho de banda. Demostración en pág. 112.    |
| " Secundarios "     | (f) Cambio de la función de transferencia.                   |
- (g) Reducción de la tensión de offset de salida (Matrino pág. 733)

### Descripción detallada:

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

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

\* De esta manera el amplificador resultante negativamente 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  $A$ .

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

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

$$\downarrow \quad A_f = \frac{A}{(1 - T)}$$

$$\textcircled{1} \quad \frac{\partial A_f}{\partial A} \Rightarrow \frac{\partial A \times (1 - T) - A(1 - T)_x A}{(1 - T)^2} \cdot \frac{\partial A}{\partial A}$$

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

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

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

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

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

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

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

→ Función o factor de sensibilidad.

↑ Factor de realimentación. (Pág. 5')

$$D = 1/S$$

→ Desensibilidad.

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

Ejemplo:

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

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

$$S = \frac{\Delta Af}{Af}; \frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta Af}{S}$$

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

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{5\%}{0,05} = 100\%$$

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

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  $\beta$  no es puramente resistiva (contiene compo-

rentes respectivas:  $XL$ ,  $X_C$ ) genera un desfaseje y termina definiendo la respuesta en frecuencia del sistema. Su resp. en freq. es la de la planta completa.

→ Por este motivo la red  $\beta$  puede utilizarse para filtrar. (Pág. 127')

- Admitiendo cierta variación de ganancia  $\rightarrow$  lazo abierto puede calcularse (especificarse) la per. a lazo cerrado.
- No es conveniente trabajar con  $\xrightarrow{\text{ganancia}}$   $\xrightarrow{\text{cerrado}}$  lazo abierto?
- Muy grandes. El sist. puede volverse inestable.
- Convénie trabajar con  $A_f$  pequeñas;  $A_f \leq 10$  (aprox 5 o 6) y  $\beta$  muy chicas. Para ello, normalmente  $A \geq 3.000$ . ( $A\beta \gg 1$ )
- Para lograr grandes ganancias convénie trabajar con sistemas multietapas.

- Estabilidad



Parámetros más relevantes!

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

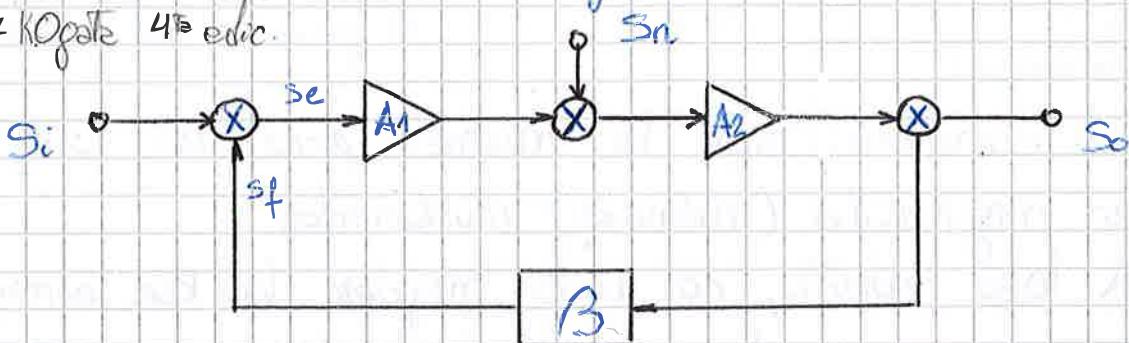
"Hay que tratar de diseñar los circuitos lo más sencillo posible y luego complicarlos según la necesidad."

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

la señal de ruido:

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

\*→Pág. 67 Kooate 4<sup>a</sup> edic.



Análisis a lazo abierto:

$S_n$ : señal de ruido.

(Análisis a modo de cuadrado)

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

$$R_{SN} = \frac{\text{Señal}}{\text{Ruido}} = \frac{S_i \cdot A_1 \cdot A_2}{S_n \cdot A_2} \Rightarrow$$

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

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

Análisis a lazo cerrado:

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

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

$$\downarrow \\ S_f = \beta S_o$$

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

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

$$S_o = \underbrace{\frac{S_i \cdot A_1 \cdot A_2}{(1 + \beta \cdot A_1 \cdot A_2)}}_{\text{señal}} + \underbrace{\frac{S_n \cdot A_2}{(1 + \beta \cdot A_1 \cdot A_2)}}_{\text{ruido}}$$

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

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

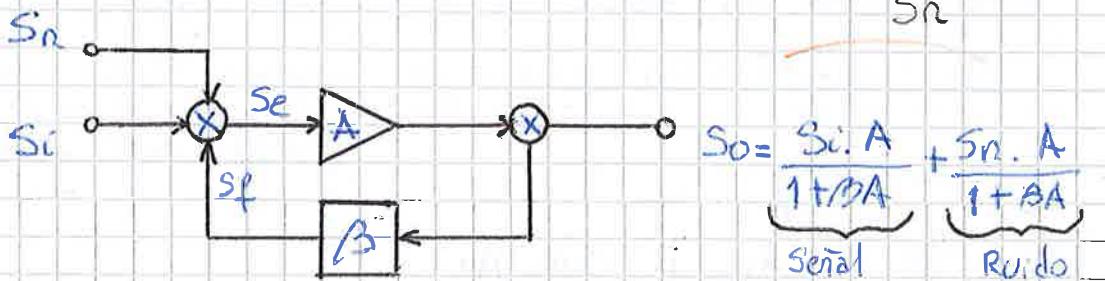
### Conclusiones:

- Las ecuaciones son las mismas, pero no así 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 Desensibilidad ( $1 + \beta A_1 A_2$ )

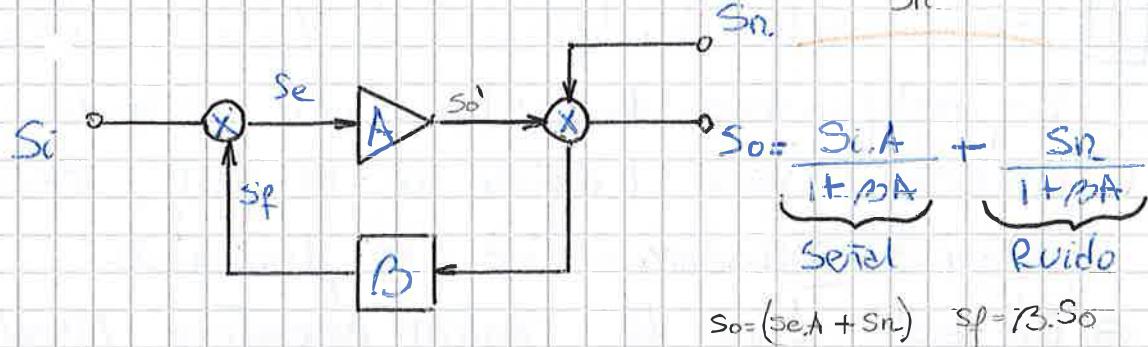
- Si el ruido aparece en etapas intermedias se puede minimizar.

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



- 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 diferenciadas.

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



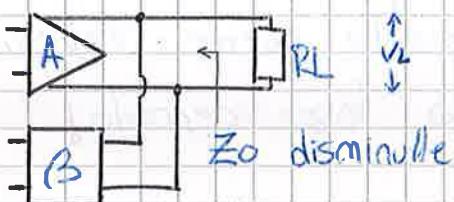
• Si el ruido se suma a la salida no se amplifica.

(puede ser generado por una fuente de ruido no lineal)

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

C Efecto sobre los niveles de impedancias: La rea- limentación 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)

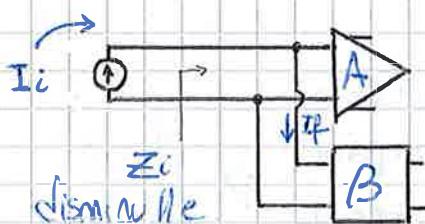
#### • Muestra de tensión



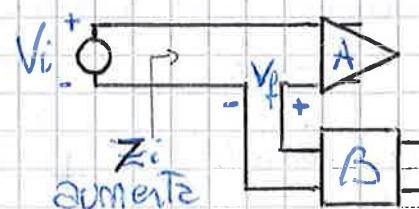
#### • Muestra de corriente



#### • Mezcla en paralelo (corriente)



#### • Mezcla en serie (Tensión)



La red  $\beta$  (muestra) no debe modificar demasiado la magnitud a muestrear. P.ej: 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 y si no se trae la fundamental pura (recorte de la señal); Existen entonces armónicos de la fundamental.

comentarios  
en "Malvinas"  
Pag. 732.(14-4)  
y Pag. 330(10-1)

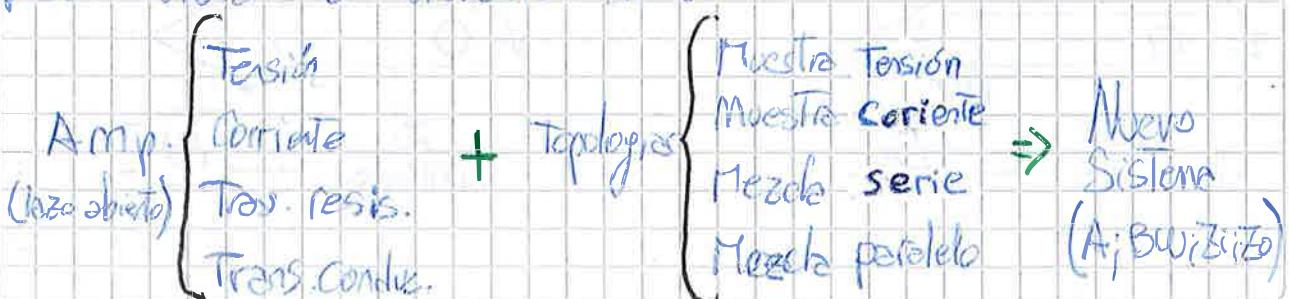
• En este caso la realim. negativa lineariza la función de transferencia. (extiende la 2da armónica de la fundamental)

**e) Aumento del ancho de banda:** Haciendo el análisis en frecuencia de la func. transf. Véase observar que el ancho de banda del amplif. a lazo cerrado aumenta. (Pag. 112)

• Lo que se pierde en ganancia ( $D$ ) se gana en ancho de banda. (Diag. #1; pag. 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 todas las topologías de realim. 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 ganancia de potencia de la fum. de transf. depende de la carga ( $R_L$ ); por lo tanto no se puede muestrear y realmente potencia. No se puede aplicar ninguna de las topologías vistas.

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

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

Clasificación de los amplificadores: Sin realimentación.

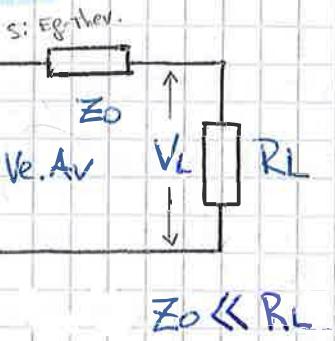
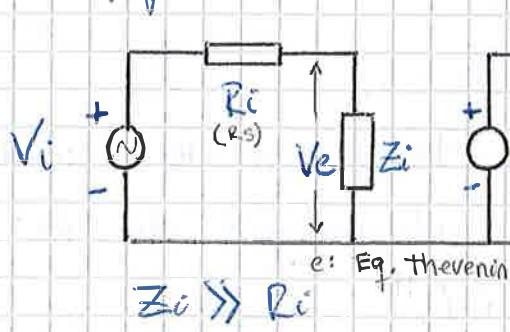
Se los clasifica en 4 grupos como si fueran cuadripolos activos, de modo que la función de transferencia no depende de la impedancia del generador ni de la imp. de salida.

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

} Modelos de  
cuadripolos.

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

## ① Amplificador de Tensión:



$Z_i \gg R_i$

$$V_e \approx V_i$$

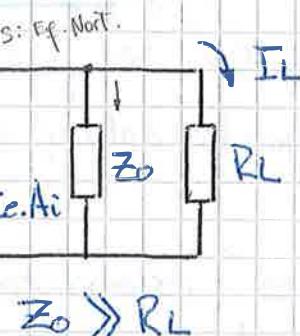
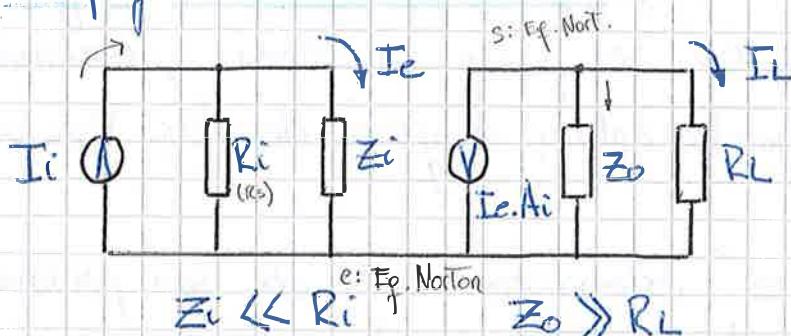
$$Z_o \ll R_L$$

$$V_L \approx V_e \cdot \Delta V$$

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

- En condic. ideales;  $Z_o=0, Z_i=\infty$
- $\Delta V = V_L/V_e \Big|_{R_L=\infty}$
- Gen. Tens. a curr. abierto

## ② Amplificador de corriente:



$$Z_i \ll R_i$$

$$I_i \approx I_e$$

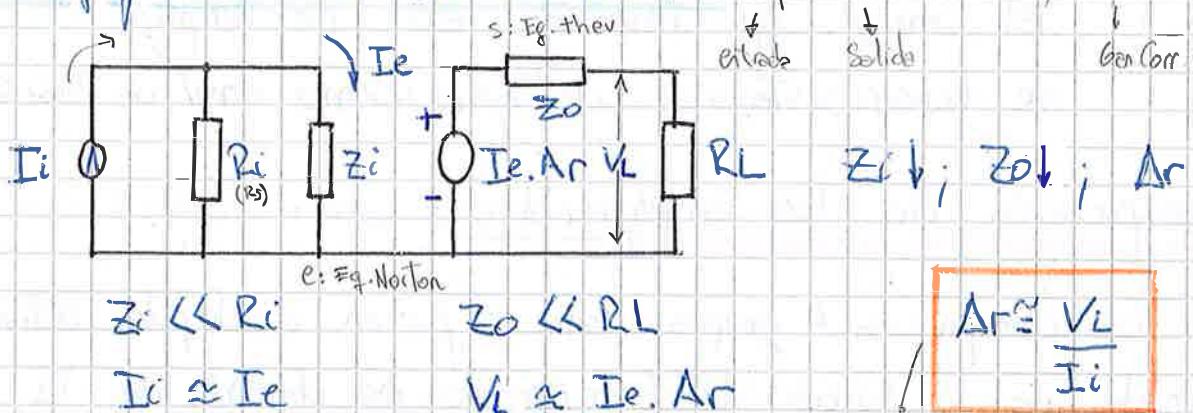
$$Z_o \gg R_L$$

$$I_L \approx I_e \cdot A_i$$

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

- En condiciones ideales;  $Z_o=\infty$
- $\Delta i = I_L/I_e \Big|_{R_L=\infty}$
- Gen. Corr. Corriente.

## ③ Amplificador de transresistencia: Bip + FET



$$Z_i \ll R_i$$

$$I_i \approx I_e$$

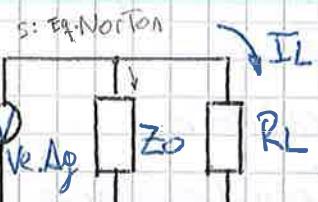
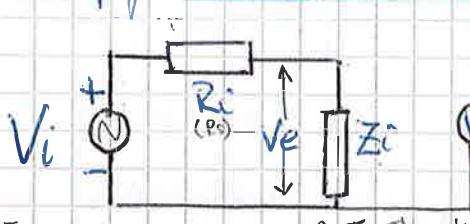
$$Z_o \ll R_L$$

$$V_L \approx I_e \cdot A_r$$

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

- En condiciones ideales  $Z_i=0, Z_o=0$
- $\Delta r_m = \frac{V_L}{I_e} \Big|_{R_L=\infty}$  Gen. Tr. los s. circ. abierto.

## ④ Amplificador de transconductancia:



$$Z_i \gg R_i$$

$$V_i \approx V_e$$

$$Z_o \gg R_L$$

$$I_L \approx V_e \cdot A_g$$

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

- En cond. ideales  $Z_i=\infty, Z_o=\infty$
- $\Delta g_m = \frac{I_L}{V_e} \Big|_{R_L=\infty}$  Gen. Transcond. en cortocircuito.

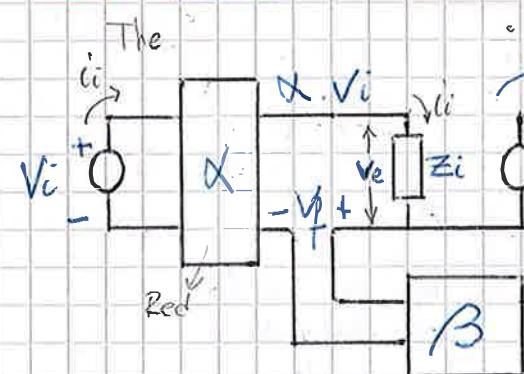
- Los factores de proporcionalidad (func. transf.)  $\Delta v$ ,  $\Delta i$ ,  $\Delta r$ ,  $A_g$  no deben depender de factores exteriores.

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

- El modelo teórico 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  $\Delta V_i$  y no direct. con  $V_i$ .  
 $\left\{ \begin{array}{l} Z_f > Z_i \\ Z_o < Z_0 \end{array} \right.$

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

Entrada:

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

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

Salida:

$$V_L = \Delta V \cdot V_e - I_o \cdot Z_0$$

$$V_L = \Delta V \cdot \Delta V_i - \Delta V \cdot \beta \cdot V_L - I_o \cdot Z_0$$

$$V_L \cdot (1 + \Delta V \cdot \beta) = \Delta V \cdot \Delta V_i - I_o \cdot Z_0$$

### Condiciones B

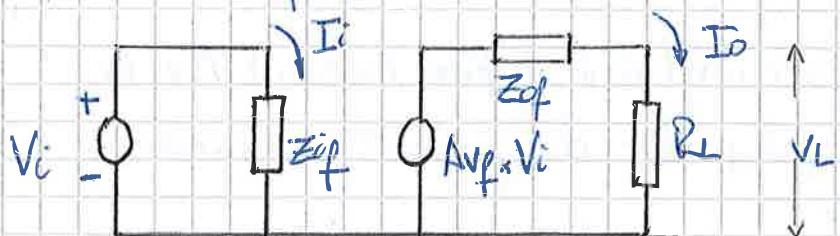
- $\beta$  no influye
- mezcla con  $\Delta V_i$
- $R_f$  de muy alto valor comparado con  $R_L$ ;  $R_i$ ;  $Z_0$ .

$$V_L = \frac{\Delta V \cdot \Delta V_i}{1 + \Delta V \cdot \beta} - \frac{Z_0}{1 + \Delta V \cdot \beta} \cdot I_o \quad \text{Ecu. #1}$$

Factor de proporcionalidad

Imp. de salida con realim.

Quadrípodo equivalente con realimentación:



$$VL = Av_f \cdot Vi - Z_{if} \cdot I_o \rightarrow \text{Comparando los coeficientes}$$

Con la Ecu. #1.

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

Ecu #8

$$Av_f = \frac{\alpha \cdot A_v}{1 + \beta A_v} \quad \begin{array}{|l} \text{Genera e.s. lazo} \\ \text{cerrado.} \end{array}$$

Impedancia de entrada:

$$\frac{Vi}{Z_{if}} = I_i \Rightarrow \frac{Ve}{Z_i} \quad ; \quad Z_{if} = \left( \frac{Vi}{Ve} \right) \times Z_i$$

, hay que encontrar  
esta relación.

$$\frac{Ve}{Vi} = \frac{\alpha Vi - V_t}{Vi} = \frac{\alpha Vi - \beta V_L}{Vi} = \frac{\alpha Vi}{Vi} - \beta \frac{V_L}{Vi}$$

$$1 = \alpha \frac{Vi}{Vi} - \beta A_v \quad ; \quad 1 + \beta A_v = \alpha \frac{Vi}{Vi}$$

$$\frac{Vi}{Ve} = \frac{(1 + \beta A_v)}{\alpha} \quad \begin{array}{|l} \text{Reemplazando en } Z_{if}: \\ \text{X} \end{array}$$

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

, No aparece en el Millman.

Notas sobre la red  $\alpha$  &  $\beta$ : Representa todos los elementos del circuito que no forman parte directamente [efectivamente] 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  $\Delta V$ ; ya que parte de la corriente de entrada se deriva por ellas.

cuadrado de pérdida para la señal de entrada.

### Ejemplos

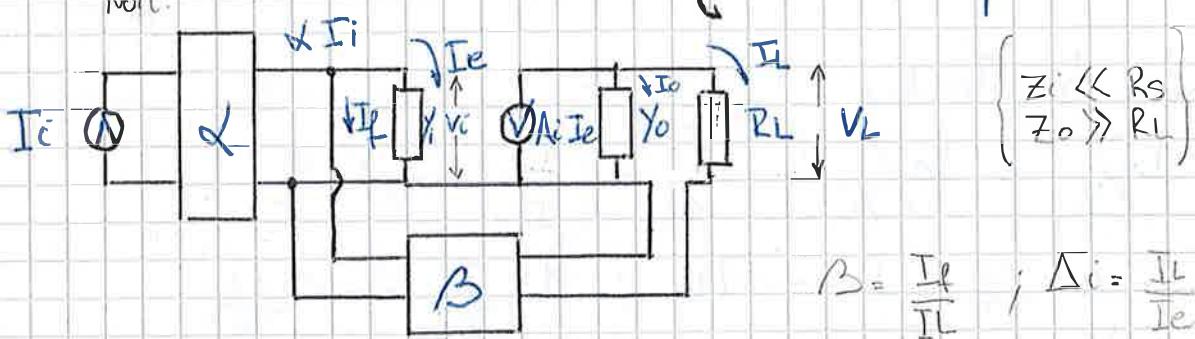
$$\left. \begin{array}{l} Z_0 = 50 \Omega \\ \Delta V = 3000 \\ A_f = 10 \end{array} \right\} \quad A_f = \frac{1}{B} \therefore B = \frac{1}{A_f} = \frac{1}{10} = 0.1 \\ (1 + B \Delta V) = 301 \therefore Z_{af} = \frac{50}{301} \leq 1 \Omega$$

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

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

Nort.



Entrada:

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

$$\Delta I_i = I_e + \beta I_L \quad ; \quad I_e = \Delta I_i - \beta I_L \quad \checkmark$$

Salida:

$$I_L = \Delta_i \cdot I_e - I_o \quad \wedge \quad I_o = Y_o \cdot V_L$$

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

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

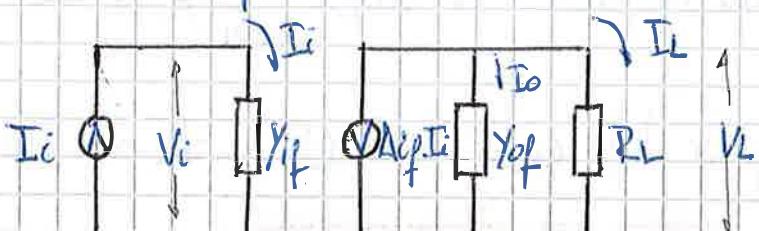
∴

$$I_L = \frac{\Delta_i \cdot \Delta I_i}{(1 + \beta \Delta_i)} - \frac{Y_o \cdot V_L}{(1 + \beta \Delta_i)} \quad \boxed{\text{Ecu. #2}} \quad \checkmark$$

Factor de proporcionalidad

Admitancia de salida  $= Y_{zof}$

Circuito equivalente con realim:



$$I_L = \Delta_i f \cdot I_i - Y_{of} \cdot V_L \rightarrow \text{Comparando los coeficientes con la Ecu. #2}$$

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

$$Y_{of} = \frac{1}{1 + \beta \Delta_i} \cdot Y_o = \frac{1}{Z_0 (1 + \beta \Delta_i)} = \frac{1}{Z_{zof}} \quad \therefore$$

Genera e lazo cerrado.

Admitancia de salida.

$$Z_{zof} = Z_0 (1 + \beta \Delta_i)$$

↓  
Aumentado!

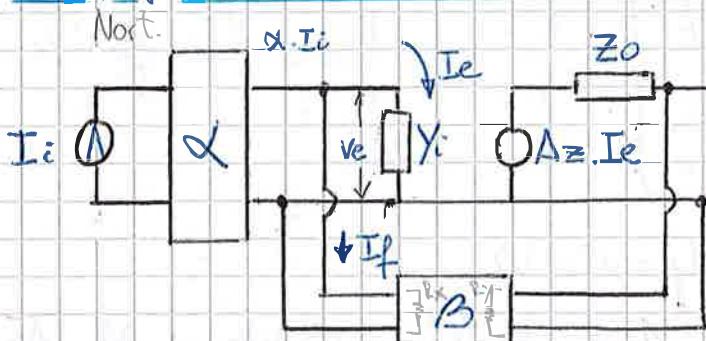
Impedancia de entrada:

$$V_i = I_i / Y_{if} = I_e / Y_i \quad ; \quad \frac{1}{Y_{if}} = \left( \frac{I_e}{I_i} \right) \sim \frac{1}{Y_i} \sim Z_{zif}$$

Hay que encontrar ese realim

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

$$(1 + \beta \Delta_i) / \kappa = \frac{I_i}{I_e} \quad ; \quad Z_{zif} = (\kappa / 1 + \beta \Delta_i) \times Z_i \quad \text{(disminuido)}$$

Amplificador de Transresistencia:

Muestra de Tensión.  
Mezcla en paralelo.

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_f < Z_i \\ Z_f < Z_o \end{array} \right.$$

$$\beta = \frac{I_f}{V_L}; \quad \Delta z = \frac{V_L}{I_c}$$

Entradas:

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

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

Salidas:

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

$$V_L = \Delta z \cdot I_e - I_o \cdot Z_o \quad (\text{I}_o \approx \text{I}_L)$$

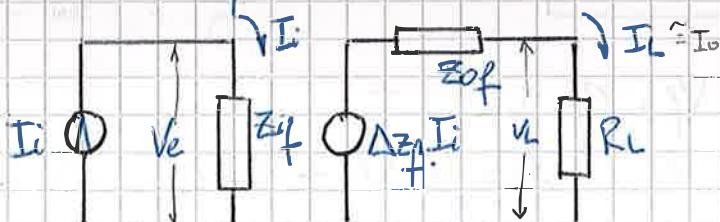
$$V_L = \Delta z \alpha I_i - \Delta z \beta V_L - I_o Z_o$$

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

$$\therefore \Delta z = \Delta V \cdot Z_i \quad (\Delta V = \frac{V_L}{V_T}, \quad Z_i = \frac{V_T}{I_i} = \frac{V_L}{I_i - \Delta z})$$

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

Factor de proporcionalidad      Impedancia de salida

Quadripolo equivalente con realimentación:

Ganancia  
a lazo  
cerrado

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

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

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

Imp. de salida  
(disminuye!)

## Impedancia de entrada:

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

$$I_c = \alpha I_i - I_f \quad ; \quad I_f = \beta V_L$$

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

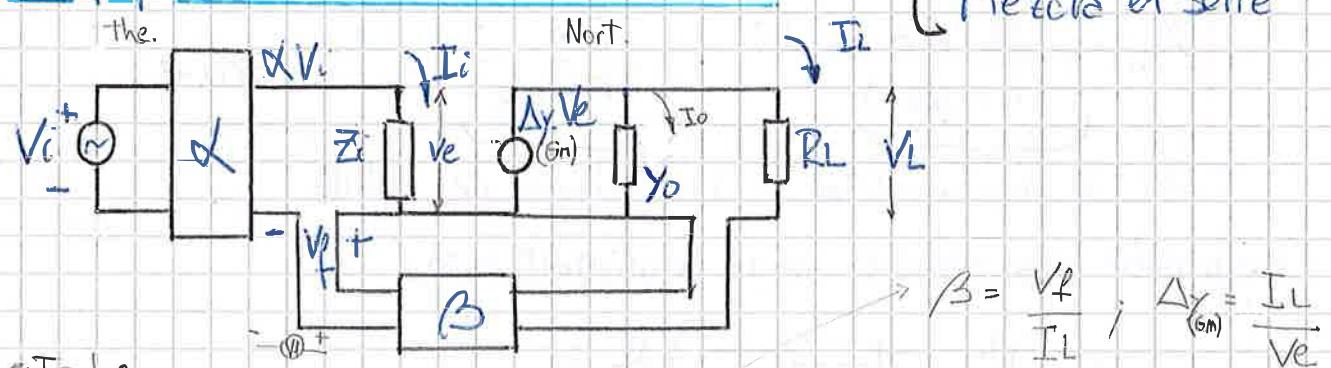
$$(1 + \beta \Delta Z) = \alpha \cdot \frac{I_i}{I_e} \quad ; \quad \frac{I_i}{I_e} = \frac{1 + \beta \Delta Z}{\alpha}$$

$$\text{y } \frac{1}{Y_{if}} = \frac{I_e}{I_i} \cdot \frac{1}{Y_i} \rightarrow Z_{if} = \frac{I_e}{I_i} \cdot Z_i$$

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

## Amplificador de Transconductancia

Muestra de Corriente  
Mezcla en serie



$$\beta = \frac{V_f}{I_L} ; \quad \Delta Y_{(gm)} = \frac{I_L}{V_e}$$

$$\alpha V_i = V_e + V_f \quad ; \quad V_f = \beta \cdot I_L$$

$$\alpha V_i = V_e + \beta \cdot I_L \quad ; \quad V_e = \alpha V_i - \beta I_L$$

Solida:

$$\Delta Y \cdot V_e = I_o + I_L \quad ; \quad I_o = Y_o \cdot V_L$$

$$\Delta Y \cdot V_e = Y_o \cdot V_L + I_L$$

$$I_L = \Delta Y \cdot V_e - Y_o \cdot V_L$$

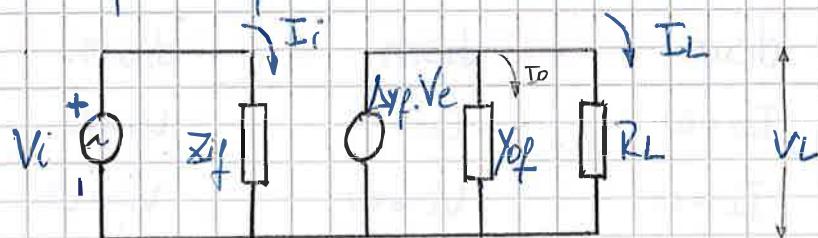
$$I_L = \Delta Y \alpha \cdot V_i - \beta \Delta Y \cdot I_L - Y_o \cdot V_L$$

$$I_L(1 + \beta \Delta Y) = \Delta Y \cdot \alpha \cdot V_i - Y_0 \cdot V_L$$

$$I_L = \frac{\Delta Y \cdot \alpha}{1 + \beta \Delta Y} \cdot V_i - \frac{Y_0}{1 + \beta \Delta Y} \cdot V_L \quad \text{Ecu. #4}$$

Factor de proporcionalidad      Admitancia de salida.

Quadrípolo equivalente con realimentación:



$$I_L = \Delta Y_f \cdot V_e - Y_{of} \cdot V_L \rightarrow \text{Comparando los coefic. con la Ecu. #4}$$

$$\Delta Y_f = \frac{\alpha \Delta Y}{1 + \Delta Y \cdot \beta}$$

$$Y_{of} = \frac{Y_0}{1 + \beta \Delta Y} \quad \left\{ \begin{array}{l} Z_{of} = (1 + \beta \Delta Y) \cdot Z_0 \\ (\text{aumenta}) \end{array} \right.$$

Generación abajo cerrado

Admitancia de salida,  $Z_{of} = \frac{1}{Y_{of}}$ .

Impedancia de entrada:

$$Z_i = \frac{V_e}{I_i}; \quad Y_i = \frac{I_i}{V_e}$$

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

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_i}$$

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

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

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

$$(1 + \beta \Delta Y) = \alpha \frac{V_i}{V_e} \quad \therefore$$

$$Z_{if} = \left( \frac{1 + \beta \Delta Y}{\alpha} \right) \cdot Z_i$$

( $Z_i$  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
$\Delta = \frac{X_0}{X_0}$	$\Delta V \Rightarrow V_f/V_i$	$G_M \Rightarrow I_f/V_i$	$\Delta I \Rightarrow I_f/I_i$	$R_m \Rightarrow V_f/I_f$
$\beta = \frac{X_f}{X_0}$	$V_f/V_i$	$I_f/I_i$	$I_f/I_i$	$I_f/V_i$
$Z_0$	aumenta	aumenta	dism.	dism.
$Z_0$	dism.	aumenta	aumenta	dism.
$BW$	aumenta	aumenta	aumenta	aumenta
Dist. no lineal	dism.	dism.	dism.	dism.
Lazo Entrada	Se hace:	$V_i = 0$	$I_o = 0$	$I_o = 0$
Lazo Salida		$I_i = 0$	$I_i = 0$	$V_i = 0$
Fuente señal	The.	The.	Nor.	Nor.
$D = 1 + \beta \cdot \Delta V$	$1 + \beta \cdot \Delta V$	$1 + \beta \cdot G_M$	$1 + \beta \cdot \Delta I$	$1 + \beta \cdot R_m$
$A_f$	$\Delta V/D$	$G_M/D$	$\Delta I/D$	$R_m/D$
$Z_{eff}$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0 \cdot D$
$Z_{of}$	$Z_0/D$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0/D$
$Z_{of}'$	$Z_0/D$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0 \cdot D$	$Z_0/D$

→ Viste desde RL con el conectado.

Tabla # 1

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

1- Identificar topología: Tipo de Muestra / Tipo de Mezcla.

2- Construir circuito equivalente de CA sobre serial con (modelo) parámetros híbridos, con las siguientes consideraciones:

2.1- Circuito de entrada

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

$V_o = 0$  ; para muestreo de tensión

$I_o = 0$  ; para muestreo de corriente

↳ Segun Millman se abre el emisor (Malla de salida)

↳ No así su carga!

- Sin realimentación (señal)
- Considerando la red  $\beta$
- Leenpl. de activos por su modelo T, T, H

→ Mejore las características de  
→ Mejore las características de

→ Circuito  
→ Circuito

$Z_{of} \ll Z_0$

2.1 y 2.2 → No altera la carga del amplificador básico, eliminando la realimentación.

01/11/2009

15

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

El nudo puesto  $V_2$  →  $V_i = 0$ ; para Mezcla en paralelo  
no se mide.  $I_o = 0$ ; para Mezcla en serie

2.3) Reemplazar fuente de Tensión por corriente ó inversa aplicando Thevenin y Norton.

3 - Identificar  $\beta$  y calcular el valor en función

de los componentes de la misma. (Topología)  $\beta = \frac{X_f}{X_o} = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_f}{R_o}$

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

5 - Aplicando las fórmulas en lazo cerrado determinar

$D_i$ ;  $A_f$ ;  $Z_{if}$ ;  $Z_{of}$ .

### Consideraciones

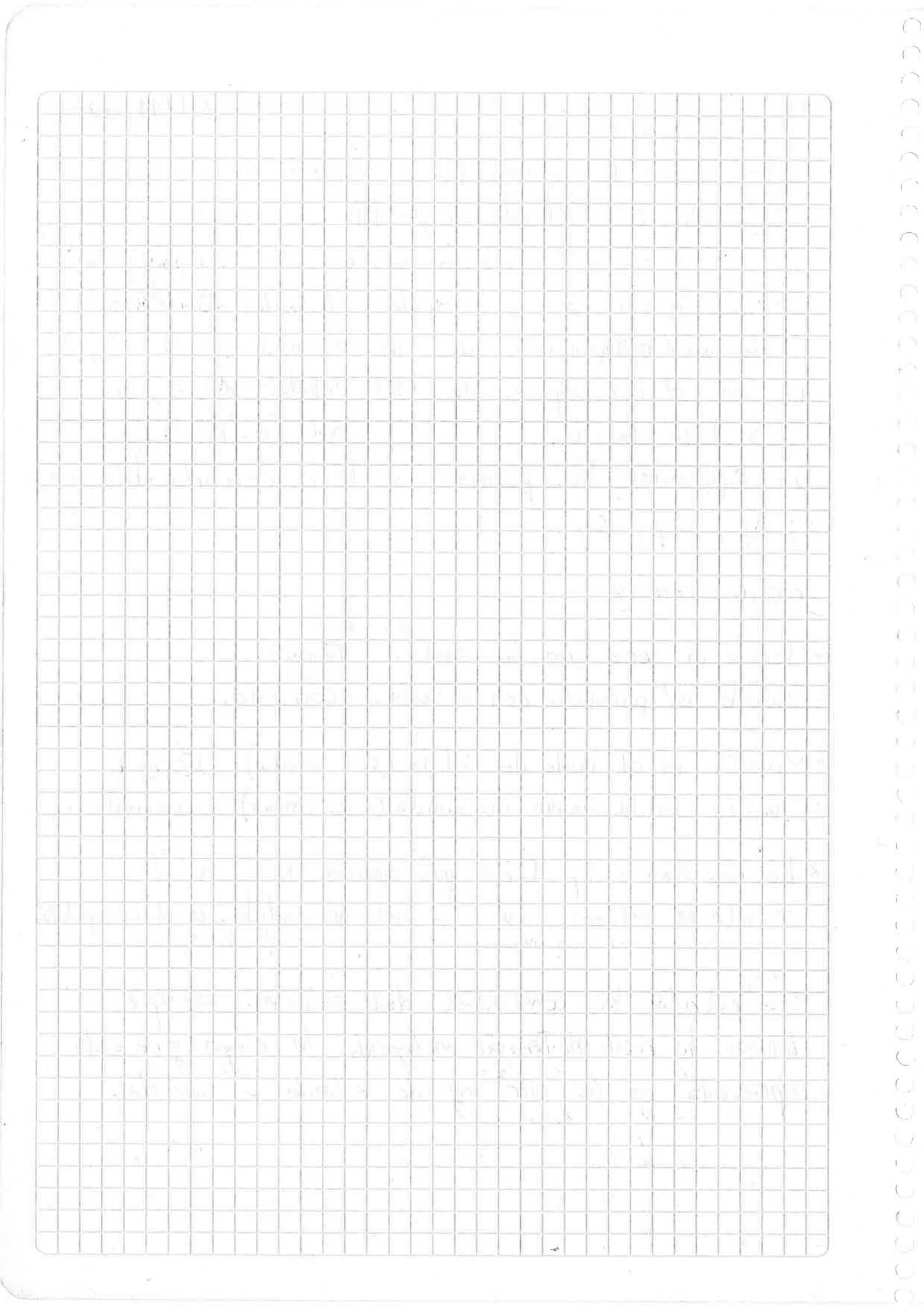
• Mezcla en serie con la señal: Tensión (circ. emisor)  
• Mezcla en paralelo con la señal: Corriente (circ. base).

• 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 AF.  
↳ poder medir ↳ poder medir.

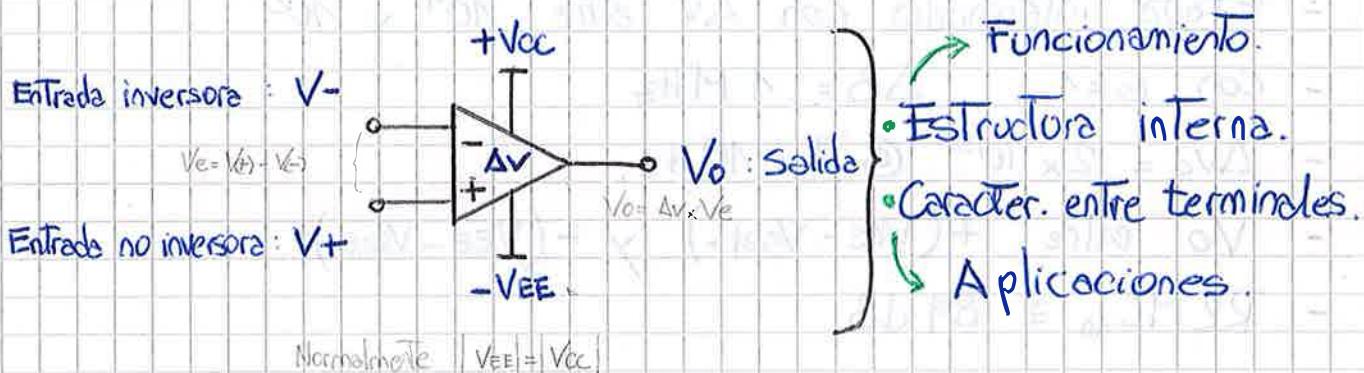
Para calcular las constantes del sistema hay que  
eliminar la realimentación incluyendo la carga que este  
representa en los circ. eg. de entrada y salida.



## Unidad N° 2 : Amplificadores Operacionales

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

Se comporta como un amp. de Tensión



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

$$V_o = A_v \cdot V_e$$

$$\wedge \begin{cases} V_e = (V_+ - V_-) \rightarrow 0 \\ A_v = \left( \frac{V_o}{V_e} \right) \rightarrow \infty \end{cases}$$

Características de un amp. op. ideal:

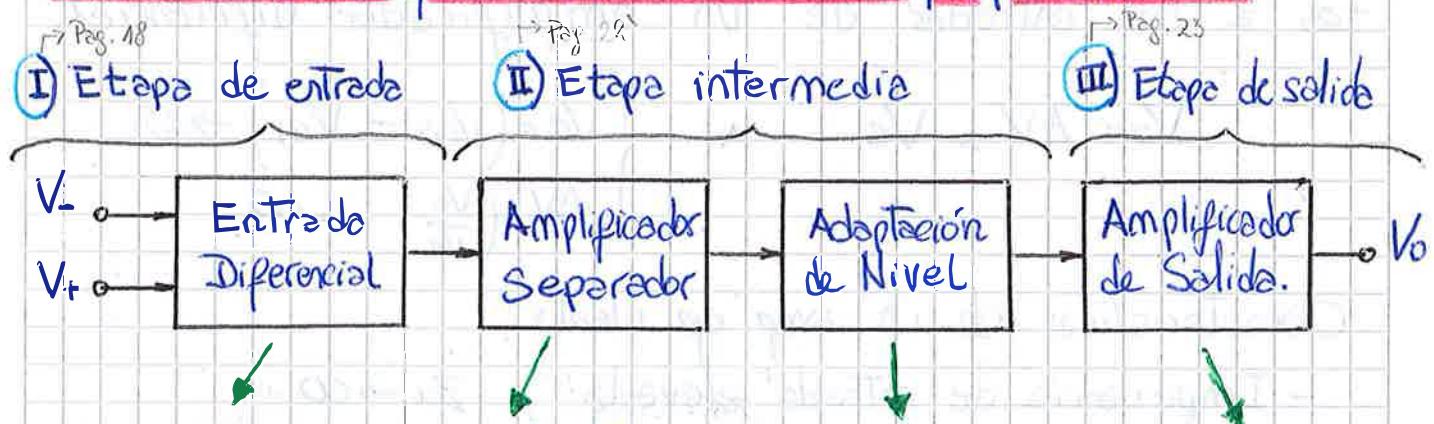
- Impedancia de entrada elevada;  $Z_i \rightarrow \infty$
- Imp. de salida baja;  $Z_o \rightarrow 0$
- Ganancia de tensión elevada;  $A_v \rightarrow \infty$
- Ganancia x Ancho de Banda elevado;  $G \cdot \Delta B \rightarrow \infty$
- Tiempo de respuesta pequeño;  $T_r \rightarrow 0$  seg.
- Bajo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

- Tensión de entrada de modo común elevada 02/02/2010
- Gran estabilidad con la variaz. de Temp.; Dc/FT  $\rightarrow \phi$

### Características de un amp. op. real

- $Z_{i(Bip)} \approx 2 M\Omega$ ;  $Z_{i(FET)} \approx 10^{12} \Omega$
- $Z_o$  entre  $10\Omega$  y  $100\Omega$ ;  $Z_{o(FET)} \approx 75\Omega$
- 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  $-(V_{ee} - V_{sat-})$
- $R_{LMC_{do}} \approx 89 \text{ dB}$

### Analisis del esquema interno de un amp. op. estandar.



- Av grande
- Ai pequeña
- $\Delta B$  muy grande
- n bajo
- $Z_i$  muy alta
- muy baja Potencia.

- Seguidor de emisor
- Excepto poca corriente
- $Z_i$  muy alta
- $A_v \approx 1$
- $V_c \approx \phi_v$
- $Z_o$  baja
- Si el separador tiene ganancia, restringe el ancho de banda.

- Como no se pueden integrar el AD no posee capac. de acoplamiento. Esto acopl. en CC! Por esto los niveles se corren.
- Cadena directa
- Si en la c.dic. son Todos Tr PNP la tens. se corre hacia  $-V_{ee}$ .
- La condición  $V_o = \phi_v$  con  $V_c = \phi_v$  se logra con el cambio de nivel. Se agregan Tr NPN

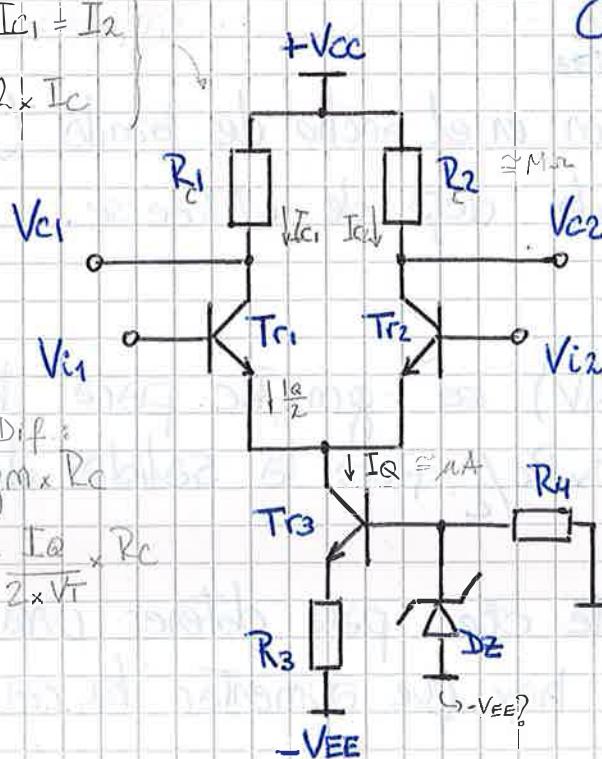
## I) Etapa de entradas

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

Esta capacidad se denomina  $\text{RRMC}$ : relac. de rechazo de modo común (<sup>r.discriminación</sup> no amplificar señal 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. (Pág. 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. (salida asimétrica referida a tierra)

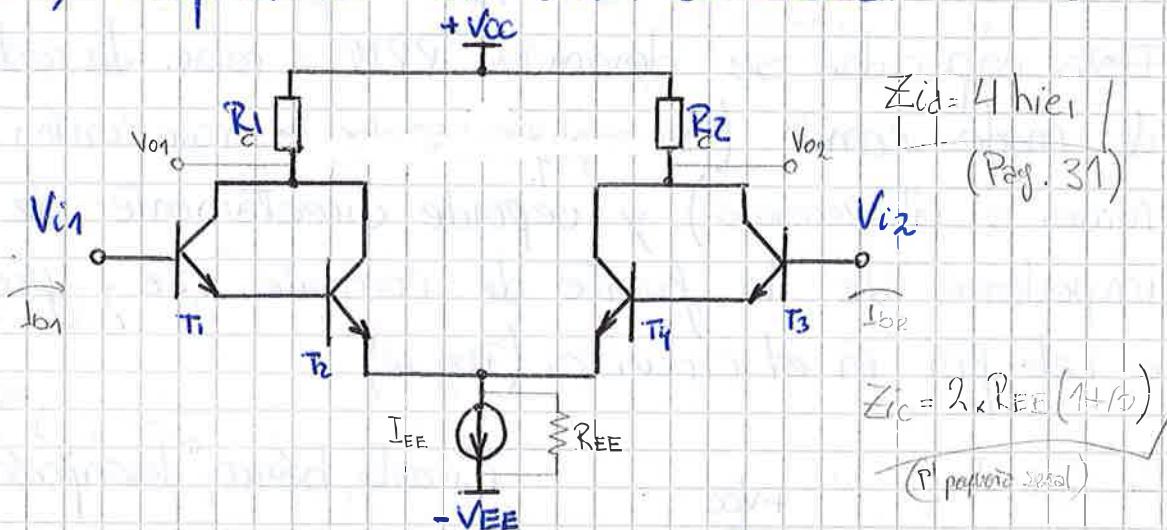
- Este es un circuito básico y puede ser mejorado en muchos aspectos:

- |             |               |                         |
|-------------|---------------|-------------------------|
| $Z_i$       | $\rightarrow$ | Darlington.             |
| $\Delta V$  | $\rightarrow$ | Cascodo; Carga activa.  |
| RRMC        | $\rightarrow$ | Fuente de corr. Widlar. |
| Offset Null | $\rightarrow$ | Compensación externa.   |

## \* Entrada Darlington:

Una de las mejoras posibles es el aumento de la imp. de entrada ( $Z_i$ ). Esto se logra a 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 capacidades parásitas grandes y empeoraba el ancho de banda.



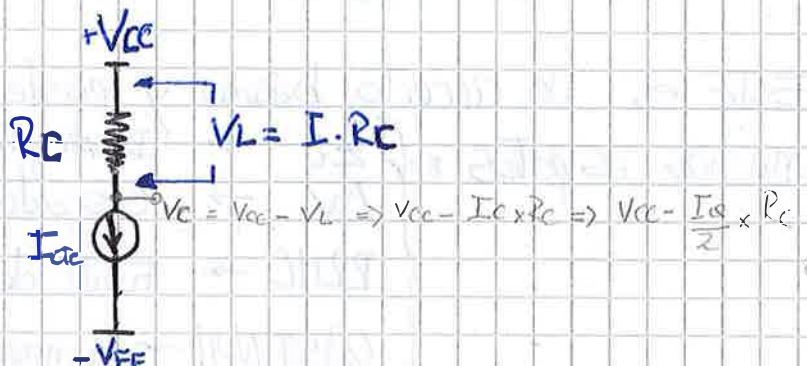
Debido a la gran limitación en el ancho de banda (mala resp. en frec.) esta entrada dejó de utilizarse.

## \* Carga activa:

La ganancia de voltaje ( $AV$ ) es  $-gm \cdot R_C$  para la salida diferencial y  $-gm \cdot R_C/2$  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  $R_C$ .

Circ. equ. resumida  
(representativo)



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

### Consecuencias:

- 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 ( $R_{id} = 2 \times r_{tr} \wedge r_{tr} = \beta_0 \cdot \frac{V_T}{I_C}$ );  

$$R_{ic} = r_{tr} + (\beta_0 + 1) \times 2 \times R_{EE}$$
)
- 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.

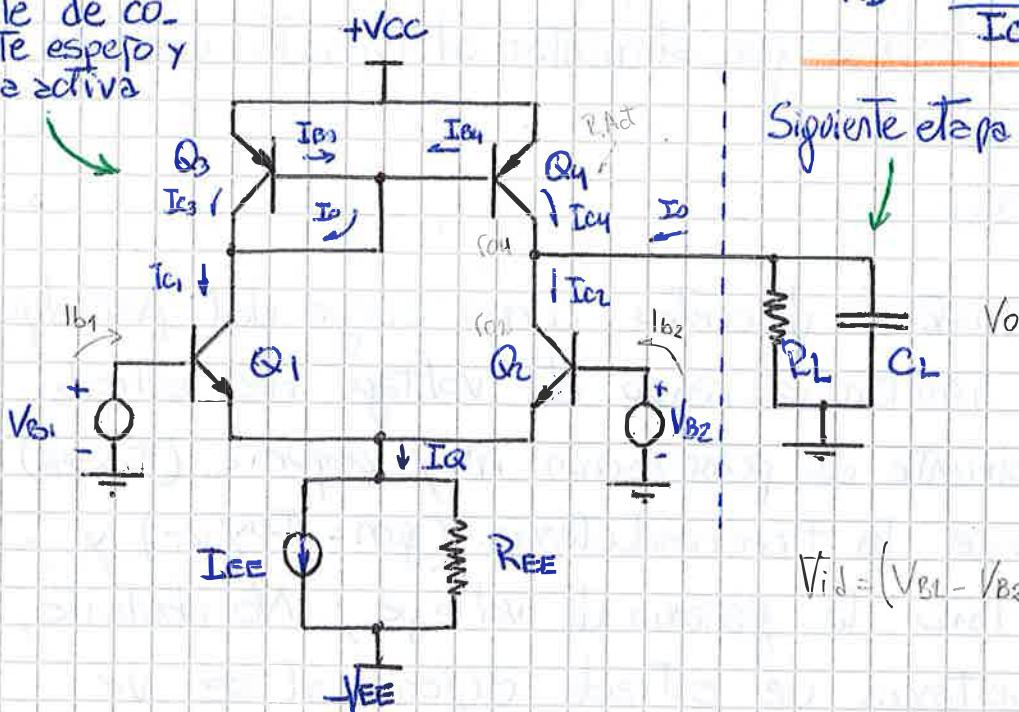
### Solución:

$$\rightarrow \text{Caida de voltaje} \approx 0.7V$$

- 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  $V_{cc}$  y  $V_{ee}$ ;  $\pm 15V$ ; 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



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

Siguiente etapa de carga.



$$V_{id} = (V_{B1} - V_{B2})$$

- La carga activa está formada por los transistores Q3 y Q4. Como sus voltajes base-emisor son iguales, sus corrientes de colector también lo serán.

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

∴

La corriente a través de Q4 es el espejo de la corriente por Q3.

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

Muy pequeña

↑

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

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

- Genera una caída de voltaje approx.  $\approx 0,7V$ . Esto permite un rango más amplio de voltaje de entrada.
- Ocupa menos superficie que un resistor integrado.
- Con una carga activa es posible obtener una ganancia muy grande de voltaje con solo una etapa de amplificación.

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

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

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

$$A_d = -1938$$

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

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

$$\begin{aligned} V_A &= 100 \rightarrow \text{Voltaje de Aire?} \\ V_T &= 25,8mV \end{aligned}$$

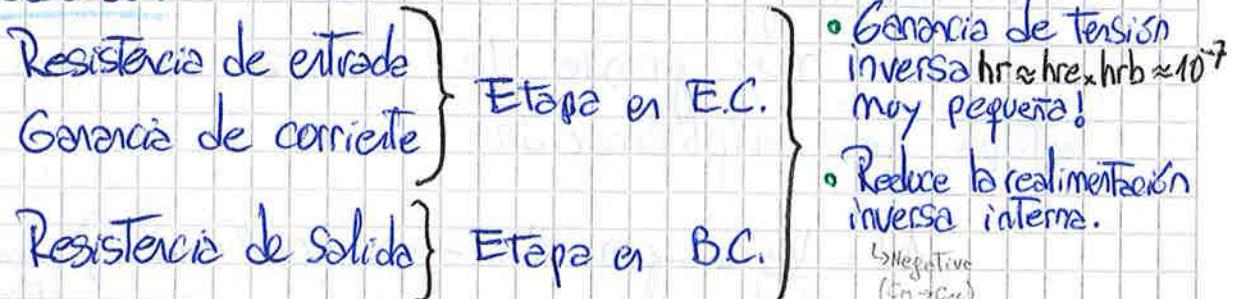
Se ve que  $A_d$  depende únicamente de los parámetros físicos  $V_A$  y  $V_T$ : ( $V_T = f(T^{\circ}C)$ )

### \*Amplificador Cascode:

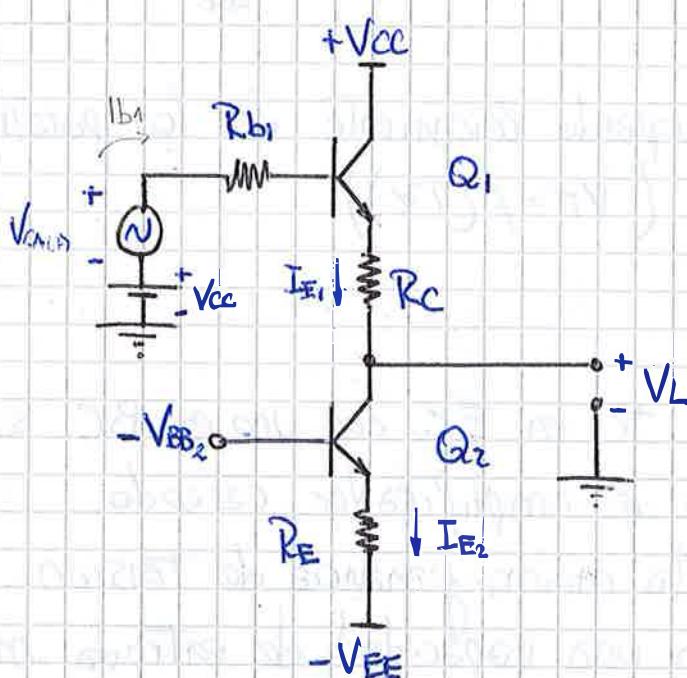
- La combinación de un tr. en E.C. con uno en B.C. se denomina configuración o amplificador cascode. El amp. Cascode tiene la misma ganancia de tensión que el E.C., pero con una capacidad de entrada muy pequeña (desarrollo parcial en carpeta del práctico; ej. 16; pag 24). Por este motivo es que mejora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

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

### Amp. Cascadado:



Así; el amp. cascadado 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. Cascadado clásico.  
(como desplaz. de nivel)

### \*Fuente de corriente de Widlar:

- Se utiliza cuando se requieren corrientes de polarización que varíen poco.

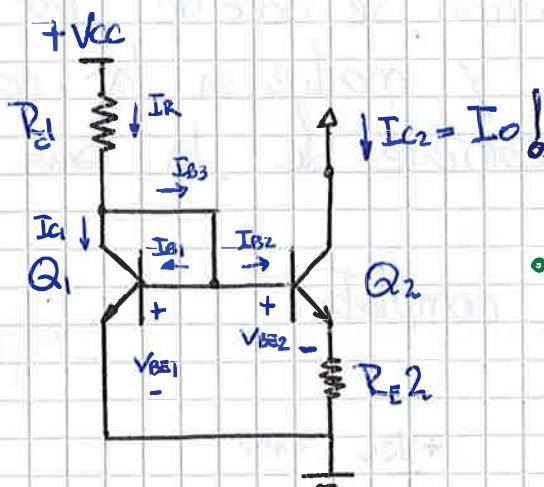
zación de baja magnitud, normalmente del orden de  $5\text{nA}$ . Las corrientes de baja magnitud se pueden obtener insertando una resist. de bajo valor (normalmente menores que  $50\text{k}\Omega$ ) en serie con el emisor de  $Q_2$ .

Fuente corr.

Widlar

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

Se pueden integrar!



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

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

### Características:

- Muy alta impedancia de salida:  $r_{ox}(1+gm_2 \times R_{E2})$
- 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  $\beta_{ac}$
- Óptima para utilizar en Amp. Op. integradores.

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

### \* Offset Null

- Debido a que los componentes en símbolos romper del amp.

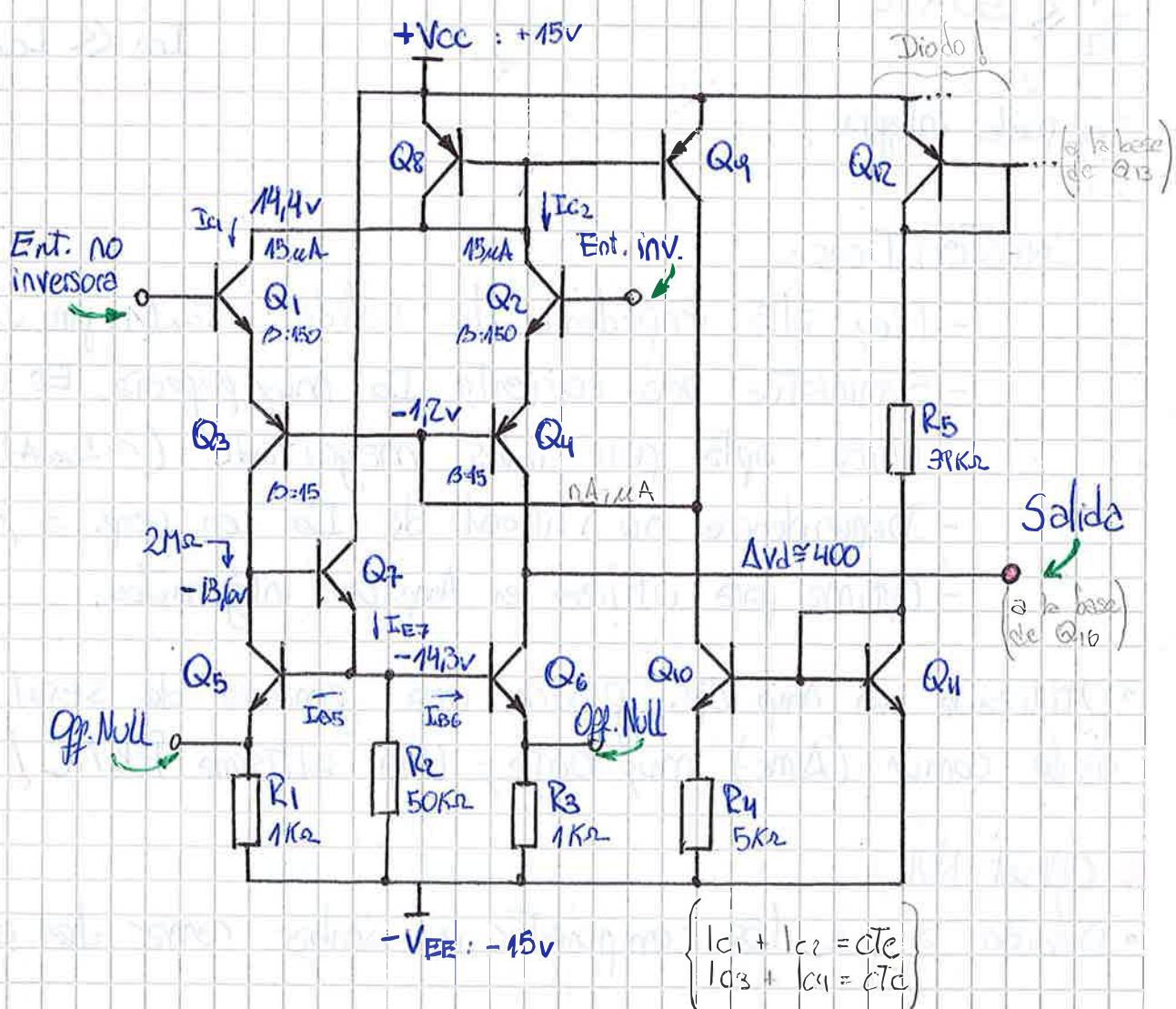
Op. estén equilibrados y balanceados pero no perfectamente, es que es necesario una corrección o compensación. La compensación puede ser hecha en fábrica (disp. de mayor costo) o puede ser externa.

La compensación externa <sup>(pla interna tambien)</sup> opset 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 Transistorer Q<sub>11</sub> y Q<sub>10</sub> con la resist. R<sub>4</sub> y R<sub>5</sub> 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 RRMC muy buena.(Pag.21)
- Los transist. Q<sub>1</sub>; Q<sub>2</sub>; Q<sub>3</sub> y Q<sub>4</sub> conforman el diferencial Cascodo. El transist. Q<sub>6</sub> hace de carga activa al tr. Q<sub>4</sub>, otorgandole una gran ganancia de tensión. Al utilizarse la configuración Cascodo, 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, las cuales están ligadas al sistema de polarización. Así se pueden equilibrar las corrientes de colector de los tr. Q<sub>3</sub> y Q<sub>4</sub> mediante un potenciómetro de ajuste fino. (pag.21)

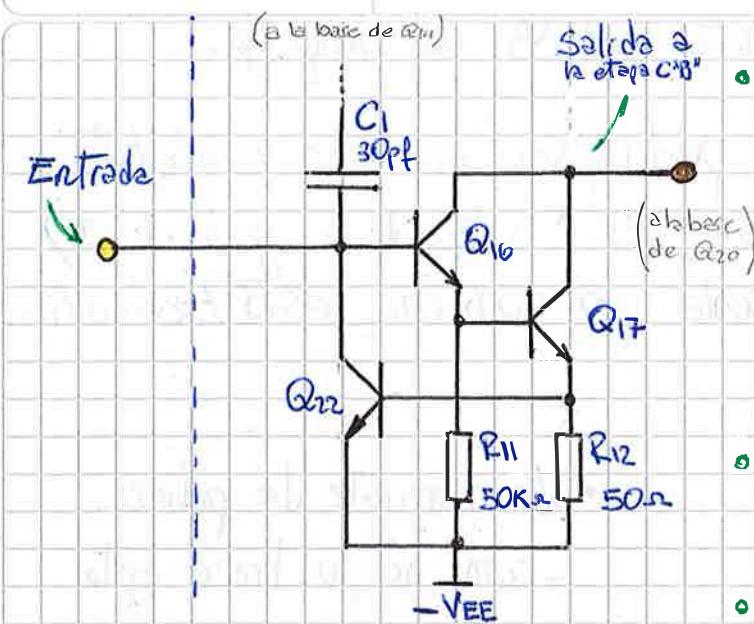
En la etapa de salida también suelen utilizarse trans. tipo FET o MOS, así se disminuye la corriente de salida (pol.) y se aumenta la impedancia de salida.

## 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  $\Delta i$ ) Es una etapa no inversora. Pese a su elevada  $Z_{in}$  y por ello introducir limitación en frecuencia. Debido a su elevada  $Z_{in}$  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  $\Delta V$  a la salida; debido a que toda la cadena está acoplada directamente (en CC); es necesario hacer un cambio de nivel.  
La polaridad de los transistores se cambia para combinar 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 ( $Z_{in} \text{ alta} \rightarrow Z_{out} \text{ baja}$ ) con cierta ganancia de corriente, (y así no cargar la etapa de salida).



- Los transistores  $Q_{16}$  y  $Q_{17}$  forman el par Darlington NPN en oposición a los PNP de la primera etapa, para el cambio de nivel.
- Tenemos una  $Z_L$  alta y ∴ cargamos poco a la etapa.
- $C_1$  es un caper. de compensación interna; limita la  $W_{lf}$  del Amp. Op. (estabiliza).
- $Q_{12}$  es un transist. que junto a  $R_{12}$  proporcionan realimentación neg. como parte del circ. de protección.

\* 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-

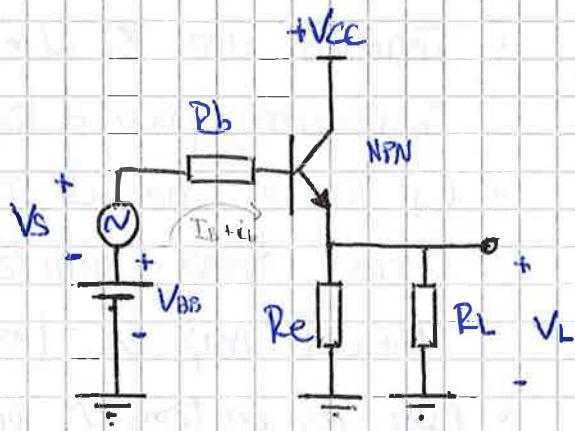
pasado, la compensación se realiza en la etapa intermedia ( $C_1$ ) y cuando necesita compensación externa se realiza en la etapa de entrada.

### III Etapas 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

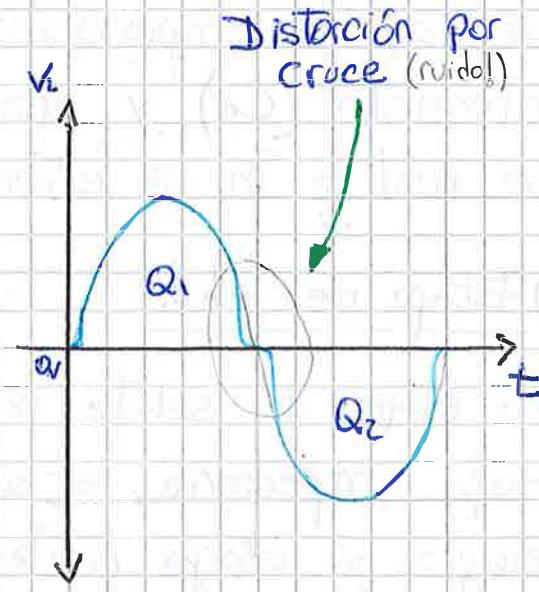
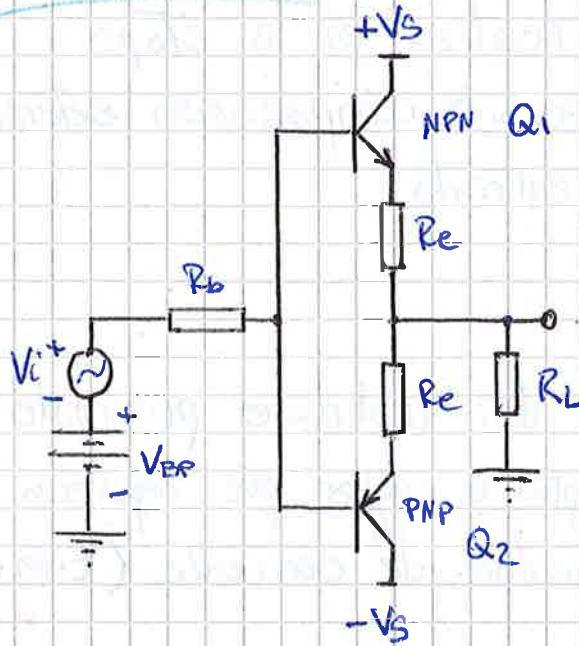
- Esta etapa debe presentar baja impedancia de entrada, para no limitar el AB del Amp. Op.
- El seguidor de emisor podría ser un buen candidato para esta etapa (tiene  $Z_{in} \uparrow$ ;  $Z_{out} \downarrow$  y gen. de I) pero en clase A presenta un consumo estacionario alto.



- 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°)

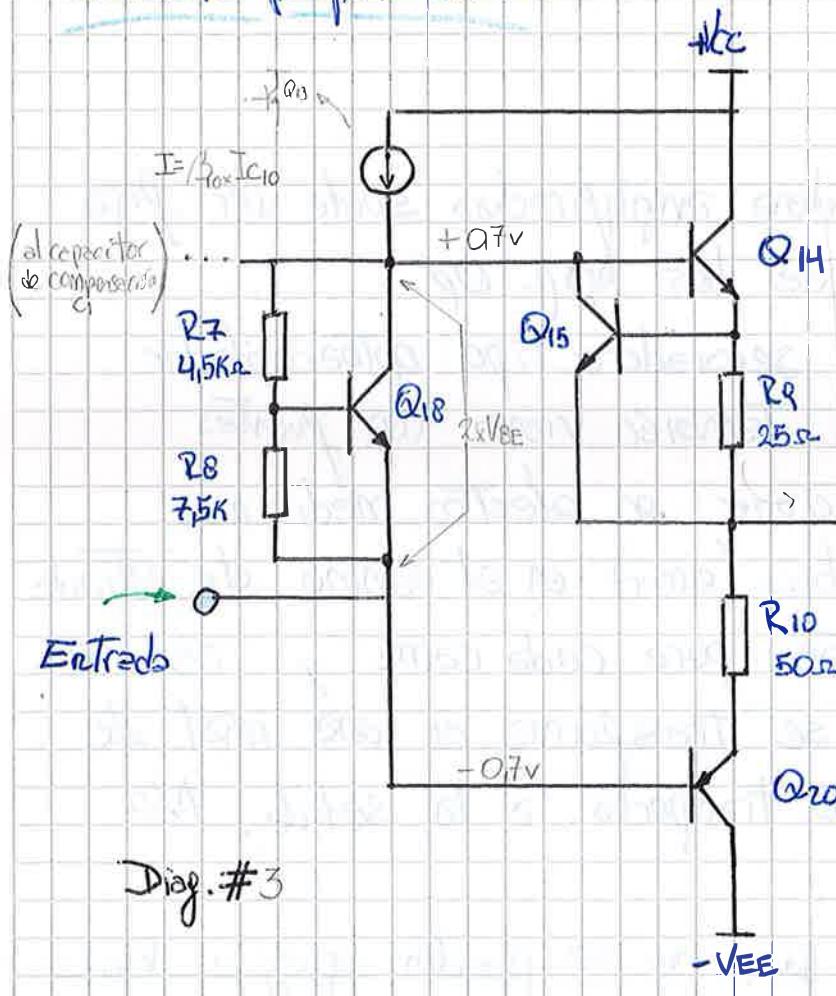
Círculo básico:



- 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 0,6v necesarios para polarizar la base del transistor y este entre 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:

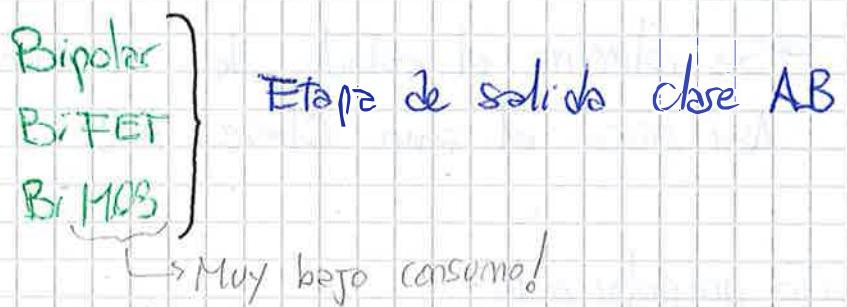


$$\begin{aligned} I_{DIV} &\gg 10 \times I_{BQ18} \\ I_{DIV} &= \frac{0.7V}{R_7} = \frac{V_{CE}}{R_7 + R_8} \\ V_{CEQ18} &= \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \times 0.7V \end{aligned}$$

- Q<sub>18</sub>, R<sub>7</sub> y R<sub>8</sub> forman un multiplicador de tensión.  
 $V_{CEQ18} = 2 V_{BE}$
- Q<sub>15</sub> es un circ. de protección por corriente junto a R<sub>9</sub>. Salida
- Q<sub>14</sub> y Q<sub>20</sub>; R<sub>9</sub> y R<sub>10</sub> forman la salida clase B.
- No presenta distorsión cruzada.

- La prepolarización puede realizarse de forma más sencilla con dos diodos en serie y dos fuentes de corriente, así se logre 1,4V de caída y proporcionará 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:

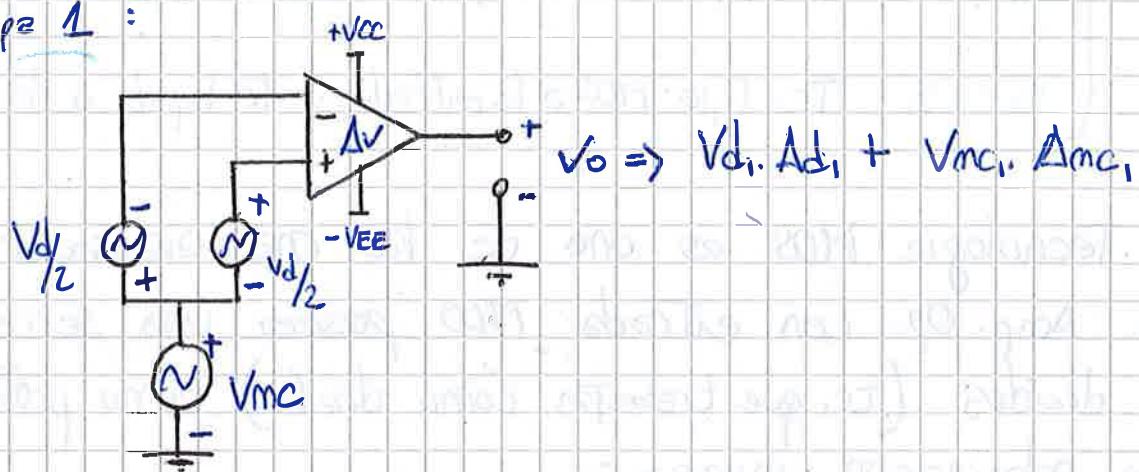


### Notas finales:

- La ganancia de la cadena amplificadora suele ser fija en la mayor parte de los Amp. Op.
- Existe 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 genera ganancias distintas para cada rama y así una porción de la V<sub>in</sub> 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 varizs

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

Etapas 1 :



$$\text{Etapas 2 : } V_{O2} = Ad_2 \times (V_{di} \cdot Ad_1 + V_{mc} \cdot \Delta mc_1)$$

$\hookrightarrow Ad_2 \times \Delta mc_1 \times V_{mc_1} \xrightarrow{\text{Se amplifica!}}$

Por esto es importante

tener una elevadísima

$$RRMC = 20 \cdot \log \left( \frac{Ad}{\Delta mc} \right)$$

$\Delta mc \rightarrow \emptyset$

Análisis de las familias tecnológicas en particular.

Prefijo literal

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

Fabricante

Analog 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 Tee. bipolar.
- BiFET : Tr. tipo FET a la entrada y tr. bipolares a la salida.
- BiMOS : Tr. Tipo MOS a la entrada y tr. bipol. a la salida.

La Tecnología MOS es una de las más 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 otrega el Amp. Op.  
muy elevada impedancia y muy  
bajas corrientes de polarización (fuga)

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

EJ:

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

Salida

Bipolar - Bipolar

Bipolar - JFET

Bipolar de Potencia - Bipolar

Bipolar - Bipolar.

National I.

Número  
de Parte

Encapsulado plástico

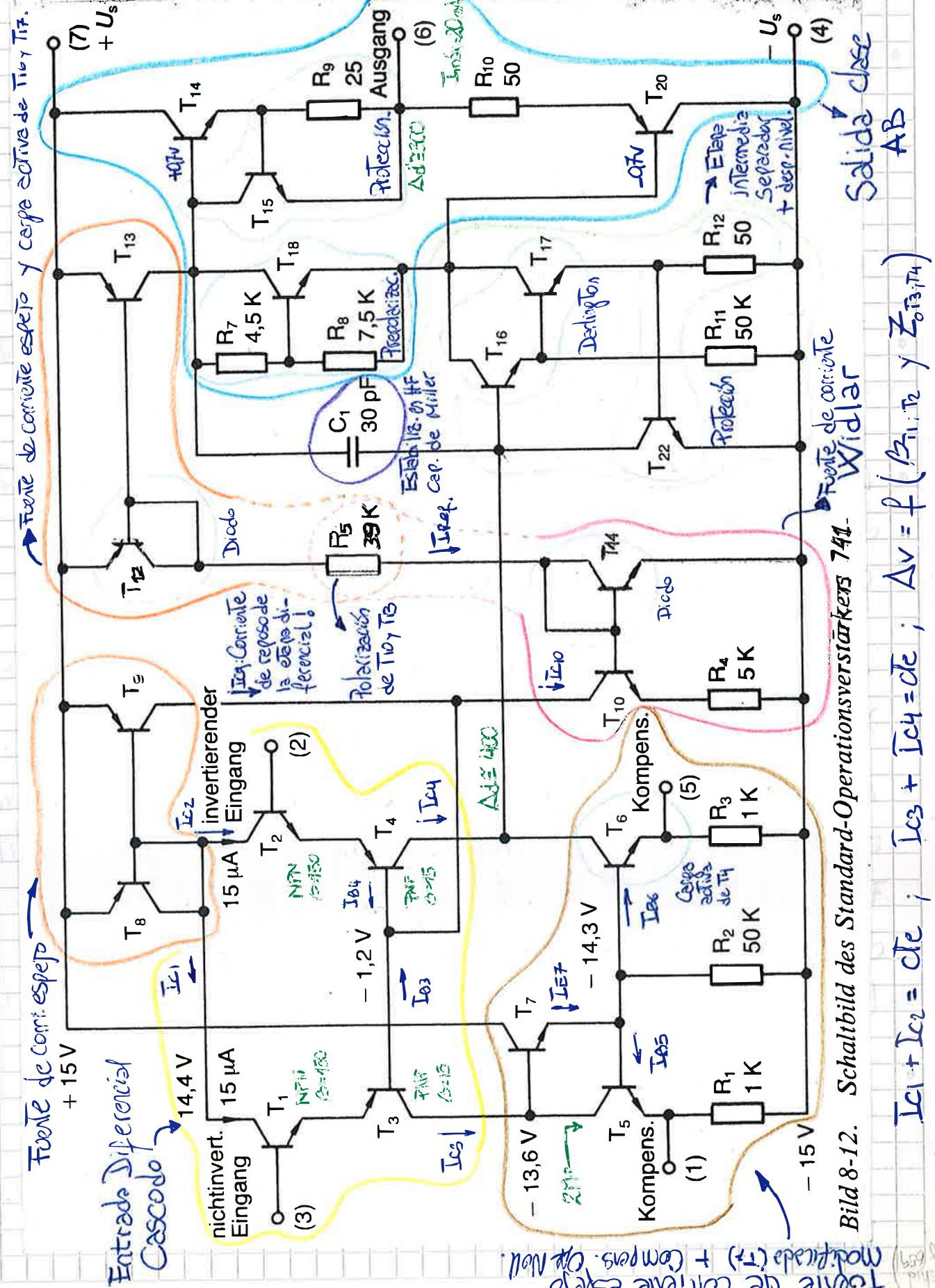
de 8 Terminales

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 Amp. Op. 741 04/02/2010

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



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

- Con el Amp. Op. 741 se abandona la entra da Darlington y se adopta el diferencial cascodo (pag. 20)  $T_1$  y  $T_3$  están unidos por los emisores; asimismo  $T_2$  y  $T_4$ . Los Transist.  $T_3$  y  $T_4$  son desplazadores de nivel y otorgan ganancia de tensión (También mayor AB).
- $T_{10}$ ;  $T_{11}$ ;  $R_4$  y  $R_5$  forman una fuente de corriente constante tipo Widlar (Pag. 21)  $I_0 = f(R_5, \frac{1}{R_4})$
- La combinación del dif. cascodo ( $T_3$ ,  $T_4$ ) con la fuente de corriente modificada ( $T_5$ ,  $T_2$ ,  $T_0$ ) duplican la ganancia del amplificador diferencial.
- La excusión de la tensión de salida varía entre  $+ (V_{SF} - 2v)$  y  $- (V_{S-} - 2v)$ .  
→ realim. negativa.
- El capacitor integrado  $C_1$  de  $30\text{pf}$  compensa en frecuencia el Amp. Op. por cancelación. Compensación o polo de Miller. Funciona como un integrador → Compensación por polo dominante; enmascara el efecto de los otros polos (mas arriba en frecuencia) cuando se trabaja en lazo abierto.
- $I_{CQ} = I_{C3} + I_{C4}$
- $I_{C10} = I_{CQ} + (I_{B3} + I_{B4}) ; I_{C10} = f(R_5)$
- $R_5$  → Referencia para los corrientes de polarización.
- $V_{CE_{T_{10}}} = 2V_{BE}$

- 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.

Fuentes: [Wikipedia.org : AmpOp]

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

↳ Corriente de referencia.

- $T_8$  forma un circuito desplazador de nivel o multiplicador de  $V_{BE}$  para la prepolarización de la etapa de salida ( $T_{14}$  y  $T_{20}$ ),  $V_{CE_{T_{14}}} \approx 1,4V$ .
- $R_{25}$  hace de resistencia sensora de la corriente por  $T_{14}$ , protegiéndolo contra sobrecarga → Protección por repliegue. A subir la DDP en  $R_9$ , el Tr.  $T_{15}$  comienza a conducir y dreca la corriente de base de  $T_{14}$  llevandolo al corte.
- $R_{12}$  funciona de forma similar a  $R_{25}$ , protegiendo contra cortocirc. o sobrecarga → al Darlington  $T_{16}, T_{17}$

# Parámetros de Amp. Operacionales 05/02/2010

## Definición y análisis de los parámetros más importantes:

### Principales Parámetros:

- 20g  
28 ✓ - RRMC      -  $\Delta V_{SIF}$   
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 :  $I_{os}$  } C.C.  
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  
36 ✓ - Respuesta en frecuencia :  $\Delta B$   
35 ✓ - Rango de voltaje de entrada  
36 ✓ - Ganancia para señales débiles  
38 ✓ - Ganancia para señales fuertes  
39 ✓ - PSRR  
✓ - Corriente de fuente  
39 ✓ - Excursión de tensión de salida : Swing.  
✓ - 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

Serie LF355: otra forma de especificación.

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

↳ LF 255 → Industrial.  
↳ LF 355 → Comercial.  
↓  
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 estas señales suele ser indeseada.

\* Adoptemos a  $V_{12}$  como la entrada no inversora para la inversora paralela.

Salida de  $V_{C1}$

$V_{C1}$

$V_1$

$V_{d/2}$

$V_{mc}$

$$I_E = (I_{C1} + I_{C2})$$

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

$$\begin{aligned} V_C &= -b_{pe} \cdot (I_E \cdot R_C) \quad (b = \frac{V_{be}}{V_{re}} = \frac{V_{be}}{R_{re} + R_C}) \\ \frac{V_C}{V_{be}} &= -gm \cdot R_C \quad gm = \frac{1}{r_{re}} \end{aligned}$$

$+V_{ce}$

$I_{C1}$

$I_{C2}$

$V_{C2}$

$V_2$

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

$V_{d/2}$

$V_{mc}$

$I_{EE}$

$R_{EE}$

$-V_{EE}$

## Amplificador Diferencial

(pag. 18)

- $V_{mc}$ : 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  $V_{mc}$ .

### Entrada : Diferencial.

### Salida : Asimétrica ; referida a masa.

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

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

$-R_{mc}$

### Desarrollo analítico :

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

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

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

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  $180^\circ$ .

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

① Definimos:  $\Delta V_1 = \frac{V_{ci}}{V_1} \Big|_{V_2=0}$  emisor común (inverso)

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

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

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

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

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

↳ 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 el 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  $\Delta_{mc}$  y una  $\Delta_d$ . 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:

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

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

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

$$V_{C2} = -\Delta v_2 \cdot \left( V_{MC} + \frac{V_d}{2} \right) + \Delta v_1 \cdot \left( V_{MC} - \frac{V_d}{2} \right)$$

$$V_{C2} = -\Delta v_2 \cdot V_{MC} - \Delta v_2 \cdot \frac{V_d}{2} + \Delta v_1 \cdot V_{MC} - \Delta v_1 \cdot \frac{V_d}{2}$$

$$V_{C2} = V_{MC} (\Delta v_1 - \Delta v_2) - V_d \left( \frac{\Delta v_2 + \Delta v_1}{2} \right)$$

$$V_{C2} = -V_{MC} \underbrace{(\Delta v_2 - \Delta v_1)}_{\Delta m_c} - V_d \underbrace{\left( \frac{\Delta v_2 + \Delta v_1}{2} \right)}_{\Delta d}$$

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

→ Si  $\Delta m_c \rightarrow 0$ ;  $V_{C2} \rightarrow -V_d \cdot \Delta d$

\* En el Rishid aparecen con los signos cambiados...

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

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

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

Nota: Podría haberse tomado  $\Delta d = \Delta v_1 + \Delta v_2$  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

RRNC<sub>dB</sub>

90 dB

741

100 dB

LF 355

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

101

96 dB (min. 80 dB)

301

90 dB (min. 70 dB)

Valores Típicos  
al 2009:  
RRMC ≈ 110 dB

Se suele especificar el valor típico y el mínimo.

Este último es útil para el diseño!

[ $\Delta m_c$ ;  $\Delta d$ ; Ruido/Interferencia( $V_{MC}$ ); Setaf ( $V_d$ )  $\Rightarrow$  Datos de diseño]

RRMC en un Buffer:

06/02/2010

Tenemos que

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

∴

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

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

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

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

$$V_o = V_s \times Ad$$

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

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

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

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

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

• Caso ideal:

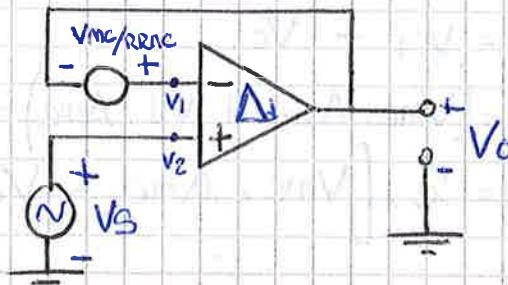
$$\left. \begin{array}{l} RRMC \rightarrow \infty \\ Ad \rightarrow \infty \end{array} \right\} \frac{V_o}{V_s} = 1$$

• 2do Caso:

$$\left. \begin{array}{l} RRMC \rightarrow \infty \\ Ad \rightarrow \text{finite} \end{array} \right\} \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Ad}}$$

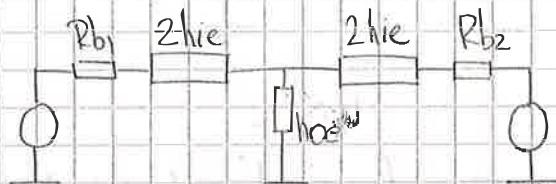
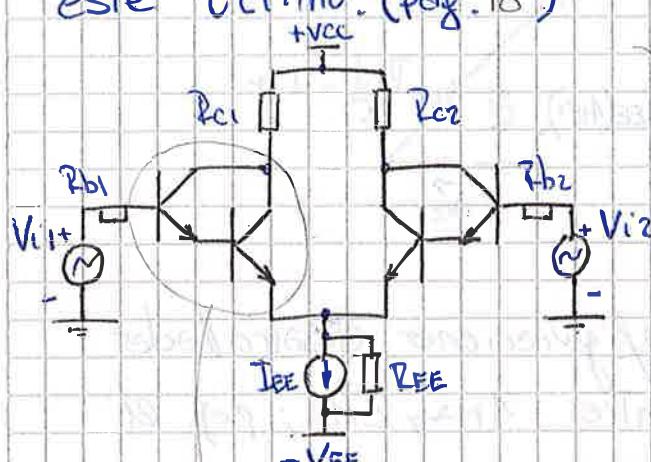
0

NOTA

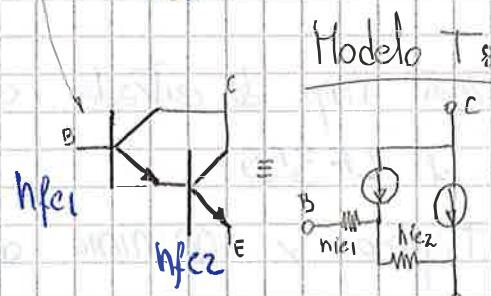


## \* Impedancia de entrada: $Z_i$

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



Reflexión:



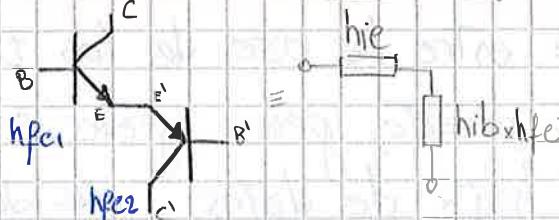
$$\text{Si } h_{fe1} = h_{fe2}$$

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

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z_{id}}{2} &\Rightarrow h_{ie1} + h_{ie2}, h_{fez} \\ &\Rightarrow \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{I_{CQ2}} \cdot h_{fe2}^2 \\ &\Rightarrow \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{(I_{CQ1} + h_{fe1})} \cdot h_{fe2} \end{aligned} \right\}$$

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

Para el Cascode:



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

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

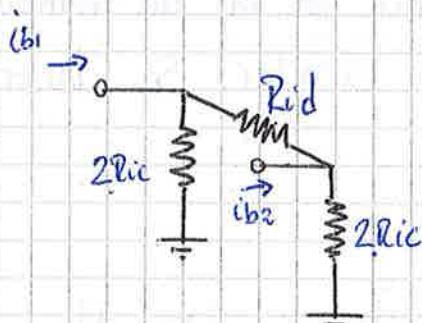
Modelo  $\pi$ :

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z_{id}}{2} &\Rightarrow h_{ie1} + h_{ib} \cdot h_{fez} \\ &\Rightarrow \frac{V_T}{I_{CQ1}} \cdot h_{fe1} + \frac{V_T}{I_{CQ2}} \cdot h_{fe2} \end{aligned} \right\}$$

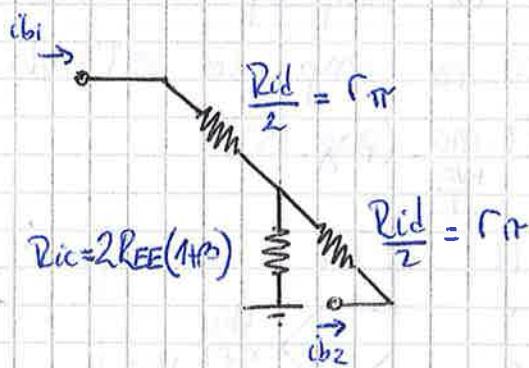
Como  $I_{CQ1} = I_{CQ2}$

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

Circ. eq. T



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. → balance de trabajo.

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

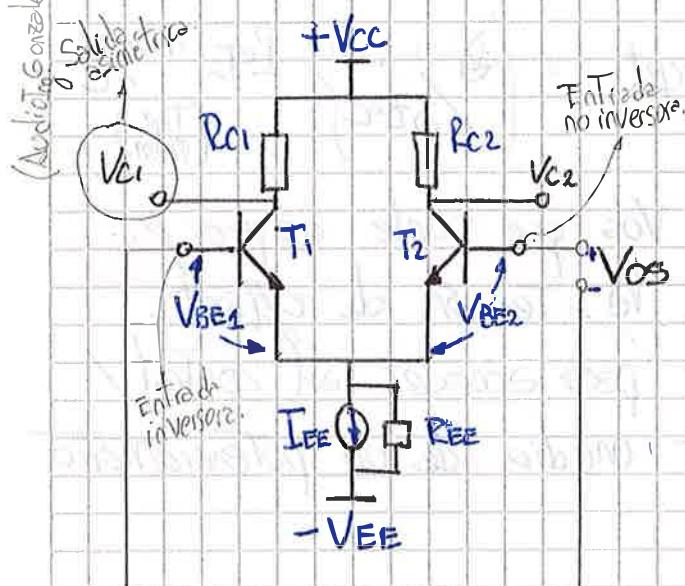
en cadenas de escalamiento directo, genera graves problemas tales que aparecen en las hojas de datos; se denominan

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".

→ También se llama V<sub>IO</sub>: input offset voltage



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

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

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

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

- Si V<sub>OS</sub> se aplica a la entrada el error se compone.

- V<sub>OD(BE)</sub> es un nivel de C.C. a la salida del Amp. Op. producto de la polarización distinta de T<sub>1</sub> y T<sub>2</sub>;  
 $V_{BE1} \neq V_{BE2}$ ; Así  $V_{BE1} - V_{BE2} = \Delta V_{BE} = V_{OS}$   
con una fuente de señal diferencial de bajo imp. $(Y_{Vd})$ ;  $V_{OD(BE)} = V_{OS} \cdot AD$ .

En las hojas de datos suelen encontrarse valores de V<sub>OS</sub>.

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<sub>OS</sub> se corre en func. de la Temperat.!  
(Drift)

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

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

$$\hookrightarrow \text{Drift} : \left( \frac{\Delta I}{\Delta T_{\text{deg}}} \right); \text{Pct: } 15 \text{ mV}/^\circ C \quad (\text{T}_{IP} \text{ prom})$$

- 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 multivuelta (comp. en CC.)

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

## \* Desviación térmica de la Vos

$$I_{C(BE)} = I_S \cdot \left( e^{\frac{V_{BE}}{kT_A}} - 1 \right)$$

$$I_{C(BE)} = I_S \cdot \left( e^{\frac{V_{BE}}{(kT_A)}} - 1 \right)$$

$$\frac{I_{C(BE)}}{I_S} = e^{\frac{V_{BE}}{(kT_A)}} - 1$$

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

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

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

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

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

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

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

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

• 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  $V_{OS} \approx 0,1 \times V_T$

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

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

$$* \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} = \frac{K_B}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \Rightarrow \frac{V_{OS}}{T_{OK}} = D_V$$

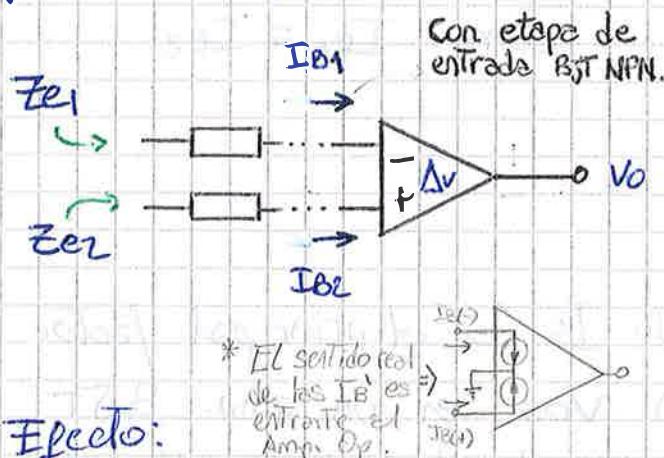
$$T_{OK} = 273 + 25 \Rightarrow 298^{\circ}K$$

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

• Vemos que la derivada térmica es linealmente dependiente de la temperatura:  $V_{OS}(t) = C \cdot t^{\circ}K$

## \* Corriente de polarización de entrada: $I_{B1}$ y $I_{B2}$

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 F.J. N° 23, pag 38 del cap práctico)



### 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.

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

### Ejemplos:

LM307  $\approx 23^\circ C$   $I_B$  70nA (typ) 250nA (máx)  
 LF355  $\approx 25^\circ C$   $I_B$  30 pA (typ) 200 pA (máx)

$$\left\{ \begin{array}{l} I_B : 1 \mu A < I_B < 10 \mu A \\ \text{FET} \qquad \qquad \qquad \text{BJT} \end{array} \right.$$

## \* 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, aún cuando los imp. de entrada son iguales.
- $I_{os}$ : es un efecto de orden inferior;  $E_{IB} \gg E_{os}$ .

### Ejemplos:

LM307	a 23°C	$I_{os}$ 3nA (typ.)	50nA (max)
LF355	a 25°C	$I_{os}$ 3pA (typ.)	50pA (max)
741	a 25°C	$I_{os}$ 30nA (typ.)	80nA (max)

- Se suele especificar la deriva de  $I_{os}$  con resp. a la temperatura,  $nA/°C$ . Se supone que al Amp. Op. se lo va a trabajar compensado con resp. a la  $I_B$ ; por ello solo se especifica  $\frac{dI_{os}}{dT_c}$

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

- La corriente de polarización depende de la temp. a través de la variación del  $\beta$  del Transistor.

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

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

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

$$\begin{cases} +0,005^{\circ}\text{C}^{-1} & T > 25^{\circ}\text{C} \\ -0,015^{\circ}\text{C}^{-1} & T < 25^{\circ}\text{C} \end{cases}$$

Aplicado a la  $I_{os}$ ; la deriva 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 lo deriva 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:

LM307       $\partial V_{os}/\partial T: 6 \mu V/\text{C}$        $\partial I_{os}/\partial T: 10 \text{ pA}/\text{C}$

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

→ Puede llegar a ser un error muy grande!  
 $(\times \Delta T)$

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

- La  $V_{os}$  enmascara en gran medida a la  $I_B$  en cuanto al 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.       $I_{B(\text{tip})}: 70 \text{nA}$        $I_{os(\text{tip})}: 3 \text{nA}$

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. bipolares (el 2004), por que:
  - Tienen imp. de entrada relativamente alta.
  - Poseen una mejor descripción de la variación de los parámetros  $V_{OS}$ ;  $I_{O}$ ;  $I_{DS}$  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;<sup>Fig. 8.10</sup> en los tr. Fet existe una covariación muy grande entre los parámetros.<sup>Curvas más claras.</sup>
  - 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 a sus entradas y la Tercera; tensión de ruido térmico, asociada a la resistencia del generador:

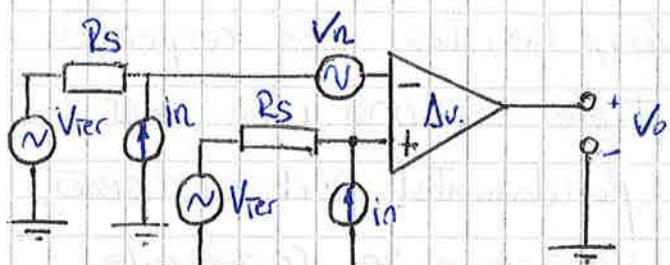
→ Generador de ruido térmico o de Johnson; se genera por el movimiento aleatorio de los portadores, aún sin alimentación.

Los portadores de carga en un conductor se mueven de forma aleatoria y caótica, fibrilmente. 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 Schokley y Sintetico; Debido a la mecánica de conducción del semiconductor.



- Tensión de ruido total:

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

- Sumando el ruido térmico:

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

Aquí:

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

- 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:

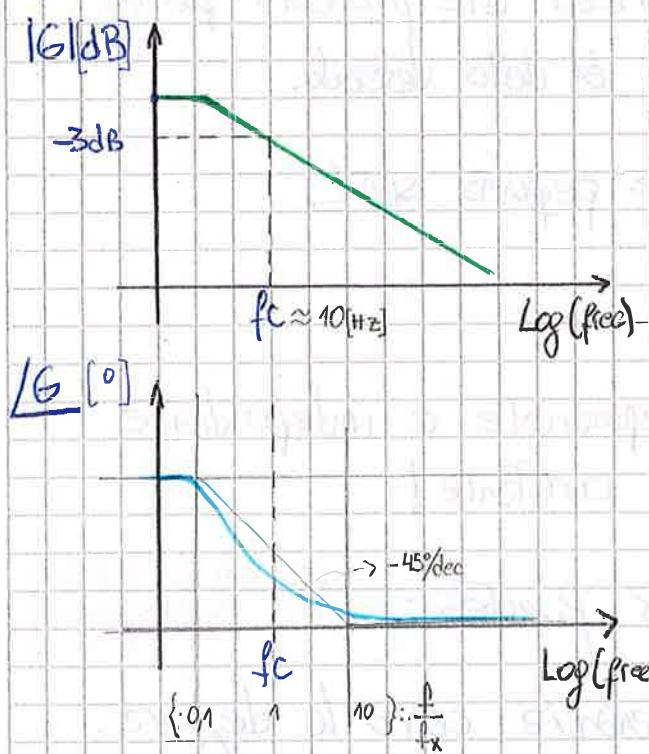
- Tensión máx. diferencial (entre los dos pines de entrada)
- Tensión máx. de modo común (entre masa y una entrada)

- Por debajo de la tensión máxima se asegura el funcionamiento (linealidad; características; estabilidad...); Por arriba de esta tensión las características varían y no se puede garantizar el func. del Amp. 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 pequeño señal
- $f_c$  está en el orden de los 10 Hz.
- Se especifica en [dB] y [grados]  $\frac{\text{Logr.}}{\text{freq.}}$

## \* Respuestas en frecuencia para señales débiles:

Con señal débil se considera al amplificado casi a circ. 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  $G=1$
- $\Delta f \approx 1 \text{ MHz.} \Rightarrow f_c$ .

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

- 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:

$$G_{NI} = \left( 1 + \frac{R_F}{R_I} \right)$$

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

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

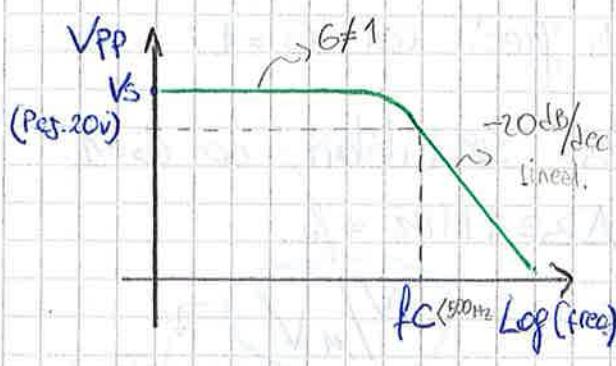
$$\Delta B_{NI} = \left( \frac{G_{\text{ganancia}} \times \Delta B_{6.4}}{G_{NI}} \right) [\text{Hz}]$$

• Para pequeñas señales.

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

\* Respuesta en frec. para señales fuertes: ? Ganancia de tensión para señales fuertes!

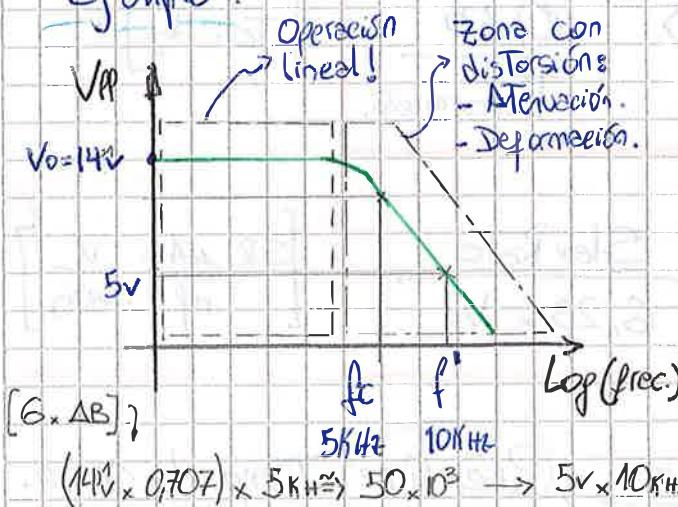
No se trata de una espec. de ganancia como la de para señales débiles (dB); se especifica para grandes señales sin distorsión  $V/mV$ ; se trabaja con unidades como el  $[V; mA]$



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

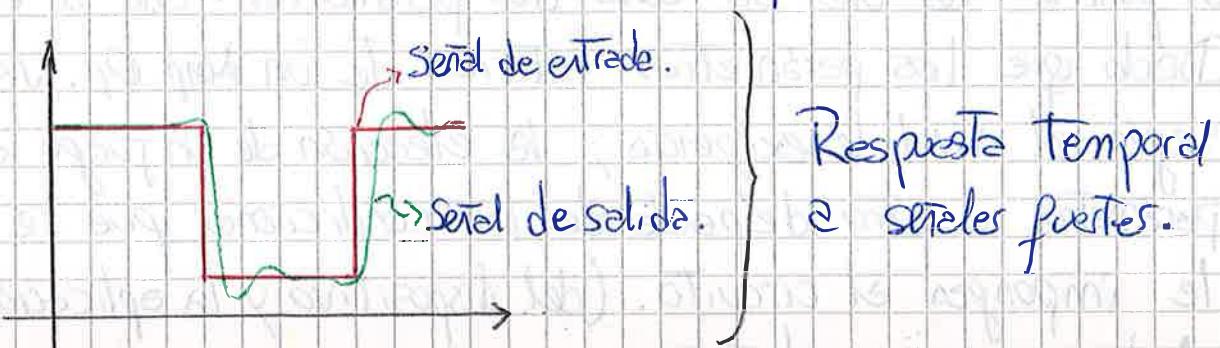
- Existen limitaciones tecnológicas. Superados ciertos parámetros el Amp. Op. comienza a recortar (distorsionar) debido a la capacidad limitada de respuesta de las fuentes de corriente.

Ejemplo:



Uso como comparador:

Config. como seguidor de emisor para señal fuerte.



- 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: [excusión para la salida sin distorsión va freq.]

- Un amp. op. más veloz tiene mejor ancho 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

$$\Delta B \underset{G=1}{\text{p/ señales débiles}} \Rightarrow \frac{0,35}{T_{crecimiento}} \quad [\text{Tc: seg.}]$$

Ecu. # 6

$$\Delta B \underset{\text{p/ señales fuertes}}{\text{p/ señales fuertes}} \Rightarrow \frac{\text{Slew Rate}}{6,28 \times V_o} \quad \left[ \text{S.R.} : \frac{\mu A}{nf} : \frac{V}{useg} \right]$$

aproximaciones corroboradas

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

La respuesta temporal o resp. en frecuencia queda determinada en función de uno de estos dos parámetros: S.R. o T.C

- Dado que los parámetros internos de un Amp. Op. varían 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 parám. son distintos:

Velocidad:

$$\left[ \frac{\mu A}{nf} : \frac{V}{useg} \right]$$

Slew - Rate

→ Parámetro de energía; Para señales fuertes.  $V/I$ ; relación c/potencia!

Tiempo:

del 10%  
al 90%  
T. de establec.

Rise - Time

→ Parámetro temporal de bajo nivel.  
 $V/T$ ; velocidad, deriva.

### Ejemplo: Línea de transmisión de datos.

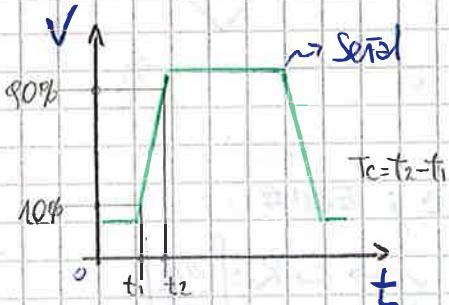
Tenemos que usar parámetros para señal fuerte ya que es el A.O.P.

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

Tc

- ① Cuando no se suministra 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.



$$W_H = \frac{2,2}{T_c} \quad \frac{2,2}{2,2} = 0,35.$$

↓ Pág. 31

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

↓ Páginas débiles.

El valor 0,35 surge de  $s = \left| \frac{\ln 0,1 - \ln 0,9}{2 \pi} \right| \rightarrow$  Desarrollo en pag. 100'.

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

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

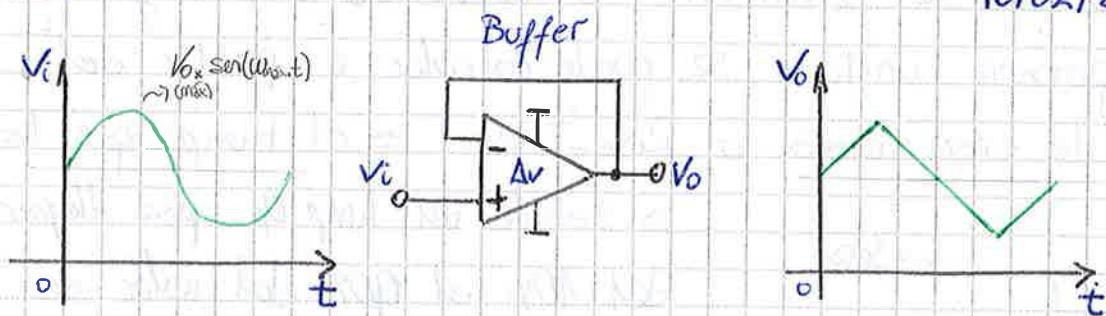
S.R.

- ② La velocidad de crecimiento o rapidez de respuesta se define como el cambio de voltaje a la salida en el tiempo.  $\Rightarrow$  P<sup>1</sup> señales fuertes.

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

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

10/02/2010



→ Para determinar la máxima frecuencia; Ecu #6:

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

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_i(t)}{dt} = \frac{d(V_0 \cdot \sin(\omega t))}{dt} \Rightarrow V_0 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \\ \frac{dV_i(t)}{dt} = V_0 \cdot \omega \left[ \frac{V}{s} \right] \rightarrow S.R. \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} * \\ S.R. = V_{0,0} \cdot W_{\text{máx.}} \end{array} \right.$$

$\hookrightarrow$  MÁS perdida!

Ejemplo: EL LM307 tiene un S.R. = 0,5 [V/ $\mu$ s]

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

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

→ 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<sup>1</sup> Amp. Op. autocompensados sería la C de Miller)

\* Excursión de tensión a la salida : Swing

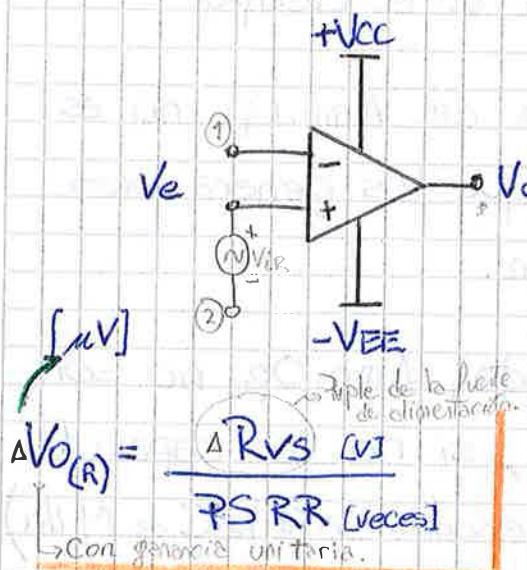
Es la excursión o amplitud pico a la salida con referencia a cero [V], con la freq. de trabajo fija a un valor; P.ej.: 1[kHz], Sin distorsión!

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

- Debeido a la etapa clase B de salida;  $V_{omax} = V_{cc} - V_{CE(sat)}$   
⇒ donde  $V_{CE(sat)}$  típico es 0,7V.
- Existe Amp. Op. "RTR" 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.

Ejemplos: LM324; PSR = 100 dB  $\rightarrow 100 \times 10^3$  veces.

$$\text{Si } R_{VS} = 0.5 \text{ V;}$$

$$\Delta V_o(R) = \frac{0.5 \text{ V}}{100 \times 10^3} \Rightarrow 5 \mu\text{V}$$

$$\left( \frac{\Delta V_o(R)}{R_{VS}} \right)$$

$\rightarrow \Delta V_{CC}$  produce  $\Delta V_{o(R)}$

(schilling - Below pg 434)

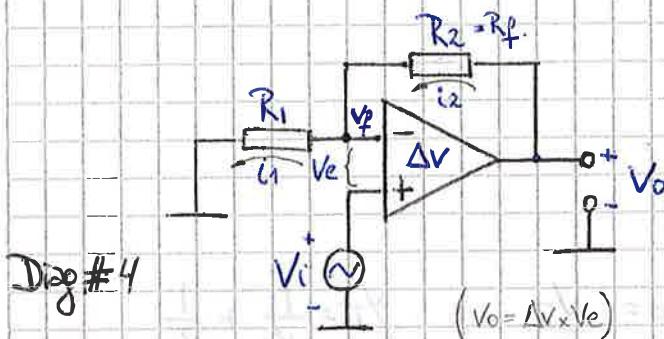
Notas sobre ruido térmico:

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

Desarrollado en pag. 35!

## Aplicaciones Básicas

### \* Amplificador operacional no inversor



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

### \* Topología de realimentación:

$$\left. \begin{array}{l} \rightarrow \text{Muestra de tensión} \\ \rightarrow \text{Mezcla en serie (tensión)} \end{array} \right\} V_f = \beta \times V_o$$

\* Se trata de un amplificador de tensión:  $V_o = \Delta V_f \times V_i$   
 $\hookrightarrow$  Lazo de transfi. se establece en tensión!

Función de transferencia de tensión: IDEAL

11/02/2010

$$\textcircled{1} \quad \left\{ V_L = \frac{\Delta V \times \alpha}{1 + \Delta V \cdot \beta} \times V_i - \frac{Z_o}{1 + \Delta V \cdot \beta} \times I_o \right\} \quad (\text{Ecu } \# 1; \text{ Pag. 11})$$

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

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

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

$$V_o = \frac{\Delta V}{\Delta V \cdot \beta} \times V_i \Rightarrow \frac{1}{\beta} \times V_i \longrightarrow \Delta V_f \approx \frac{1}{\beta}$$

$$\wedge \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \therefore \quad \Delta V_f = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

• Gan. de tensión a lazo cerrado ideal!  
 $\Delta V \rightarrow \infty$

Otros caminos para encontrar la fun. transf:

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

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

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

- ③ • Por LKI: para el nodo  $V_f$ .

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

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

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

- ④ • Como  $i_1 = i_2$ :

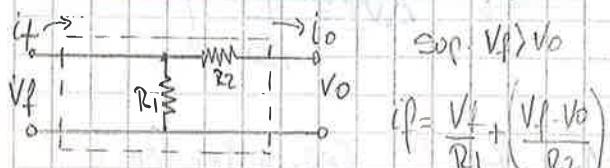
$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{(V_o - V_i)}{R_2} ; \quad V_i \cdot R_2 = V_o \cdot R_1 - V_i \cdot R_1$$

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

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

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

Notas sobre la red  $\beta$ : trabajando la como cuadripolo



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

$$\text{Si } i_f = 0 ; \quad \frac{V_f}{R_1} = \frac{V_o - V_f}{R_2} ;$$

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

## Funcióñ de transferencia de tensión : REAL

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

Lazo Cerrado  
Sin Corriente ( $i_1 = 0$ )  
Sin Perdidas ( $V = 1$ )

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

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

$\Delta V \neq 0$

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

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

Otro camino : (independiente de la Ecu #1)

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

$\frac{V_f}{R_1}$

$\therefore V_i = V_c + V_f$   
 $V_f = V_i - V_c$

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

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

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

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

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

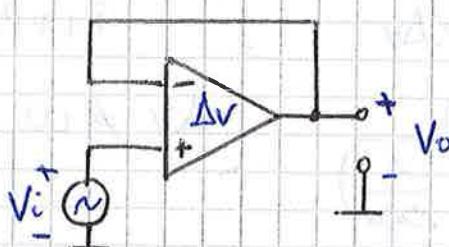
$$\Delta V_f = \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \times \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta \cdot \Delta V}} \right)$$

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

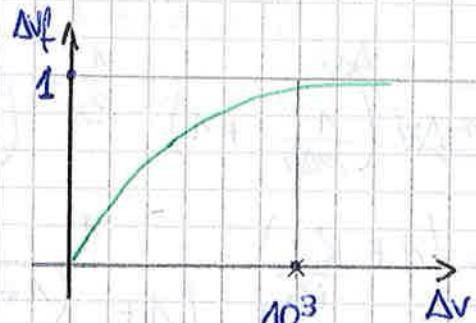
- Para el caso particular en que  $R_f \rightarrow \infty$  y  $R_i \rightarrow \infty$ , estamos en presencia de un "seguidor de emisor" con ganancia  $G = 1 \Rightarrow$  **Buffer**.

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

$$\Delta V_f = 1$$



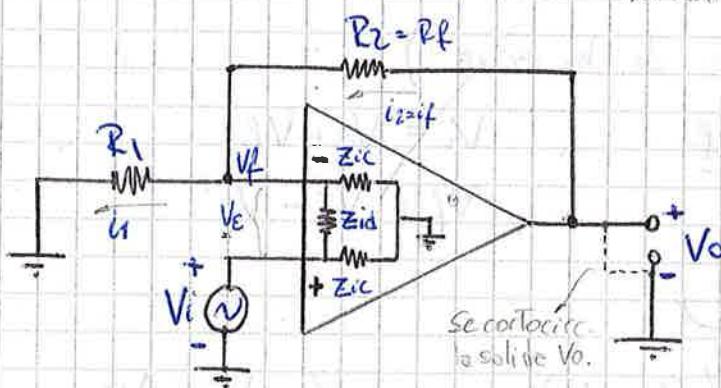
$$R_f = \infty \Omega; R_i = \infty \Omega; \Delta V \gg 10^3$$



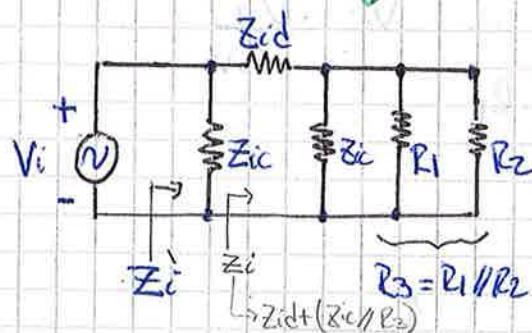
Buffer: Sirve como adaptador de imped. entre una fuente con  $Z_g$  muy alta y una carga de baja impedancia.

Impedancia de entrada:

(1)



Por realim.  $V_o = \phi_{Vi}$ :



$$1) \quad Z_i = \left\{ Z_{ic} \parallel \left[ Z_{id} + (Z_{ic} \parallel R_3) \right] \right\}$$

$$2) \quad Z_i = Z_{id} + (Z_{ic} \parallel R_3)$$

$$Z_i = Z_{id}$$

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

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

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

$$\therefore Z_{id} + R_3 \approx Z_{id}$$

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

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

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

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

$$Z_{if} = (1 + B \Delta V) \times Z_{id}$$

↑ Aumenta debido a la mezcla en serie

Sin despreciar ningún término:

$$Z_{if} = Z_{inc} \parallel \left\{ \left[ Z_{id} + (Z_{ic} \parallel R_3) \right] \times (1 + A \cdot B) \right\}$$

- 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  $\beta$  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. : 
$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{id} = 27\Omega \\ Z_{cc} = 100M\Omega \\ \Delta V = 200 \times 10^3 \end{array} \right.$$

$$\beta = \frac{1}{G} \Big|_{\substack{G=1 \\ \Delta V \rightarrow 0}} = \frac{1}{14} = 0,071$$

$$Z_{if} = (1 + 0,071 \times 200 \times 10^3) \times 27\Omega = 28,5 [G\Omega]$$

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

• Como  $Z_{if} \parallel Z'_i = Z_g$   
 $\wedge Z_{if} \gg Z_g$

•  $Z'_i = Z_g \Rightarrow 75\Omega$

Otro camino para encontrar  $Z_{if}$ :

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

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

$$V_i = V_E (1 + \beta \Delta V) \quad \wedge \quad V_E \approx i_i \cdot Z_{id} \rightarrow \text{Como } Z_{ic} \text{ es muy grande,}\\ \text{escribo } i_i \text{ en su lugar por } Z_{id}, \text{ y la reescribo en } R_1 \parallel R_2 \text{ es infinito.}$$

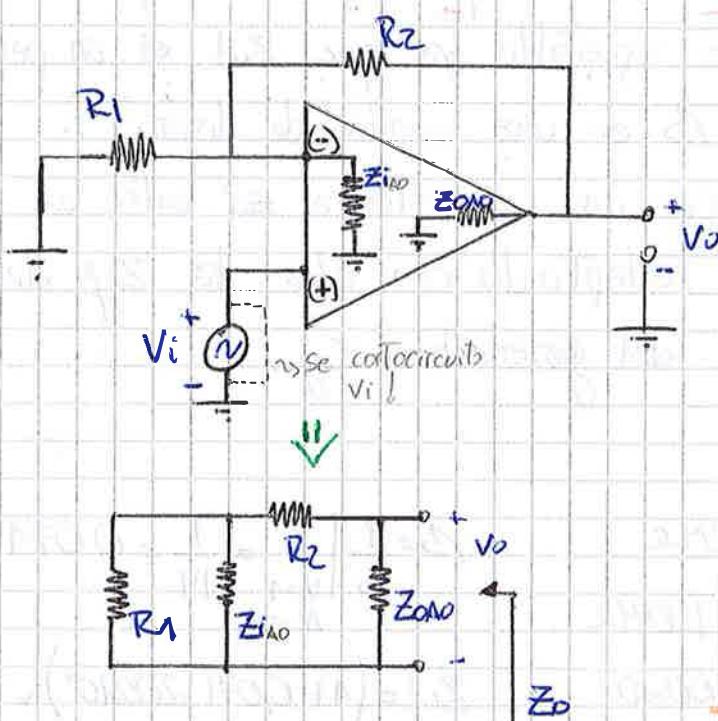
$$V_i = i_i \cdot Z_{id} (1 + \beta \Delta V)$$

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

## Impedancia de Salida:

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

①



$$\Rightarrow R_1 \ll Z_{i_{AO}} \\ \therefore R_1 // Z_{i_{AO}} \approx R_1$$

$$\Rightarrow Z_{AO} \ll (R_1 + R_2) \\ \therefore Z_{AO} // (R_1 + R_2) \approx Z_{AO}$$

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

$$Z_o = Z_{AO}$$

• Aplicando la Ecu. # 8, pag. 11:

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

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

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

Otro método para encontrar  $Z_{of}$ :

$$② \quad V_o = V_c - \Delta v \quad \wedge \quad V_c = V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta V_o$$

$$V_o = (V_i - \beta V_o) \Delta v$$

$$V_c = V_i - \beta V_o$$

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

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

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

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

mmmmmmmm! El desarrollo supone:

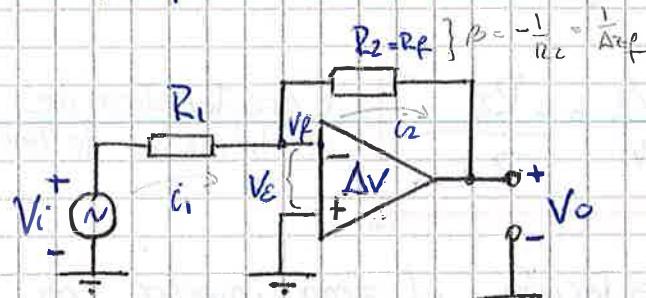
$$1) Z_{of} = \frac{V_o}{I_o} \therefore V_o = Z_{of} \cdot I_o \quad \text{OK}$$

$$2) \frac{V_i \cdot \Delta v}{I_o} = Z_o ?$$

NOTA

$Z_o?$

## \* Amplificador operacional inversor



- $V_C \rightarrow \phi_v$
- Tenemos masa virtual en el terminal (-)
- $R_C(V_0) \rightarrow$  parte de  $\beta$ !

$$I_f = \beta \cdot V_o$$

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

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

Función de transferencia de transresistencia:

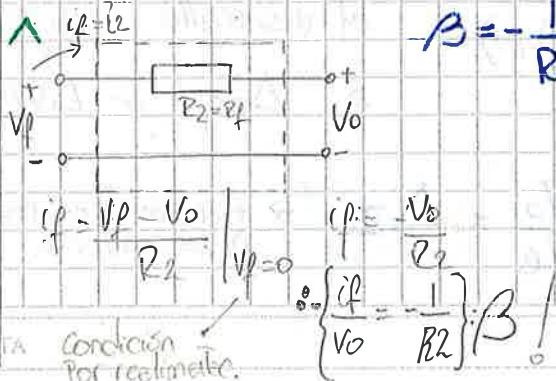
① 
$$\left\{ \frac{V_L}{V_i} = \frac{\alpha \cdot \Delta z}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_i - \frac{Z_0}{(1 + \beta \Delta z)} \cdot I_L \right\} \quad (\text{Ecu. } \#3; \text{ pag. 13})$$

Según aliment.

- 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  $\beta \Delta z \gg 1$ ;  $1 + \beta \Delta z \approx \beta \Delta z$

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

$I_p$	$V_p - V_o$
$V_p = V_c = \frac{V_o}{R_2}$	
$I_f = \frac{V_o}{R_2}$	$\Delta V = V_o - V_b$
$I_f = \frac{V_o}{R_2}$	$I_f = \frac{V_o}{R_2}$
$I_f = \frac{V_o}{R_2}$	$I_f = \frac{V_o}{R_2}$
$\frac{I_f}{V_o} = \beta = \frac{1}{R_2}$	
!	
NOTA	Condición por rectificadora.



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

$$\Delta z_f = -R_2$$

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

Generación de transresistencia en lazo cerrado ideal!  
 $\Delta V \rightarrow \infty$

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

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

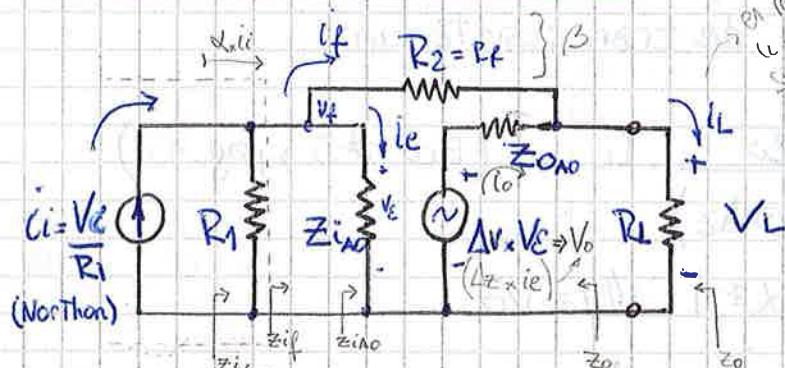
$$\Delta V_f = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

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"

### ③ Desarrollo analítico de $V_L$



•  $M_U$ : Tensión  
 $M_E$ : paralelo (corr.) }  $\beta = \frac{i_f}{V_L} \left[ \frac{1}{z_L} \right]$

•  $i_{R_1} = (1-\alpha) \times i_i$

•  $i_i + i_f + i_e = Z_{i(AO)}$

•  $Z_O \neq Z_{o_f}$

$\alpha i_i = i_f + i_e$   
 $\therefore i_e = \alpha i_i - i_f \wedge i_f = \beta \cdot V_L$   
 $i_e = \alpha i_i - \beta V_L \rightarrow$  multiplicando por  $Z_{i(AO)}$ :  $Z_{i(AO)} i_e = \alpha i_i \cdot Z_{i(AO)} - (\beta V_L) \cdot Z_{i(AO)} \Rightarrow V_L =$

$$V_L = \Delta V \cdot V_e - i_o \cdot Z_{i(AO)}$$

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

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

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

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

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

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

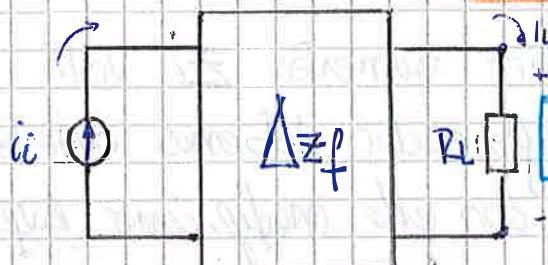
$$Z_{i(AO)} = \frac{V_e}{i_e}$$

$$\Delta V \cdot Z_{i(AO)} = \frac{V_o}{V_e} \times \frac{V_e}{i_e} = \frac{V_o}{i_e} = \underline{\Delta Z} \rightarrow \text{Gan. de Trans resist. a lazo abierto.}$$

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

Circ. equivalente:

$$V_L = \frac{\alpha \cdot \Delta z \cdot i_i - Z_{AO} \cdot i_o}{(1 + \beta \cdot \Delta z)} \quad |$$



$$[V_L \Rightarrow \Delta z_f \cdot i_i - Z_{OF} \cdot i_o] \downarrow$$

Generador de tensión controlado por corriente!

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

$$Z_{OF} = \frac{Z_{AO}}{(1 + \beta \cdot \Delta z)} \quad |$$

Impedancia de entrada:  $\left\{ \begin{array}{l} Z_{ii} = \frac{V_E}{i_E}, \quad Z_{if} = \frac{V_E}{\alpha \cdot i_i} \\ Z_{id} // Z_{ic}, \quad \text{o} \quad Z_{id} // (Z_{ic}) \text{ según el medio.} \end{array} \right.$

$$V_E = i_E \cdot Z_{AO} \quad | \quad i_E = \alpha \cdot i_i - i_f \quad | \quad i_f = \beta \cdot V_L$$

$$i_E = \alpha \cdot i_i - \beta \cdot V_L$$

$$\therefore V_C = \alpha \cdot i_i \cdot Z_{AO} - \beta \cdot V_L \cdot Z_{AO}$$

$$\alpha \cdot i_i = \frac{V_C + \beta \cdot V_L \cdot Z_{AO}}{Z_{AO}} \quad ; \quad Z_{if} = \frac{V_E}{\alpha \cdot i_i}$$

$$\therefore Z_{if} = \frac{V_E \cdot Z_{AO}}{V_E + \beta \cdot V_L \cdot Z_{AO}} = \frac{V_E}{V_E + \beta \cdot V_L \cdot Z_{AO}} \cdot \frac{Z_{AO}}{(1 + \beta \cdot \frac{V_L}{V_E} \cdot Z_{AO})} \quad \hookrightarrow \Delta v$$

, entonces  $R_L // Z_{AO}$ !

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

$$Z_{if} = \frac{Z_{AO}}{1 + \beta \Delta z} \quad |$$

- $Z_{AO}$  suele ser alta.
- $Z_{if}$  es baja; ya que es una mezcla de corriente.

Tanto  $Z_{ii}$  como  $Z_{AO}$  disminuyen considerablemente 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 someter  $Z_i$  visto desde el generador debemos someter  $R_1$ ; pero con ello modificamos  $\Delta v_f$ .

Ejemplo:

$$\begin{aligned} \text{Amp. Op.} \\ \text{Inversor.} \\ (\Delta z) \\ \downarrow \\ \Delta v_f \end{aligned}$$

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

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

$$* Z_{i\Delta o} = Z_{id} \parallel Z_{ic} \approx Z_{id}$$

Según el modelo de h  
pag. 31;  $Z_{i\Delta o} = Z_{id} \parallel (2Z_{id})$

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

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

Cálculo de  $\lambda$  y  $\beta$

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

Y sigue por  $R_2$ !

$$\lambda = 1$$

→ Considerando el inversor como un amp. de tensión;

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

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

$$\alpha \approx 1; \quad \text{ya que } R_2 \gg R_1.$$

B. "if" que da determinada por  $R_f = R_2$ ;

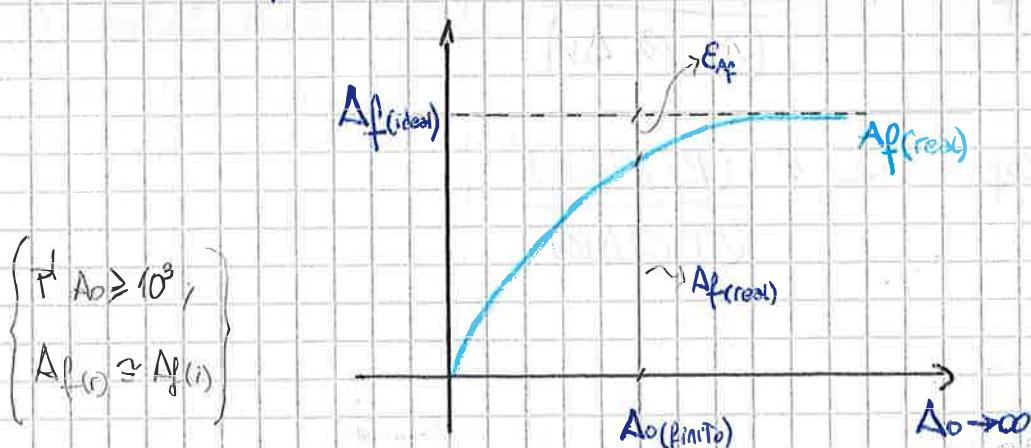
$$if = -\frac{V_L}{R_f} \rightarrow \beta = -\frac{1}{R_f}$$

El signo menos indica que existe una inversión de fase de  $180^\circ$  entre la corriente de entrada y la tensión de salida.

Análisis de error en la func. de transferencia:

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

A medida que  $A_o$  crece;  $E$  se hace cada vez más chico.



## Característica del amp. inversor como amp. de Tensión:

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

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

Notación: oídos  
a la medida de corriente.

- Como en serie con  $R_1$  está  $R_{gen}(R_S)$ ; para que ésta ecuación sea válida:  $R_1 \gg R_{gen}$ .  $\rightarrow$  Condición.

- La imp. de salida se comporta como un amp. tensión.
- La imp. de entrada que ve el generador es  $R_1$

Amp. Tensión:

$$V_L = V_e \cdot \Delta V - z_{o1} \cdot i_o \quad \wedge \quad V_C = \alpha V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta V_L$$

$$V_L = \alpha V_i \Delta V - \beta \Delta V \cdot V_L - z_{o1} \cdot i_o$$

$$V_L (1 + \beta \Delta V) = \alpha \Delta V \cdot V_i - z_{o1} \cdot i_o$$

$$V_L = \underbrace{\frac{\alpha \Delta V}{1 + \beta \Delta V}}_{\Delta V_p} \cdot V_i - \underbrace{\frac{z_{o1}}{1 + \beta \Delta V}}_{z_{if}} \cdot i_o$$

$$V_L = \Delta V_p \cdot V_i - z_{if} \cdot i_o$$

$$\frac{V_i}{z_{if}} = i_i = \frac{V_e}{z_{if}} \therefore z_{if} = \frac{V_i}{V_e} \cdot z_{o1}$$

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

$$(1 + \beta \Delta V) = \frac{\alpha V_i}{V_c} \therefore \frac{V_i}{V_c} = \frac{1 + \beta \Delta V}{\alpha}$$

$$\rightarrow z_{if} = \frac{1 + \beta \Delta V}{\alpha} \cdot z_{o1}$$

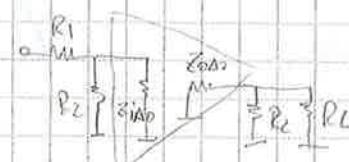
L2 que  
ve la  
fuente  
frente a  
terreno

$$z_i = R_1 + z_{if} = R_1 + \frac{(R_2 \parallel z_{o1})}{(1 + \beta \cdot \Delta V)}$$

$$z_o = R_L \parallel z_{of} = R_L \parallel \frac{(R_2 \parallel z_{o1})}{(1 + \beta \Delta V)}$$

Lo que ve la  
fuente Norton:

$$z_i = R_1 \parallel \frac{(R_2 \parallel z_{o1})}{(1 + \beta \Delta V)}$$



## Conclusiones sobre el amp. op. en conf. inversora:

- Analizando Zif vemos que tiende a disminuir respecto de Zino (pág. 44). Esto marca su esencia como amp. de transresistencia y no como de tensión.

Amplificador de transresistencia.

Func. de transf.  $\Delta Z_f$  estabilizada.  
 Imp. de entrada disminuye (tiende a)  
 Imp. de salida disminuye.

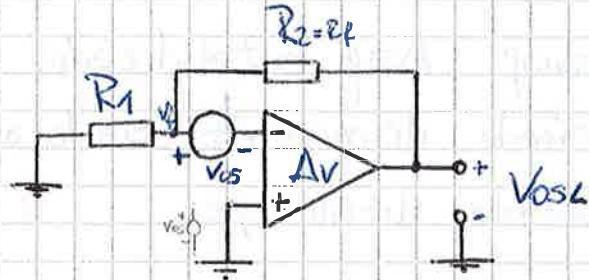
- Es indirectamente estabilizado como amplificador de tensión con alguna dependencia de la imp. del generador.
- Es un amp. que entrega tensión, controlado por corriente.
- Como  $\Delta V_{out} \rightarrow 0$  y  $Z_{out}$  es muy grande ;  $\Delta Z$  es muy grande.

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

## \* Señales de error y compensación

### Influencia de la V<sub>os</sub> en el amp. no inversor:

Partiendo del circ. del amp. no inv. del Diag. # 4, pasando la fuente de señal y agregando la fuente equiv. de V<sub>os</sub> obtenemos:



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

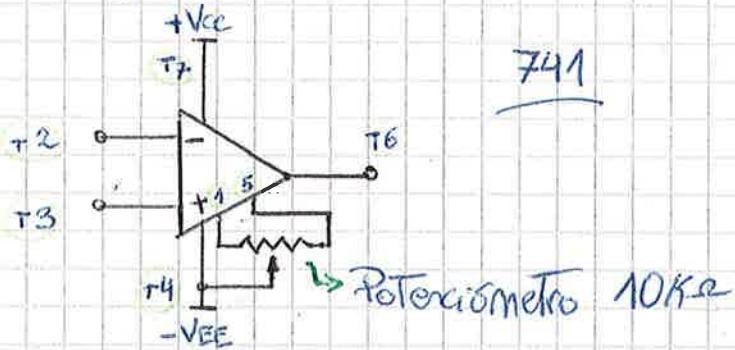
- Debido al cortocirc. virtual entre los terminales (+), (-) la fuente eq. V<sub>os</sub> puede estar en serie con cualquiera de las entradas.

$$\therefore V_{osL} = V_{os} \cdot \underbrace{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}_{1/\beta} \Rightarrow V_{os} \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{G_{(no inv)}}$$

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

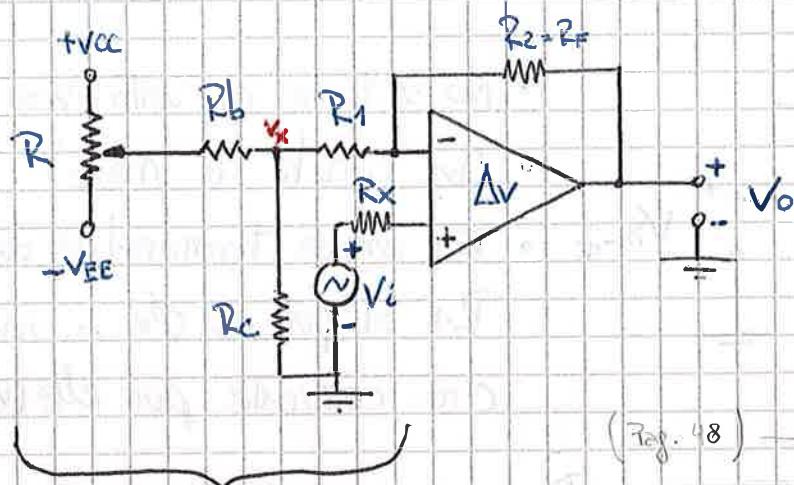
### Compensación:

- 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.



Rango de variación

- Haciendo  $Vx = \pm Vos$ ; el am. se compone. ( $Vo = \phi_v$  con  $V_i = \phi_v$ )
  - Circuito válido para  $R_b > R_c > R$
- $$R_x = R_f / (R_1 + R_c)$$

$$R_c < 100\Omega$$

$$R_b > 10 \times R_{int} \text{ (mín)}$$

$$R_b > 1000 \times R_c$$

$$R_{int} \gg 100 \times R_c$$

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

- $Vx$  debe diseñarse para que abarque el rango de variación de  $V_{os}$ .

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

Haciendo  $Vx = V_{os}$

$$y V_{int} = (V_{cc} - V_{EE}) \quad V_{os} \approx \frac{V_{cc} - V_{EE}}{R_b} \times R_c$$

- Finalmente:

$$V_o \approx \left[ 1 + \frac{R_f}{(R_1 + R_c)} \right] \times V_i$$

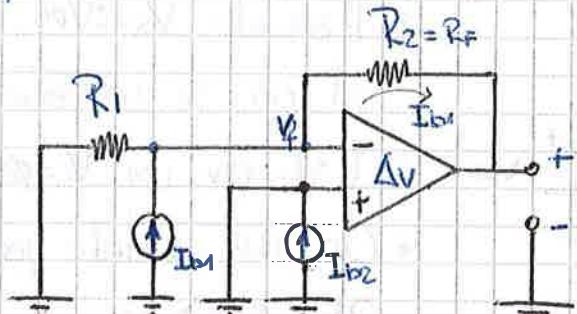
Sin tener en cuenta  $I_{os}$ !

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

## Influencia de la $I_B$ y la $I_{OS}$ 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. dte  $I_{B(+,-)}$ :

→ Pag. 40



- No se tiene en cuenta  $V_{OS}$
- $I_{B2}$  circula a masa.
- En ambos terminales de  $R_1$  el pot. es  $\phi_V$  ∵ no circ. corriente por ella ( $V_F \approx 0$ )

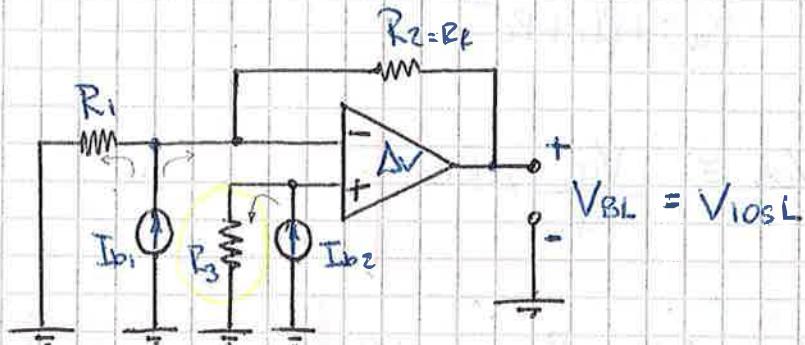
→  $I_{B1}$  circula solamente por  $R_2$ ; así es

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

- $I_{B1}$  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  $I_B$  por  $R_2$ .

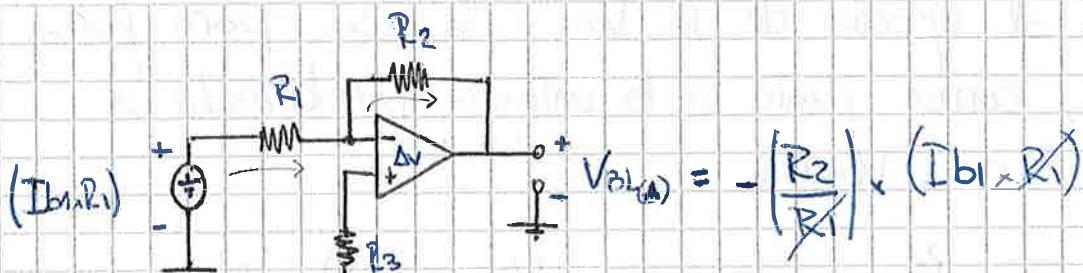


- $I_{B2}$  ahora circula por  $R_3$ , generando una caída de potencial en sus extremos.

\*  $V_{BL}$  se determina por superposición:

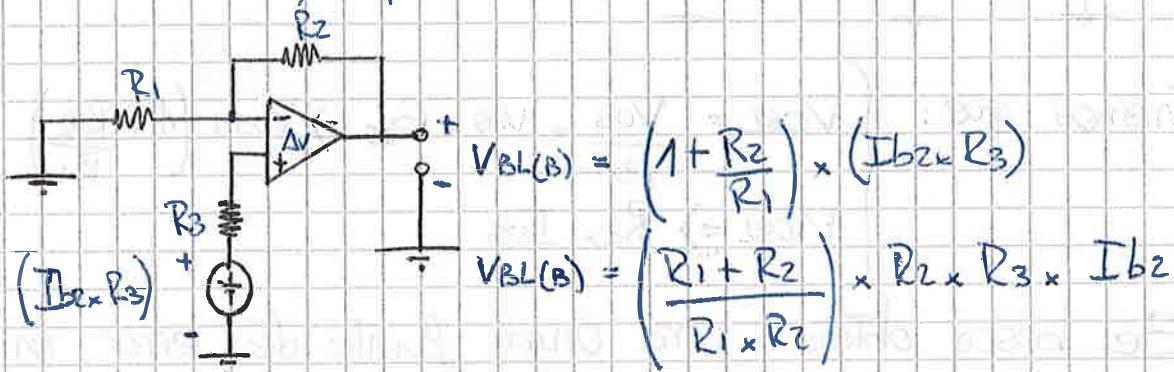
- $I_{B1}$  circ. por  $R_1$  y  $R_2$ .

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



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

B) Pasivando  $I_{B1}$  y aplic. Thevenin a  $I_{B2}$  y  $R_3$ :



$$V_{BL(B)} = \frac{R_3}{(R_1 // R_2)} \times I_{B2} \times R_2$$

- Vemos que haciendo  $R_3 = (R_1 // R_2)$ ;

$$V_{BL(B)} = I_{B2} \times R_2$$

Sumando A) y B)

$$V_{BL} = - I_{B1} \times R_2 + I_{B2} \times R_2 = R_2 \underbrace{(I_{B2} - I_{B1})}_{I_{OS}} = R_2 \times I_{OS}$$

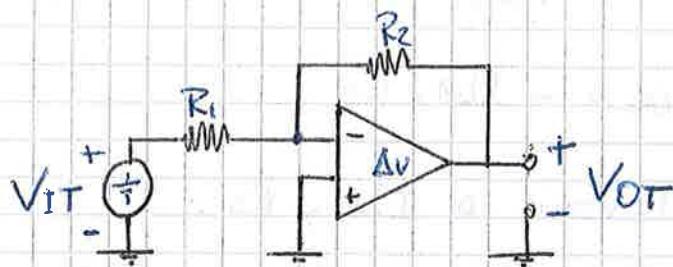
$$V_{IOSL} = R_2 \times I_{OS}$$

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

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

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

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



$$V_{OT} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \times V_{IT}$$

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

→ Teníamos que:

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

\* Se busca obtener una única fuente de error en función de Vos; Ios y ( $R_1, R_2$ ):

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

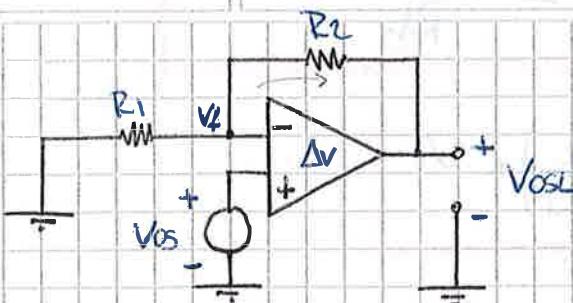
$$\therefore V_{IT} = V_{OS} \times \left(-\frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) - \left(\frac{R_1}{R_2}\right) \times R_2 \times I_{OS}$$

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

## 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 ef. de Vos obtenemos:

→ Pág. 43.



• Aplicando ZKI;

$$I_{osL} = V_{os} \times Y_T$$

$$\frac{V_{osL}}{R_2} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

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

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

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

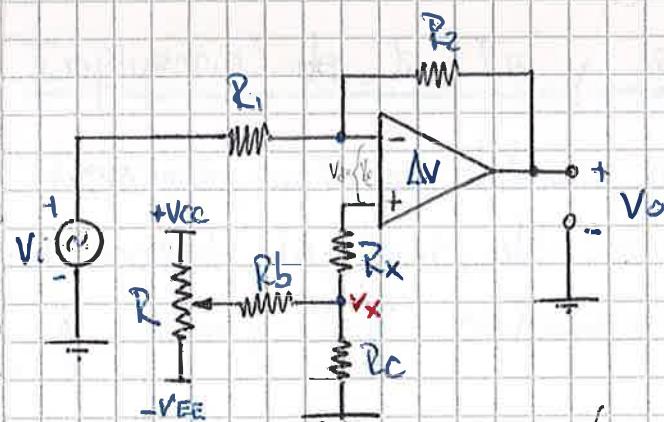
$$\therefore V_{osL} = \frac{V_{os}}{B} = V_{os} \cdot G_{NR}$$

\* Sin importar la conf. el efecto de la Vos es el mismo.

14/02/2010

### Compensación:

Hay que contrarrestar el efecto de Vos sobre R2; generando un restador!



• Haciendo que Vx puede variar entre  $\pm V_{os}$  el circ. se compensa.

Es posible obtener  $V_o = V_i$  con  $V_x \neq 0$ .

• Circuito válido para:

$$R_b > R_c > R$$

$$(R_x + R_c) \ll R_x \approx (R_1 \parallel R_2)$$

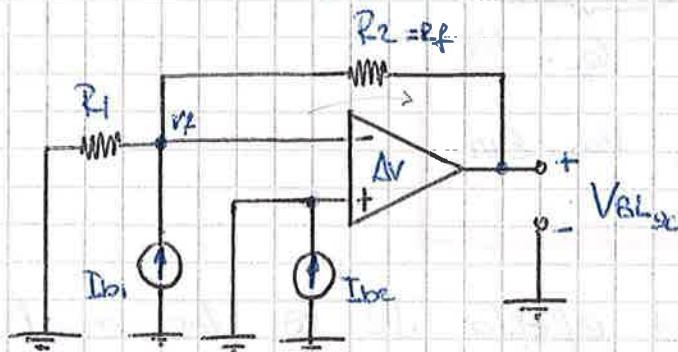
• Para el diseño:

$$V_{os} \approx \frac{V_{cc} (=V_{EE})}{R_b} \times R_c$$

$$V_o = -\left(\frac{R_c}{R_i}\right) \times V_i$$

Influencia de la  $I_{BS}$  y la  $I_{OS}$  en el amp. inversor:

Nuevamente partimos del circ. del amp. inversor del Diag #5  
Pasivando la fuente de señal y colocando las fuentes de corr. de "eq".  $I_{BS}$ :



- 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 LKII:

$$I_{B1} \quad \text{---} \quad \frac{1}{R_2} \quad \text{---} \quad I_{O_{NOINV}} = \left( \frac{V_{BLDC}}{R_2} \right)$$

→ También sale Tomado Thévenin entre  $V_F$  y  $R_1$  y calculándolo como un inversor!

$$I_{B1} + I_{ON} = 0$$

$$I_{B1} = -I_{ON}$$

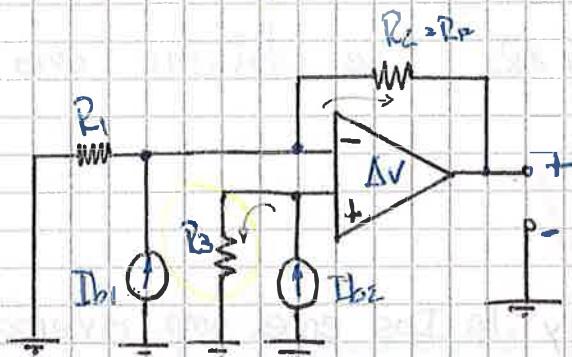
$$I_{B1} = -\frac{V_{BLDC}}{R_2}$$

$$\therefore V_{BLDC} = -R_2 \times I_{B1}$$

- 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 oponga al efecto de  $I_{b1} \times R_2$ :

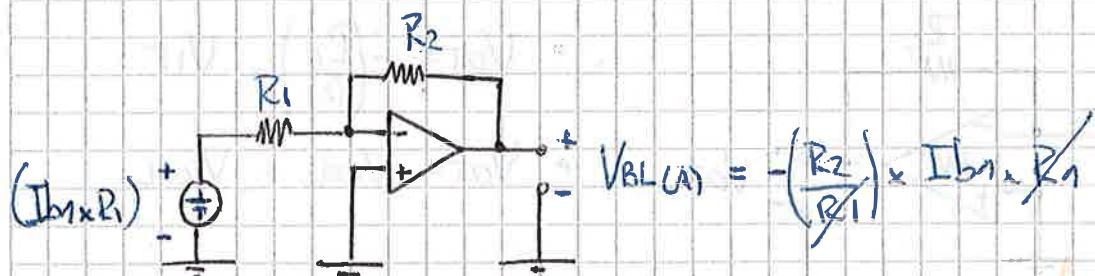


$$V_{BL} = V_{iosL}$$

- $I_{b1}$  circula ahora por  $R_1$  y  $R_2$
- $I_{b2}$  circula por  $R_3$

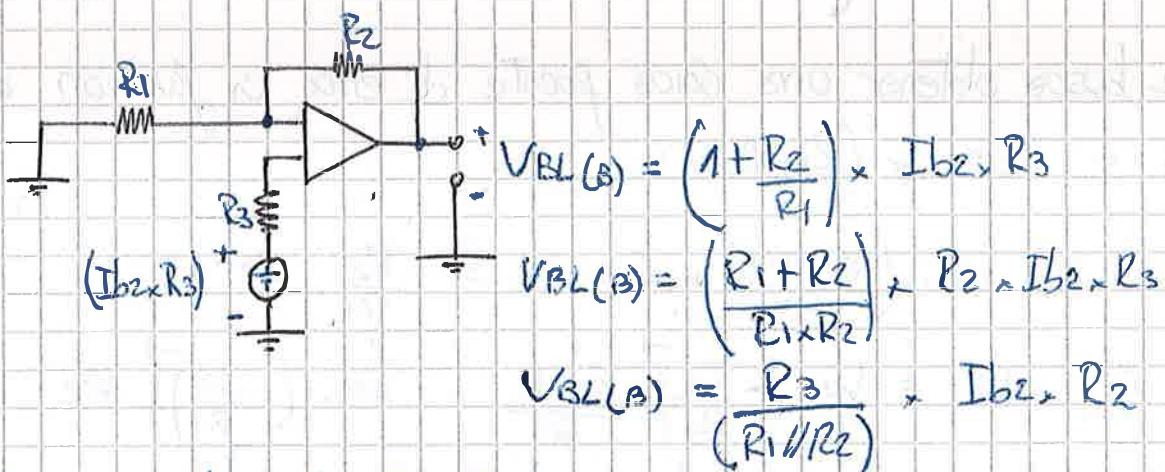
\*Aplicando superposición obtenemos  $V_{BL}$ :

- 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)

$$V_{BL} = -I_{b2} \cdot R_2 + I_{b1} \cdot R_2 = R_2 (I_{b2} - I_{b1})$$

$$V_{iosL} = R_2 \cdot I_{os}$$

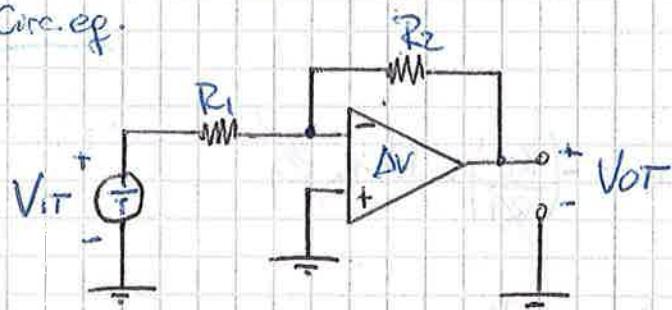
De esta manera con  $R_3 = R_1 // R_2$ ; se obtiene una

$$V_{iosL} \ll V_{BLdc}$$

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.



$$\bullet V_{OT} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{IT}$$

$$\bullet V_{OT} = V_{osL} + V_{iosL}$$

→ 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 busca obtener una única fuente de error en función de  $V_{os}$  y  $I_{os}$  y  $(R_1, R_2)$ :

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

$$\therefore V_{IT} = V_{os} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)^{-1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + I_{os} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)^{-1} \cdot R_2$$

$$V_{IT} = -\left[V_{os} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right) + I_{os} \cdot R_1\right] \quad \rightarrow \text{Igual q' p' el no inversor.}$$

## \* Análisis de RRMC e la conf. no inv y la inv:

Configuración no inversora:

Partiendo del Diag. # 4, y suponiendo que  $\Delta V \rightarrow 0$

$$\bullet V_{MC} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_f + V_i}{2} \quad \wedge \quad V_f \approx V_i$$

$$V_{MC} = \frac{2V_i}{2} \Rightarrow V_i \quad \rightarrow \quad V_{MC} = V_i$$

$$\bullet V_o = V_e \cdot \Delta d + V_{MC} \cdot \Delta m_c \quad \wedge \quad V_o = V_i - V_f \quad \wedge \quad V_f = \beta V_o$$

$$V_o = (V_i - \beta V_o) \Delta d + V_i \cdot \Delta m_c \quad \wedge \quad V_e = V_i - \beta V_o$$

$$V_o = V_i \cdot \Delta d - \beta \Delta d \cdot V_o + V_i \cdot \Delta m_c$$

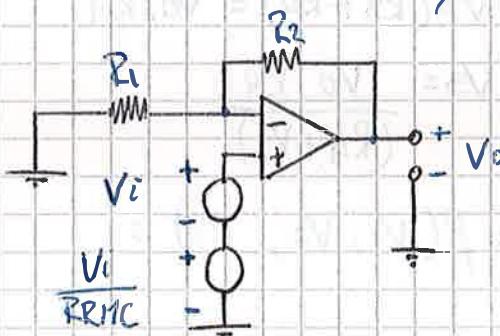
$$V_o + \beta \Delta d V_o = V_i (\Delta d + \Delta m_c) \rightarrow V_o (1 + \beta \Delta d) = V_i \cdot \Delta d \left(1 + \frac{\Delta m_c}{\Delta d}\right)$$

$$V_o = \frac{V_i \cdot \Delta d}{(1 + \beta \Delta d)} \times \left(1 + \frac{\Delta m_c}{\Delta d}\right) \rightarrow V_o = \frac{1}{\beta \Delta d} \times \frac{V_i \cdot \Delta d}{\left(\frac{1}{\beta \Delta d} + 1\right)} \times \left(1 + \frac{1}{RRMC}\right)$$

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

Tiende a 1 cuando  $\Delta d \rightarrow 0$

- 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:



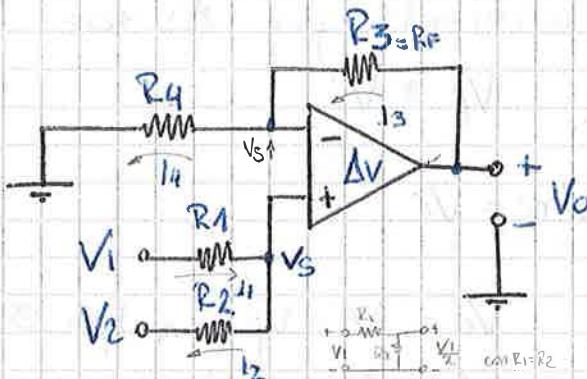
Configuración inversora: Este amp. no presenta  $V_{MC}$  debido al cortocirc. entre Term. (+) y (-) (y por lo tanto nace virtual en el Terminal (-)). La RRMC no es crítica.

# Aplicaciones avanzadas

## \* Sumador no inversor:

Es el menos usual ya que tiene problemas de adaptac. de imped.

- Suma Tensiones analógicas ; "sumador analógico"



- Cómo por el Terminal (+) no circula corriente;

$I_1 = I_2$  y como por el term. (-) tampoco;  $I_3 = I_4$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{V_1 - V_S}{R_1} \\ I_2 = \frac{V_S - V_2}{R_2} \end{array} \right. ;$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_3 = \frac{V_O - V_S}{R_3} \\ I_4 = \frac{V_S - \phi_v}{R_4} \end{array} \right.$$

$$A) \frac{V_1 - V_S}{R_1} = \frac{V_S - V_2}{R_2}$$

$$V_1 \cdot R_2 - V_S \cdot R_2 = V_S \cdot R_1 - V_2 \cdot R_1$$

$$V_S (R_1 + R_2) = V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1$$

$$V_S = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{(R_2 + R_1)}$$

$$B) \frac{V_O - V_S}{R_3} = \frac{V_S - \phi_v}{R_4}$$

$$V_O \cdot R_4 - V_S \cdot R_4 = V_S \cdot R_3$$

$$V_S (R_3 + R_4) = V_O \cdot R_4$$

$$V_S = \frac{V_O \cdot R_4}{(R_4 + R_3)}$$

\* Igualando A) + B) obtenemos  $V_O = f(V_1, V_2; R_S)$  :

$$\frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} = \frac{V_O \cdot R_4}{R_4 + R_3}$$

$$V_O = \left( \frac{R_4 + R_3}{R_4} \right) \cdot \left( \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} \right)$$

$$V_O = \left( \frac{R_3}{R_2 \cdot R_1} \right) \cdot (V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1)$$

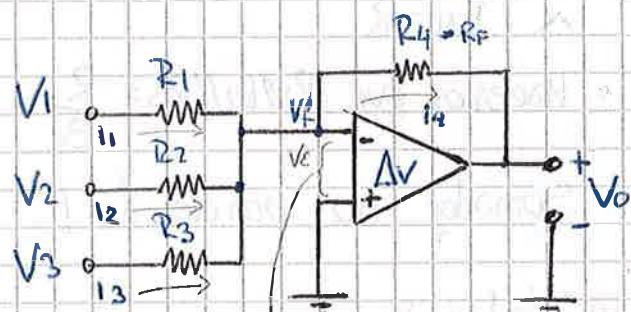
$$V_O = V_1 \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_1} + V_2 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_1}$$

$$V_O = V_1 \cdot \left( \frac{R_3}{R_1} \right) + V_2 \cdot \left( \frac{R_3}{R_2} \right)$$

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 90% de los general.

## \* 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 "V<sub>e</sub>" como impedancia de carga tiene la resistencia asociada. Si cambia el generador no cambia  $Z_e$ .



• Circuito sumador o mezclador analógico

Diag. #6

Sup. Amp. Op. ideal ( $V_c \gg v_o$ ;  $T_e = 0$ ): Masa virtual  $\rightarrow$  Punto de suma.

- Aplicando LKII al nudo V<sub>f</sub>:  $I_1 + I_2 + I_3 = I_4$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = \frac{V_f - V_o}{R_4} \quad V_f \approx 0$$

$$V_o = - \left[ V_1 \times \frac{R_4}{R_1} + V_2 \times \frac{R_4}{R_2} + V_3 \times \frac{R_4}{R_3} \right]$$

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:  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

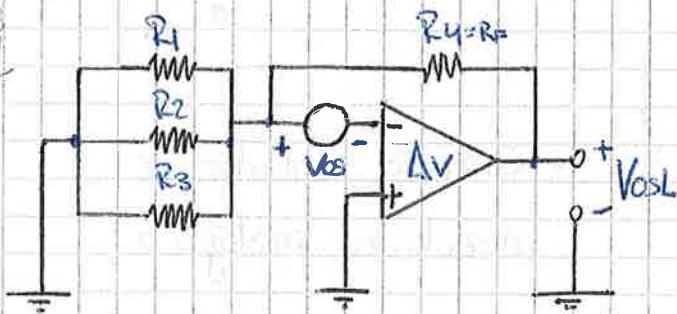
$$V_o = - [V_1 + V_2 + V_3]$$

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<sub>os</sub> 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<sub>os</sub>. 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<sub>os</sub> de la pag. 49 sabemos que:

$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta} \quad \wedge \quad \beta = \frac{R_T}{R_T + R_4} \Rightarrow \frac{R/3}{R/3 + R} = \frac{R}{R + 3R} = \frac{R}{4R}$$

$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{1/4} = 4 \cdot V_{os}$$

$$V_{osL} = 4 \cdot V_{os}$$

\* En clase lo desarrollaron con signo negativo.

• El efecto de la V<sub>os</sub> y la I<sub>os</sub> es el mismo que para los circ. (inv y no inv.) analizados anteriormente. Los circ. equivalentes son (los mismos!)  $V_{ot} = \frac{V_{os}}{\beta} + I_{os} \cdot R_T$

\* 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  $\leq 3$ )

Comparativa entre el amp. Inv. y el sumador 9/3 entr.:

$$\beta_{\text{sum}} = \frac{1}{4}$$



$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta_{\text{sum}}} = 4 \times V_{os}$$

$$\beta_{\text{inv}} = \frac{1}{2}$$



$$V_{osL} = \frac{V_{os}}{\beta_{\text{inv}}} = 2 \times V_{os}$$

El sumador inversor se comporta como un inv. común con respecto a las señales de error.

$$V_{osL_{\text{inv}}} < V_{osL_{\text{sum}}}$$

- 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  $R_5 = (R_F // R_F)$

$$V_{osL} = I_{os} \times R_4$$

↓

corr. de opps.      Límite para que  $V_{osL}$  no crezca.  
q corr. por  $R_4$ .

- Además:
  - No es aconsejable utilizar etapas con altas ganancias, debido al producto  $\beta_A$ ; Perdemos sensibilidad. La "D" mantiene estable el 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.

$$A_{vf} = \frac{A_v}{(1 + \frac{R_f}{R_s})}$$

(D) Debe mantenerse alta!

Sup. 3 etapas:

$$G_p \Rightarrow G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$$

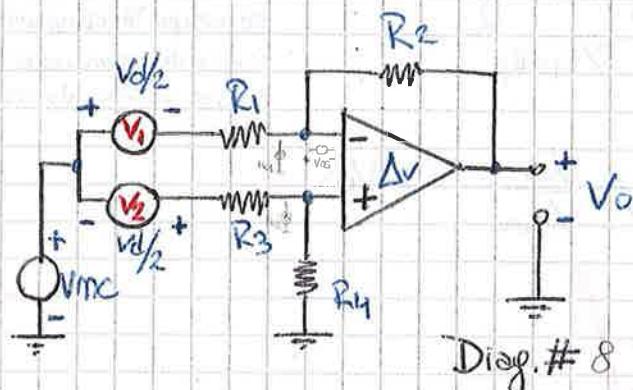
$$T_p = T_1 \cdot T_2 \cdot T_3 \rightarrow \begin{cases} T_1 < T_2 < T_3 \\ G_1 > G_2 > G_3 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} F_{N1} < F_{N2} < F_{N3} \\ G_1 > G_2 > G_3 \end{cases}$$

Figura de ruido tot.

## \* 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  $V_{mc} \Rightarrow \emptyset_v$ .  $V_{o(B)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(\frac{V_2}{R_3 + R_f} \times R_f\right)$

Si las  $R'$  son iguales:  $V_{o(B)} = V_2$ .

$$V_{o(B)} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_3}{R_f}\right)} \times V_2$$

Imponiendo la condición para el restador:  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_f}{R_3}$

$$\text{modificamos } V_{o(B)} = V_2 \times \frac{R_f}{R_3} \times \frac{\left(1 + R_f/R_1\right)}{\left(1 + R_f/R_3\right)}$$

y finalmente aplicamos la cond.:  $V_{o(B)} = \frac{R_f}{R_3} \times V_2$

Sumando A) y B):  $V_o = V_{o(A)} + V_{o(B)}$

$$V_o = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \times V_1 + \left(\frac{R_f}{R_3}\right) \times V_2 \quad \text{si } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_f}{R_3}$$

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 RRMIC :  $V_m \neq 0$

Hacemos  $V_1 = V_2 = 0V$  y por superposición calculamos  $V_o(m)$

$$\left. \begin{array}{l} V_{o(m)(A)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{mC} \\ V_{o(m)(B)} = \left(\frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_{mC} \end{array} \right\}$$

Igual al desarrollo  
Sj de la pg 53

$$V_{o(m)} = V_{o(m)(A)} + V_{o(m)(B)}$$

$$V_{o(m)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{mC} + \left(\frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_{mC}$$

$$V_{o(m)} = V_{mC} \times \left( \frac{R_4}{R_3} - \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$V_{o(m)} = 0V$$

Condición para restador!

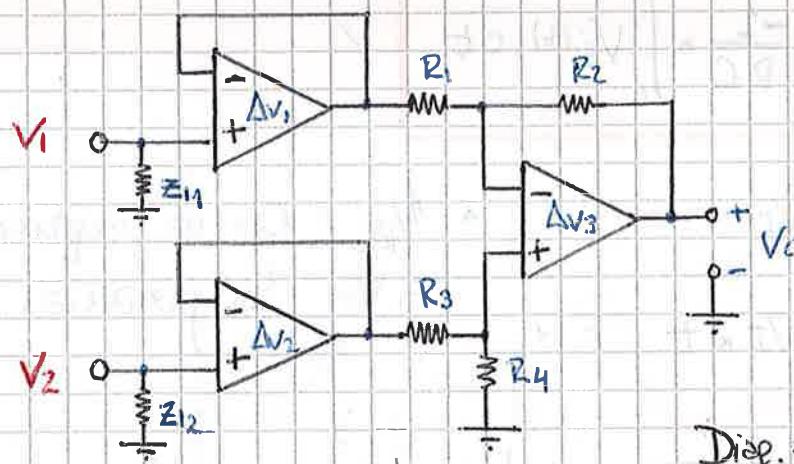
- La relación de resistencias es más importante para obtener una elevada RRMIC que para fijar la ganancia.

Limitación: Se da una especie de superposición entre los parámetros del amplificador.

$$G = f(R_1, R_2, R_3, R_4); \quad RRMIC = f(R_1, R_2, R_3, R_4), \quad Z_i = f(R_1, R_3 + R_4)$$

Desequilibrados!

- Es menester poder ajustar  $(G, RRMIC, Z_i)$  de forma independiente! Por ello en emp. de instrument. se utilizan circ. mas complejos.



- Circ. restador con control de  $Z_i$  indep.
- RRMIC y  $G$  no son independientes.

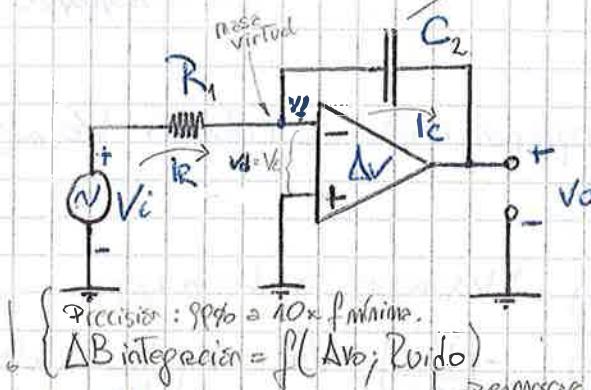
Influencia de  $V_{os}$  y  $I_{os}$  (Diag. #8):  $V_{oT} = V_{os} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{os} \cdot R_2$

$$\text{don } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_3} \\ R_2 = R_1$$

NOTA

## \* Circuito Integrador:

Tiene que ser de muy buena calidad  
[Aisl. dielect., Deriva Term., Perdidas, ...]



\* Cuando  $\Delta v \rightarrow \infty$ ;  $\Delta v \geq 1 \times 10^3$  satisface la condición de operación del circuito.

→ La corriente  $I_R = I_C$  que da determinada por  $R$  y  $V_i$ . Así, el cap.  $C$  se carga con  $V_o$ :  $V_{C(t)} = V_{C(0)} = \frac{Q_{C(t)}}{C}$

Desarrollo analítico:

• En el nodo  $V_f$ ; por KCL:  $I_R + I_C = \phi_a$

$$1 \quad i_{R(A)} = \frac{V_i(t)}{R} \quad \wedge \quad V_{C(t)} = \frac{Q_{C(t)}}{C} \quad / \quad \therefore I_R = -I_C \quad (I = \text{const } V_i)$$

$$2 \quad Q_{C(t)} = \int_0^t i_C(s) \cdot dt + Q_0 \quad \text{Condiciones iniciales; } p' t = \phi_s. \\ \text{La suponemos } \phi_0 = \phi_{C(0)} \text{ para el desar.}$$

$$Q_{C(t)} = \int_0^t -i_R(s) \cdot dt$$

$$Q_{C(t)} = \int_0^t -\frac{V_i(s)}{R} \cdot dt$$

$$V_{C(t)} = \frac{Q_{C(t)}}{C} = -\frac{1}{RC} \times \int_0^t V_i(s) \cdot dt$$

Ejemplos:

Si  $V_{C(t)} = K \phi_e = V_i$

$$V_{C(t)} = -\frac{1}{RC} \times V_i \times t$$

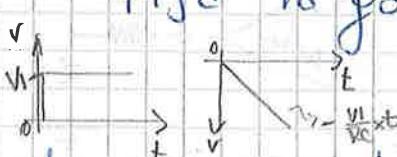
• Hay que tener en cuenta que el circ. integra la señal entra-

- Utiliza la característica de masa virtual del Amp. Op. inv.
- Permite hacer circular por un cap. una corr. que no esté fijada por la ley exp. de  $I_C$ .

$$\text{Ley exponencial: } I_C(t) = I_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$V_{C(t)} = \frac{Q_{C(t)}}{C}$$

- $1/RC$ : 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

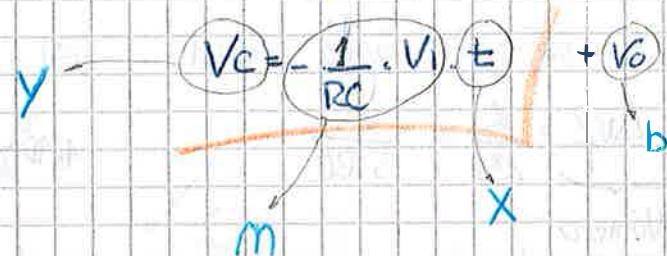
te, y la amplitud máxima de salida depende de la freq. de la señal  $\Rightarrow G = f(\text{freq. señal})$ .

Linealización:

$$* \begin{cases} Q_c = I_c \cdot t \\ Q_c = C \cdot V_c \end{cases} \quad I_c \cdot t = C \cdot V_c \Leftrightarrow V_c = \frac{I_c}{C} \cdot t \wedge I_c = \frac{-V_i}{R}$$

$$Y = m \cdot X + b$$

FUNCTION 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 linealiza la pendiente ( $m$ ).  $\frac{R_1}{(1 + SC_2 R_1)}$

Ancho de banda de integración:

• Si  $V_i(t) = \hat{V}_i \cos(\omega t)$

$$V_o(t) = -\frac{1}{R.C} \int_0^t \hat{V}_i \cos(\omega t) dt = -\frac{\hat{V}_i}{R.C} \int_0^t \cos(\omega t) dt$$

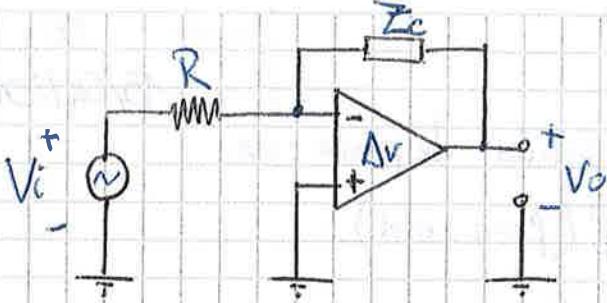
$$V_o(t) = -\frac{\hat{V}_i}{R.C} \times \left[ \frac{\sin(\omega t)}{\omega} \right]_0^t$$

$$\omega = 2\pi f; f: \text{var. independiente.}$$

(dependencia de  $G$ )

( $\omega$ ): Le otorga un polo al origen a la función de transferencia del integ.

• Considerando el integrador como un inversor:



$$V_o = -\left(\frac{Z_c}{R}\right) \times V_i$$

$$G = -\frac{Z_c}{R} \quad \wedge \quad Z_c = \frac{1}{sC}$$

$$G = -\frac{1}{sRC}$$

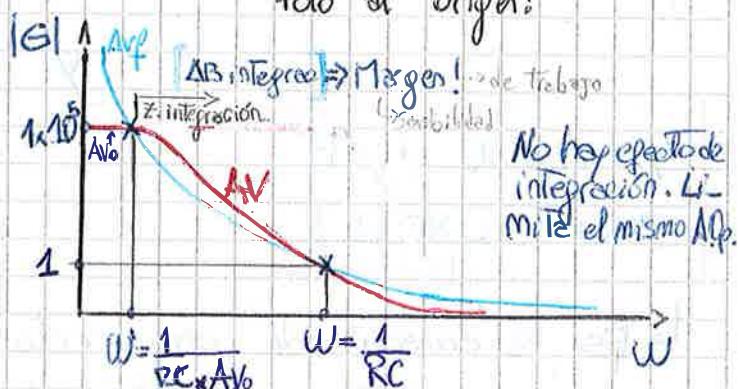
Propto al origen!

Desarrollando lo por Teo. de realimentación sale igual:

$$\Delta V_f = \frac{X}{B} = \frac{1}{sRC}$$

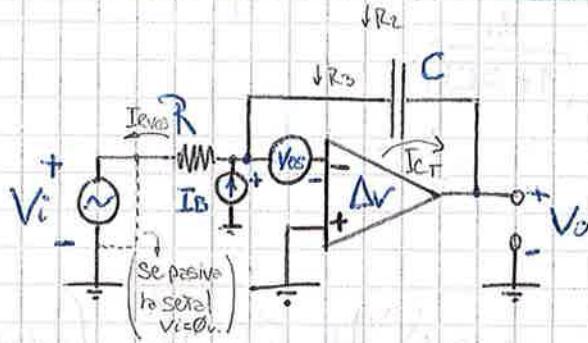
Número completo!

Y ideal.



- Se necesita cierto margen de deseasibilidad para poder trabajar. Se puede dar garantía a la freq. de integración!

Señales de error en el circ. integrador:



$$V_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t (I_{Vos} + I_B) \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_{CT} \cdot dt \quad \wedge \quad I_{Vos} = \frac{V_{os}}{R}$$

$$\Delta V_{C(t)} = \frac{I_{CT} \cdot t}{C}$$

$$\frac{\mu A}{\mu F} = \frac{V}{\mu S} \rightarrow \text{Velocidad de variación de la tensión de salida en función de } V_{os} \text{ y } I_B.$$

$$I_{CT}/C \rightarrow \partial V_C / \partial t$$

- $V_{C(T_F)} = Q_{C_{max}} = \frac{I_{CT} \cdot T_F}{C} \Rightarrow V_{C(t)}$ ; Hay un momento ( $T_F = \infty$ ) en que la tensión  $V_C$  alcanza a la de fuente ( $V_{os}$ ) y saturó!

### Minimización del error:

- Para poder integrar con el menor error posible, hay que determinar una const. de tiempo  $\Rightarrow$  No todos los C.T. tienen el mismo efecto sobre las señales de error.

→ La mejor combinación, sin tener en cuenta la  $Z_i$ , es tener una  $R$  baja y un  $C$  alto.

Se puede considerar  $Z_i$  teniendo un margen de error.

### Ejemplo:

$$\text{Amp. Op.} \quad \begin{cases} V_{os} : 1 \text{ [mV]} \\ I_B : 10^{-8} \text{ [A]} \end{cases} \quad \text{Tipico del 741}$$

$$\text{Circ.} \quad \begin{cases} R : 10 \text{ k}\Omega \\ C : 0.1 \mu\text{F} \end{cases} \quad Z = RC = 1.0 \text{ mSeg.}$$

$$10 \text{ kHz}$$

$$I_{R_{os}} = \frac{V_{os}}{R} = \frac{1 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega} = 100 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$I_{CT_{max}} \Rightarrow |I_B| + |I_{R_{os}}| = 1 \times 10^{-8} \text{ A} + 100 \times 10^{-9} \text{ A} \Rightarrow 110 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$\frac{\partial V_{C(V)}}{\partial t_{(\text{seg})}} \Rightarrow \frac{I_{CT}}{C} = \frac{110 \text{ nA}}{0.1 \mu\text{F}} = 1.1 \left[ \frac{\text{V}}{\text{seg}} \right] \rightarrow \begin{cases} 1 \text{ V/s} : V_{os} \\ 0.1 \text{ V/s} : I_B \end{cases}$$

- Cambiando  $\begin{cases} R : 1 \text{ M}\Omega \quad y \quad C = 0.001 \mu\text{F} ; \quad Z = RC = 1.0 \text{ mSeg.} \end{cases}$

$$I_{R_{os}} = \frac{1 \text{ mV}}{1 \text{ M}\Omega} = 1 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$I_{CT_{max}} = 11 \times 10^{-9} \text{ A}$$

$$\frac{\partial V_{C(V)}}{\partial t_{(\text{seg})}} \Rightarrow \frac{11 \text{ nA}}{0.001 \mu\text{F}} = 11 \left[ \frac{\text{V}}{\text{seg}} \right]$$

\* Se ve claramente que

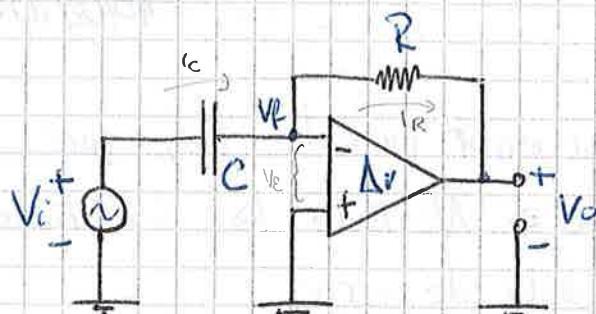
$$\text{con } Z = C, \quad \frac{\partial V_C}{\partial t} < \frac{\partial V_C'}{\partial t}$$

Se corrabora que es mejor una  $R$  más chica y un  $C$  más grande.

NOTA Ver anexo práctico.



## \* Circuito diferenciador: Derivador.



$$i_R = -i_C$$

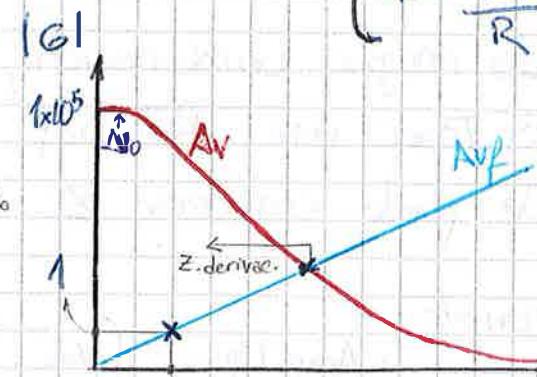
$$\frac{V_{o(t)}}{R} = -C \cdot \frac{dV_i(t)}{dt}$$

$$V_{o(t)} = -RC \cdot \frac{dV_i(t)}{dt}$$

- Se resuelve por LKI aplicado al nodo  $V_p$ .

$$i_C + i_R = 0 \wedge$$

$$\begin{cases} i_C = C \cdot \frac{dV_i(t)}{dt} \\ i_R = \frac{V_o}{R} \end{cases}$$



- Tratándolo como un inversor:

$$V_{o(s)} = -\left(\frac{R}{X_C}\right) \cdot V_i(s) \quad \wedge \quad X_C = \frac{1}{sC}$$

$$V_{o(s)} = -SRC \cdot V_i(s)$$

$$V_{o(s)} = -RC \cdot S \cdot V_i(s)$$

$$\mathcal{L}^{-1}(S \cdot V_i(s)) = \frac{dV_i(t)}{dt}$$

$$|Av| = RC \cdot \omega$$

$$\begin{cases} Q_C = (C, t) \\ Q_C = C \cdot V_C \end{cases} \quad \begin{cases} I_C \cdot t = C \cdot V_C \\ I_C = \frac{V_C}{t}, C \end{cases}$$

$$I_C = -CR$$

$$V_o = I_C \cdot R$$

$$\therefore V_o = -RC \left( \frac{V_C}{t} \right)$$

Ejemplo:  $V_i(t) = \hat{V}_i \cdot \sin(\omega t)$

$$\frac{\partial V_i(t)}{\partial t} = \hat{V}_i \cdot \cos(\omega t) \cdot \omega$$

$$\therefore V_{o(t)} = -RC \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \cdot \hat{V}_i$$

- Para un análisis más práctico podemos decir que:

$$\begin{cases} Q_C = I_C \cdot t \\ Q_C = C \cdot V_C \end{cases} \quad I_C \cdot t = C \cdot V_C \quad \therefore I_C = \frac{V_C}{t} \cdot C$$

$$\text{Y como } I_C = -I_R ; \quad V_o = I_R \cdot R = -I_C \cdot R$$

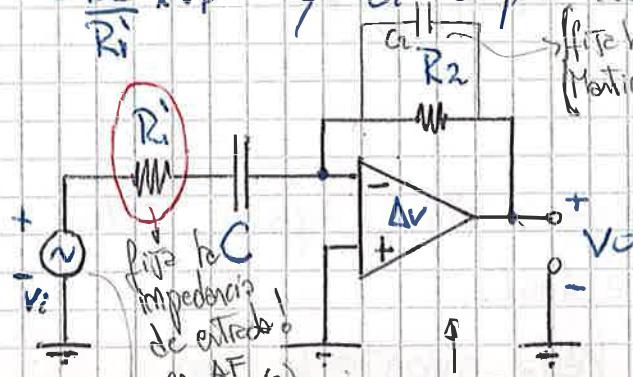
$$V_o = -RC \cdot \frac{V_C}{t}$$

(Ejemplo en pag. 40 carp. Pract.)

- 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 lazo abierto"  
→ Los pulsos atraviesan directamente el capacitor  $X_C \rightarrow \phi \approx 0$ ; se comporta como un cable.

$$G = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{R_2}{X_C} ; \text{ si } X_C \rightarrow \phi \approx 0 ; G \rightarrow \infty !$$

\* Este fenómeno se corrige colocando un resistor  $R_i$  en serie con el capacitor  $C$ . Convierte así al amp. en un inversor. El pulso se aplica con una amplitud  $-R_2 \times V_p$  y el amp. no saturará.



Fuente de baja impedancia!

Derivador práctico

$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_i + R_2}$

• Cero al origen

• Polo

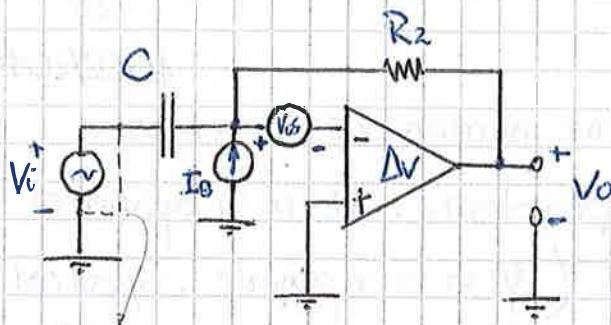
Señales de error en el circ. derivador:



- Se procede de igual manera que para el análisis teórico para el cir. integrador:

Però: La ganancia a BF es muy baja por lo que el efecto de  $T_B$  y  $V_{os}$  es mucho menos perjudicial q' p' el integrador.

NOTA



Se cortocircuita la señal.

- Al eliminar  $V_{os}$ ; C queda en paralelo con  $V_{os}$   $\therefore$  C se carga a  $V_{os}$ .  $I_{R2} \rightarrow 0$   $t \rightarrow \infty$
- $I_{os}$  no circula por C; Ésta circula por  $R_2$  generando el mismo efecto que en el inversor.

\* El efecto de  $I_{os}$  se corrige colocando la  $R_x$  en serie con el Terminal (+)  $\rightarrow R_x = R_2 // |x| C_{free. deriv.}$   
Así se reduce el error a:

$$V_{os(R_x)} = -R_2 \times I_{os}$$

Una vez cargado C a  $V_{os}$ ; no circula más corriente por el mismo y como  $I_C = -I_R = \phi_A$ ; la caída de potencial sobre  $R_2$  es  $\phi_V$ .  $\therefore V_{os(V_s)}|_{t \rightarrow \infty} \Rightarrow \phi_V$

Notas:

- La freq. mínima de entrada no tendría límite inferior salvo el nivel del ruido respecto a la señal.
- La ganancia sube con la freq. hasta encontrarse con la curva de ganancia a lazo abierto del op.
- Probl. Ruido: Se solucionan pere:
  - Fijando la freq. máx. de derivación.
  - Manteniendo que la gan. a altas freq.
- Se debe fijar la freq. de trabajo (obliv.) 1 década inferior a la freq. de corte sup. para tener 99% precisión.
- La  $\Delta V_p$   $\Rightarrow \frac{R_2}{R_1}$  !

## Unidad N° 7: Aplicaciones Lineales de Amplificadores Operacionales

### Amplificador de Instrumentación:

Pág. 55

- 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.

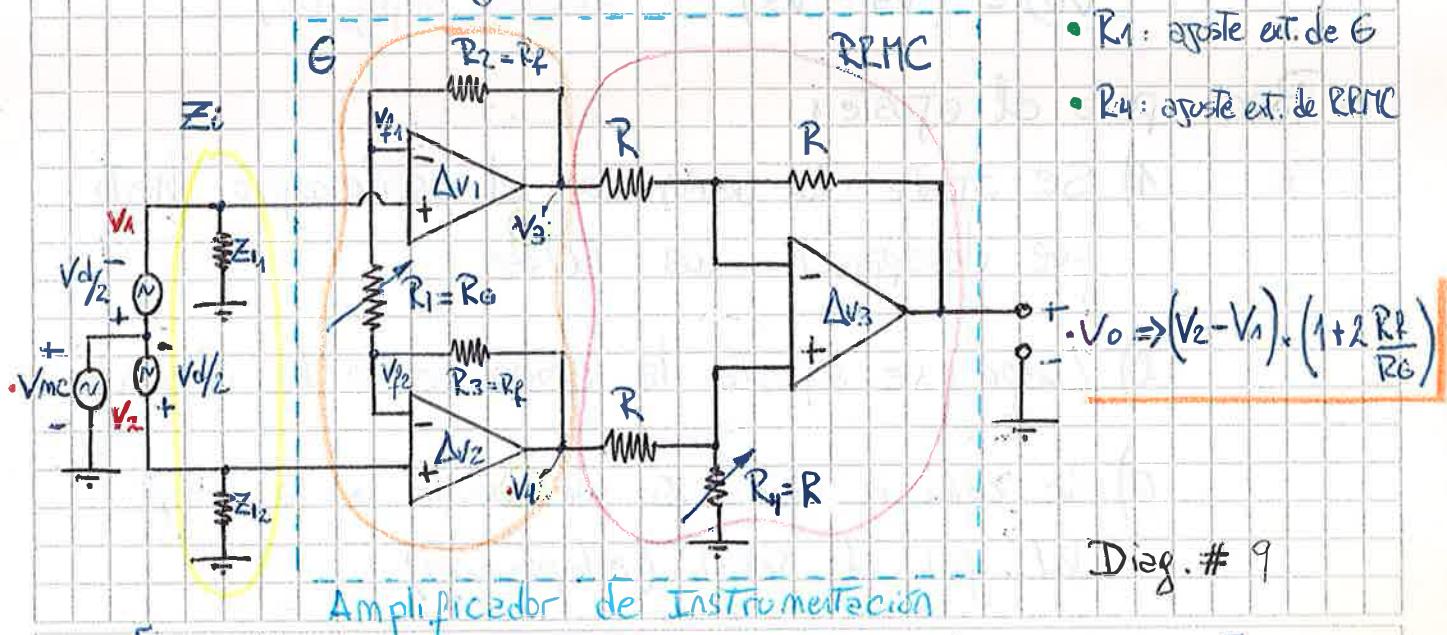
(Audio Ing. González 24 Mayo 96, min 62)

$$\begin{cases} Z_i \leq 300 \text{ M}\Omega \\ G \leq 1.000 \\ RRMC = 100 \text{ dB} \end{cases}$$

\* Debido a condiciones de diseño, se requiere que los parámetros: deben poder ajustarse independientemente !

$$\begin{cases} Z_i & \rightarrow \text{Separador + imp. de entrada} \\ RRMC & \rightarrow \text{Restador (sin ganancia)} \\ G & \rightarrow \text{Separador + ganancia.} \end{cases}$$

- Se plantea el siguiente circ. como solución a los requerim:

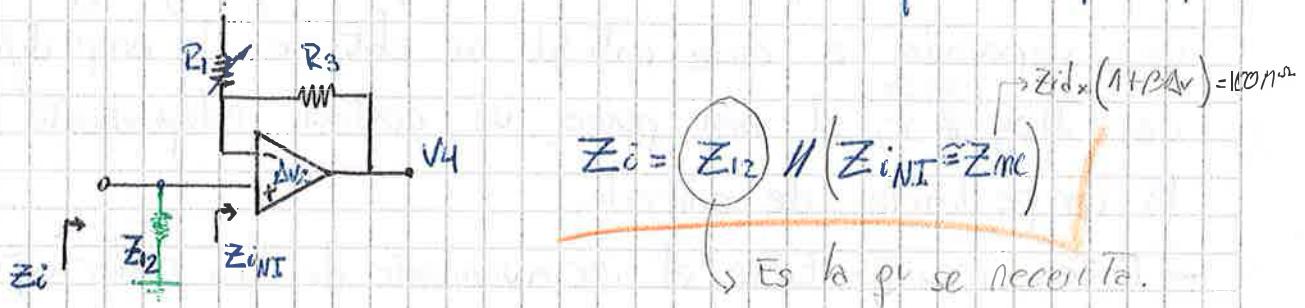


NOTA

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

- El amplificador se parador aumenta la impedancia de entrada; Atendiendo al principio de máxima transf. de energía: Otra vez una fuente de señal de baja impedancia al restador y carga a la fuente de señal<sub>(ext)</sub> con una  $Z_{in} \geq 100 M\Omega$  (trip).

- \* La fuente de señal ve la imp. de los no inv. en paralelo con  $Z_{in}$  o  $Z_{12}$  cuando se coloca para adp. imp.



Descripción del Diag. # 9 :

- Con  $Z_{in}$  y  $Z_{12}$  se ajusta la imp. de entrada.
- Con  $R_1$  se ajusta la ganancia (de  $A_1$  y  $A_2$ ).
- Con  $R_4$  se ajusta la RRMC.

$$V_3 \text{ y } V_4 \Rightarrow f(V_1, V_2 \text{ y } V_{mc})$$

( $V_3$  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  $Z_{in}$  y  $Z_{12}$  de acuerdo a la imp. del gen. de señal (adaptación)

## Desarrollo Analítico de V<sub>0</sub>:

- (min 27) • El problema se centra en encontrar  $V_3$  y  $V_4$ ; Para ello nuevamente se recurre a la superposición:

### Determ. de $V_3$

1º) Hacemos  $V_{mc} = V_2 = \emptyset_v$ ; El nudo  $V_{f2}$  queda virtualmente puesto a masa y  $\therefore V_{31} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

2º) Hacemos  $V_{mc} = V_1 = \emptyset_v$ ; En el nudo  $V_{f2}$  aparece  $V_2$ :  

$$\underline{V_{32} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_2}$$

3º) Hacemos  $V_1 = V_2 = \emptyset_v$ ; En el nudo  $V_{f2}$  tanto como en el Terminal (+) de  $A_1$  aparece  $V_{mc}$ :  

$$\underline{V_{33} = V_{mc} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_{mc} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$\underline{V_{33} = V_{mc}}$$

$$V_3 = V_{31} + V_{32} + V_{33} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_2 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1}\right) + V_{mc}$$

$$\underline{V_3 = V_1 + (V_1 - V_2) \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_{mc}}$$

### Determ. de $V_4$

1º) Hacemos  $V_{mc} = V_2 = \emptyset_v$ ; En el nudo  $V_{f1}$  aparece  $V_1$  s.

$$\underline{V_{41} = -\left(\frac{R_3}{R_1}\right) \cdot V_1}$$

2º) Hacemos  $V_{mc} = V_1 = \emptyset_v$ ; El nudo  $V_{f1}$  queda virtualmente puesto a masa y  $\therefore V_{42} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)$

3º) Hacemos  $V_1 = V_2 = \emptyset_v$ ; Así  $V_{mc}$  aparece tanto en el nudo  $V_{f1}$  como en el Terminal (+) de  $A_2$ :  $V_{43} = V_{mc} \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) - V_{mc} \cdot \left(\frac{R_3}{R_1}\right)$

$$\underline{V_{43} = V_{mc}}$$

$$V_4 = V_{41} + V_{42} + V_{43} = -V_1 \cdot \left( \frac{R_3}{R_1} \right) + V_2 \cdot \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \right) + V_{me}$$

$$V_4 = V_2 + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + V_{me}$$

Determ. de  $V_0$

Haciendo uso de la Ecu. # 9 (Pág. 53') para un restador con ganancia  $G=1$ ;

$$V_0 = (V_4 - V_3)$$

$$V_0 = \left[ V_2 + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + V_{me} \right] - \left[ V_1 + (V_1 - V_2) \frac{R_2}{R_1} + V_{me} \right]$$

$$V_0 = V_2 + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + V_{me} - V_1 - (V_1 - V_2) \frac{R_2}{R_1} - V_{me}$$

$$V_0 = (V_2 - V_1) + (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} + (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_0 = (V_2 - V_1) \cdot \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$R_3 = R_2 = R_f \quad \wedge \quad R_1 = R_G$$

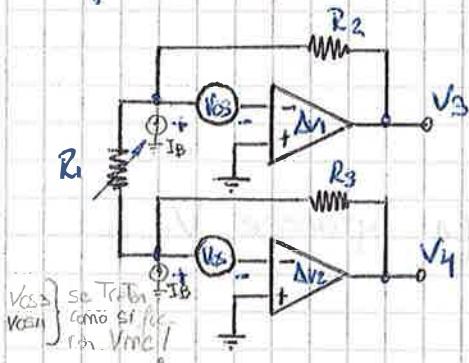
Ecu. # 10

$$V_0 = (V_2 - V_1) \cdot \left( 1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R_G} \right)$$

$\left\{ \begin{array}{l} \text{Para el diseño suele pedirse } R_G \text{ en función} \\ \text{de } \Delta V_p: \Delta V_p = 1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R_G} \Rightarrow \frac{R_G}{R_f} = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_p - 1} \end{array} \right.$

→ Los no influye; el amp es de muy buenas caract.

Influencia de la  $V_{os}$  en el amp. de Instrum.:



- Si las corr. de polariz. están bien ajustadas, sobre  $R_1$  no circula corriente, así  $I_{R2} = I_{R3} = I_h$  y por consiguiente  $V_{30s} = V_{40s}$ !
- Como los amp. op. son iguales tienen la misma  $V_{os}$  y el restador de salida,

si está perfectamente compensado, los elimina;  $V_{osf} = 0$ .

La  $V_{os}$  tiene poca influencia en este amplificador!

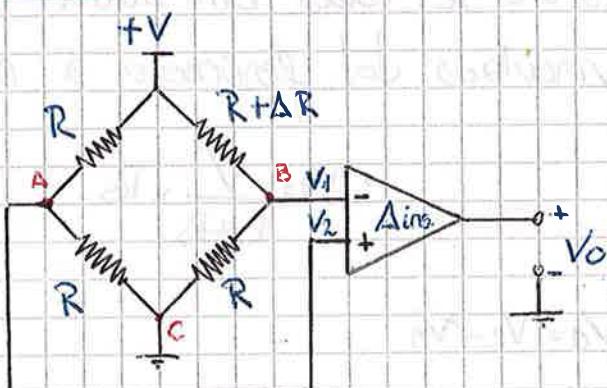
Es necesario que: • El restador esté perfect. compensado • Que las  $V_{os}$  sean iguales • Que todos los Amp. op. estén integrados en la misma pastilla • Tecadología con los muy baja •  $Z_i$  muy alta •  $G^f$  •  $R_{RFAC}$

NOTA: Dipos iguales!

## Amplificadores Puente

- Los circuitos tipo puente definen muy bien las tensiones de modo común y modo diferencial, además es posible compensar las不linearidades 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: Amplific. de instrument.
- Entre (A y B) tenemos señal diferencial
- Entre (A y C) y (B y C) hay señal 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.

$$\rightarrow V_1 = \frac{V}{R + \Delta R} \cdot R = \frac{V}{2R + \Delta R} \cdot R$$

$$V_1 = \frac{V - R}{2R(1 + \frac{\Delta R}{2R})} \wedge \frac{\Delta R}{R} = \delta$$

$$\therefore V_1 = \frac{V}{2(1 + \delta/2)}$$

$$\rightarrow V_2 = \frac{V}{R + R} = \frac{V}{2R} \cdot R$$

$$V_2 = \frac{V}{2}$$

Por la Ecu #10 (pag. 59) sabemos que:

$$V_{od} = \overbrace{(V_2 - V_1)}^G \times \left(1 + 2 \frac{R_f}{R_c}\right)$$

$$V_{od} = \frac{V}{2} - \frac{V}{2(1 + \delta/2)} = \frac{2V(1 + \delta/2) - 2V}{4(1 + \delta/2)}$$

$$V_{od} = \frac{V \cdot \delta}{4(1 + \delta/2)} \wedge \delta/2 \ll 1 \therefore (1 + \delta/2) \approx 1$$

$$V_o = \frac{V \cdot \delta}{4} \times \left(1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R_c}\right)$$

Si se permutan  $V_1$  y  $V_2$ ,  $V_o$  es negat. p'  $\Delta R$  positivos!

## Ajuste del equilibrio del puente:

17/02/2010

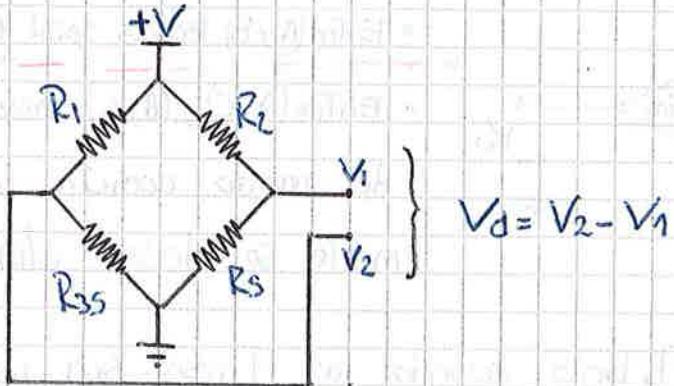
Existen dos casos principales de desequilibrio del puente.

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  $\Delta T_e$ . Se mide indirectamente un corrimiento de temperatura!

- Para compensar por temperatura se coloca otro sensor en la rama paralela ( $R_{3S}$ ), desvinculado del fenómeno a medir.



$$\bullet V_1 = \frac{V}{R_2 + R_S} \times R_S$$

$$\bullet V_2 = \frac{V}{R_1 + R_{3S}} \times R_{3S}$$

$$\rightarrow V_d = \frac{V}{R_1 + R_{3S}} \times R_{3S} - \frac{V}{R_2 + R_S} \times R_S = \frac{V \cdot R_{3S} (R_2 + R_S) - V \cdot R_S (R_1 + R_{3S})}{(R_1 + R_{3S}) \cdot (R_2 + R_S)}$$

$$V_d = V \times \left[ \frac{R_{3S} \cdot R_2 + R_{3S} \cdot R_S - R_S \cdot R_1 - R_S \cdot R_{3S}}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_S + R_{3S} \cdot R_2 + R_{3S} \cdot R_S} \right]$$

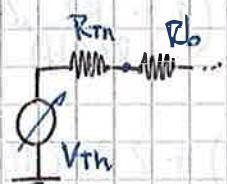
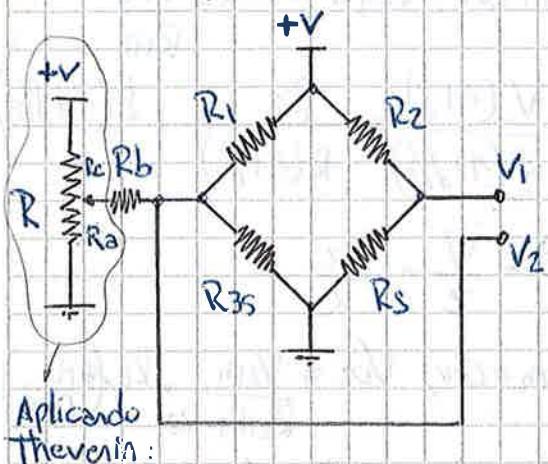
$$V_d = V \times \left[ \frac{R_{3S} \cdot R_2 - R_S \cdot R_1}{\text{DEN}} \right]$$

En equilibrio:  $R_{3S} \cdot R_2 - R_S \cdot R_1 = 0$

Como  $R_1 = R_2$ :  $R_{3S} - R_S = 0$ !

- \* Si los elementos se invierten en las ramas se obtienen las mismas condiciones de equilibrio.

## Ajuste por tolerancia de las resistencias:

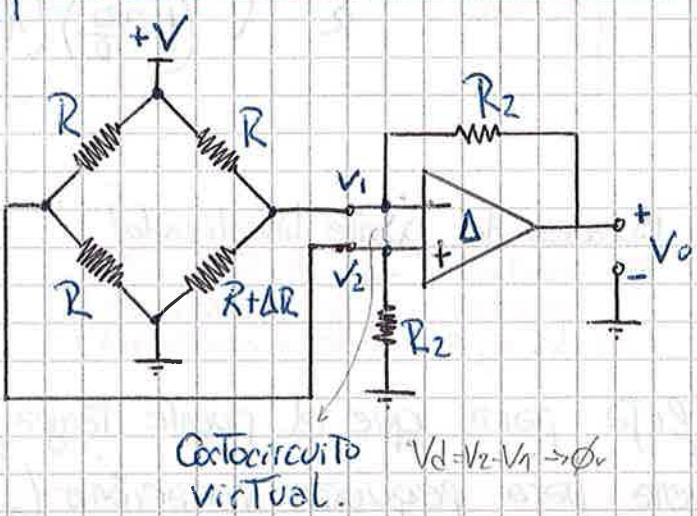


$$R_{th}^{(max)} = \frac{R}{4}$$

$$(R \ll R_b, R_1 \parallel R_3S \ll R_b)$$

- Aplicando Thevenin al potenciómetro:
- $$V_{th} = \frac{V}{R_a + R_b} \times R_b \quad \wedge \quad R_{th} = R_a \parallel R_b$$
- La  $V_{th}$  es ajustable y compensa el puente debido a la inexactitud de los resistores, así  $V_d = 0$ , sin excitación exterior.

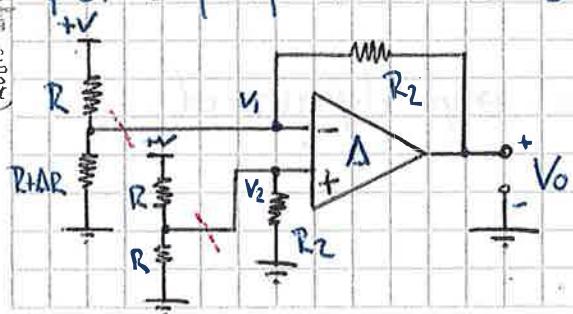
## → Amplificador puente con medición de corriente de cortocircuito:



- La tensión de salida es directamente proporcional a la corriente de cortocirc.
- 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  $V_o$ .

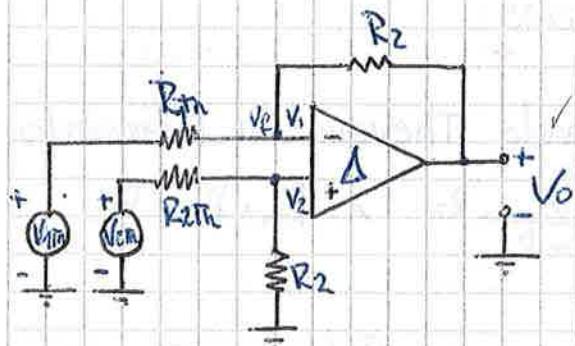


(Audio Input Gente es voz de min. Ø)

- Con  $f = \frac{\Delta R}{R}$ ;  $R + \Delta R = R(1 + f)$
- $V_{th} = \frac{V}{R + R + \Delta R} \times R + \Delta R = \frac{V \cdot (1 + f)}{2(1 + f/2)}$
- $R_{th} = R \parallel (R + \Delta R) = \frac{R(1 + f)}{2(1 + f/2)}$

$$V_{2\text{th}} = \frac{V}{2}$$

$$R_{2\text{th}} = \frac{R}{2}$$



$$\bullet V_0 = V_{02} + V_{01}$$

$$V_0 = V \cdot \frac{R_2}{R} \left( \frac{R(1+f) + R_2(2+f)}{(1+2\frac{R_2}{R})(1+f)R} - 1 \right)$$

$$V_0 = V \cdot \frac{R_2}{R} \left[ \frac{-R_2 \cdot f}{R(2 + \frac{R}{R_2})(1+f)} \right]$$

$$V_0 = V \cdot \frac{R_2}{R} \cdot \left[ \frac{-f}{(2+2f)(1+\frac{R}{2R_2})} \right]$$

Como  $f \ll 1$  y  $R_2 \gg R$

$$V_0 = -\frac{V \cdot f}{2} \times \frac{R_2}{R}$$

$$\bullet \text{Con } V_{2\text{th}} = 0; V_{01} = V_{1\text{th}} \times \frac{R_2}{R_{1\text{th}}}$$

$$\therefore V_{01} = \frac{V \cdot (1+f)}{2(1+f/2)} \times \frac{R_2}{R(1+f)} \times \frac{f(1+f/2)}{R}$$

$$\checkmark V_{01} \Rightarrow -V \times \frac{R_2}{R}$$

$$\bullet \text{Con } V_{1\text{th}} = 0; V_{02} = V_{2\text{th}} \times \frac{R_2 \cdot (1+\frac{R_2}{R_{1\text{th}}})}{R_{2\text{th}} + R_2}$$

$$\therefore V_{02} = \frac{V}{2} \times \frac{1}{\frac{R}{2} + R_2} \times R_2 \times \left( 1 + \frac{R_2}{R(1+f)} \cdot 2(1+f/2) \right)$$

$$V_{02} = \frac{V \cdot R_2}{R + 2R_2} \times \left( \frac{R(1+f) + 2R_2(1+f/2)}{R(1+f)} \right)$$

$$\checkmark V_{02} = \frac{V \cdot R_2}{R} \times \left( \frac{R(1+f) + 2R_2(1+f/2)}{\left( 1 + 2\frac{R_2}{R} \right) (1+f) R} \right)$$

Ecación del puente linealizado!

Nota: Permitiendo  $V_1$  y  $V_2$  a la entrada del operacional, la signo de  $V_0$  cambia de signo (corroborado analíticamente)

\* La condición ( $R_2 \gg R$ ) se fija para que el puente tenga ganancia.

\* La RMRC es muy buena para pequeñas variaciones ( $f \ll 1$ )

\* También hay que mantener iguales las relaciones entre las resistencias (implica también un  $f$  pequeño).

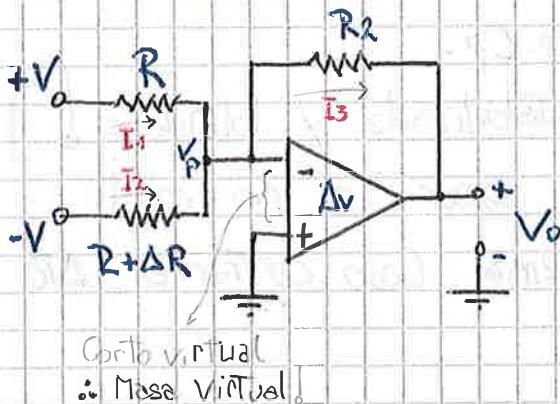
Influencia de la  $V_{os}$  y la  $I_{os}$ :

Se trae de igual forma que el op. diferencial:

$$V_{OT} = V_{os} \left( 1 + \frac{R_2}{R_{1\text{th}}} \right) + I_{os} \cdot R_2$$

## Amplificador medio puente c/medic. 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  $V_P$ :

$$I_1 + I_2 = I_3$$

$$\frac{V}{R} + \left( \frac{-V}{R + \Delta R} \right) = \frac{V_P - V_o}{R_2}$$

$$\rightarrow \frac{V}{R} - \frac{V}{R + \Delta R} = \frac{V_P - V_o}{R_2}$$

$$\frac{V}{R} - \frac{V}{R + \Delta R} = -\frac{V_o}{R_2}$$

$$-V_o = V \cdot R_2 \cdot \frac{1}{R} \left( 1 - \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{R}} \right) \quad \wedge \quad \frac{\Delta R}{R} = f$$

$$V_o = -V \cdot \left( 1 - \frac{1}{1 + f} \right) \frac{R_2}{R} \quad \wedge \quad 1 - \frac{1}{1 + f} \Rightarrow \frac{f}{1 + f} \quad \wedge \quad f \ll 1 \quad \therefore 1 + f \approx 1$$

$$V_o = -V \cdot f \cdot \frac{R_2}{R}$$

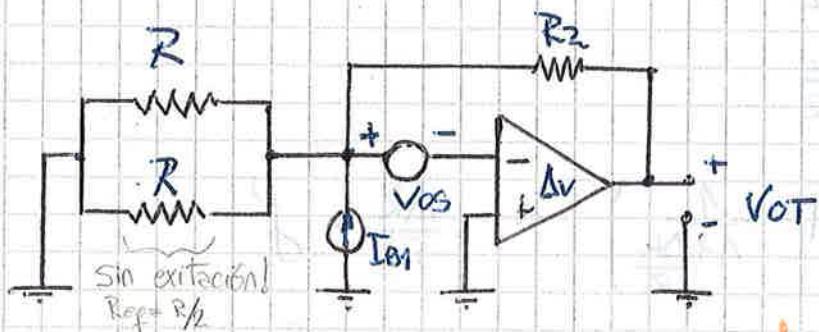
- La sensibilidad del puente depende en gran medida de la tensión de alimentación.
- En equilibrio  $V_P = \phi_v$ .
- La tensión de salida es directam. prop. a la tensión de entrada a través de la cte. de proporc.  $f$ .
- Una ventaja importante de este puente es que puede trabajar con altas tensiones 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 sombidos de la fuente de alimentación, tanto así como sus ruidos, se suman en la entrada del Amp. Op.

[ $\rightarrow$  Hay que trabajar con fuente estabilizada y blindaje!]

$\hookrightarrow$  Si no hay excitación sobre el sensor  $\sigma$  no existe  $\Delta R$ ;  $f=0$ ; no hay problema; Caso contrario  $\Delta R$  oscila con  $\Delta I$ .

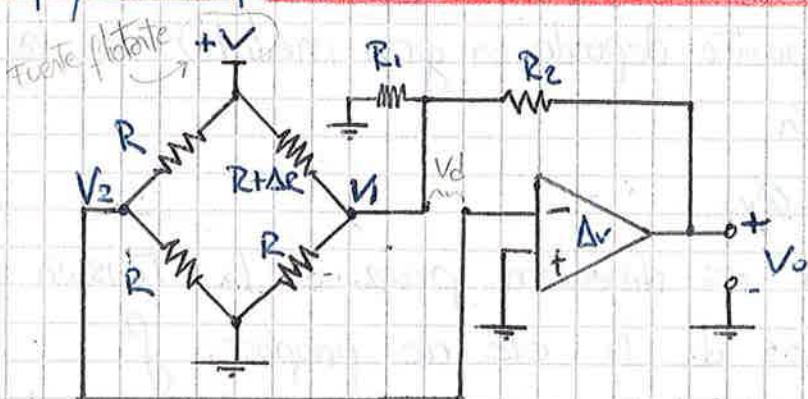
Influencia de la  $V_{OS}$  y la  $I_{BS}$ :



$$V_{OT} = V_{OS} \left( 1 + \frac{2R_2}{R} \right) - I_{BS1} \cdot R_2$$

[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 pag. 60

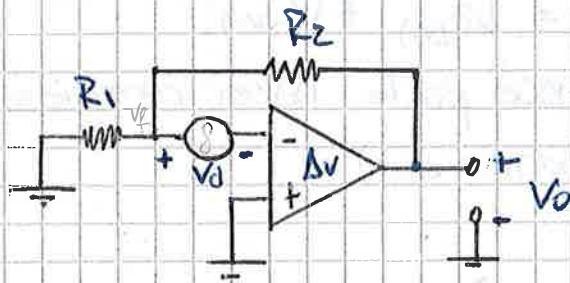
$$V_i = \frac{V}{2(1+f/2)} \quad V_2 = \frac{V}{2}$$

$$\therefore V_d = (V_2 - V) = \left( \frac{V}{2} - \frac{V}{2(1+f/2)} \right) \Rightarrow \frac{-V \cdot f}{4(1+f/2)}$$

$\hookrightarrow$  Se hace  $V_i - V_d$  para poder colocar el modelo de  $V_d$  con polaridad (+).

Nota:

El circ. eq. reemplazando  $V_d$  como fuente de tensión:



$$V_d = \frac{V_o}{R_1 + R_2} \times R_1$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_d$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times -\frac{V_f}{4(1+sh)}$$

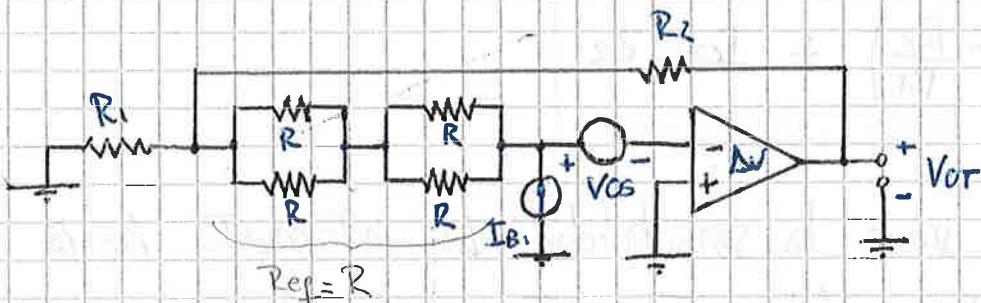
$$V_o = -\frac{V_f}{4} \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

↑ como  $f \ll 1$ ;  $1+sh \approx 1$

- 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 RRMC no es buena. No es posible discriminar entre la señal diferencial del puente y las señales de m. comich.

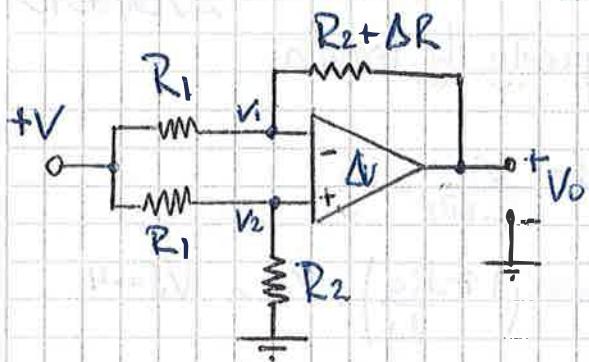
\* Es necesario el uso de fuente flotante! El puente y el Amp. Op. necesitan fuentes de alim. independientes.

Influencia de la  $V_{os}$  y de la  $I_{B1}$ :



$$V_{oT} = V_{os} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - (I_{B1} \cdot R) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_{B1} \cdot R_2$$

## Amplificador puente para grandes desviaciones:



• Por superposición :

$$[V_0 = V_0(v_1) + V_0(v_2)]$$

• No hace falta hacer correcciones (aproximaciones)

$$\rightarrow V_0(v_1) \Rightarrow V_x \left( -\frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right)$$

$$\rightarrow V_0(v_2) \Rightarrow \frac{V}{R_1 + R_2} \times R_2 \times \left( 1 + \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right)$$

} Sumando :

$$* V_0 \Rightarrow V_x \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( 1 + \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right) - V_x \frac{R_2 + \Delta R}{R_1}$$

$$V_0 \Rightarrow V_x \left[ \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} + \frac{R_2(R_2 + \Delta R)}{(R_1 + R_2)R_1} - \frac{R_2 + \Delta R}{R_1} \right]$$

$$V_0 \Rightarrow V_x \left[ \frac{R_2 \cdot R_1 + R_2^2 + R_2 \cdot \Delta R - R_2 \cdot R_1 - R_2^2 - R_1 \cdot \Delta R - R_2 \cdot \Delta R}{(R_1 + R_2)R_1} \right]$$

$$V_0 \Rightarrow V_x \cdot \frac{-\Delta R}{R_1 + R_2} \times \frac{R_2}{R_2} = -V_x \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta R}{R_2} \quad \wedge \quad \frac{\Delta R}{R_2} = f$$

$$V_0 = -V_x f \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

• La función de transf. del puente aparece como una función lineal de  $f$  e la entrada.

Influencia de la  $V_{os}$  y la  $I_{B}$ :

$$V_{OT} = V_{os} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{os} \cdot R_2$$

• Aumentando  $V$  se varía la sensibilidad del instrumento hasta la potencia máx. del instrumento.

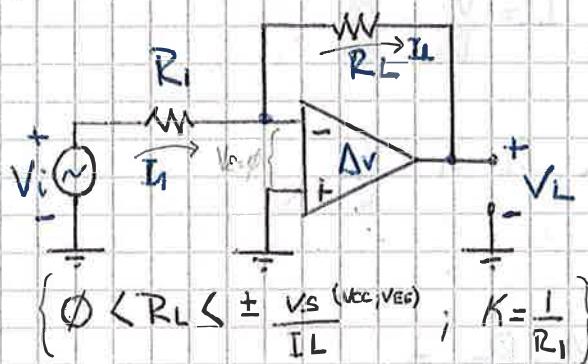
## Convertidores Tensión a Corriente

### CTC con carga flotante:

Tanto el circuito inversor con Amp. Op., como el NO inversor, pueden ser utilizados como CTC; con el cambio de  $R_2$  por  $R_L$ .

Suponemos los Amp. Op. ideales:  
 $I_{in} = I_{el}$ ;  $I_E = 0$ ;  $V_E = 0$ ;

#### Amp. Op. Inversor:

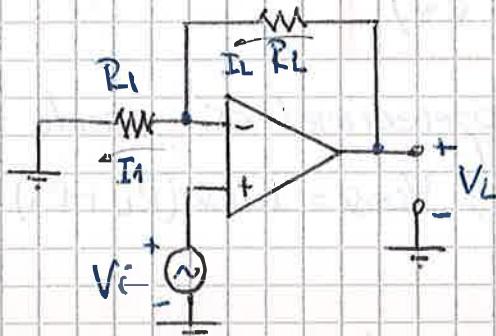


- Tenemos Masa Virtual en (-)

$$\therefore I_1 = \frac{V_d}{R_1} \quad \wedge \quad I_L = I_1$$

- $I_L$  no depende de  $R_L$  siempre que el generador (y el Amp. Op.) pueda suministrar la corriente.

#### Amp. Op. No Inversor:



$$\bullet I_1 = \frac{V_d}{R_1} = \frac{V_L - V_i}{R_1} \quad \wedge \quad I_L = I_1$$

- Se comporta de forma similar al inversor, solo que en este caso el Amp. Op. suministra la corriente  $I_L$ .

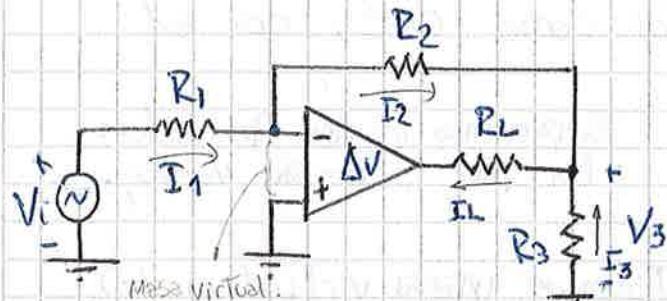
- \*  $I_L$  queda entonces fijada por  $V_i$  y  $R_1$ . Si  $V_i = \text{cte}$ , (CC), estoy generando una fuente de corriente cte!
- \* En lugar de  $R_L$  se puede conectar una capacidad 'C' o una inductancia 'L'.
- \* La conf. no inversora no exige corriente de la fuente de señal.

\* 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 $I_L$ :



$$\begin{aligned} \bullet \quad I_L &= I_2 + I_3 \quad \wedge \quad I_2 = I_1 \\ \therefore I_L &= I_1 + I_3 \quad \wedge \quad I_1 = \frac{V_i}{R_1} \\ I_3 &= \frac{V_3}{R_3} \\ \therefore I_L &= \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_3}{R_3} \end{aligned}$$

Analizando  $V_3$ :  $V_3 = I_2 \cdot R_2 \quad \wedge \quad I_2 = I_1 = \frac{V_i}{R_1}$

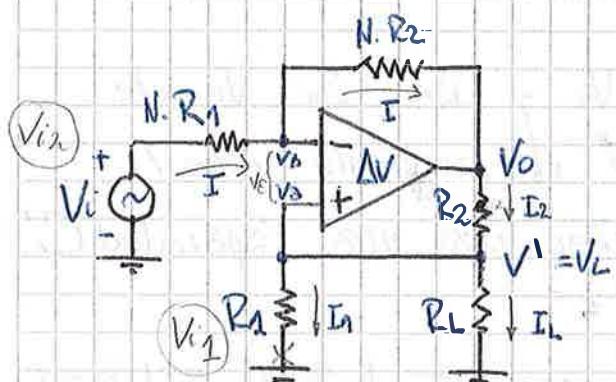
$$V_3 = \frac{V_i}{R_1} \cdot R_2$$

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 ( $I_1=0$ ) ;  $V_{L\max} = I_{L\max}(R_L + R_3)$  [Revisar]

### CTC con carga a masa:



\* Hay que tener en cuenta que no hay masa virtual y que  $V^1$  se ve en el terminal (-) del Amp. Op.

\* Desarrollo generalizado con  $V_{i1}$  y  $V_{i2}$ :  $N.R_1 = N.R_2 = R_1 = R_2 \Rightarrow R$

NOTA

Desarrollo propio!  
MAR

$$\textcircled{1} \quad V_o = \Delta V \cdot V_e \quad \wedge \quad V_c = V_2 - V_b$$

$$V_o = \Delta V \cdot (V_a - V_b)$$

$$\rightarrow V_a \cdot Y_a = I_{V1} + I_o$$

$$V_a \cdot \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R} \right) = \frac{V_1}{R} + \frac{V_o}{R}$$

$$V_a = \frac{(V_1 + V_o)}{R \cdot \left( \frac{2}{R} + \frac{1}{R_L} \right)} \Rightarrow \frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}}$$

$$V_o = \left( \frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}} \right) \cdot R_L$$

Aplicando ecuaciones de nodo en  $V_a$  y  $V_b$  y luego límite  $\Delta V \rightarrow 0$

$$\rightarrow V_b \cdot Y_b = I_{V1} + I_o$$

$$V_b \cdot \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R} \right) = \frac{V_2}{R} + \frac{V_o}{R}$$

$$V_b \cdot \frac{2}{R} = \frac{V_2 + V_o}{R}$$

$$V_b = \frac{V_2 + V_o}{2} \quad (\text{corroborado por superposición})$$

$$\bullet \quad V_o = \Delta V \cdot \left[ \left( \frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}} \right) \cdot R_L - \left( \frac{V_2 + V_o}{2} \right) \right]$$

$$* \text{ Aplicando } \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{V_o}{\Delta V} = V_e \rightarrow \phi_v : \left( \frac{V_1 + V_o}{2 + \frac{R}{R_L}} \right) R_L = \frac{V_2 + V_o}{2}$$

$$2 \cdot V_1 \cdot R_L + 2 \cdot V_o \cdot R_L = 2 R_L \cdot V_2 + 2 R_L \cdot V_o + V_2 \cdot R + V_o \cdot R$$

$$V_o R = 2 V_1 \cdot R_L - 2 V_2 \cdot R_L - V_2 \cdot R$$

$$V_o = V_1 \cdot \left( \frac{2 R_L}{R} \right) - V_2 \cdot \left( 1 + \frac{2 R_L}{R} \right)$$

• Suponiendo solo  $V_1$  ( $V_{ia} = \phi_v$ ) y reemplazand  $V_o$  en la ec. de  $V_a$ :

$$V_a = V_L = \left( -V_2 \cdot \frac{R + 2 R_L}{R} \right) \cdot \frac{R_L}{R + 2 R_L} ; \quad V_L = -V_2 \cdot \frac{R L}{R} \quad | \quad I_L = -\frac{V_2}{R}$$

Desarrollo de la catedra:

- ② • 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  $[N.R_1]$

$$^A V' = I_2 \cdot (R_1 // R_L)$$

$$\therefore V' = f(V_o)$$

$$^B I_2 = \frac{V_o}{R_2 + (R_1 // R_L)}$$

$$^B I_2 = \frac{V_o}{R_2 + (R_1 // R_L)}$$

condiciones:  $\begin{cases} R_2 : \text{Pequeña} \\ R_1 : \text{Elevada} \end{cases}$

Desarrollo:

$$I = \frac{V_i - V'}{NR_1} = \frac{V_i - V_o}{NR_2} ; \quad \frac{V_o}{NR_1} - \frac{V'}{NR_1} = \frac{V_i}{NR_2} - \frac{V_o}{NR_2}$$

$$V_o = NR_2 \cdot \frac{V'}{NR_2} - NR_2 \cdot \frac{V_o}{NR_1} + NR_2 \cdot \frac{V_i}{NR_2}$$

$$^C V_o = V' + \frac{V'}{R_1} \cdot R_2 - \frac{V_i}{R_1} \cdot R_2 \Rightarrow V' \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_i \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Reemplazando  $B$  en  $A$ : y luego reemplazando  $V_o$  por  $C$ :

$$V' = \left( \frac{V_o}{R_2 + (R_1 // R_L)} \right) \cdot (R_1 // R_L)$$

$$V' = \left[ V' \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_i \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \right] + \left( \frac{R_1 // R_L}{R_1 // R_L + R_2} \right)$$

$$V' = V' \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{\left( \frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L} \right)}{\left( \frac{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L} \right)} - V_i \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left( \frac{\frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}}{\frac{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L}} \right)$$

$$V' = V' \cdot \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L} - V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}$$

$$V' \left[ 1 - \frac{(R_1 + R_2) R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L} \right] = - V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L}$$

$$V' = - V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2(R_1 + R_L) + R_1 \cdot R_L - (R_1 + R_2) R_L} = - V_i \cdot \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 \cdot R_1 + R_2 \cdot R_L + R_1 \cdot R_L - R_1 \cdot R_2 - R_2 \cdot R_L}$$

$$V' = - \frac{V_i}{R_1} \cdot R_L$$

Manteniendo la relación:  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{NR_2}{NR_1}$ ;  $Z_0 \uparrow$

1)  $I$  iguales  $\rightarrow V'$

2)  $V_o = A \cdot V_i + B \cdot V'$   $\rightarrow V' = f(V_o)$

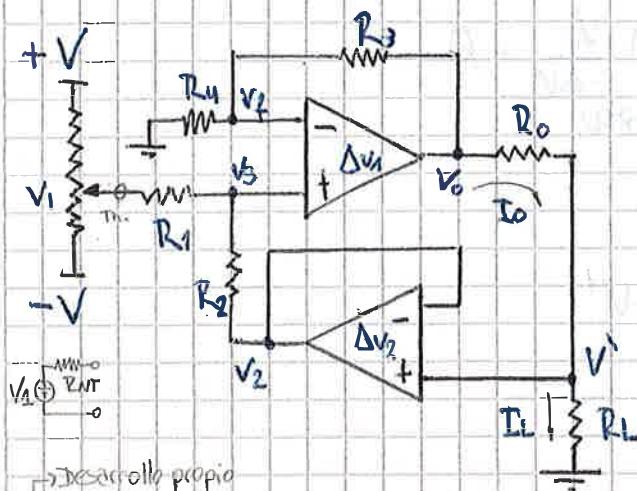
3) con  $V'$   $\rightarrow I_2 = \frac{V'}{R_L}$

$$I_L = - \frac{V_i}{R_1} ;$$

NOTA

$$\left\{ I_L \cdot R_L + (R_1 \cdot R_2 + I_L \cdot R_2) < V_S \text{ (var. varia)} \right\} \quad \left\{ 0 < R_L < \frac{V_S - I_L \cdot R_2}{I_L + I_L \cdot \frac{R_2}{R_1}} \right\}$$

## CTC con realimentación:



- $I_o = f(V_i)$
- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \Rightarrow R$
- $R_{NT} \ll R$

① 'A1' forma un sumador no inversor con dos entradas:  $V_1$  y  $V_2$ ;

$$\rightarrow V_o = V_s \cdot G_{NI} = \left( \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \right) \times \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \times K$$

$$V_o = V_1 + V_2 \quad \wedge \quad V_2 = V'$$

$$V_o = V_1 + V'$$

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  $V_p$  y  $V_s$  y luego límite:

$$\rightarrow V_p \cdot Y_p = I_o \quad \wedge \quad Y_p = \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \Big|_{p \text{ fijo}} \Rightarrow \frac{2}{R}$$

$$\underline{V_p = \frac{V_o}{R} \times \frac{K}{2} = \frac{V_o}{2}} \quad \underline{I_o = \frac{V_o}{R_3} \Rightarrow \frac{V_o}{R}}$$

$$\rightarrow V_s \cdot Y_s = I_1 + I_2 \quad \wedge \quad Y_s = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \Big|_{p \text{ fijo}} \Rightarrow \frac{2}{R} ; \text{ consid. } R_{NT} \ll R$$

$$V_s \cdot \frac{2}{R} = \frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R}$$

$$\underline{V_s = \frac{2}{R} \times \frac{V_1 + V_2}{R}}$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1}{R} ; \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_2}{R}$$

$$\bullet V_0 = V_C \times \Delta v \quad \wedge \quad V_C = V_s - V_f = \frac{V_1 + V_2}{R} - \frac{V_0}{Z}$$

$$V_0 = \Delta v \left( \frac{V_1 + V_2}{R} - \frac{V_0}{Z} \right)$$

$$\frac{V_0}{\Delta v} = \frac{V_1 + V_2}{R} - \frac{V_0}{Z} \quad \wedge \quad \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{V_0}{\Delta v} = \emptyset$$

$$\therefore \frac{V_1 + V_2}{R} = \frac{V_0}{Z}$$

$$V_0 = V_1 + V_2 \quad \wedge \quad V_2 = V'$$

$$\underline{V_0 = V_1 + V'}$$

$$\hookrightarrow V' = V_0 - V_1$$

$$\rightarrow I_0 = \frac{V_0}{R_0 + R_L} = I_L \quad ; \quad R_L = I_L \cdot V' \quad ; \quad R_L = \frac{V_0 - V_1}{I_L}$$

$$\cancel{I_L = \frac{V_0}{R_0 + \frac{V_0 - V_1}{I_L}} = \frac{V_0}{I_L R_0 + V_0 - V_1} \times I_L}$$

$$\cancel{V_0 = I_L \cdot R_0 + V_0 - V_1}$$

$$V_1 = I_L \cdot R_0$$

$$\cancel{I_L = \frac{V_1}{R_0}}$$

③ Sin la suposición de que  $R_{NT} \ll R$ ;  $R_{NT}$  es  $\approx R$ .

$$\rightarrow V_0 = V_3 \cdot G_{N1} = \left( \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot (R_1 + R_{NT})}{(R_1 + R_{NT}) + R_2} \right) \times \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

$$V_0 = \frac{[V_1 + V_2 (1 + R_{NT}/R)] R}{(2 + R_{NT}/R) R} \cdot 2 \quad | R' \text{ igualar}$$

$$V_0 = \frac{V_1 + V_2 (1 + R_{NT}/R)}{(1 + R_{NT}/2 \cdot R)} \quad \wedge \quad V_2 = V'$$

$$\underline{V_0 = \frac{V_1 + V' (1 + R_{NT}/R)}{(1 + R_{NT}/2 \cdot R)}}$$

$$V_o(1 + R_{nt}/2R) = V_1 + V'(1 + R_{nt}/2)$$

$$\therefore V'(1 + R_{nt}/2) = V_o(1 + R_{nt}/2) - V_1$$

$$V' = \frac{V_o(1 + R_{nt}/2) - V_1}{(1 + R_{nt}/2)}$$

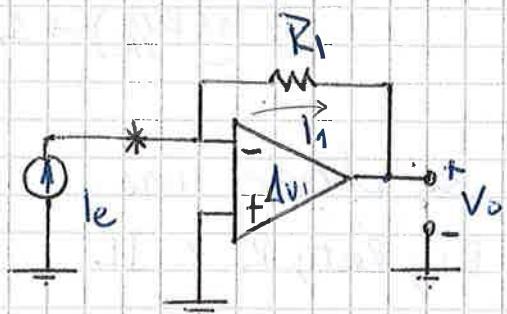
Aquí se ve que cuando  
 $R_{nt} \ll R$ ;  $R_{nt}/R \rightarrow 0$   
y  $(1 + R_{nt}/2) \rightarrow 1$

Reemplazando  $V'$  en  $I_L = \frac{V_o - V'}{R_o}$  se obtiene una  
expresión en la que aparecen  $R_o$ ,  $R_L$ ,  $R_{nt}$ ,  $R$ .  $\therefore I_L$   
debe de depender exclusivamente de  $V_1$  y  $R_o$ .

$$I_L = f(V_1; R_o; R_L; R; R_{nt})$$

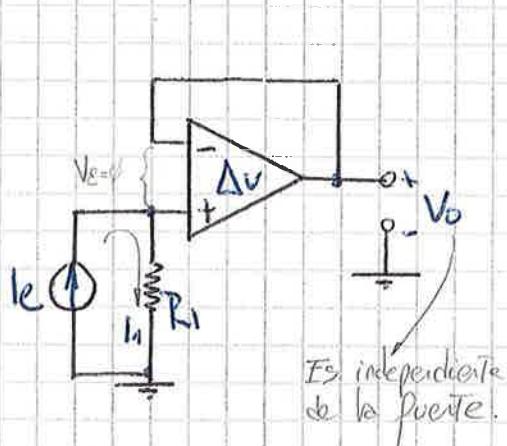
CCT de transresistencia:

Inversor:



- Impedancia de entrada:  $\infty$
- $I_1 = I_e = -\frac{V_o}{R_1}$
- ∴  $V_o = -I_e \cdot R_1$
- $V_o = I_e \cdot K$        $K = -R_1$

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.

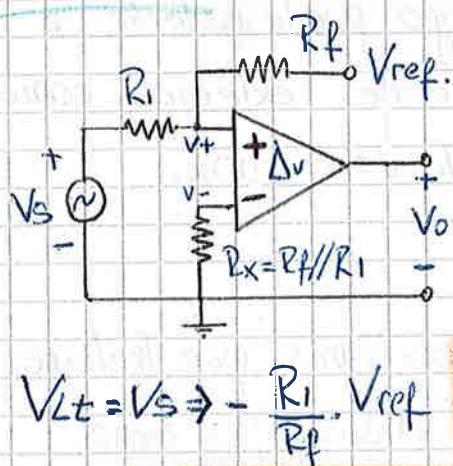
## Comparadores

(de Electrónica de Pashio) Pág. 818)

- 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:

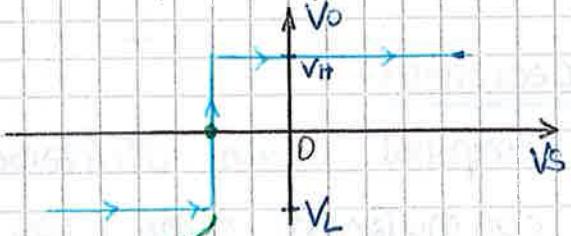


$$V_{L+} = V_s \Rightarrow -\frac{R_1}{R_f} \cdot V_{ref}$$

- Idealmente, el cruce ocurrirá cuando  $V_+ = V_o$ .

$$V_+ = \frac{V_s}{R_1 + R_f} \times R_f + \frac{V_{ref}}{R_1 + R_f} \cdot R_1 \Rightarrow V_o$$

$$\langle V_s \cdot R_f + V_{ref} \cdot R_1 = 0 \rangle$$



$V_s = V_{L+}$

CAMBIO DE ESTADO

(Audio Int. Ganzales, Voca 24, Min. 1)

NOTA

- $V_o$ : tensión de salida (norm.  $\rightarrow$  Tensión de saturación:  $V_{sat} \pm V_o$ )
- $V_{ref}$ : tensión de referencia, o comparación ( $+$ ;  $-$ ;  $\emptyset$ )
- $V_s$ : tensión de entrada; señal.
- $V_{sat}$ : tensión de saturación ( $+ \sigma -$ ).

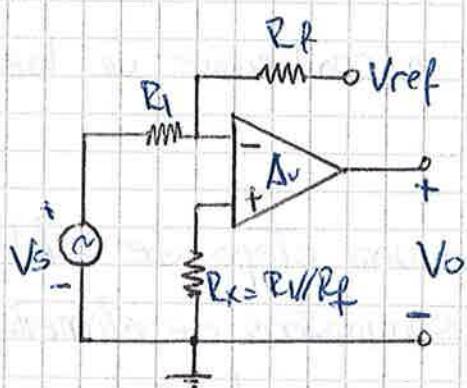
\* El cambio de estado se produce cuando  $V_s$  alcanza

- $V_{L+}$ ; ( $V_+ > 0$ )

→ Si  $V_s$  se ingresa por el terminal negativo, el cambio de alto a bajo de  $V_s$  se produce cuando  $V_s$  alcanza  $V_{H-}$

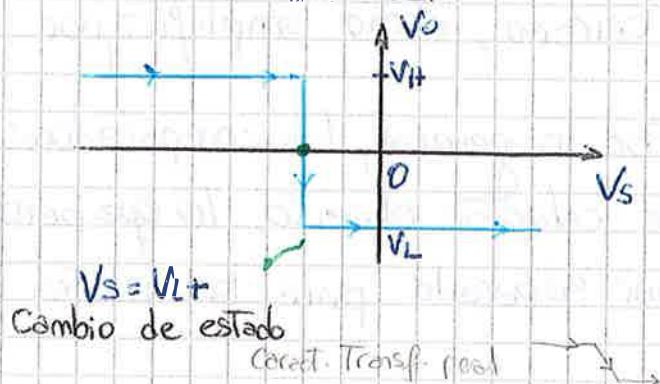
- $V_{H-} = \frac{V_{ref}}{R_1 + R_f} \times R_1$

### Inversor:



$$V_{L+} = V_s = -\frac{R_1}{R_f} \cdot V_{ref}$$

- La salida  $V_o$  cambiará de alto ( $V_H$ ) a bajo ( $V_L$ ) cuando la entrada sea  $V_s = V_{L+}$ .



- 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.

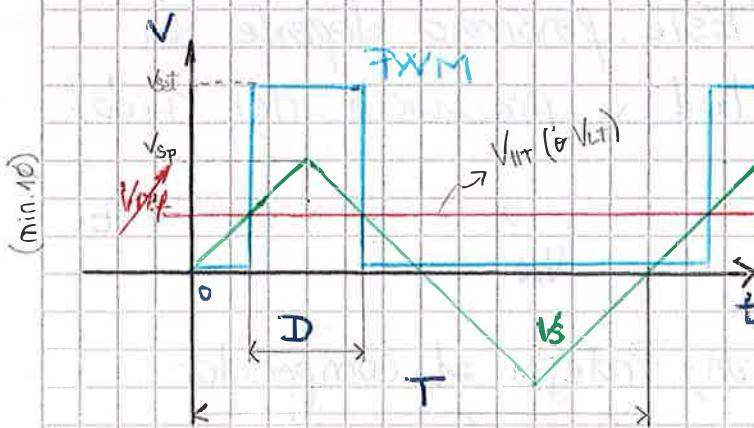
### Aplicaciones:

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  $\Rightarrow \frac{\text{Tiempo de conducción}}{\text{Período de la onda que opera sobre el dispositivo}} \Rightarrow \frac{D}{T} \Rightarrow C_T$

- Con una  $V_{ref}$  ajustable para el comparador y una señal alterna periódica (triangular) de entrada  $V_s$ , obtenemos un  $D/T$  ajustable; Llamado PIWM :  $\begin{cases} D \rightarrow \text{Variable} \\ T \rightarrow \text{Fijo.} \end{cases}$



- $V_s$ : señal de entrada
- $V_{ref}$ : señal de referencia
- $V_o$ : señal de salida

$$* C_{T\max} = 50\%.$$

$$(V_{SPP} = 2 \cdot V_{sp})$$

Por relación de semejanza

de triángulos :  $\frac{(V_{sp} - V_{ref})}{V_{SPP}} = \frac{D}{T} = C_T$

$$\frac{(V_{sp} - V_{ref})}{V_{SPP}} \Rightarrow \frac{D}{T} = \frac{V_{sp}}{V_{SPP}}$$

- Si en vez de una  $V_{ref}(cc)$  (con ampl. variable) entramos con una onda senoidal :
  - O. Triangular : Portadora.
  - O. Senoidal : Modulante  $\rightarrow C_{T\min}$  y  $C_{T\max}$ .

El ciclo de trabajo podría ser una indicación del % de modulación; Estaría dado por el valor pico de la modulante.

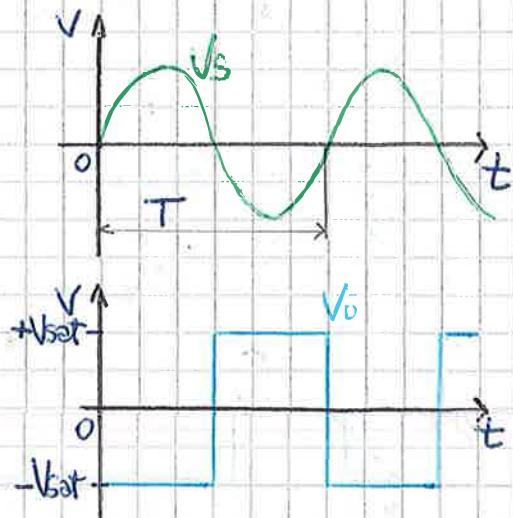
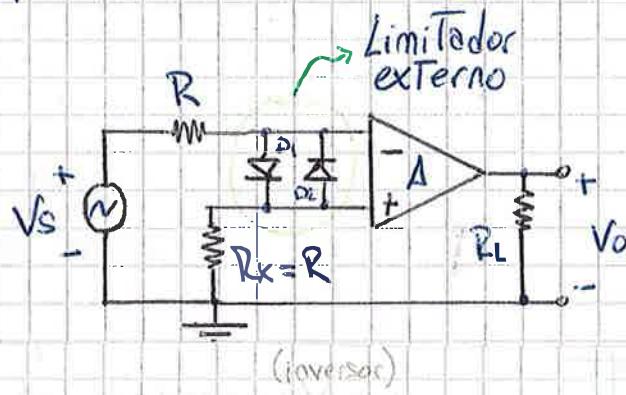
La cadencia de la PIWM va a estar dada por la modulante.

- \* 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 el 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 óptimo 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 detecciones. [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 comutación, se corre el nivel de comparación, tomado como valor de entrada, utilizando realimentación positiva. Con un divisor resistivo se introduce la nueva  $V_{iref}$  generada en función de los estados de salida. Así los puntos de comparación se corren generando un ciclo de histeresis.

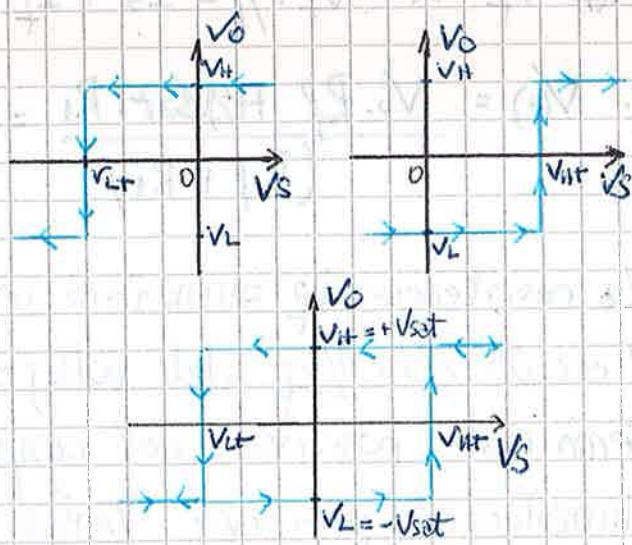
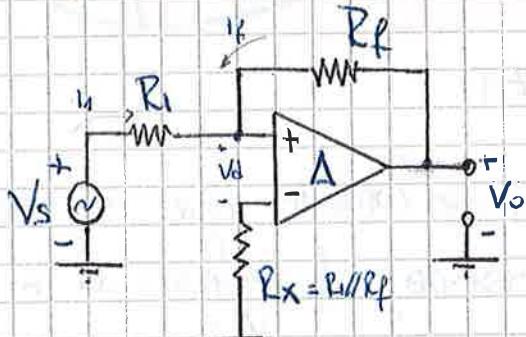
→ El cambio de un estado a otro no se hace con la misma señal de entrada.

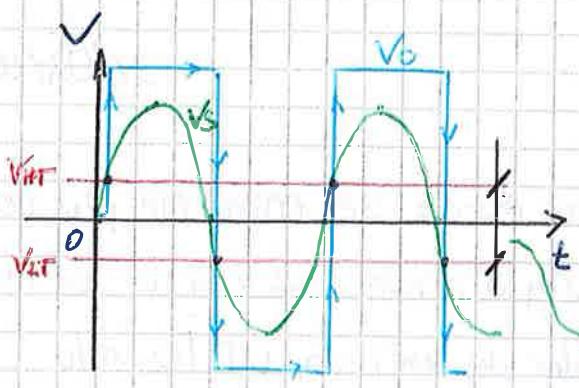
se elimina el problema de las comutaciones falsas

### 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:  $V_{HT}$ ,  $V_{LT}$
- Señal de salida:  $V_o$

Margen de histeresis!

$V_H$

$V_H = V_{HT} - V_{LT} \rightarrow$  La amplitud de la señal de ruido superpuesta a 'Vs' tiene que ser menor que ' $V_H$ '  
 $|V_n| < |V_H|$

\* Si el ruido fuera lo suficientemente grande, ' $V_s + V_n$ ' podría alcanzar a  $V_{HT}$  o  $V_{LT}$  y cambiaría de estado el comparador  $\Rightarrow$  Falso disparo! Todo mal chabón!

### Efecto de la realimentación positiva:

$$\bullet I_f = \beta \cdot (+-) V_{sat} \wedge \beta = 1/R_f \quad \begin{cases} \text{Muestra: Tensión} \\ \text{Mezcla: paralelo: corr.} \end{cases}$$

La transición se da para:  $V_{(+)}/V_o$

$$\bullet \frac{V_{(+)}}{R_f} = -\frac{R_1}{R_f} \cdot (+-) V_{sat} \quad \begin{aligned} V_{LT} &= -\frac{R_1}{R_f} |V_{sat}| \\ V_{HT} &= +\frac{R_1}{R_f} |V_{sat}| \end{aligned}$$

$$\bullet V_{(+)} = V_f \wedge V_f \cdot Y_f = I_s + I_f$$

$$\therefore V_{(+)} = \frac{V_s \cdot R_f + (+-) V_{sat} \cdot R_1}{(R_f + R_1)} = V_d \quad \text{Ecu \# 11}$$

$$\beta = \frac{I_f}{V_o}$$

$$\Delta z_p = \frac{\Delta z}{1 - \beta \Delta z}$$

$$V_o = \Delta z_p \cdot I_o$$

• 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:

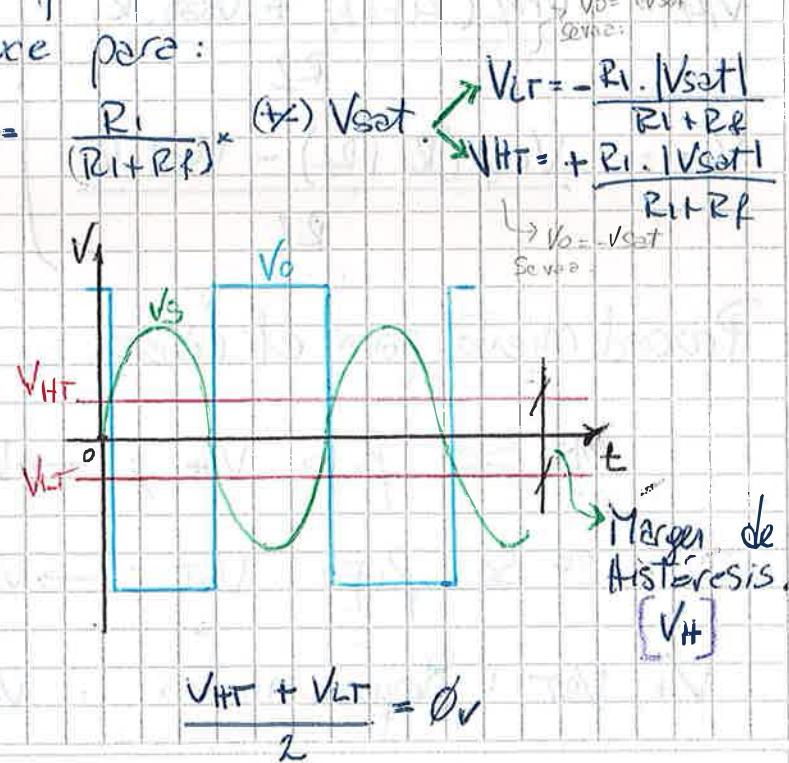
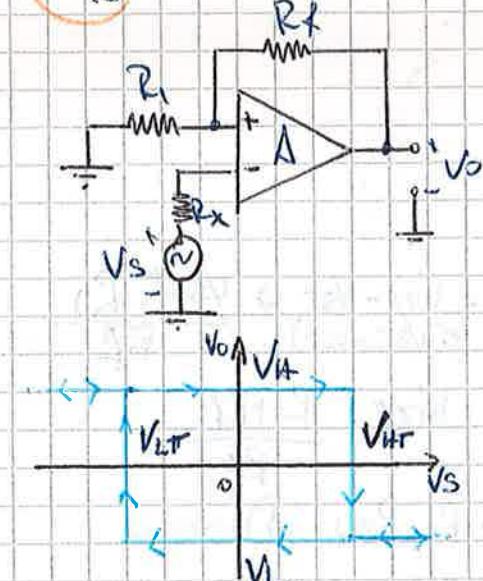
La señal de entrada  $V_s$  se aplica al terminal inversor del comparador. La fun. de transf. se invierte c/resp. al no inves.

$$\bullet A_f = \frac{-A}{1 - \beta A} \Rightarrow \frac{V_o}{V_s} \quad \wedge \quad \beta = R_1 / (R_1 + R_f) \quad ; \quad \beta = \frac{V_f}{V_o}$$

$$\bullet V(+)=V_f \Rightarrow \beta V_o \Rightarrow \beta A_f \cdot V_s$$

La Transición se produce para:

$$\bullet V_{S(\pm)} = V(+) = \beta \cdot (+/-) V_{sat} = \frac{R_1}{(R_1 + R_f)} \cdot (+/-) V_{sat}$$

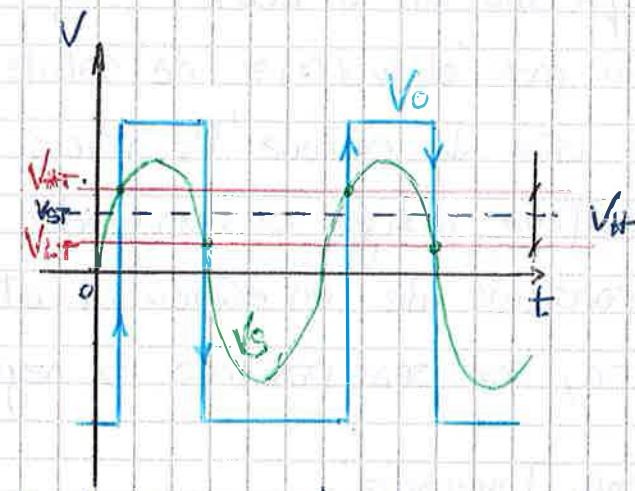
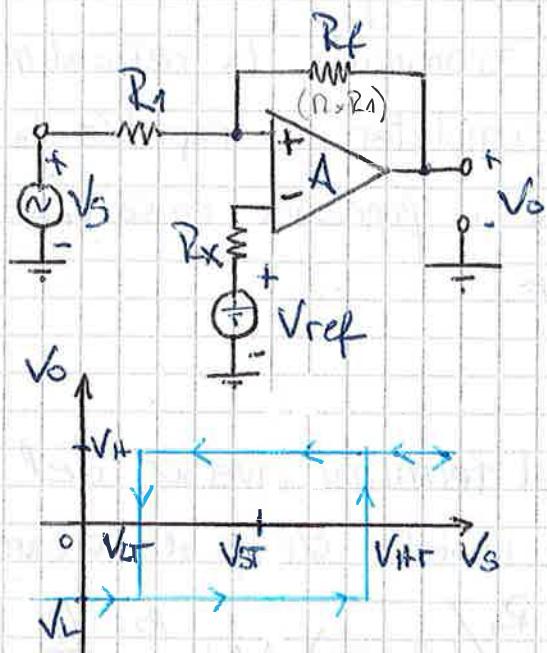


## Comparador de Schmitt con Voltaje de referencia, 08/03/10

El voltaje de conmutación de un circuito con disparador Schmitt se define como el promedio de  $V_{LT}$  y  $V_{HT}$

$$V_{ST} = \frac{V_{LT} + V_{HT}}{2} = \frac{V_{ref} \cdot (R_f + R_1)}{R_f}$$

Conf. no inversora:



Condición para la transición:

$$\frac{V_s \cdot R_f + (-) V_{ST} \cdot R_1}{(R_1 + R_f)} = V_{ref}$$

$$V_{HT} = \frac{V_{ref} (R_1 + R_f) + V_{sat} \cdot R_1}{R_f}$$

$$V_{LT} = \frac{V_{ref} (R_1 + R_f) - V_{sat} \cdot R_1}{R_f}$$

$$V_{ST} = \frac{V_{HT} + V_{LT}}{2} = \frac{V_{ref} \cdot (R_1 + R_f)}{R_f}$$

Procedimiento para el diseño:

$$1^{\circ} \text{ Se fija } V_{HT}; \rightarrow V_{HT/2} = \frac{V_{HT} - V_{ST}}{(V_{ST} - V_{LT})} \Rightarrow \frac{V_{sat} \cdot R_1}{R_f}$$

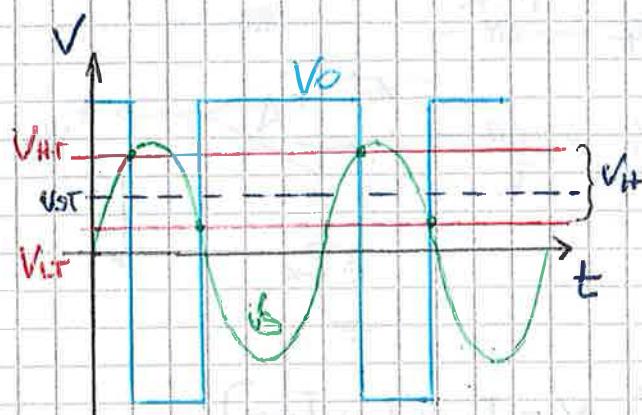
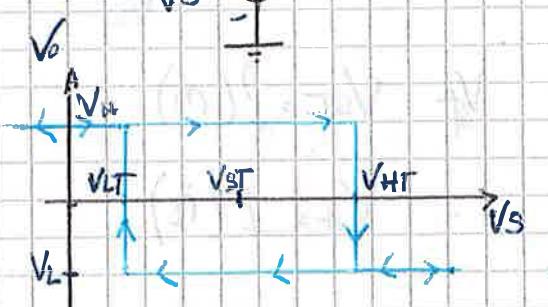
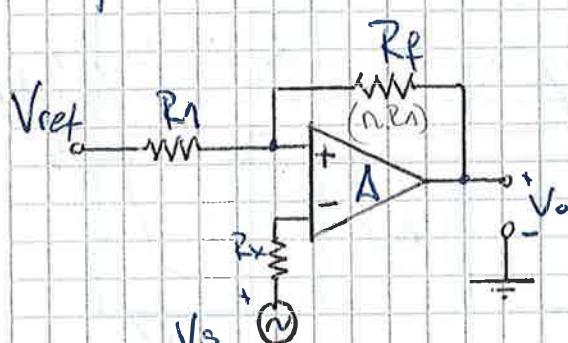
$$2^{\circ} \text{ Se fija } V_{ST}; \rightarrow V_{ST} = V_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_f}{R_f}$$

$V_{HT}, V_{ST}$ : Requerimientos

$V_{ref}, R_1, R_2$ : Diseño

(Rx)

Conf. inversora:



Condición para la Transición:

$$\frac{V_{ref} \cdot R_f + V_{sat}(y) \cdot R_1}{(R_1 + R_f)} = V_s$$

$$V_{HT} = \frac{V_{ref} \cdot R_f + V_{sat} \cdot R_1}{(R_1 + R_f)}$$

$$V_{LT} = \frac{V_{ref} \cdot R_f - V_{sat} \cdot R_1}{(R_1 + R_f)}$$

$$V_{ST} = \frac{V_{HT} + V_{LT}}{2} = \frac{V_{ref} \cdot R_f}{(R_1 + R_f)}$$

$$V_{HT} - V_{LT} = V_{ref} \left( \frac{1}{1+n} \right) - V_{sat} \left( 1 - \frac{1}{n} \right)$$

$$n = R_1 / R_f$$

Procedim. para el diseño:

$$1^{\circ} \text{ Se fija } V_{HT}; \rightarrow V_{HT/2} = \frac{V_{sat} \cdot R_1}{R_1 + R_f}$$

$$2^{\circ} \text{ Se fija } V_{ST}; \rightarrow V_{ST} = \frac{V_{ref} \cdot R_f}{R_1 + R_f}$$

Averamente:  $V_{HT}$  y  $V_{ST}$ : Requerim.  $V_{ref}$ ;  $R_1$ ;  $R_f$ ;  $R_x$ : Diseño.

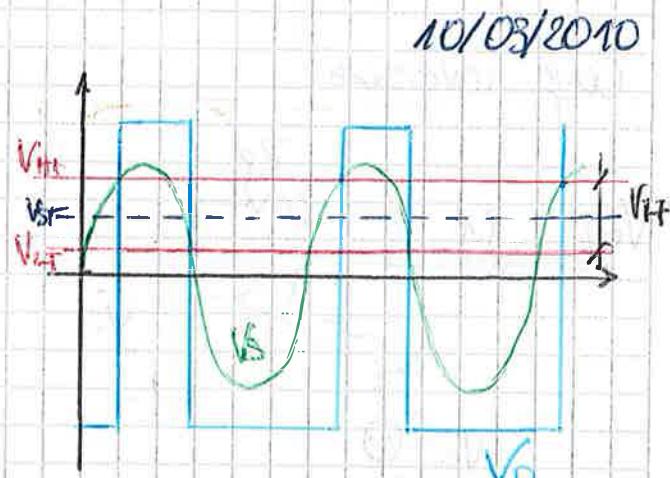
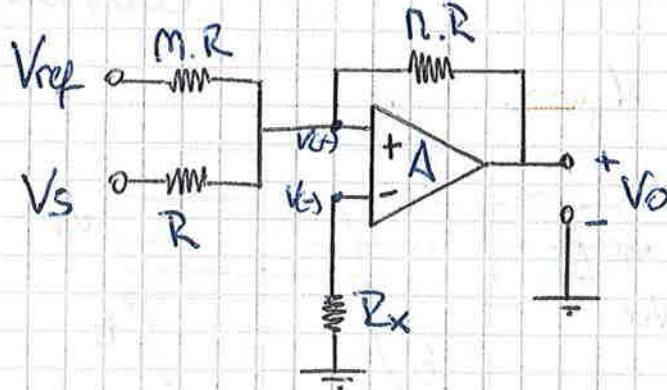
\* Los gráficos y ecuaciones del circ. no inversor/inversor fueron corroborados con simulación (EWB 5.12)

(Ejemplo de diseño en pag. 41 del ap. Práctico)

• Haciendo  $\frac{R_1}{R_f} = \frac{1}{n}$ ;  $V_{HT} = V_o = V_{ref} \left( 1 + \frac{1}{n} \right) + \frac{V_{sat}}{n}$  } Versión de diseño para la conf. no inversora!

NOTA: n, al variar modifica conjuntamente  $V_{HT}$  y  $V_{ST}$ .

## Comp. Schmitt con Vref y control separado de VH y VST



$$V_{(+)}, Y_T \approx I_{ref} + I_S + I_{sat}$$

$$V_{(-)} \approx \phi_v$$

$$V_{st} = f(m)$$

$$V_H = f(n)$$

La Transición ocurre cuando

$$V_{(+)}, V_{(-)} = \phi_v$$

$$V_{(+)}, = \frac{I_{ref} + I_S + I_{sat}}{Y_T} = V_{(-)} = \phi_v$$

$$\therefore I_{ref} + I_S + I_{sat} = \phi_v$$

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{M.R}$$

$$I_S = \frac{V_S}{R}$$

$$I_{sat} = \frac{V_{sat}(+/-)}{n.R}$$

$$V_{tr} = -\frac{V_{ref}}{m} + \frac{V_{sat}}{n}$$

$$V_{tr} = -\frac{V_{ref}}{m} - \frac{V_{sat}}{n}$$

\* Para que  $V_{st} > \phi_v$ ;  $V_{ref}$  debe ser negativo y viceversa; para  $V_{st} < \phi_v$ ;  $V_{ref}$  debe ser positivo.

EJ:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Con: } V_{ref} = -10V; \quad n = 15 \\ \quad \quad \quad V_{sat} = +/- 15V \quad m = 3,33 \\ \quad \quad \quad V_S = 6 \cdot \sin(1000t) \quad R = 666,67 \end{array} \right\}$$

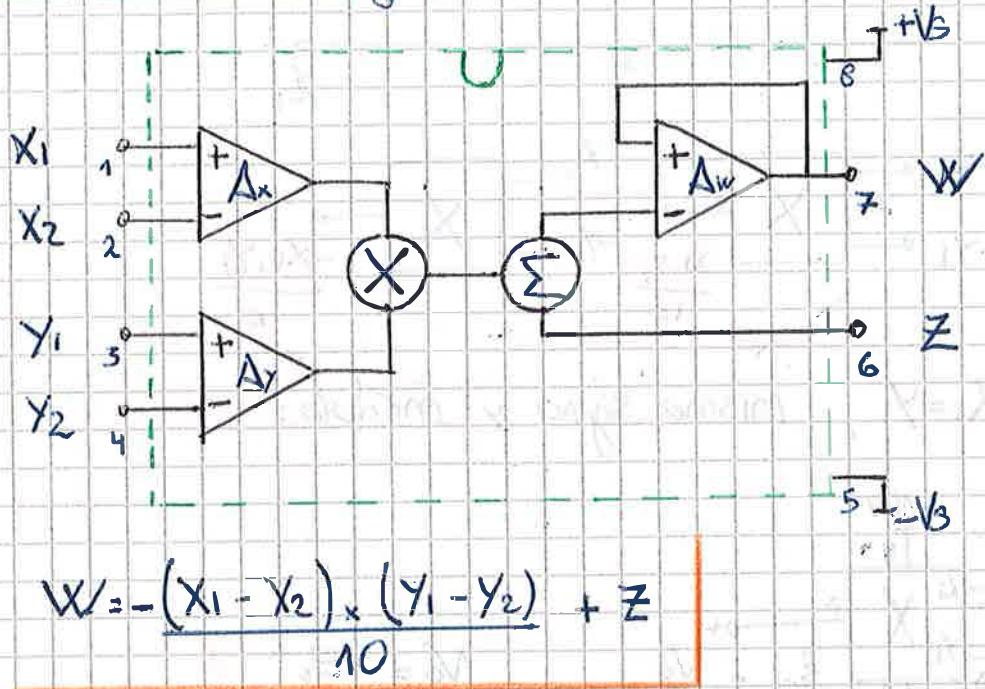
$$V_H = 2V \checkmark$$

$$V_{st} = 3V \checkmark$$

\* Comprobado con simulación.

## Multiplicadores Analógicos

Multiplicador analógico AD-633-JN :



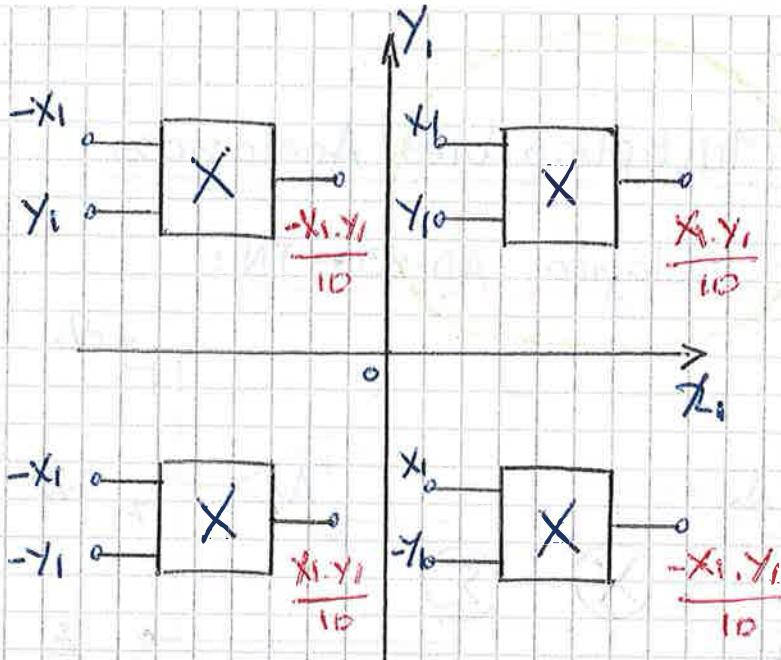
\* El factor  $1/10$  es un factor de escala; Procesa  $1V$  como referencia.

### 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:

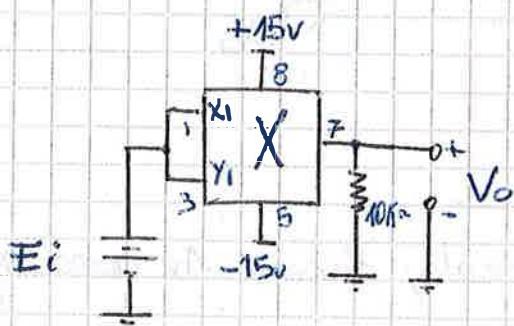
Supongamos  $Z = X_2 = Y_2 = 0V$ .



Opciones de entrada:

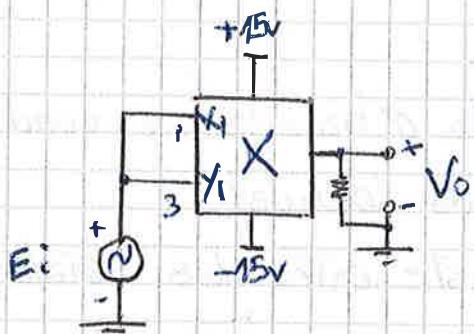
$$Z = X_2 = Y_2 = \emptyset v.$$

- Suponemos  $X_1 = Y_1$ , mismo signo y módulo:



$$V_0 = \frac{E_i^2}{10}$$

Aplicación como duplicador de frecuencia:



$$E_i = 5 \cdot \sin(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)$$

$$V_0 = \frac{E_i^2}{10} = \frac{5^2}{10} \cdot 50 \cdot (2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)^2$$

$$V_0 = 2,5 \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t) \right]$$

$$\underline{\underline{V_0 = 1,25 - 1,25 \cdot \cos(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)}}$$

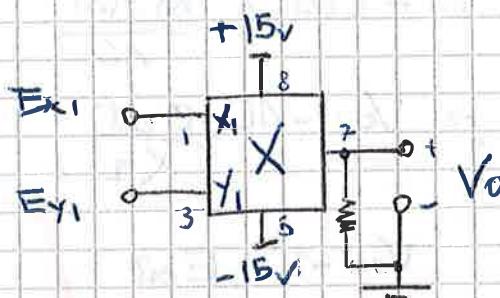
Conclusion:

$$CC = \frac{E_i^2}{20}$$

$$CA = \frac{E_i^2}{20} \cdot (2 \times \text{freq. } E_i)$$

## Aplicación como Comparador de fase:

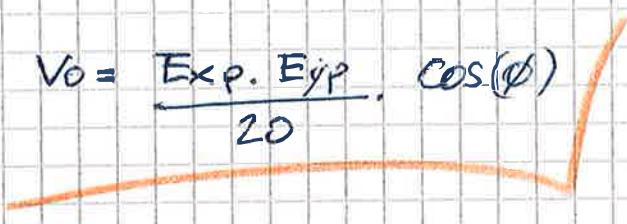
- Aplicando el multiplicador analógico se puede obtener una variación casi lineal del ángulo de desfase.



$$E_{x1} = \text{Exp. Sen}(wt)$$

$$E_{y1} = E_{yp} \cdot \text{Sen}(wt + \phi)$$

$$V_o = \frac{\text{Exp. } E_{yp} \cdot \cos(\phi)}{20}$$



$$*\cos\phi = \frac{20 \cdot V_o(\text{cc})}{\text{Exp. } E_{yp}} \approx 1$$

EJ:

$$\text{Exp.} : 447$$

$$E_{yp} : 4,47$$

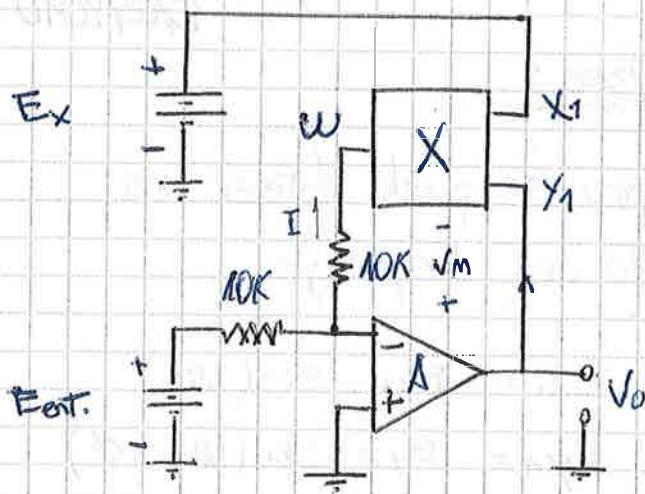
$$f : 1\text{kHz}$$

$\phi$	$\cos\phi$	$V_o(\text{cc})$
$\pm 30^\circ$	0,866	0,866
$\pm 60^\circ$	0,5	0,5
$\pm 90^\circ$	0	0
$\pm 120^\circ$	-0,5	-0,5
$\pm 150^\circ$	-0,866	-0,866
$\pm 180^\circ$	-1	-1
$0^\circ$	1	1
$\pm 135^\circ$	0,707	0,707

\* 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.



$$X_2 = Y_2 = Z = \emptyset v$$

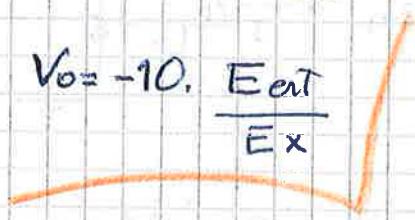
$$E_{\text{out}} = -V_m$$

$$V_m = \frac{X_1 \cdot Y_1}{10} = \frac{X_1 \cdot V_o}{10}$$

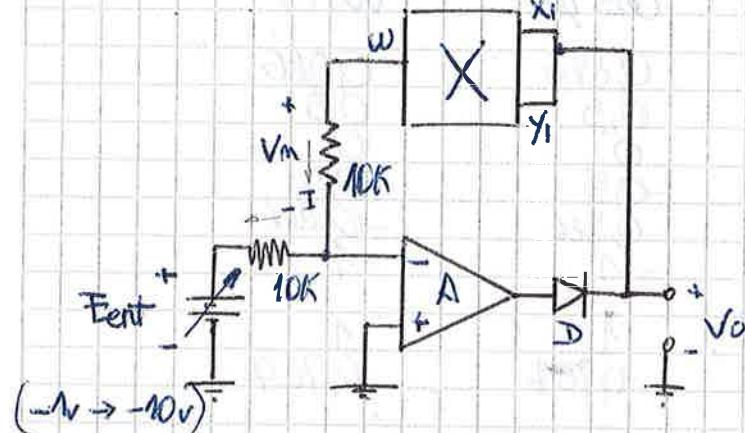
$$\therefore -E_{\text{out}} = \frac{X_1 \cdot V_o}{10}$$

$$\rightarrow V_o = -10 \cdot \frac{E_{\text{out}}}{X_1}$$

$$V_o = -10 \cdot \frac{E_{\text{out}}}{E_x}$$



Aplicación como raíz cuadrada:



$$X_2 = Y_2 = Z = \emptyset v$$

$$E_{\text{out}} = -V_m$$

$$V_m = \frac{V_o^2}{10}$$

$$\therefore -E_{\text{out}} = \frac{V_o^2}{10}$$

$$\rightarrow V_o^2 = -10 \cdot E_{\text{out}}$$

$$V_o = \sqrt{10 \cdot |E_{\text{out}}|}$$



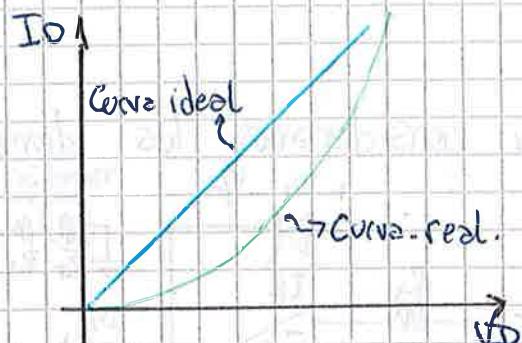
- 'D': Diodo. Se coloca para que la tensión de salida no saturé el dispositivo.

- 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 fún. de transf. del diodo.

$I_f$ : corriente por el diodo: directa.

$I_o$ : corriente de saturación inversa

$n = 2$ ; para corr. pequeñas en lisp. "Si"

$$V_T: \frac{K \cdot T \cdot k}{q} @ 25^\circ C \approx 25,8 \text{ mV}$$

$$I_f = I_o \cdot \left( e^{\frac{V_f}{n \cdot V_T}} - 1 \right) \quad \text{Tensión de umbral.}$$

↳  $K$ : Cte de Boltzmann:  $6,34 \text{ [J/K]}$

$T \text{ K}$ : Tiemp. en grados Kelvin

$q$ : Carga del electrón:  $1,602 \cdot 10^{-19} \text{ [C]}$

Desarrollo:

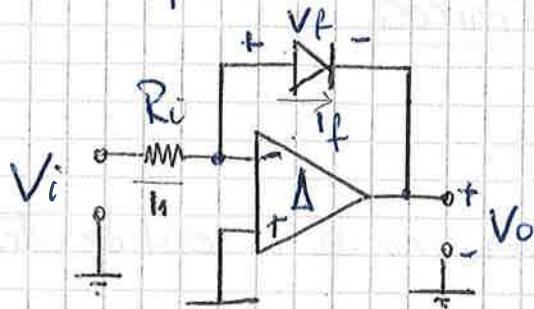
$$I_f = I_o \cdot \left( e^{\frac{V_f}{n \cdot V_T}} - 1 \right)$$

$$\frac{I_f}{I_o} = e^{\frac{V_f}{n \cdot V_T}} - 1$$

$$\ln\left(\frac{I_f}{I_o}\right) = \frac{V_f}{n \cdot V_T}; \quad \ln I_f - \ln I_o = \frac{V_f}{n \cdot V_T}$$

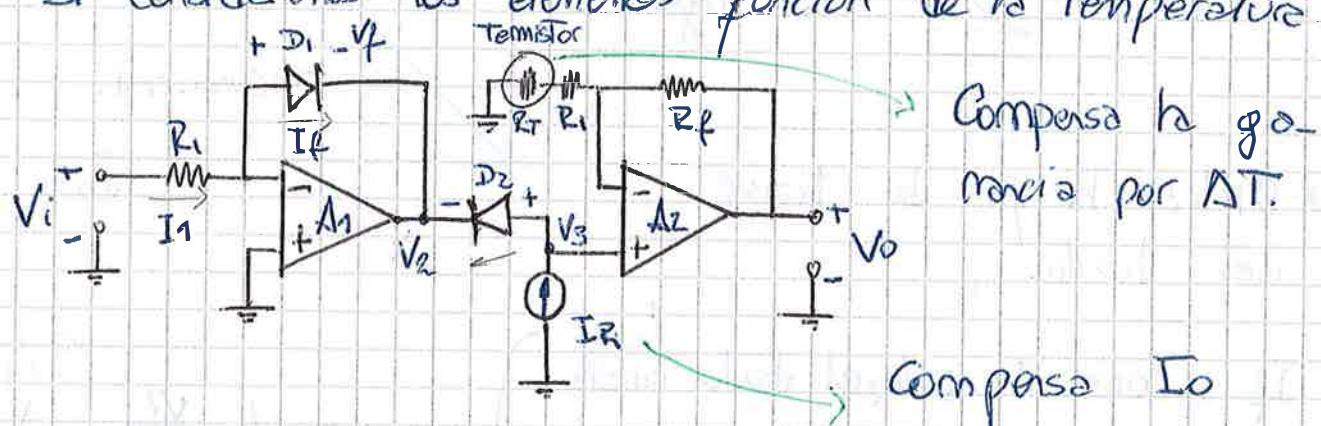
$$\therefore V_f = n \cdot V_T \cdot [\ln I_f - \ln I_o]$$

- Donde  $n$ ;  $V_T$ ;  $I_0 = f(\text{Temp})$ ; Para el análisis los suponemos constantes:



$$\begin{aligned} \bullet \quad I_1 &= \frac{V_1}{R_1} \Rightarrow I_f \\ \bullet \quad V_o &= -V_f \\ \therefore V_o &= -n \cdot V_T \left[ \ln\left(\frac{V_1}{R_1}\right) - \ln I_0 \right] \end{aligned}$$

- Si consideramos los elementos función de la Temperatura:



$$\bullet \quad V_3 = V_2 + V_f$$

$$V_3 = -n \cdot V_T \left[ \ln\left(\frac{V_1}{R_1}\right) - \ln I_0 - \ln R_f + \ln I_0 \right]$$

$$V_3 = -n \cdot V_T \cdot \ln \frac{V_1}{R_1 \cdot I_R}$$

$$\bullet \quad V_o = V_3 \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_1 + R_f} \right) \Rightarrow -n \cdot V_T \cdot \ln \frac{V_1}{R_1 \cdot I_R} \left( 1 + \frac{R_f}{R_1 + R_f} \right)$$

$\rightarrow n V_T$   
 $\rightarrow n V_T \cdot \ln I_0$   
 $I_0 = f(T) \rightarrow \text{función de temperatura}$   
 de corriente de diodo

Reordenando:

$$V_o = -n \cdot V_T \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_1 + R_f} \right) \cdot \ln \left( \frac{1}{R_1 \cdot I_R} \cdot V_1 \right)$$

$$K_1 = -n \cdot V_T \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_1 + R_f} \right)$$

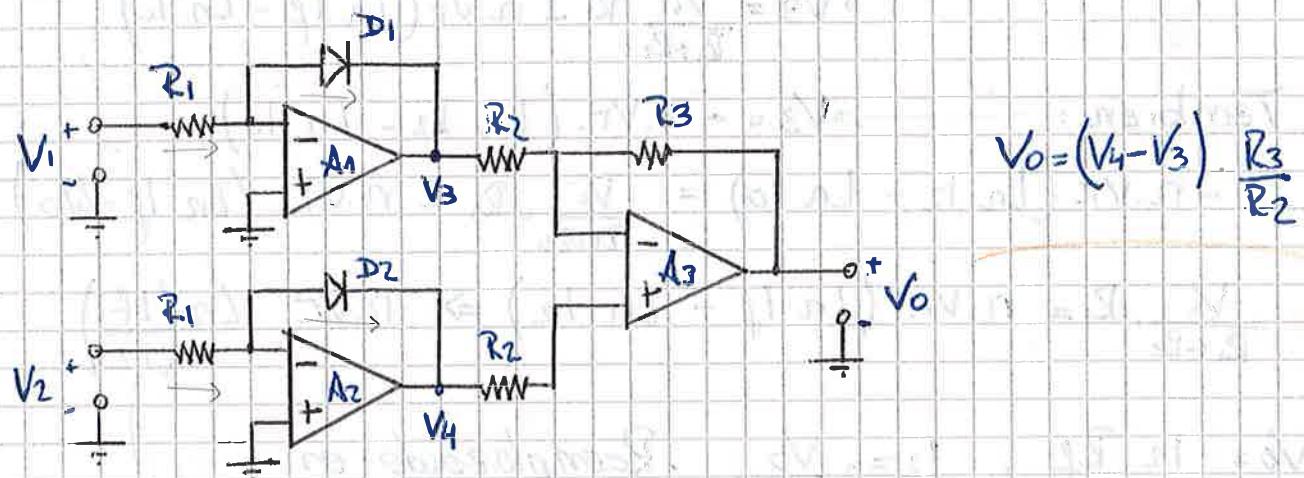
$$K_2 = \frac{1}{R_1 \cdot I_R}$$

$$V_o \approx K_1 \times \ln(K_2 \cdot V_1)$$

## 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 dos señales de entrada:



$$V_3 = -n \cdot V_T \left[ \ln \left( \frac{V_1}{R_1} \right) - \ln (I_o) \right]$$

$$V_3 = -n \cdot V_T \left[ \ln \left( \frac{V_1}{R_1 \cdot I_o} \right) \right]$$

$$\bullet V_3 = -n \cdot V_T \cdot \ln (K \cdot V_1)$$

$$K = \frac{1}{R_1 \cdot I_o}$$

• Suponiendo  $D_1=D_2$ ;  $A_1=A_2$  y  $R_1$  idénticos:

$$\bullet V_4 = -n \cdot V_T \cdot \ln (K \cdot V_2)$$

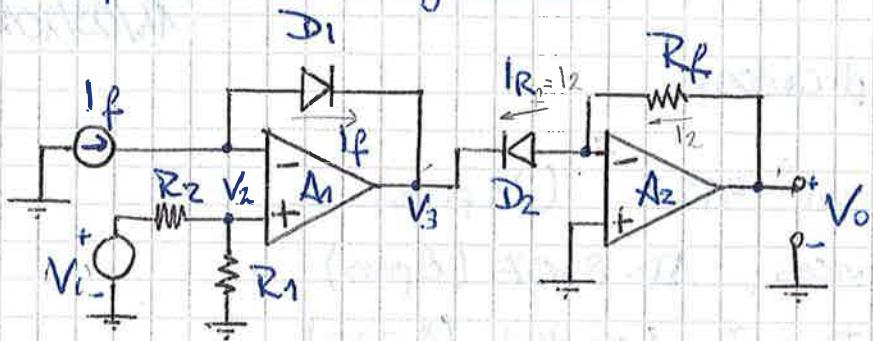
$$\therefore V_0 = (V_4 - V_3) \cdot \frac{R_3}{R_2} = \left[ -n \cdot V_T \cdot \ln (K \cdot V_2) + n \cdot V_T \cdot \ln (K \cdot V_1) \right] \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$V_0 = n \cdot V_T \cdot \ln \left( \frac{K \cdot V_1}{K \cdot V_2} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$V_0 = n \cdot V_T \cdot \ln \left( \frac{V_1}{V_2} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

## Amplificador antiLogarítmico:

13/03/2010



$$\begin{aligned} \bullet V_2 &= \frac{V_i}{R_1 + R_2} \times R_1 \quad \wedge \quad V_3 = V_2 - n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_o) \\ \bullet V_3 &= \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_1 - n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_o) \end{aligned}$$

También:  $\Rightarrow V_3 = -n \cdot V_T \cdot (\ln I_2 - \ln I_o)$

$$\therefore -n \cdot V_T \cdot (\ln I_2 - \ln I_o) = \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_1 - n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_o)$$

$$\bullet \frac{V_i}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = n \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_2) \Rightarrow n \cdot V_T \cdot \ln \left( \frac{I_f}{I_2} \right)$$

$$V_o = I_2 \cdot R_f ; \quad I_2 = \frac{V_o}{R_f} \quad \text{Reemplazando en }$$

$$\frac{V_i \cdot R_1}{R_1 + R_2} = n \cdot V_T \cdot \ln \left( \frac{I_f \cdot R_f}{V_o} \right)$$

$$\ln \left( \frac{I_f \cdot R_f}{V_o} \right) = \frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T}$$

$$\frac{I_f \cdot R_f}{V_o} = \ln^{-1} \left( \frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right)$$

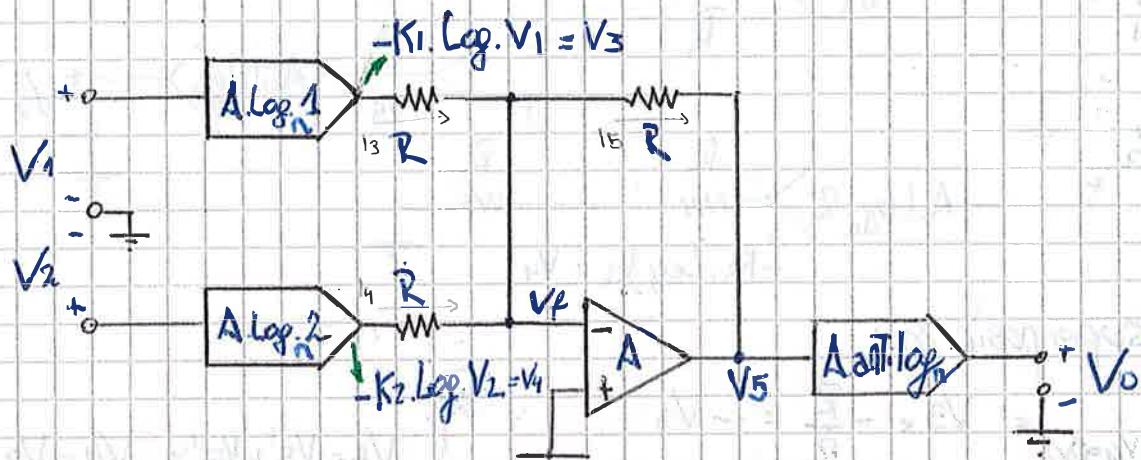
o

$$V_o = R_f \cdot I_f \times \left[ \ln^{-1} \left( \frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right) \right]^{-1}$$

$$\ln^{-1} \left( \frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right)^{-1} = \ln^{-1} \left( -\frac{V_i \cdot R_1}{(R_1 + R_2) \cdot n \cdot V_T} \right)^{-1}$$

Corroborar!

## Multiplicador analógico con amp. log. s



Debido al parémetro de masa virtual en el terminal (-),

$$V_P \approx \emptyset_V \therefore I_3 + I_4 + I_5 = \emptyset_A$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R}$$

$$I_4 = \frac{V_4}{R}$$

$$I_5 = \frac{V_5}{R}$$

$$V_3 = -K_1 \cdot \ln V_1$$

$$V_4 = -K_2 \cdot \ln V_2$$

$$\wedge K_1 = K_2 \text{ (si los amp. son iguales)}$$

$$V_5 = -[V_3 + V_4]$$

$$V_5 = K_1 \cdot \ln V_1 + K_2 \cdot \ln V_2$$

$$V_5 = K_1 \cdot (\ln V_1 + \ln V_2)$$

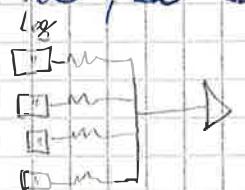
$$\bullet V_5 = K_1 \cdot \ln(V_1 \times V_2)$$

$$V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left( \frac{V_5}{K_1} \right)$$

$$V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left( \frac{K_1 \cdot \ln(V_1 \cdot V_2)}{K_1} \right)$$

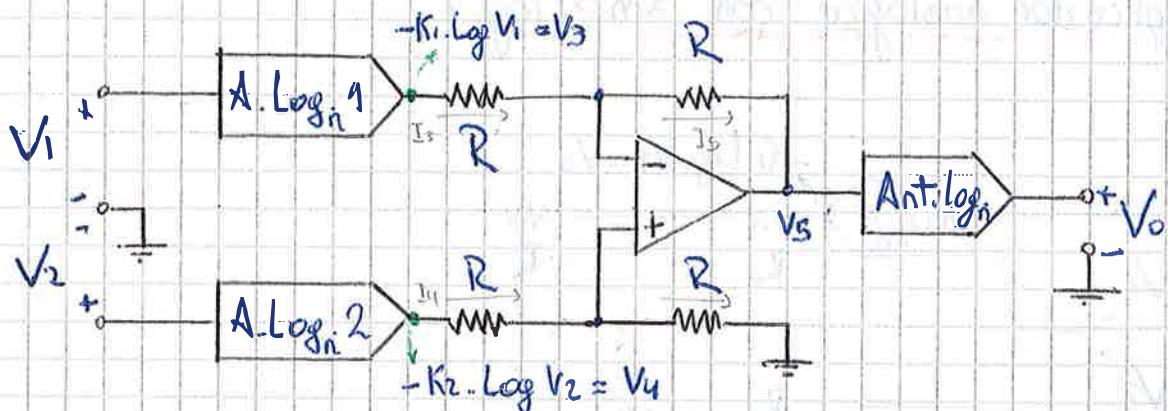
$$V_0 = K \cdot V_1 \cdot V_2$$

Para elevar a la "n" un valor determinado se colocan "n" etapas logarítmicas y se suman.



# Divisor Logarítmico

16/03/2009+1



Por superposición:

$$V_5' (V_4=0) = V_3 \times -\frac{R}{R} = -V_3 \quad \left. \right\} \cdot V_5 = V_5' + V_5'' = V_4 - V_3$$

$$V_5'' (V_3=0) = \frac{V_4}{R+R} \times R \times \left(1 + \frac{R}{R}\right) = V_4 \quad \left. \right\} \begin{aligned} V_4 &= -K_2 \cdot \text{Log}_n V_2 \\ V_3 &= -K_1 \cdot \text{Log}_n V_1 \end{aligned} \quad \left. \right\} K_1 = K_2$$

∴  $V_5 = -K_2 \cdot \text{Log}_n V_2 + K_1 \cdot \text{Log}_n V_1$

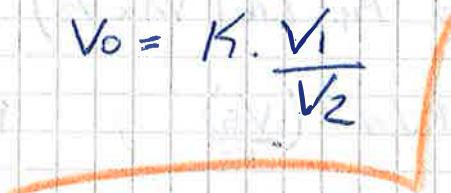
$V_5 = K_1 \cdot (\text{Log}_n V_1 - \text{Log}_n V_2)$

•  $V_5 = K_1 \cdot \text{Log}_n \left( \frac{V_1}{V_2} \right)$

$V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left( \frac{V_5}{K_1} \right)$

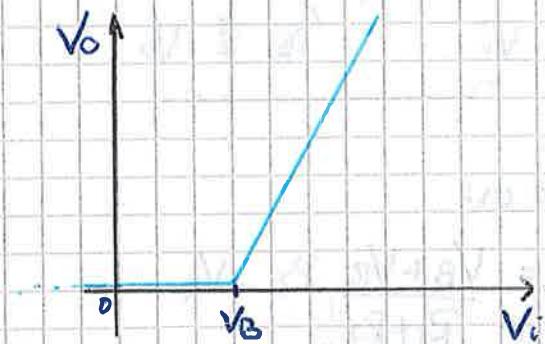
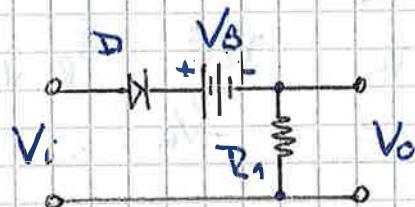
$V_0 = K \cdot \ln^{-1} \left( \frac{K_1 \cdot \text{Log}_n \left( \frac{V_1}{V_2} \right)}{K_1} \right)$

$V_0 = K \cdot \frac{V_1}{V_2}$

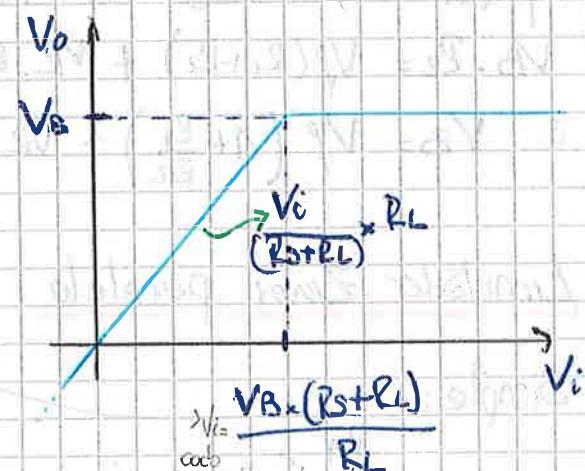
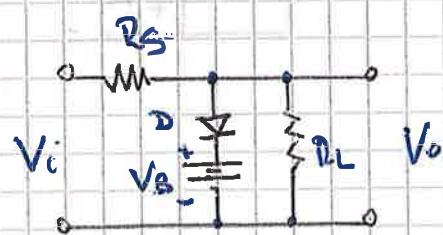


## Redes Limitadoras con diodos

Serie:

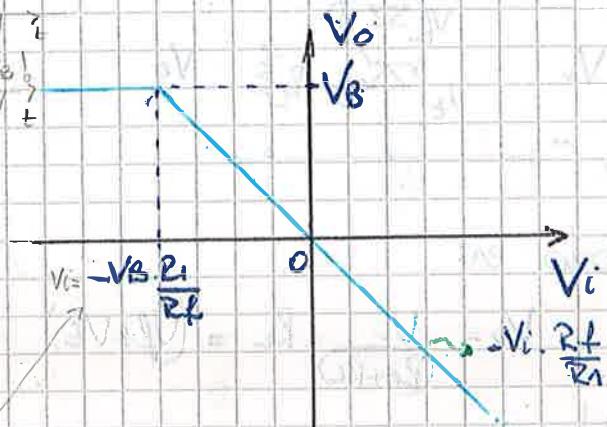
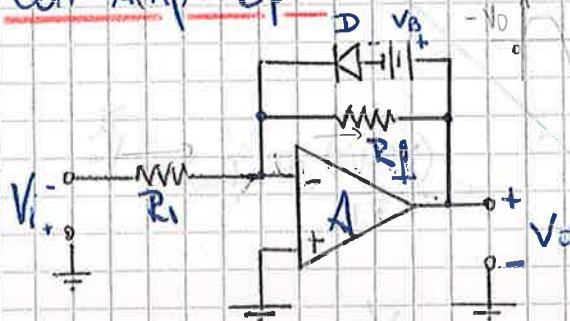


Paralelo:



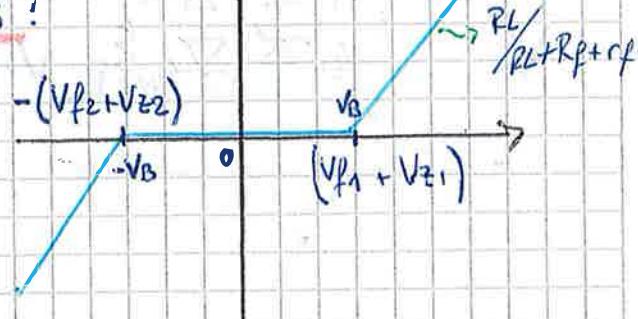
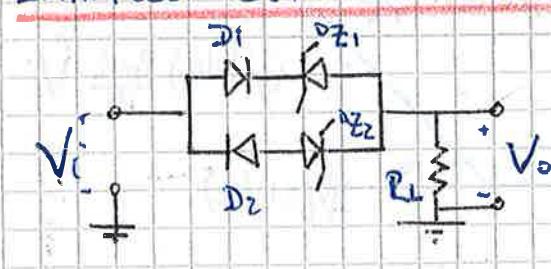
$$\text{Codo en: } Vi \left( \frac{1}{R_s + R_L} \right) \times R_L = V_B \quad \therefore$$

Con Amp. Op.



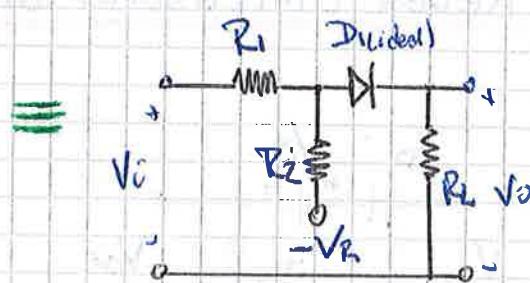
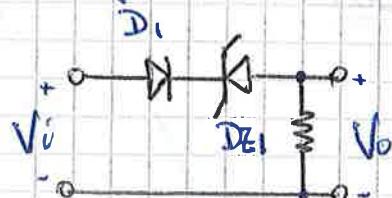
$$\text{Codo en: } -\frac{Vi \cdot R_f}{R_1} = V_B \quad \therefore$$

Limitador Zener de extremos dobles:



Desarrollo:

Circ. eg. de una de las ramas:



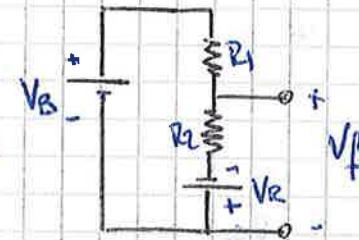
Codo en:

$$V_f = \frac{V_B + V_R}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - V_R$$

$$V_f (R_1 + R_2) + V_R (R_1 + R_2) = V_B \cdot R_2 + V_R \cdot R_2$$

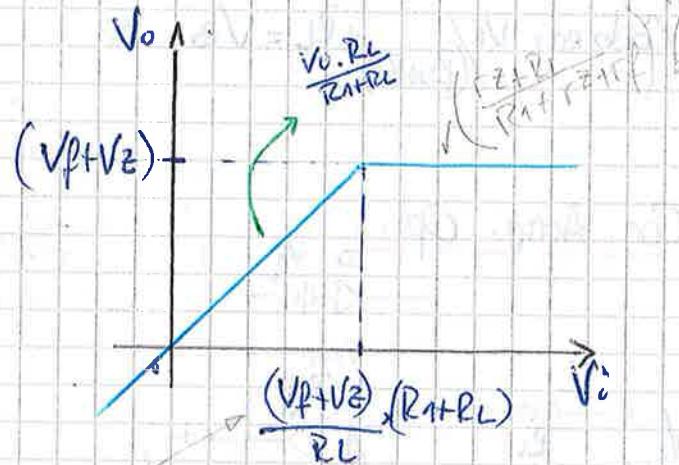
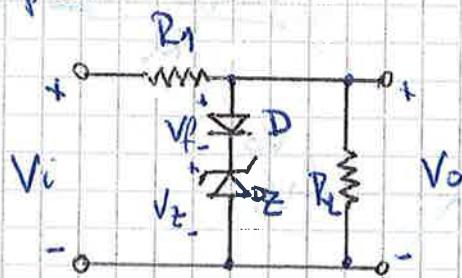
$$V_B \cdot R_2 = V_f (R_1 + R_2) + V_R \cdot R_1$$

$$\therefore V_B = V_f \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + V_R \cdot \frac{R_1}{R_2}$$



Limitador Zener paralelo:

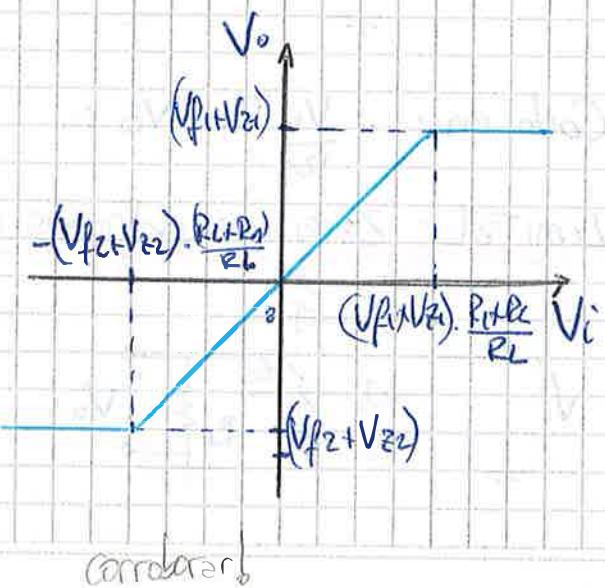
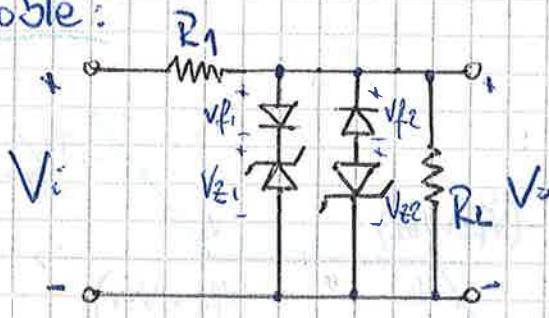
Simple:



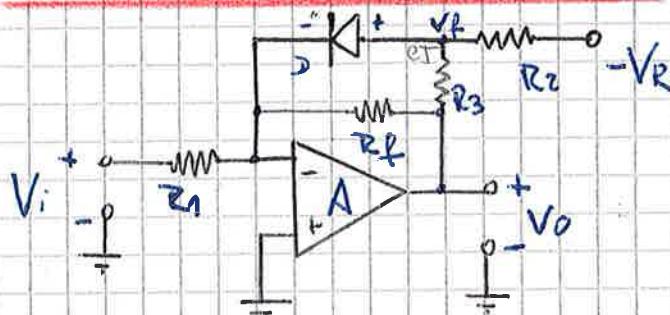
Codo en:

$$V_o = \frac{V_i}{R_1 + R_L} \cdot R_L = (V_f + V_Z)$$

Doble:



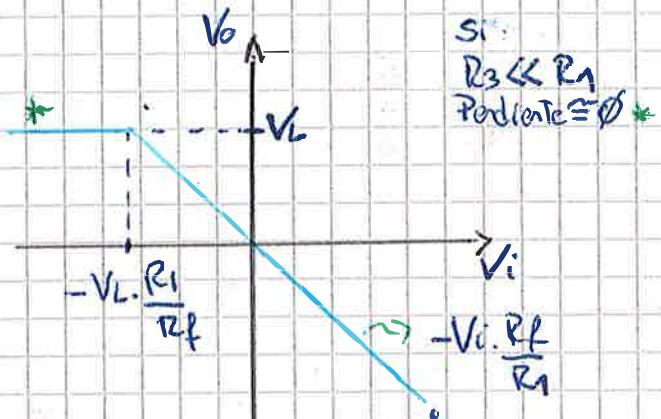
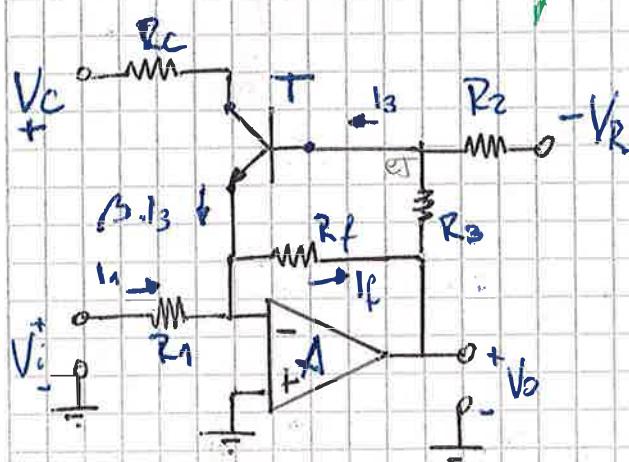
## Límitadores de realimentación:



Lím. c/relac. de resist.

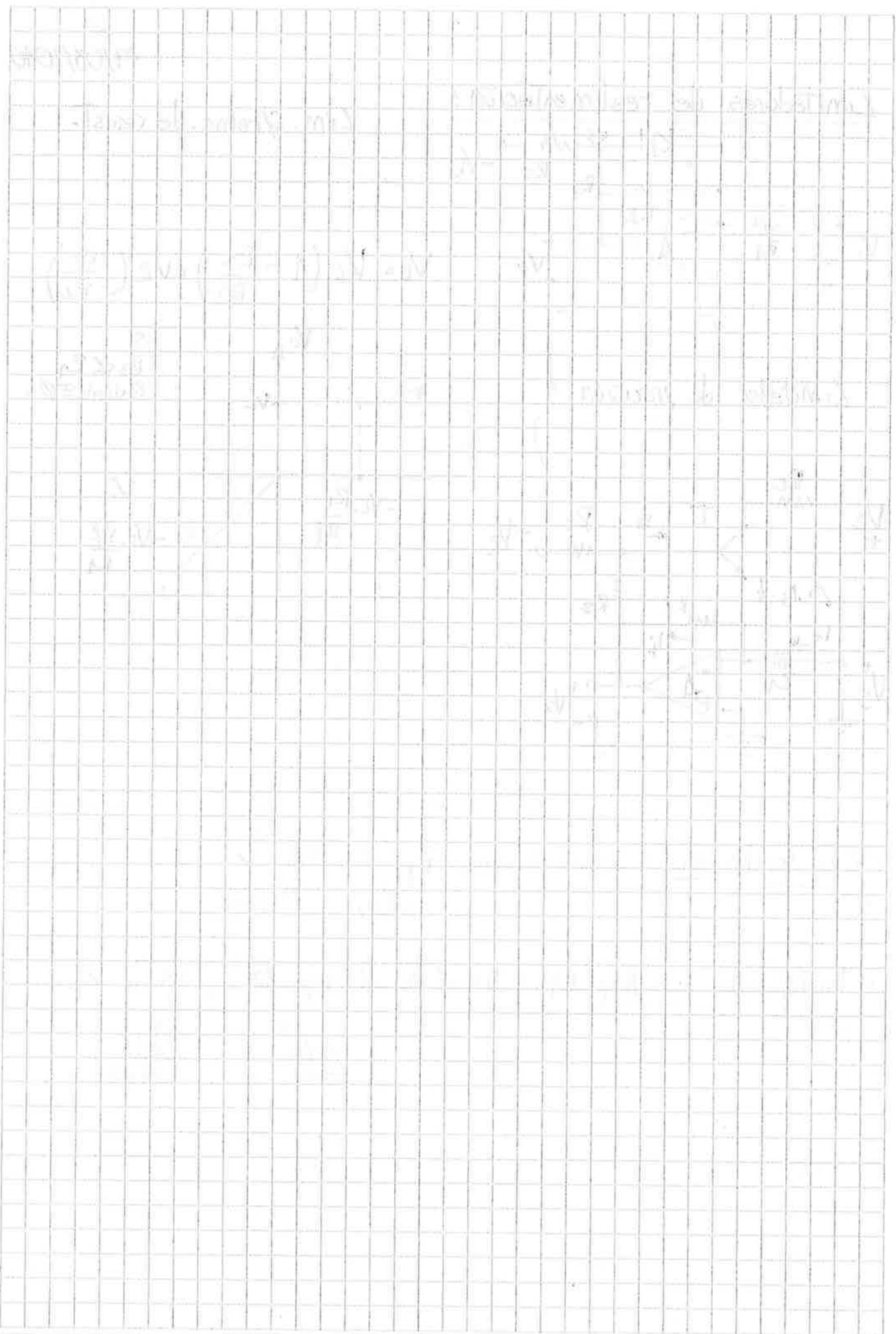
$$V_L = V_f \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right) + V_R \left( \frac{R_3}{R_2} \right)$$

## Límitador de precisión



✓ Circ. Acordic. Serial: Driscoll 4<sup>a</sup> edic; pag. 73; 141;  
LM35 → AD590

✓ Rectificador con Amp. Op.: Driscoll 4<sup>a</sup> ed; pag. 187; 193  
Media Onda  
Onda completa.



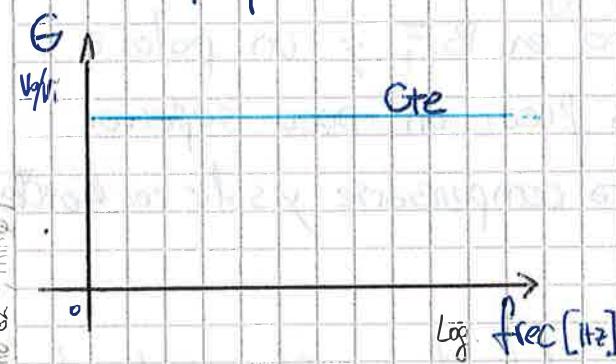
# Electrónica Aplicada 2

HOJA N° 81  
FECHA 20/03/2010

Unidad N° 3 : Respuesta en frecuencia de amplificadores no realimentados.

Introducción :

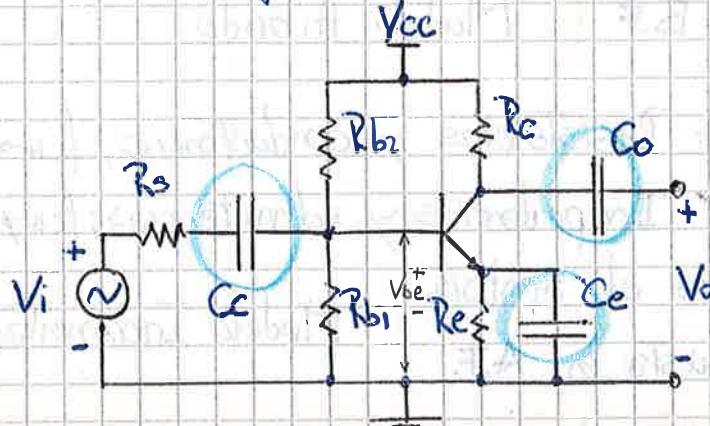
En EAI se consideraba al amplificador como :



- Dispositivo activo
- $\Delta B \rightarrow \infty$  (de CC:  $f \approx 0$  a  $f \rightarrow \infty$ )
- Los circ. externos no condicionan R.F.

\* Esto es sobre una simplificación o reducción!

Amp. en conf. de E.C. : En EA2

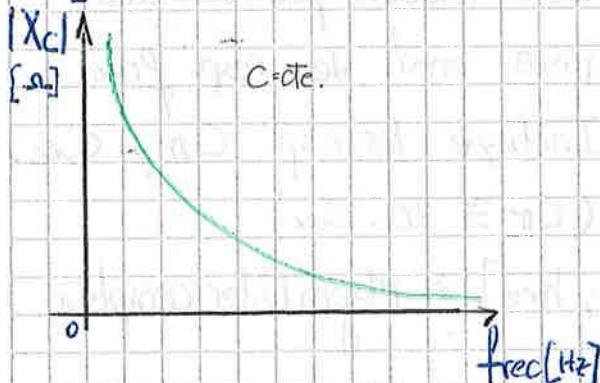


$$\Delta B = f(Capac: intr, extr, circ.)$$

externas

$$R : L : C \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} |Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \\ \varphi = \arctg \frac{(X_L - X_C)}{R} \end{array} \right.$$

\* Para todo capacitor asociado al amplificador:



$$Z = X_C = \frac{1}{sC} \quad | s = j\omega |$$

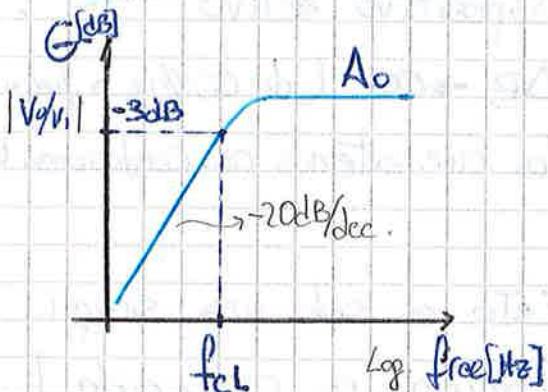
$$\therefore |X_C| = \frac{1}{2\pi f C} \quad \left. \right\} \text{Hipérbola equilátera.}$$

Cuando  $C \rightarrow \infty$  o  $f \rightarrow 0$ ;  $X_C \rightarrow \infty$

\* Existen dos factores limitantes del AB: 23/03/2010

- 1) El tamaño de los capacitores  $C_L$ ;  $C_E$  y  $C_B$  determinan la respuesta en baja frecuencia; Imponen una limitación ya que no pueden hacerse infinitos.

Curva real en BF.

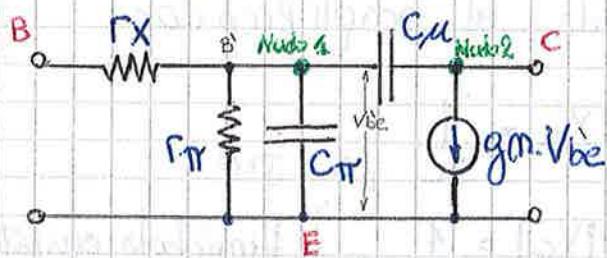


- Regla general: Debe existir un cero en BF, y un polo a una freq. un poco superior para compensarse y salir con  $A_0 = \infty$ .

- 2) Otra limitación radica en el modelo de análisis de la func. transf. Impone una limitación en AF; ya que  $f_{cH} \neq \infty$ .  $\rightarrow$  Apto p' B.F ! Modelo Híbrido.

- Modelo Ideal: Resistencias y conductancias;  $f_{cH} \rightarrow \infty$ .
- Modelo Real: Impedancias y admittancias;  $f_{cH} \neq \infty$ .  
 $\hookrightarrow$  Apto para el análisis de respuesta en A.F. ! Modelo Incremental.

Circ. eq. para resp. A.F.: Modelo Incremental o de Giacoleto.



- Este modelo fue diseñado para anal. de resp. freq.
- Incluye los cap.  $C_H$  y  $C_M$ . ( $C_H \approx 20 \times C_M$ )

- 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

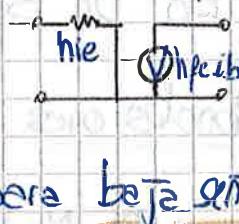
$$[\Delta V_{be}; \Delta i_b; \Delta i_c; \Delta V_{ce}]$$

\* Si se eliminan las capacidades los modelos son equivalentes; donde:

$$\left. \begin{array}{l} h_{ie} \approx r_x + r_{nr} \\ i_b \cdot h_{fe} \approx g_m \cdot V_{be} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Compatibilidad entre modelos:} \\ \text{Mod. Incr.} \Leftrightarrow \text{Mod. Par. Hibr. Simp.} \\ (h_{ie}, h_{fe}) \end{array}$$

\* En C.C.: ( $\theta_B \ll C_{in}, C_{rf} \approx 0$ , desconectados)  
se desprecia ( $r_x$ )

$$\left. \begin{array}{l} V_{be} \approx I_b \cdot r_{nr} \\ I_c \approx g_m \cdot V_{be} \end{array} \right\} \text{Relación lineal para } \underline{\text{baja señal.}}$$



\* En C.A.: Existen dos tipos de capacidades parásitas que cobran importancia:

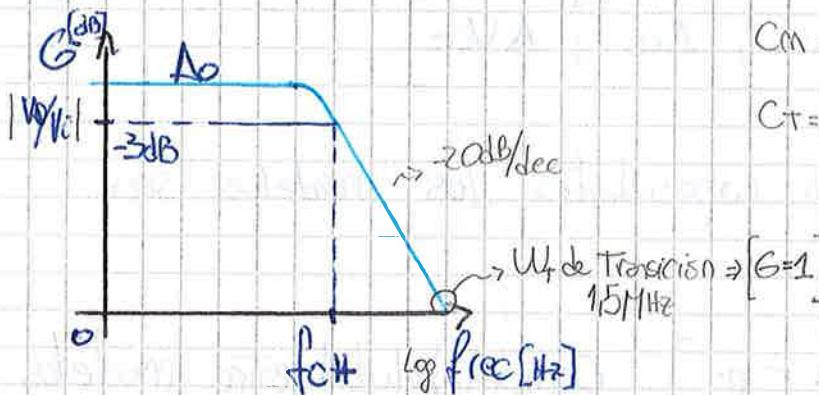
→ Extrínsecas: Puntas de soldadura; cap. entre terminales externos.

→ Intrínsecas:  $C_{rr}$  y  $C_{in}$ ; Son las más perjudiciales para el AB.  
Se producen a causa del funcionamiento físico del transistor:  
Junta, Nube de electrones;  
Lagunas;

• En CA.,  $C_{rr}$  y  $C_{in}$  aumentan su admittance juntamente a la freq., por lo tanto en AF. son cortocircuitos.

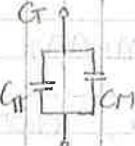
- El cap.  $C_{\mu}$  genera un efecto de realimentación negativa, muestra de tensión / mezcla en paralelo.  $\beta = \frac{I_f}{V_o}$
- ↳ Disminuye la ganancia del transistor.  
↳ Desarrollo en pag. 107!

### Curva real en A.F.



$$C_m = C_{bc} (g_m \cdot R_L + 1) = C_{bc} (\Delta V + 1)$$

$$C_T = C_n + C_m$$



\* En un BJT rara vez aparece un componente inductivo.

### Conclusiones :

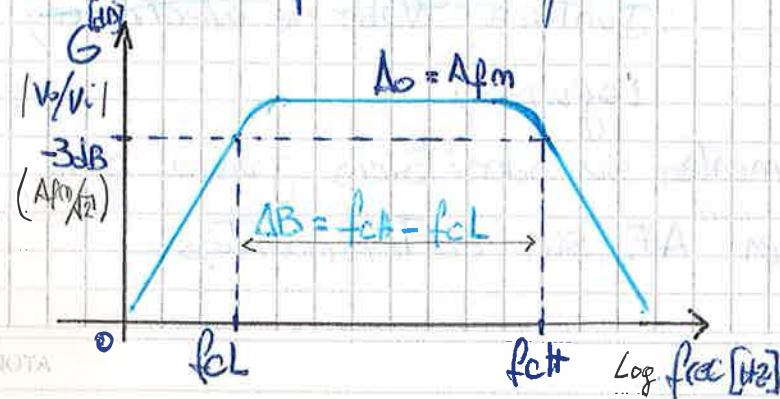
- El Modelo Híbrido Pi se utiliza en B.Frec.
- El Modelo Incremental es apto para el anal. en resp. freq.
- Limitaciones:



$\left\{ \begin{array}{l} \text{B.Frec.} \Rightarrow C_c; C_e; C_o : \text{Cap. externas.} \\ \text{A.Frec.} \Rightarrow C_{in}; C_{\mu}; C_{operátoras} : \underbrace{\text{Cap. internas,}}_{\text{Interguituras. Conexiones.}} \end{array} \right.$

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 free:

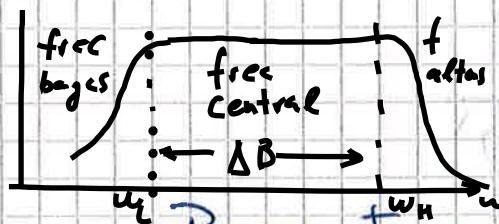


- Los límites de la banda de frecuencias medias se define como las freq. para las cuales 'G' cae 3dB por debajo de 'A\_o'.

## Solución de Resp. en Frec. por el método de superposición:

Se establecen dominios de prevalencia :

\* Quedan determinadas tres zonas :

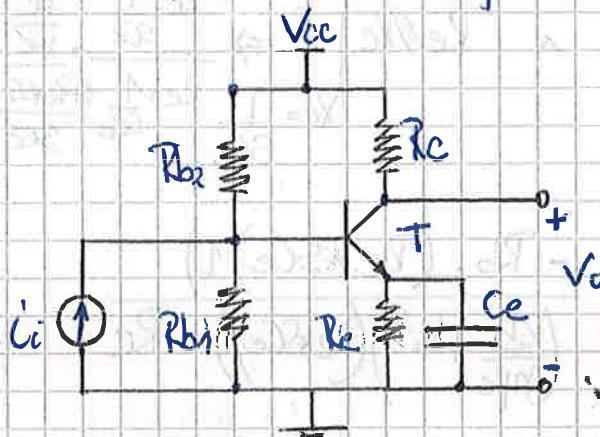


- Z. Baja Frec. ( $C_C; C_E; C_O$ )
- Z. Frec. Medias. (modelo ohmico  $C_C, C_E, C_O \rightarrow 0$ )
- Z. Alta Frec. ( $C_T; C_M$ )

Suponiendo la Capacidad  $C \gg C_O$  de los otros cap.

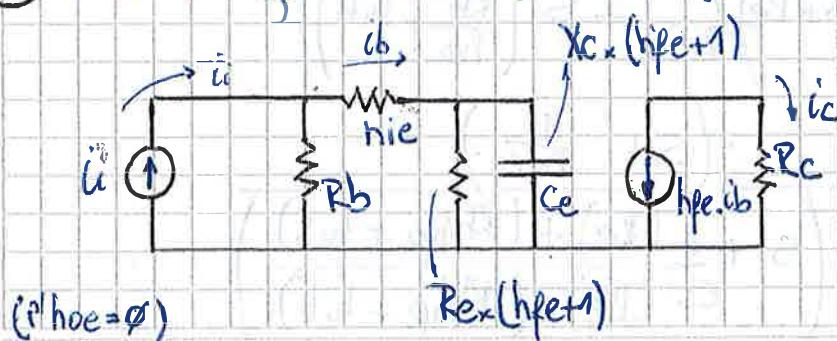
Se trabaja, eliminando el efecto individual de cada uno de los capacitores salvo el sometido a estudio.

### 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 baja señal : (A.C.) Modelo $\pi$ híbrido



\* Se quiere encontrar:

$$\Delta i_c = \frac{i_c}{i_i}$$

## Desarrollo de la función de Transferencia:

$$*\Delta i = \frac{\dot{i}_c}{i_c} \Rightarrow \text{I} \left( \frac{\dot{i}_c}{i_b} \right) \times \text{II} \left( \frac{i_b}{i_c} \right)$$

$$\text{I}) \dot{i}_c = -h_{fe} \times i_b \quad ; \quad \frac{\dot{i}_c}{i_b} = -h_{fe}$$

$$\text{II}) \frac{i_b}{i_c} = \frac{i_c \times \left\{ R_b // \left[ h_{ie} + \left( R_e(h_{fet}) // X_C(h_{fet}) \right) \right] \right\}}{h_{ie} + \left( R_e(h_{fet}) // X_C(h_{fet}) \right)}$$

$$\frac{i_b}{i_c} = \frac{R_b}{R_b + [h_{ie} + ((R_e // X_C)(h_{fet}))]}$$

$$*\Delta i = \frac{-h_{fe} \times R_b}{R_b + [h_{ie} + ((R_e // X_C)(h_{fet}))]} \Rightarrow \frac{-h_{fe}}{(h_{fet})} \times \frac{R_b}{\left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} + (R_e // X_C) \right)}$$

Si  $h_{fe} \gg$  y sabiendo que  $h_{ie}/h_{fe} \approx h_{ib}$ :

$$\Delta i = -\frac{R_b}{\left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right) + (R_e // X_C)} \quad \wedge \quad \begin{cases} R_e // X_C \\ X_C = \frac{1}{S C_e} \end{cases} \Rightarrow \frac{R_e \cdot \frac{1}{S C_e}}{R_e + 1} = \frac{R_e}{S C_e + R_e} = \frac{R_e}{R_e S C_e + 1}$$

$$\Delta i = -\frac{R_b}{\left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right) + \frac{R_e}{R_e * S C_e + 1}} = -\frac{R_b \cdot (R_e * S C_e + 1)}{\left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right) (R_e * S C_e + 1) + R_e}$$

↳ Distribuyendo y factorizando.

$$\Delta i = -\frac{R_b \cdot R_e \cdot C_e \cdot \left( S + \frac{1}{R_e \cdot C_e} \right)}{R_e \cdot C_e \cdot \left( \left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} + R_e \right) / R_e \cdot C_e + S \cdot \left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right) \right)}$$

$$\Delta i = -\frac{R_b}{\left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right)} \times \frac{\left( S + \frac{1}{R_e \cdot C_e} \right)}{\left( S + \frac{1}{C_e} \cdot \frac{(R_e) + \left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right)}{(R_e) \cdot \left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right)} \right)}$$

(1)  
RT

$$\Delta i = - \frac{R_b}{\left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right)} \times \frac{\left( s + \frac{1}{R_e \cdot C_e} \right)}{\left( s + \frac{1}{R_T \cdot C_e} \right)}$$

↑ Cero!  
↑ Polo!

Como:  $R_e \gg \left( R_e \parallel \left( \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} \right) = R_T \right)$

$$\frac{1}{R_e \cdot C_e} \ll \frac{1}{R_T \cdot C_e}$$

$$W_{cero} \ll W_{polo}$$

Al sumar la frecuencia desde 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:

$$R_e \gg \frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}$$

• Para encontrar la frecuencia de corte inferior, donde la ganancia a frecuencias centrales cae 3dB hacemos:

$$|\Delta i(s)| = \frac{\Delta i_m}{\sqrt{2}} = \Delta i_m \cdot \left| \frac{s + W_c}{s + W_p} \right|_{s=jW}$$

$$\frac{\Delta i_m}{\sqrt{2}} = \Delta i_m \cdot \frac{\sqrt{W_c^2 + W_c^2}}{\sqrt{W_p^2 + W_p^2}}$$

• Considerando  $W_p \gg W_c$  y simplificando  $\Delta i_m$ :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{W}{\sqrt{W^2 + W_p^2}}$$

$$W^2 + W_p^2 = 2W^2 \quad \therefore$$

$$W = W_L = W_p = \frac{1}{R_T \cdot C_e}$$

# Trazado asintótico de Bode:

26/03/2010

$$A_{ic}(s) \Big|_{j\omega} = A_{io} \cdot \frac{s + j\omega_c}{s + j\omega_p} \Big|_{j\omega} = A_{io} \cdot \underbrace{\frac{j\omega_c}{j\omega_p}}_{A_{io}} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{j\omega_c}\right)}{\left(1 + \frac{s}{j\omega_p}\right)} \Big|_{j\omega}$$

$$A_{ic}(j\omega) \Rightarrow A_{io} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{j\omega_c}\right)}{\left(1 + \frac{s}{j\omega_p}\right)} \Big|_{j\omega}$$

**Módulo** Se analiza el módulo y la fase de esta función!

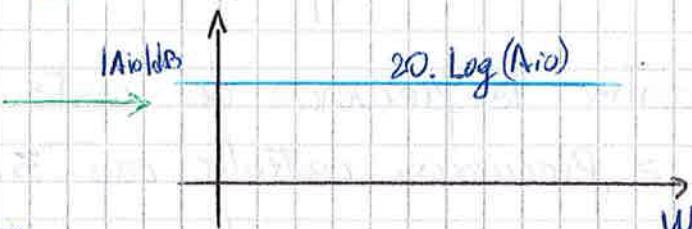
$$|A_{ic}(j\omega)| = A_{io} \times \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2}}$$

Expresando en dB:

$$\left\{ 20 \cdot \log |A_{ic}(j\omega)| = 20 \cdot \log (A_{io}) + 20 \cdot \log \left( \sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2} \right) - 20 \cdot \log \left( \sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^2} \right) \right\}$$

\* Cada uno de estos términos se grafica en un diagrama asintótico: Trazo de Bode!

\*  $20 \cdot \log A_{io}$  = cte.



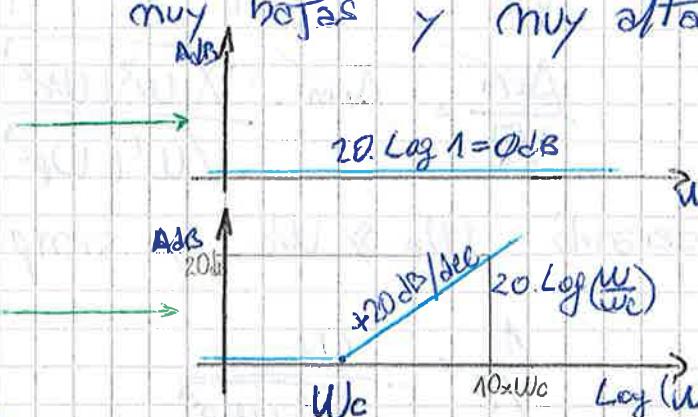
\*  $20 \cdot \log \sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}$ ; se considera el análisis para freq. muy bajas y muy altas.

• P<sup>1</sup>  $\omega \rightarrow 0$ ;

$20 \cdot \log 1 \Rightarrow 0 \text{ dB}$

• P<sup>1</sup>  $\omega \rightarrow \infty$

$20 \cdot \log \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)$



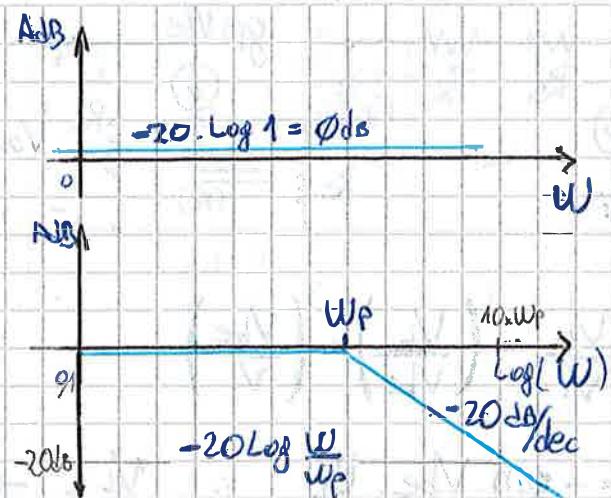
\*  $-20 \cdot \log \sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^2}$ ; se considera el mismo análisis para freq. altas y bajas.

→ P1  $W \rightarrow \emptyset$ ;

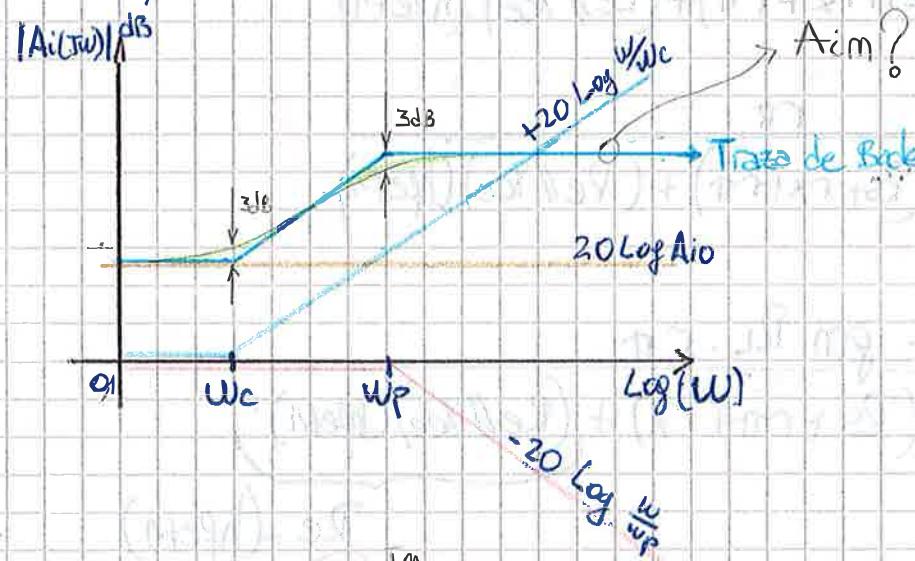
$$-20 \cdot \text{Log } 1 = \emptyset \text{ dB}$$

→ P2  $W \rightarrow \infty$

$$-20 \cdot \text{Log} \left( \frac{W}{W_p} \right)$$

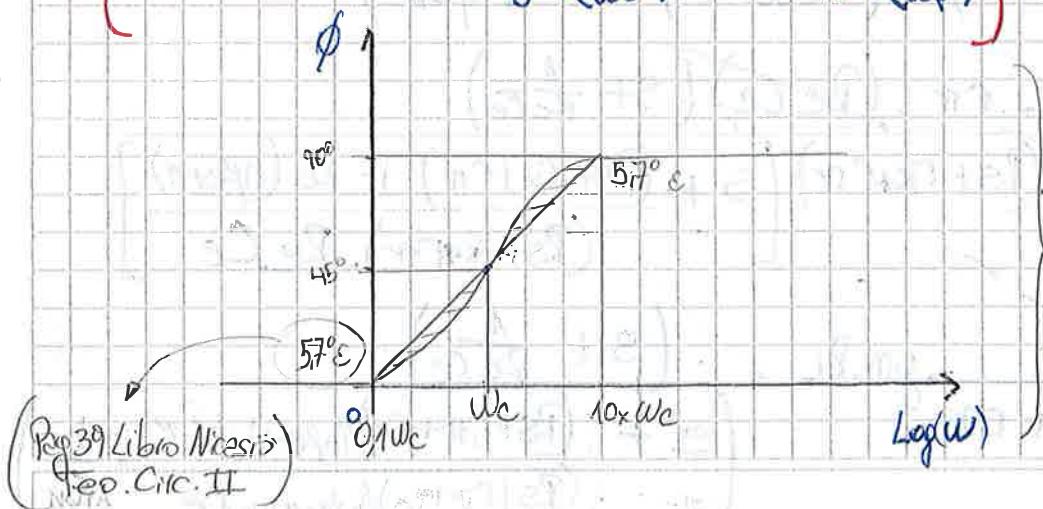


• Representemos las asíntotas haciendo la suma de las tres curvas y obtenemos:



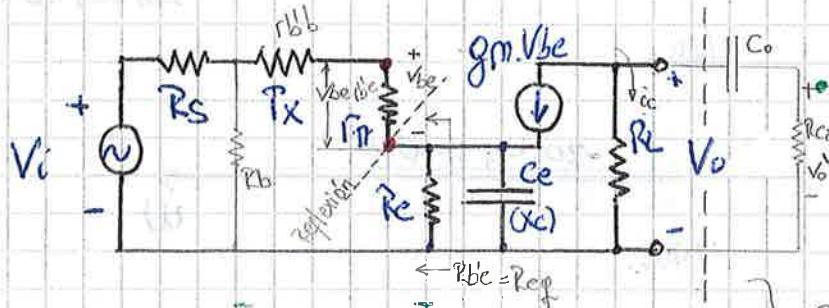
Fase

$$\boxed{\begin{aligned} \text{Fase} \\ \boxed{A_i(jw) = \arctg \left( \frac{W}{W_c} \right) - \arctg \left( \frac{W}{jW_p} \right)} \end{aligned}}$$



} No se prefirió 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 la etapa de entrada de otro ampl. (multietapas)

$$I) V_L = -gm \cdot V_{be} \cdot R_L \therefore \frac{V_L}{V_{be}} = -gm \cdot R_L$$

$$II) V_{be} = \frac{V_i}{(R_s + r_x + r_{\pi}) + (R_e // X_c)(h_{fe}+1)} \times r_{\pi} \therefore$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{r_{\pi}}{(R_s + r_x + r_{\pi}) + (R_e // X_c)(h_{fe}+1)}$$

$$* \Delta V = \frac{-gm \cdot R_L \cdot r_{\pi}}{(R_s + r_{\pi} + r_x) + \underbrace{(R_e // X_c)(h_{fe}+1)}_{R_e \cdot (h_{fe}+1)}} \frac{R_e \cdot (h_{fe}+1)}{(R_e C_e s + 1)}$$

$$\Delta V = \frac{-gm \cdot R_L \cdot r_{\pi} \cdot (R_e C_e s + 1)}{(R_s + r_x + r_{\pi}) * (R_e C_e s + 1) + R_e (h_{fe}+1)}$$

$$\Delta V = \frac{-gm \cdot R_L \cdot r_{\pi} \cdot (R_e C_e) \left( s + \frac{1}{R_e C_e} \right)}{(R_e C_e) (R_s + r_x + r_{\pi}) \left[ s + \frac{(R_s + r_x + r_{\pi}) + R_e (h_{fe}+1)}{(R_s + r_x + r_{\pi}) \cdot R_e C_e} \right]}$$

$$\Delta V = \frac{r_{\pi}}{R_s + r_x + r_{\pi}} \cdot gm \cdot R_L \cdot \frac{\left( s + \frac{1}{R_e C_e} \right)}{\left( s + \frac{(R_s + r_{\pi} + r_x)/(h_{fe}+1) + R_e}{(R_s + r_{\pi} + r_x)(h_{fe}+1) \cdot R_e} \right) \cdot \frac{1}{C_e}}$$

$$A_{Vm} = - \frac{r_{nr}}{R_s + r_x + r_{nr}} \cdot g_m \cdot R_L \times \frac{\left( s + \frac{1}{R_T C_e} \right)}{\left( s + \frac{1}{R_T C_e} \right)}$$

↑ Cero  
↓ Polo

$$A_{Vm} = \frac{g_m}{g_T} \cdot h_{fe}$$

↑ frec bajas

$$R_T = R_{eff} \left( \frac{R_s + r_x + r_{nr}}{h_{fe} + 1} \right)$$

• Corren los mismos análisis de ceros y polos que para A

③ Método de la pulsación propia: (Pap. 15' cuaderno práctico)  
"Se busca un cero de admittance en los terminales de Ce"

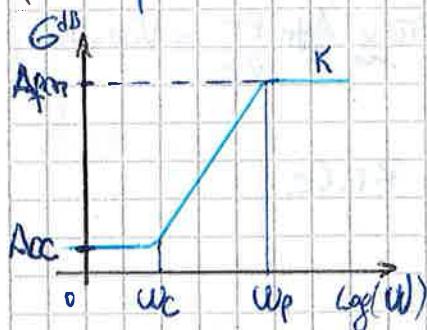
$$\rightarrow S_p C_e + \frac{1}{R_T} = 0 \quad \wedge \quad R_T = R_{eff} \left( \frac{R_s + r_x + r_{nr}}{h_{fe} + 1} \right)$$

$$\therefore S_p = - \frac{1}{R_T C_e}$$

$$\rightarrow S_C C_e + \frac{1}{R_C} = 0 \quad \therefore S_C = - \frac{1}{R_C C_e}$$

Conclusiones:

- Tanto el análisis A como el B y el C convergen al mismo resultado (análisis de polos y ceros); Vemos que  $R_{T(\text{eff})} = R_T(\text{incorrecto})$
- Siempre que existe un polo debe existir un cero.
- Ya que el cero no es el origen, está un poco mas arriba en frecuencia; existe una pequeña ganancia en CC.



$$A = A_{Vm} \cdot \frac{(s + S_C)}{(s + S_p)}$$

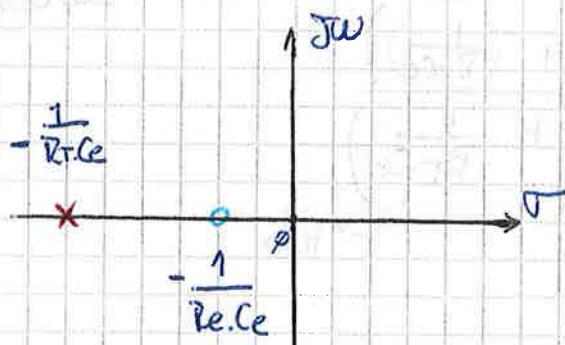
$$\text{Si } \frac{W_p}{W_c} = \frac{R_C}{R_T} > 7.08 ; \quad \text{frec(Ozorop)} \approx \frac{150}{2\pi} \Rightarrow \frac{W_L}{2\pi}$$

↓  
Las singularidades se superponen y no hay sobreencamiento de sus efectos.

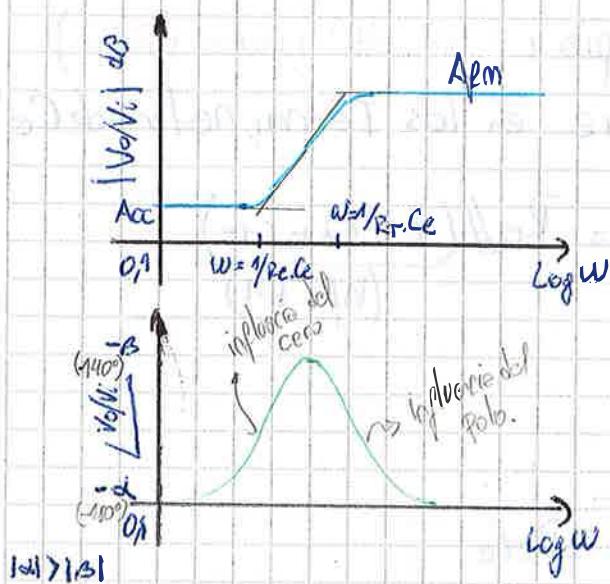
$$C_e \approx \frac{1}{W_L \cdot R_T}$$

## Diagrama de Polos y ceros:

01/04/2010

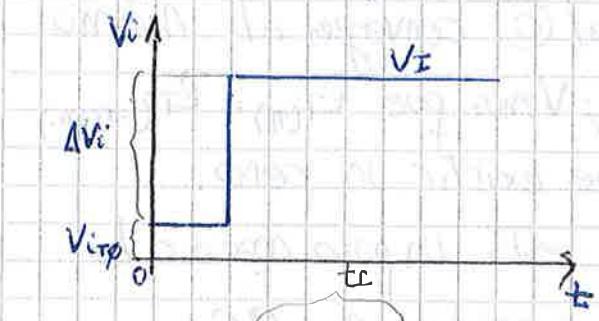


## Diagrama de Bode completo:

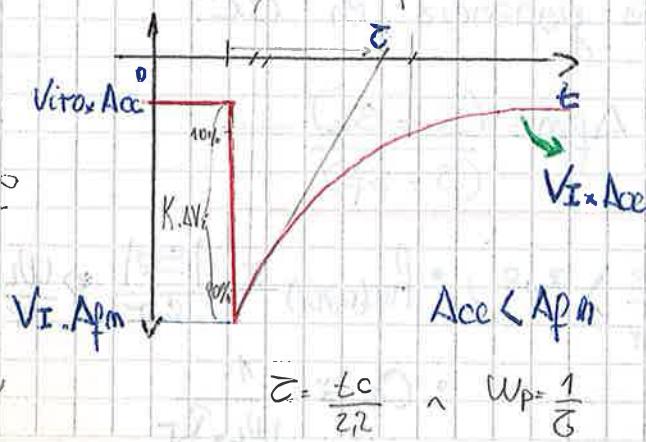


- El polo y el cero deben distanciarse aprox. una década.

## Respuesta Temporal:



- Para  $t = \phi \text{ seg}$ ;  $V_o \neq \phi v$ .

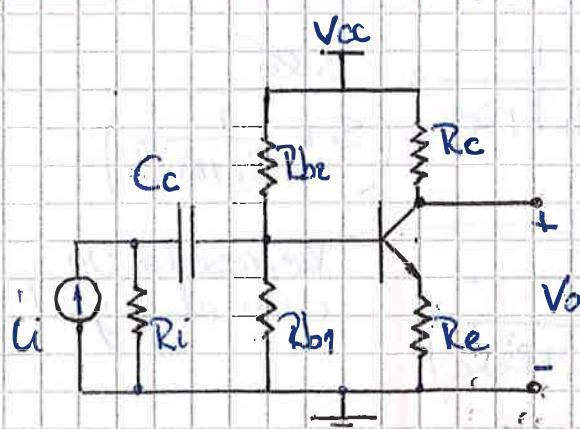


$$\left\{ \begin{array}{l} V_{o\phi} \times \text{Acc} = V_{o\phi} \times \text{A}_{\text{fin}} \frac{R_T}{R_C} = V_{o\phi} \times A_{\text{fin}} \\ Z = \frac{1}{|\text{S}_p|} = R_T \cdot C_e \end{array} \right.$$

Fig. 8.41

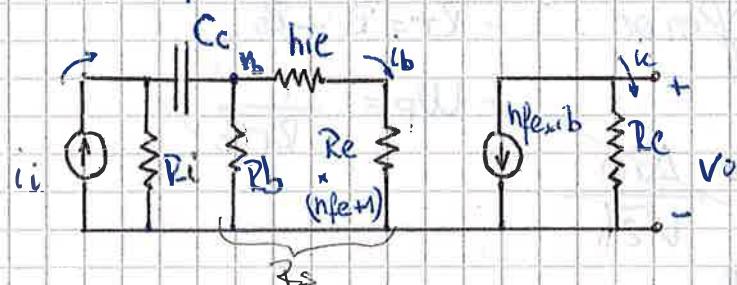
$$Z = \frac{t_c}{2.2} \sim W_p = \frac{1}{Z}$$

## 2) Análisis P' amp. en conf. de E.C. c/cap. de acoplamiento de entradas



- La capacidad 'Cc' = prec. de trabajo es prácticamente un cortocircuito; a fin de hacer máxima la ganancia = prec. centrales.

### A) Circ. eq. para baja señal (o A.C.), modelo trí-híbrido:



- Considerando Re sin desacoplar.  
↳ Distinto al caso (P)

Desarrollo de la función de Transf.:

$$\Delta i = \frac{i_c}{i_i} = \left( \frac{C_c}{C_b} \right) \times \left( \frac{i_b}{i_i} \right)$$

$$\text{I) } i_c = -h_{FET,ib} \quad : \quad \frac{i_c}{i_b} = -h_{FET}$$

$$\text{II) } i_b = i_i \times \frac{\left[ R_i \parallel \left[ X_{ce} + \left( R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \} \right) \right] \right]}{\left[ X_{ce} + \left( R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \} \right) \right]} \times \frac{\left( R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \} \right)}{\{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \}}$$

→ Hacemos  $R_s = \left( R_b \parallel \{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \} \right) \rightarrow R'_b$  de pag. gr.  $\frac{R_1}{Q_2}$

$$\frac{i_b}{i_i} = \frac{\left( R_i \parallel [X_{ce} + R_s] \right) \times R_s}{[X_{ce} + R_s] \times \{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \}} = \frac{R_i \times R_s}{[R_i + X_{ce} + R_s] \times \{ h_{ie} + R_e(h_{FET}) \}}$$

07/04/2010

$$\Delta i = -h_{fe} \times \frac{R_i \times R_s}{h_{ie} + R_e(h_{fe})} \times \frac{1}{(R_i + R_s) + \frac{1}{sC}}$$

$$\Delta i = -\frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \times \frac{R_i \cdot R_s}{(R_i + R_s)C_c} \times \frac{1}{h_{ib} + R_e} \times \frac{sC_c}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R_s)C_c}\right)}$$

$$\Delta i = -\frac{(R_i // R_s)}{(h_{ib} + R_e)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R_s)C_c}\right)}$$

Represento un cero al origen!

$\hookrightarrow \Delta i_m$

$\rightarrow$  Polo!

- frecuencia de corte inferior :  $-R_T = R_i + R_s ;$

$$-W_p = \frac{1}{R_T C_c} ;$$

$$\left| \Delta i_m \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{R_T C_c}\right)} \right| = \frac{\Delta i_m}{\sqrt{2}}$$

$$|s| = W_L \quad \frac{W_L}{\sqrt{W_L^2 + W_p^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\cancel{W_L^2 = W_L^2 + W_p^2} ; \quad W_L^2 = W_p^2$$

$$\therefore W_L = W_p = \frac{1}{R_T C_c} = \frac{1}{(R_i + R_s) C_c}$$

- \* En  $W = W_L$  la ganancia es  $\approx -3dB$  de la ganancia a f.m.

### Trazado esintótico de Bode :

Se realiza el mismo análisis que para el punto (1.A) obteniéndose tres asintotas :

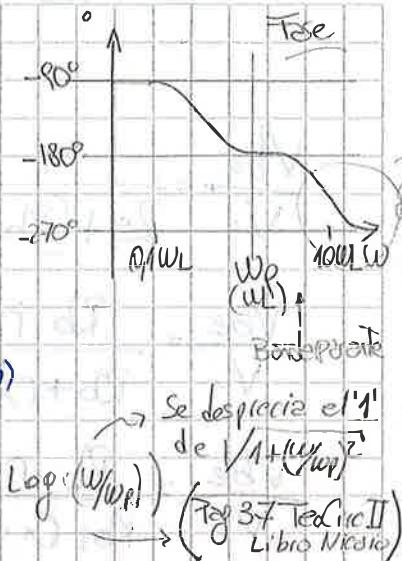
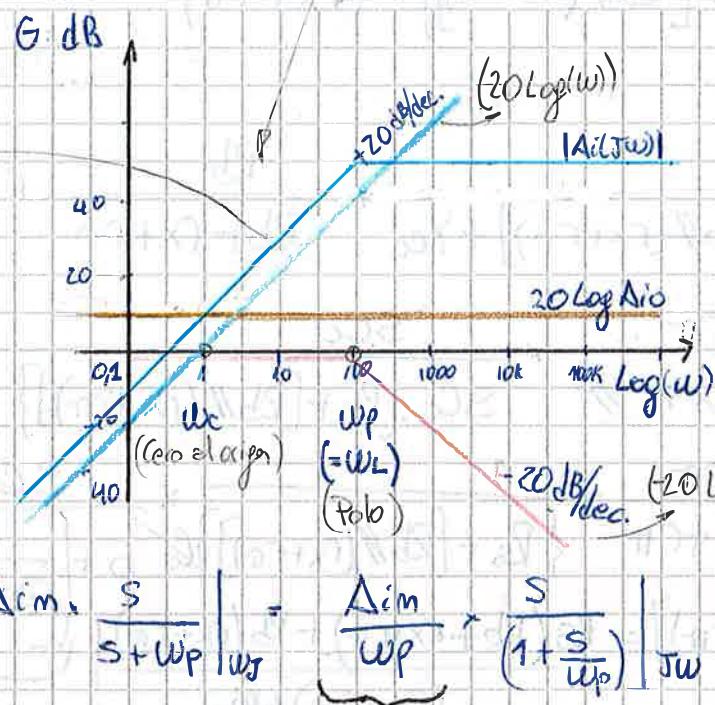
Para  $W \rightarrow \infty$ ; Ai tendria que ser 0.

HOJA N° 88

FECHA 07/04/2010

- Hay que considerar la interpenetración de los polos de baja frecuencia ( $\omega_L$ )

$$\begin{cases} \text{Cero: adelante } 90^\circ \\ \text{Polo: detrás } 90^\circ \end{cases}$$



- Se analiza el módulo y la fase.

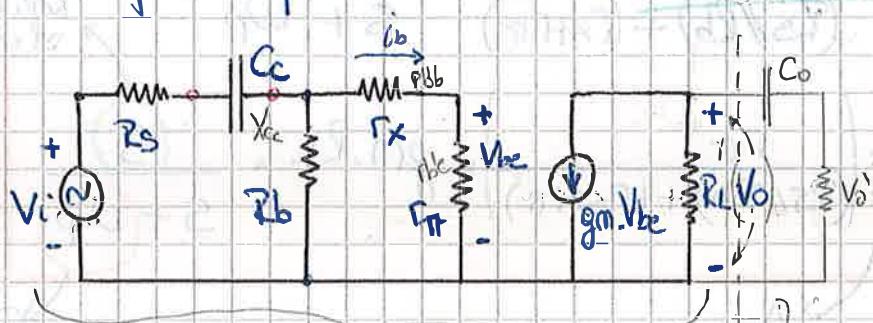
corroborar!

$$*\left|A_i(jw)\right| = A_{io} \cdot \frac{w}{\sqrt{1+(w/w_p)^2}} ; *|A_i(jw)| = \text{arcTg}(w) - \text{arcTg}\left(\frac{w}{w_p}\right)$$

$$G(\text{dB}) = 20 \cdot \text{Log} |A_i(jw)| \rightarrow 20 \cdot \text{Log} A_{io} + 20 \cdot \text{Log} w - 20 \cdot \text{Log} \left( \sqrt{1+(w/w_p)^2} \right)$$

### (B) Circ. eg. p' pequeño señal (en A.C.): Modelo Incremental.

corroborar!



Se considere p' el análisis,

Siguiente etapa

- Modelo increment. del ampl. en bajas freq. y pequeña señal, con cap. acoplam.  $C_o$ .

- No se considera  $R_e$  ( $C_e \rightarrow \infty$ )

$$*\Delta r = \frac{V_o}{V_i} = \left( \frac{V_o}{V_{be}} \right)^I \times \left( \frac{V_{be}}{V_c} \right)^R$$

$$i) V_o = -g_m V_{be} \times R_L \quad \therefore \quad \frac{V_o}{V_{be}} = -g_m R_L$$

OJO! Que en el práctico consideran  $C_e \neq \infty$

NOTA

$$\text{II) } V_{be} = \frac{V_i}{R_s + X_{ce} + [R_b // (r_x + r_m)]} \times \frac{[R_b // (r_x + r_m)]}{(r_x + r_m)} \times r_T \quad 08/04/2010$$

!  $(V_{be} = i_b \cdot r_T)$

$i_b$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{1}{R_s + [R_b // (r_x + r_m)] + X_{ce}} \times \frac{R_b}{R_b + r_x + r_m} \times r_T \quad \bullet \tan X_{ce} = \frac{1}{S \cdot C_c}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_T}{R_b + r_x + r_m} \times \frac{S \cdot C_c}{S \cdot C_c \cdot [R_s + [R_b // (r_x + r_m)]] + 1}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_T}{R_b + r_x + r_m} \times \frac{1}{[R_s + [R_b // (r_x + r_m)]] / C_c \times S + \frac{1}{[R_s + [R_b // (r_x + r_m)]] \cdot C_c}} \times \frac{S \cdot C_c}{\bullet W_P}$$

$\rightarrow R_s + [R_b // (r_x + r_m)] = \frac{R_s (R_b + r_x + r_m) + R_b (r_x + r_m)}{(r_x + r_m) + R_b} \quad !$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_T}{R_b + r_x + r_m} \times \frac{\cancel{R_b + r_x + r_m}}{R_s \cdot R_b + R_s (r_x + r_m) + R_b (r_x + r_m)} \times \frac{S}{S + W_P}$$

$$\frac{V_{be}}{V_i} = \frac{R_b \cdot r_T}{\left[ \frac{R_s \cdot R_b}{R_s + R_b} + (r_x + r_m) \right]} \times \frac{S}{S + W_P} \times \frac{1}{(R_s + R_b)}$$

$$\frac{U_{be}}{V_i} = \frac{R_b}{R_s + R_b} \times \frac{r_T}{(R_s // R_b) + (r_x + r_m)} \times \frac{S}{S + W_P} \quad \begin{array}{l} \text{Rep. cero} \\ \text{al origen} \end{array}$$

$$*\Delta v = - \left( \frac{R_b}{R_s + R_b} \right) \times \left( \frac{r_T}{(R_s // R_b) + (r_x + r_m)} \right) \times g_m \cdot R_L \times \frac{S}{S + W_P}$$

$\Delta v_{pm} \quad (\Delta v)$

$R_b!$

\* Sin reagrupar el denominador y considerando  $R_b \gg (r_x + r_m)$ :

$$\Delta v = \left( - \frac{r_T}{R_s + r_x + r_m} \right) \times g_m \cdot R_L \times \frac{S}{S + W_P}, \quad W_P = [(R_s + r_T + r_x) \cdot C_c]^{-1}$$

ECU #12

C) Por el método de la pulsación propia:

$$Y_{cc} + G_T = \phi [v]$$

$$S_p C_c + \frac{1}{R_s + [R_b // (r_x + r_a)]} = \phi$$

$$S_p = - \frac{1}{\underbrace{[R_s + [R_b // (r_x + r_a)]]}_{R_T} \cdot C_c} = - \frac{1}{R_T \cdot C_c}$$

$$W_p = |S_p| = \frac{1}{R_T \cdot C_c}$$

- El polo coincide con el calculado en el punto B

Conclusiones:

- La forma general de la función de transferencia adopta la siguiente estructura:

$$\Delta v = \Delta v_m \times \frac{\text{Polinomio Numerador (ceros)}}{\text{Polinomio Denominador (polos)}}$$

Es lo que se realiza en E. Aplic. I +

comportamiento en frecuencia.

Solo posee un cero al origen en este caso.

- La posición del polo de  $\Delta v$ , 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 la variable en un problema de diseño

$$R_T = \underbrace{R_s + [R_b // (r_x + r_a)]}_{\substack{\text{Componentes} \\ \text{externas}}} \quad \underbrace{[r_x + r_a]}_{\substack{\text{Componentes} \\ \text{internas}}} \quad (\text{Polarizac, Ri, pante, etc})$$

Límite inferior de la banda pasante!

- Cuando:  $W = W_p \Rightarrow W_L = \frac{1}{Z}; \quad 20 \cdot \log \left( \frac{\Delta v}{\Delta v_m} \right) = -3 \text{ dB}$

10/04/2010

- En conf. de E.C. hay un desfase intrínseco de  $-180^\circ$  (la fase está invertida). Así la referencia para el diagrama de Bode de fase está corrido  $180^\circ$ !

→ Por ello, es lógico que dentro de la banda pasante no haya desfasaje, ya que entonces  $X_\omega \rightarrow \phi_\omega$ , no existen componentes reactivos en la función de transf.

- El análisis de Bode es el mismo del punto (2.A), (Pág. 88)

(C)

### Complemento del Teorema de la pulsación propia: Método de las constantes de tiempo.

Se busca poder calcular  $W_L$  sin tener la función de Transp. del amp.

→ Utilizando la func. de transf. reducida del caso (2.B); (Pág. 88)  
Ecu #12;

$$\Delta V = - \frac{r_{tr}}{R_s + r_{tr} + r_x} \cdot \text{gm.RL} \cdot \frac{s}{\left( s + \frac{1}{(R_s + r_{tr} + r_x) \cdot C_c} \right)}$$

→ Sacando factor  $C_c$  y dandole formato de admittance al denominador de  $\Delta V$ , aquellas singularidades (raíces) que que hagan cero ésta admittance van a ser un polo de  $\Delta V$ .

$$S C_c + \frac{1}{(R_s + r_{tr} + r_{tr})} \Rightarrow Y_c + G_s \Rightarrow \phi(\omega)$$

$$\therefore S = - \frac{1}{R_s C_c}$$

susceptancia  
capacitiva

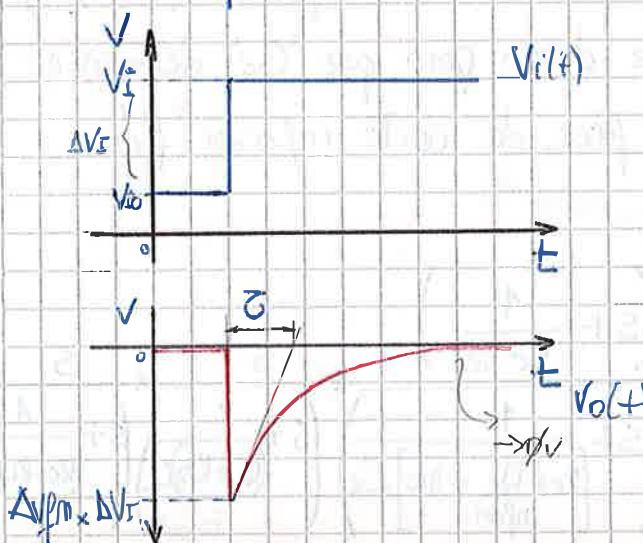
Conductancia.

La admittance que se encuentra ( $Y_r$ ) es la medida en los bornes de ' $C_c$ ' poniendo 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 inestabilidad.
- Con este 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,



• Se aplica una señal escalón

•  $C_C$  se carga de forma exponencial.

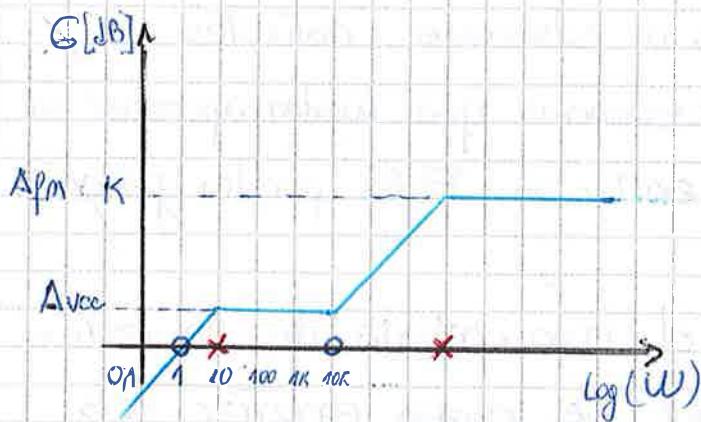
$$T = R_C C_C$$

$$\hookrightarrow f_C = (1/T)$$

\* La cantidad de polos queda determinada por la cantidad de capacitores independientes. La aparición de un cero abarrea la aparición de un polo!

## # Efecto conjunto de Cc y Ce:

11/04/2010



Se encuentran muy abajo en frecuencia.

Define la frecuencia de corte inferior!

Pensado

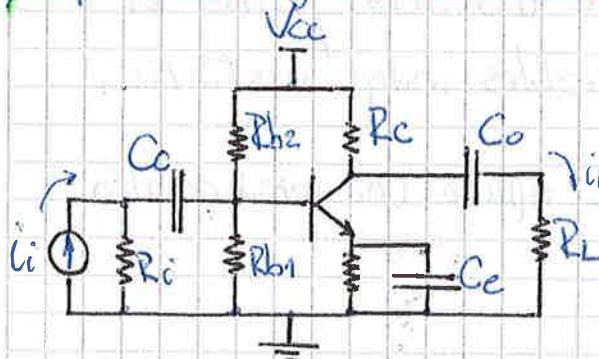
- Como norma general: hay que separar bien los polos.

- Se suele diseñar Ce para que genere un polo dominante (por cuestiones prácticas)

$$A_v = \frac{(R_i // R_b')}{(h_{fe} + R_e)} \times \frac{R_b}{\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{R_b C_c}\right)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R_b) C_e}\right)}$$

Ver primero 3) pag. 92.

## 4) Efecto conjunto de Cc, Ce y Co:



- Por inspección se obtienen las conductancias asociadas a cada capacidad ( $C_c, C_e, C_o$ )
- Se diseña para que 'Ce' determine la freq. de corte inferior 'f1'

$$\Delta C = \frac{R_b}{\left(\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right)} \times \frac{R_i // R_b'}{h_{ib} + R_e} \times \frac{R_c}{R_c + R_L} \times \frac{\left(s + \frac{1}{R_e C_e}\right)}{\left(s + \frac{1}{\left[\frac{R_e // R_b}{h_{fe}} + h_{ib}\right] C_e}\right)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_i + R_b) C_c}\right)} \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{(R_c + R_L) C_o}\right)}$$

$\Delta C =$

$A_{vM}$

$\Delta C =$

$A_{vM}$

Polo dominante

$$f_0 = \frac{R_L}{10} \Rightarrow \text{Para el diseño.}$$

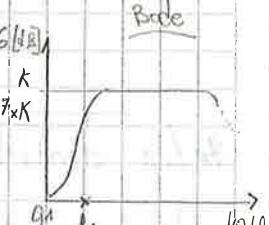
$$W_{Cc} = \frac{1}{(R_i + R_b) C_c}$$

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_0 (R_i + R_b)}$$

$$W_{Co} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_o}$$

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_0 (R_c + R_L)}$$

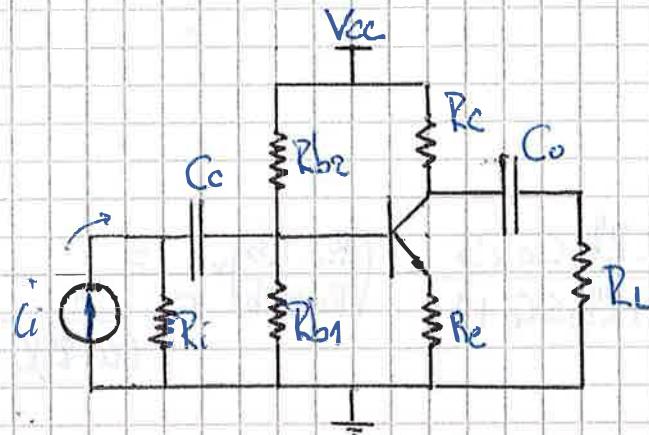
$$U_{be} = \frac{1}{R_e // \left(\frac{R_b + h_{ib}}{h_{fe}}\right) C_e}$$



$$C_e = \frac{1}{2\pi f_0 \left(R_e // \left(\frac{R_b + h_{ib}}{h_{fe}}\right)\right)}$$

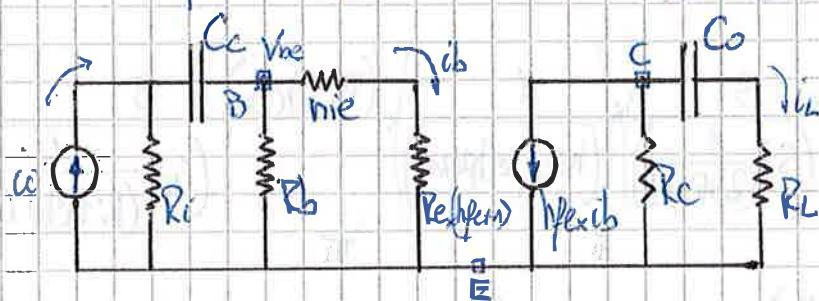
Note: 'Cc' y 'Co' se diseñan para que sus polos estén muy por debajo del de 'Ce'.

3) Análisis p' emp. en conf. de E.C. g/cap. de acopl. de base y colector.  
(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' baja señal, en AC.; Modelo  $\pi$  híbrido:



Desarrollo de la función de transferencia:

$$\Delta i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_b} \right)^T \times \left( \frac{i_b}{V_{be}} \right)^H \times \left( \frac{V_{be}}{i_i} \right)^III$$

• Se incorpora 'Vbe' para simplificar el álgebra.

$$I) \frac{i_L}{i_i} = -h_{fe} \times \frac{R_c \parallel (X_{Co} + R_L)}{(X_{Co} + R_L)} = -h_{fe} \cdot i_b \times \frac{R_c}{[R_c + X_{Co} + R_L]}$$

$$II) \frac{i_i}{i_b} = \frac{-h_{fe} \times R_c}{[R_c + X_C + R_L]} \Rightarrow \frac{-h_{fe} \times R_c \cdot C_o \cdot S}{(R_c + R_L) \cdot C_o \cdot S + 1} = -\left( \frac{R_c}{(R_c + R_L)} \right) \times h_{fe} \cdot \frac{S}{\left( S + \frac{1}{(R_c + R_L) \cdot C_o} \right)}$$

$$III) i_b = \frac{V_{be}}{h_{ie} + R_e(h_{fe} + 1)} \quad \text{so} \quad \frac{i_b}{V_{be}} = \frac{1}{[h_{ie} + R_e(h_{fe} + 1)]}$$

$$IV) V_{be} = i_i \times \left\{ R_i \parallel [X_{CC} + (R_b \parallel \{h_{ie} + R_e(h_{fe} + 1)\})] \right\} \times \frac{(R_b \parallel \{h_{ie} + R_e(h_{fe} + 1)\})}{[X_{CC} + (R_b \parallel \{h_{ie} + R_e(h_{fe} + 1)\})]}$$

→ Por comodidad denominamos  $R'_{lb} = (R_b \parallel (h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)))$

Así:

$$V_{be} = i_i \times \left\{ R_i \parallel [X_{ce} + R'_{lb}] \right\} \times \frac{1}{[X_{ce} + R'_{lb}]} \times R_b$$

$$V_{be} = i_i \times \frac{R_i}{[R_i + X_{ce} + R'_{lb}]} \times R'_b$$

$$\frac{V_{be}}{i_i} = \frac{R_i \cdot R'_b}{[R_i + X_{ce} + R'_{lb}]} \Big|_{X_{ce}=1} = \frac{R_i \cdot R'_b \cdot C_c \times S}{(R_i + R'_b) S C_c + 1} = \left( \frac{R_i \cdot R'_b}{R_i + R'_b} \right) \times \frac{S}{S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c}}$$

$$\frac{V_{be}}{i_i} = (R_i \parallel R'_b) \times \frac{S}{\left( S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

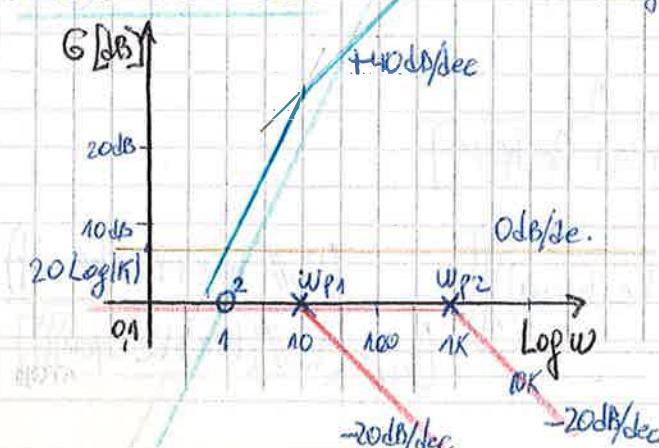
$$* \Delta i = \frac{i_L}{i_i} \Rightarrow - \left( \frac{R_c}{R_{ct} + R_L} \right) \times h_{fe} \times \frac{S}{\left( S + \frac{1}{(R_{ct} + R_L) C_o} \right)} \times \frac{1}{(h_{ie} + h_{ib} + R_e)} \times \left( R_i \parallel R'_b \right) \times \frac{S}{\left( S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

$$\Delta i = - \frac{R_c \times h_{fe} \times (R_i \parallel R'_b)}{(R_{ct} + R_L) \times (h_{fe} + 1) \times (h_{ib} + R_e)} \times \frac{s^2}{\left( S + \frac{1}{(R_{ct} + R_L) C_o} \right) \left( S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

$$\Delta i = - \left( \frac{R_c \cdot (R_i \parallel R'_b)}{(R_{ct} + R_L) (h_{ib} + R_e)} \right) \times \frac{s^2}{\left( S + \frac{1}{(R_{ct} + R_L) C_o} \right) \cdot \left( S + \frac{1}{(R_i + R'_b) C_c} \right)}$$

Representa un cero doble al origen.

Análisis de Bode:



• Generalmente:  $A(i) = A_{im} \times \frac{s}{(s + w_{p1}) \cdot (s + w_{p2})}$

- Los polos  $w_{p1}$  y  $w_{p2}$  no necesariamente deben estar en frec. distintas (pueden coincidir)

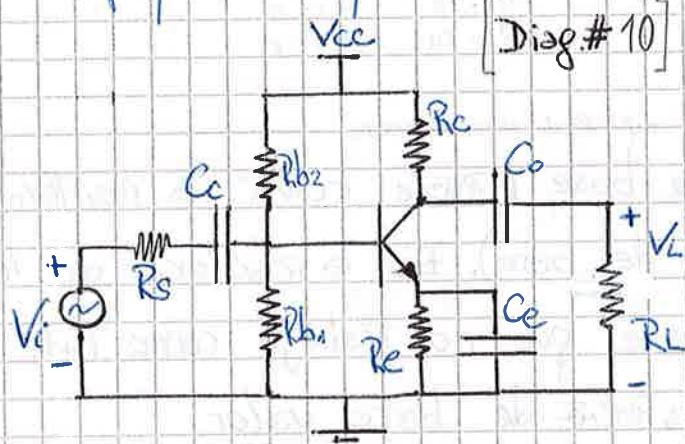
\* Corroborar el orden de los polos!

## Respuesta en Alta Frecuencia

En términos generales, el análisis en alta frecuencia se realiza mediante el modelo incremental y ecuaciones de nodo.

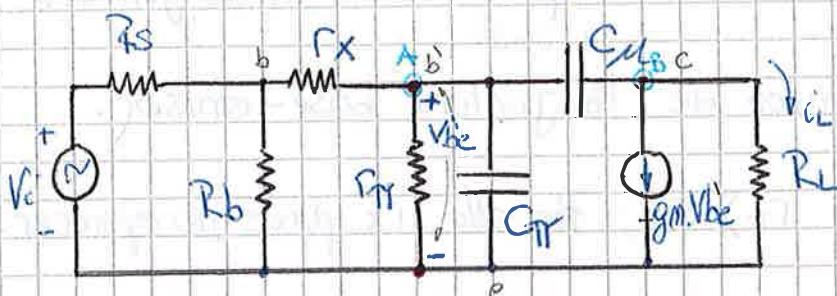
### Introducción:

#### \* Amplif. en conf. de E.C.:



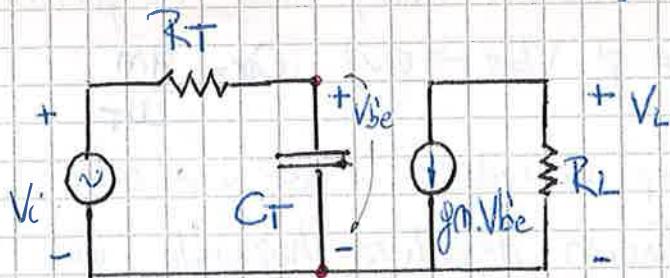
- En AF. los capacitores de acoplamiento y desacoplamiento se consideran cortocircuitos.
- Comienzan a influir las capacidades intrínsecas (intertunuras) del Transistor.

#### \* Modelo incremental del amp. en AF.

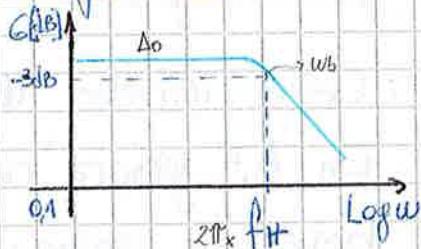


- $r_x$  y  $r_{ff}$  son resistencias asociadas a la base y diodo emisor respectivamente.
- Se suele realizar el análisis mediante los nodos A y B.

#### \* Modelo reducido; circuito equivalente:



#### • Gráfica de Bode



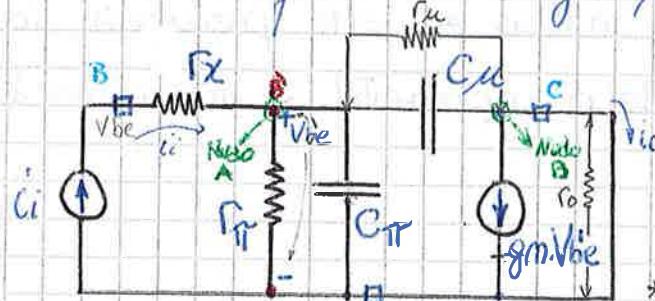
- Para q' la func. de Transf. cumple con esa forma,

$$[el \ N^{\circ} \text{ Polos} > N^{\circ} \text{ Ceros}] \Rightarrow T(s) \approx \frac{(a + b \cdot s + c \cdot s^2)}{(d + e \cdot s + f \cdot s^2 + g \cdot s^3)}$$

NOTA: Modelo unidireccional! Modelo de 1 polo.

## Descripción del Modelo incremental: (introducción en pag 81 y 82)

Para el análisis utilizamos el Tr. bip. aislado; si elem. externos distintos de las fuentes de energía y señal.



- Modelo incremental del Trans. bipolar.

\* Equivalencias:

$$r_{b'b} = r_X \quad c_{b'c} = C_{be}$$

$$r_{b'e} = r_{rr} \quad c_{b'e} = C_{ie}$$

### 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.

- $r_{rr}$ : Resistencia dinámica de la juntura base-emisor.

\*  $r_{hie}$ :  $\approx (r_X + r_{rr}) \wedge r_{rr} \gg r_X$ ; Por ello  $r_X$  puede no aparecer.

- $C_{ir}$ : Capacidad intrínseca del Tr. bip. asociada a la base' y emisor. Limita la ganancia del Transist. en A.F.; Hace de filtro pasa bajo, (en A.F. hace q'  $V_{be} \rightarrow 0V$ )

$$C_{ir} = \frac{8m}{\omega T}$$

- $C_{ub}$ : Capac. intrínseca del tr. bip. asociada a la base' y el colector. En A.F. genera realimentación negativa, haciendo que baje la ganancia. Dicha prec. dep. del valor de  $C_{ub}$  y la conductancia asociada. En general  $C_{ub} \ll C_{ir}$ .

\* Cuando se analiza un amp. con tr. bip. completo, el modelo incremental de Giacoletto incluye los parámetros intrínsecos y extrínsecos. Normalmente  $(r_x + r_{\pi}) \gg R_b$ ; siendo  $R_b = R_{b1} // R_{b2}$  (polariz.) ;  $\therefore R_b // (r_x + r_{\pi}) \approx r_x + r_{\pi}$ . Así  $r_x + r_{\pi} \gg R_b$ .

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 (unidad) de cada uno de los cuadripolos básicos. Normalmente es la manera más conveniente de especificación para el fabricante.

→ en la pg 95 se desarrolla con  $Y_{ab}$

Desarrollo de la func. de transferencia:  $\Delta_i$  → Sin tener en cuenta  $X_{ab}$  en la medida de salida.

$$\Delta_i = \frac{i_c}{i_i} = \left( \frac{c_c}{V_{be}} \right)^I \cdot \left( \frac{V_{be}}{i_i} \right)^II$$

•  $V_{be}$ : Parámetro de transferencia entre red - salida.

$$I) i_c = -g_m V_{be} \therefore \frac{c_c}{V_{be}} = -g_m$$

$$II) V_{be} = i_i \times [r_x + (r_{\pi} // X_{cr})]$$

$$; X_{cr} = \frac{1}{S G^I} = \frac{1}{S(C_{\pi} + C_u)}$$

$$\rightarrow V_{be} = i_i \times \left( r_{\pi} // \left( \frac{1}{S(C_{\pi} + C_u)} \right) \right) = i_i \times \frac{1}{g_{\pi} + S(C_{\pi} + C_u)} ; g_{\pi} = \frac{1}{r_{\pi}}$$

$$* r_{\pi} // X_{cr} = r_{\pi}, X_{cr} = \frac{1}{r_{\pi} + X_{cr}} = \frac{1}{\frac{r_{\pi} + X_{cr}}{r_{\pi} * X_{cr}}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{\pi}} + \frac{1}{X_{cr}}} = \frac{1}{X_{cr} + g_{\pi}}$$

NOTA

$$\frac{V_{be}}{i_i} = \frac{1}{g_m + S(C_{in} + C_{ou})} \rightarrow A_{im} = -h_{fe}$$

$$* \Delta i = -\frac{g_m}{g_m + S(C_{in} + C_{ou})} = -\frac{g_m}{g_m} \times \frac{1}{1 + S \left( \frac{1}{g_m (C_{in} + C_{ou})} \right)}$$

Polo!

③ La frecuencia a la cual la ganancia  $\Delta i$  cae 3dB  $\Rightarrow$  Frec. Corte.

$$W_b = \frac{1}{f_m (C_{in} + C_{ou})}$$

$$f_b = \frac{1}{2\pi f_m (C_{in} + C_{ou})}$$

• Analizando  $A_{im}$ :

$$g_m = \frac{1}{r_{ce}} = \frac{1}{\left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right)} = h_{fe} \times \frac{I_{CQ}}{V_T} = h_{fe} \times \frac{1}{\left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right)} = h_{fe} \times \frac{1}{h_{ie}}$$

$$g_m = \frac{1}{r_{in}} \approx \frac{1}{h_{ie}}$$

$$\begin{aligned} g_m \times V_{be} &= h_{fe} \times i_b \\ \Rightarrow \frac{g_m \times \left(\frac{V_{be}}{i_b}\right)}{h_{fe}} &= h_{fe} \\ g_m \times h_{ie} &= h_{fe} \Rightarrow g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \end{aligned}$$

$$A_{im} = -\frac{g_m}{g_m} = -\frac{h_{fe} \times h_{ie}}{h_{ie}} \Rightarrow -h_{fe}$$

Conclusion: La vida es hermosa, salí al sol un ratito.

$$\begin{cases} P' \\ S = \emptyset ; \Delta i = -h_{fe} \end{cases}$$

$$P' \quad S = W_b ; (|\Delta i|) > (1 - h_{fe})$$

④ La frecuencia a la cual la ganancia  $\Delta i$  cae a 1;  $A_i = 1$ , se denomina frecuencia de transición (del transistor);  $G = 0 \text{ dB}$ .

$$\left| A_i(s) \right|_{s=j\omega} = 1 ; \left| -\frac{g_m}{g_m} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega_r}{W_b}\right)} \right| = 1$$

$$\left| -\frac{\left(\frac{1}{g_m}\right)}{\left(\frac{1}{g_m}\right) \left(1 + \frac{j\omega_r}{W_b}\right)} \right| = \frac{1}{1} \stackrel{i^o}{=} \left| -\left(\frac{g_m}{g_m}\right) \times \left(1 + \frac{j\omega_r}{W_b}\right) \right| = 1$$

$$\left| \left( 1 + \frac{W_T}{W_b} \right) \right| = \frac{g_m}{g_m \pi} ; \sqrt{1^2 + \left( \frac{W_T}{W_b} \right)^2} = \frac{g_m}{g_m \pi}$$

$$\text{Si } \left( \frac{W_T}{W_b} \right)^2 \gg 1 ; \frac{W_T}{W_b} = \frac{g_m}{g_m \pi} ; W_T = g_m \cdot W_b \quad W_b = \frac{1}{\pi \cdot (C_r + C_u)}$$

Así:  $\boxed{W_T = \frac{g_m}{C_r + C_u}}$  |  $\frac{W_T}{W_b} = h_{fe}$ !  $\left\{ W_T \times (\Delta i=1) = W_b \times h_{fe} \right\} \rightarrow C_m R_L = g_m$   
Producto ganancia - ancho de banda.  
 $[G \cdot BW = |A| \cdot \Delta f_H]$

$W_T$ : Frecuencia de transición! A partir de esta frecuencia el tr. se comporta como un atenuador; Por ello los polos o cercos cercanos a ésta frecuencia pueden eliminarse.

\* Producto ganancia - ancho de banda:  $G \cdot BW = |A| \cdot \Delta f_H$

Para un BJT con  $R_L \rightarrow \infty$  y en conf. de E.C.,

$$[G \cdot BW = f_T = \left| - \left( \frac{g_m}{g_m \pi} \right) \times \frac{W_b}{2\pi} \right| = h_{fe} \times \frac{1}{2\pi \cdot C_r \cdot (C_r + C_u)} \text{ o } \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_r + C_u)}] \rightarrow g_m \cdot \pi = h_{fe}$$

Despreciando  $C_n$  ( $\approx C_u$ ) ;  $\rightarrow C_m = C_u (1 + g_m \cdot R_L)$  : Versión Reducida.

$$\left. \frac{W_H}{f_T} = \frac{1}{R_L \cdot C_T} \right|_{R_L = \infty} = \left. \frac{g_m}{C_T} \right|_{C_n = 0} = \boxed{\frac{g_m}{C_r}} = \frac{h_{fe}}{\pi \cdot C_r} = \frac{1}{R_L \cdot C_r} = W_T$$

$\rightarrow$  Por el circuito [c]!

• Considerando el efecto de  $X_{ce}$  en el cálculo de (I); Tenemos:

$$\text{i)} i_C = - \left[ g_m \cdot V_{be} + (0 - V_{be}) \times \frac{1}{X_{ce}} \right] = - g_m \cdot V_{be} + \frac{V_{be} \times S_{ce}}{1}$$

$$i_C = - V_{be} (g_m + (-S_{ce})) \therefore \frac{i_C}{V_{be}} = - g_m + S_{ce} = -(g_m - S_{ce})$$

ii) Iden.

En el nudo B

Recalcando la función de transferencia  $A_i$ :

$$* \Delta_i = -\frac{(gm - SC_{in})}{g\pi + s(C_{in} + C_{in})} = -\frac{gm}{g\pi} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\frac{gm}{C_{in}}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\frac{g\pi}{C_{in} + C_{in}}}\right)}$$

$\Delta_{in}$

cero!  
Polo!

Ahora la func. de transf. presenta un polo y un cero:

$$\underline{W_c} = \frac{gm}{C_{in}}$$

Isel

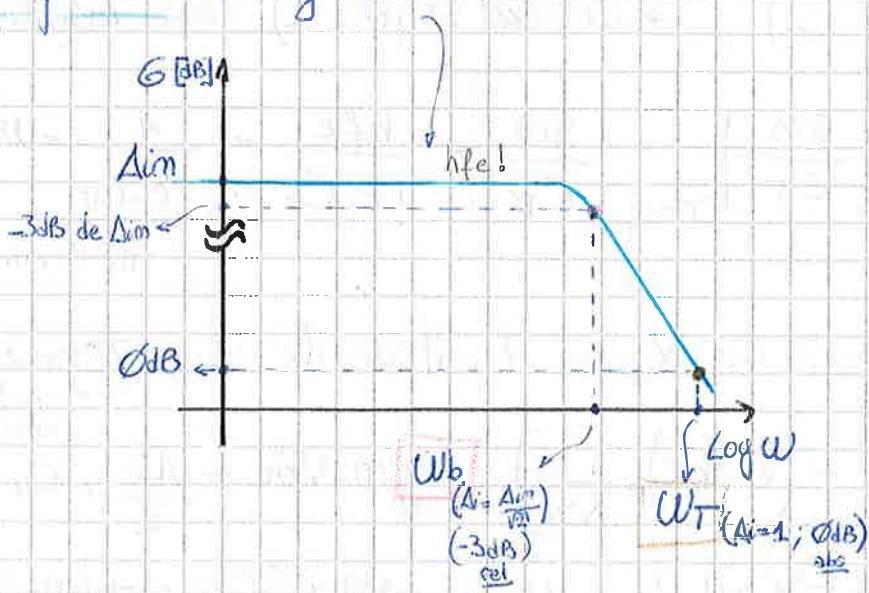
$$\wedge \quad \underline{W_p} = \frac{g\pi}{C_{in} + C_{in}} \Rightarrow W_T$$

Isel

Yo que  $C_{in} \ll C_{in} + C_{in}$  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  $W_T = \frac{gm}{C_{in} + C_{in}}$ ; vemos que el cero también se encuentra por sobre la frecuencia de Transición. El cero es claramente deseable.

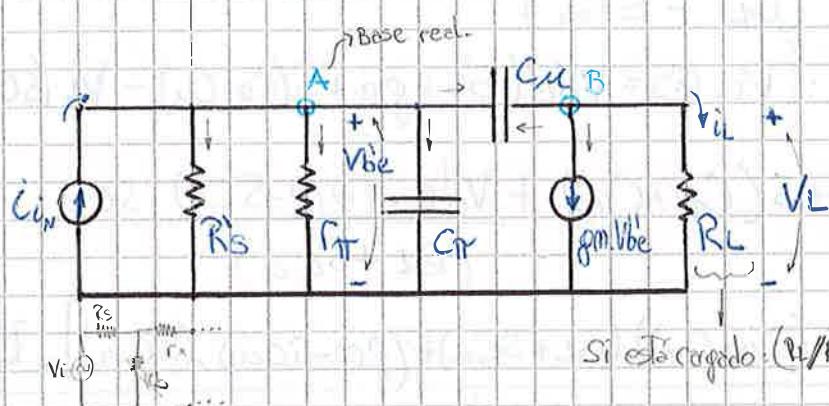
Gráfica  $20 \log |A_i(j\omega)|$



## Análisis en AF. de un amp. en conf. de EC. c/modelo incremental

Circuito equiv. del amp. de la Pag. 93, Diag. # 10. ; Reemplazando la fuente de señal (Tensión) por su equivalente Norton; Despreciamos  $R_b = R_{b1} \parallel R_{b2}$  por ser  $R_b \gg (r_x + r_{in})$ , y llamemos  $R'_s = R_s + r_x$ !

Con estas consideraciones:



- Se realiza el análisis mediante ec. de nodos: A y B.
- $i_{in} = V_i / R'_s$

$$\text{Si está cargado: } (V_L / R_L) \rightarrow R'_s = R_s + r_x$$

\* Objetivo: Particionas el efecto de  $C_x$  en dos partes (mediante el análisis de nodos o el Teorema de Miller)

"Cuando la reactancia de  $C_x$  comienza a ser baja, se establece realimentación negativa"

Nodo A:  $i_{in} = V_{be} \cdot G_s + V_{be} \cdot g_{nr} + V_{be} \cdot Y_{cr} + (V_{be} - V_L) \cdot Y_{cu}$   
 $V_i \cdot G_s = V_{be} \cdot G_s + V_{be} \cdot g_{nr} + V_{be} \cdot S \cdot C_{cr} + (V_{be} - V_L) \cdot S \cdot C_{cu}$   
 $V_i \cdot G_s = V_{be} (G_s + g_{nr} + S \cdot C_{cr} + S \cdot C_{cu}) - S \cdot C_{cu} \cdot V_L$   
 $\rightarrow V_i \cdot G_s = V_{be} (G_s + g_{nr} + S (C_{cr} + C_{cu})) - V_L \cdot (S \cdot C_{cu})$

Nodo B:  $\emptyset = g_m \cdot V_{be} + V_L \cdot G_L + (V_L - V_{be}) \cdot Y_{cu}$   
 $\emptyset = g_m \cdot V_{be} + V_L \cdot G_L + V_L \cdot S \cdot C_{cu} - V_{be} \cdot S \cdot C_{cu}$   
 $\rightarrow \emptyset = V_{be} (g_m - S \cdot C_{cu}) + V_L (G_L + S \cdot C_{cu})$

Determinación de la fun. de transf. de tensión:  $A_V = \frac{V_L}{V_i}$

Existen dos formas principales para calcular  $A_V$  a partir

de las ecuaciones de nudo (A;B) obtenidas:

15/04/2010

■ Método de Crámer (Matrices, determinantes)

{ Las raíces de AP son los polos de  $V_L/V_i$ ; Las raíces del Det. Sustituto son los ceros de  $V_L/V_i$ . Regla de Sarras. }

$$V_L = \frac{\begin{vmatrix} (...) & V_i \cdot G's \\ (...) & \emptyset \end{vmatrix}}{\Delta P} = \frac{-V_i \cdot G's \cdot (g_m - S_{Cu})}{(G's + S_{Cr} + g_a + S_{Cu})(G_L + S_{Cu}) + S_{Cu}(g_m + S_{Cu})}$$

■ Por sustitución (método a utilizar):

• Del nudo B:  $V_L = -V_b e (g_m - S_{Cu}) / (G_L + S_{Cu})$

• Reemplazando  $V_L$  en A:  $V_i \cdot G's = V_b e (G's + g_a + S(Cr + Cu)) - V_L (S_{Cu})$

$$\frac{V_i}{R_s} = \frac{V_b e (G's + g_a + S(Cu + Cr)) + V_b e \cdot (g_m - S_{Cu}) \cdot S_{Cu}}{(G_L + S_{Cu})}$$

$$V_i = \frac{V_b e [(G's + g_a + S(Cu + Cr)) (G_L + S_{Cu}) + (g_m - S_{Cu}) \cdot (S_{Cu})]}{(G_L + S_{Cu})} \times \frac{R_s}{P_s}$$

• Dividiendo  $V_L$  en  $V_i$  obtenemos  $\Delta v$ :

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-(g_m - S_{Cu}) \cdot G's}{[(G's + g_a + S(Cr + Cu)) (G_L + S_{Cu}) + (g_m - S_{Cu}) (S_{Cu})]}$$

(y simplific.)

• Distribuyendo y factorizando el denominador obtenemos los términos en:  $S^0: [G_L (G's + g_a)]$   
 $S^1: [(C_{Tr.} + C_u) G_L + C_u \cdot (G's + g_a + g_m)]$   
 $S^2: [C_u \cdot C_{Tr.}]$

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-(g_m - S_{Cu}) \cdot G's}{6L (G's + g_a) + S [(C_{Tr.} + C_u) G_L + C_u (G's + g_a + g_m)] + S^2 (C_u \cdot C_{Tr.})} \times \frac{R_L}{R_L}$$

• Multiplicando y div. por  $R_L$ :

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-(g_m - S_{Cu}) \cdot G's \cdot R_L}{(G's + g_a) + S [(C_{Tr.} + C_u) * (1 + R_L (G's + g_a + g_m))] + S^2 (C_u \cdot C_{Tr.}) R_L}$$

Si el amplificador esté  
cargado con una  $R_o$ ,

$$\text{entonces } R'_L = R_L / R_o$$

$$\therefore CM = C_{in} [1 + (G_s + g_{tr} + g_m) R'_L]$$

$$\uparrow C_T = C_{tr} + CM$$

- Denominaremos 'Capacidad de Miller' CM:

$$CM = C_{in} [1 + (G_s + g_{tr} + g_m) R_L]$$

Luego:

$$\left\{ \Delta V = \frac{V_L}{V_i} = \frac{-g_m \cdot R_L \cdot G_s \left( 1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{in}}} \right)}{(G_s + g_{tr}) + s(C_{tr} + CM) + s^2(C_{tr} C_{in}) R_L} \right\}$$

$C_T$  = Capacidad Total  
(equivalente)

- Al separar  $C_{in}$  en dos partes, aparecen dos polos y por lo tanto 'grado 2' en el denominador de  $\Delta V$ . El polo más perjudicial está compuesto por  $C_{tr}$  y la reflexión de  $C_{in}$ .  
 → Los dos polos se encuentran en el semiplano izquierdo, ya que todos los coeficientes del denominador de  $\Delta V$  son de igual signo.

→ Presenta un cero en el semiplano de la derecha en  $|s| = \frac{g_m}{C_{in}}$ , alcanzado esta freq. todo la corriente circula por  $C_{in}$ . Veamos que la  $W_{cero} \gg W_{trans.BJT} = \frac{g_m}{(C_{tr} + C_{in})}$ ; Por lo tanto se desprecia.

$$\left. \begin{array}{l} EJ: \quad g_m = 10 \times 10^{-3} \text{ v} \\ \quad C_{tr} = 10 \text{ nF} \\ \quad C_{in} = 1 \text{ nF} \end{array} \right\}$$

$$W_{cero} = \frac{g_m}{C_{in}} = \frac{10 \times 10^{-3}}{1 \text{ nF}} \Rightarrow 10 \times 10^6 \text{ [rad/seg]}$$

$$W_{trans.BJT} = \frac{g_m}{C_{tr} + C_{in}} = \frac{10 \times 10^{-3}}{10 \text{ nF} + 1 \text{ nF}} \Rightarrow 909 \times 10^3 \text{ [rad/seg]}$$

Observamos que  $W_c \gg W_T$ .

Valididad del modelo incremental: El modelo irren. es válido para frecuencias menores a la de transición.

- La validez de este modelo se da cuando:

$$\omega \ll \frac{2Db}{V^2} = \frac{8m}{Cn}$$

Y comparado con:  $WT = \frac{8m}{Cn + Cn}$ ; entonces el modelo vale cuando  $\omega \ll WT$ .

↳ 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  $\Delta v$  podemos tomar solamente el Término lineal ( $S.Cu.gm.R_L$ )

↓  
Término más chico en ( $S^2$ )

Demostración:

→ Comparar:  $S.Cr.Cu.R_L$  con  $S.Cu.gm.R_L$

(vs)

$S.Cr$  (vs)  $8m$

→ Para trabajo < fínsc.;  $|S| < \frac{WT}{10}$ :

$$WT = \frac{8m}{10(Cn + Cn)} ; \quad \frac{8m}{10(Cn + Cn)} Cr \text{ vs } gm \quad |S.Cr| \ll 8m \quad \checkmark$$

$$\frac{gm}{10} \ll gm \quad \checkmark$$

$$\text{y con } Cu = \frac{Cn}{10} \rightarrow |S.Cu| \ll gm \quad \begin{matrix} \text{(Para despreciar el} \\ \text{Término cuad. el } S.Cu \\ \text{-num.)} \end{matrix}$$

▲ Bajo estas condiciones queda demostrado que el Término:

$$|S.Cr.Cu.R_L| \ll |S.Cu.gm.R_L|$$

y así puede despreciarse el Término cuadrático de  $\Delta V_{(0)}$

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = - \frac{8m \cdot R_L \cdot G's}{(G's + gm) + S(Cn + Cn)}$$

↑ Se puede simplificar

$$Cn = Cu \cdot gm \cdot R_L$$

Muy grande!  
Así, se transforma en un gran cap. (CM)

$$\Delta v = \frac{V_L}{V_i} = - \frac{G's}{(G's + gm)} \cdot gm \cdot R_L \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{S}{\frac{(G's + gm)}{Cn + Cn}}\right)}$$

→  $\Delta v_{pm}$

$$\left(1 + \frac{S}{\frac{(G's + gm)}{Cn + Cn}}\right)$$

Palo!

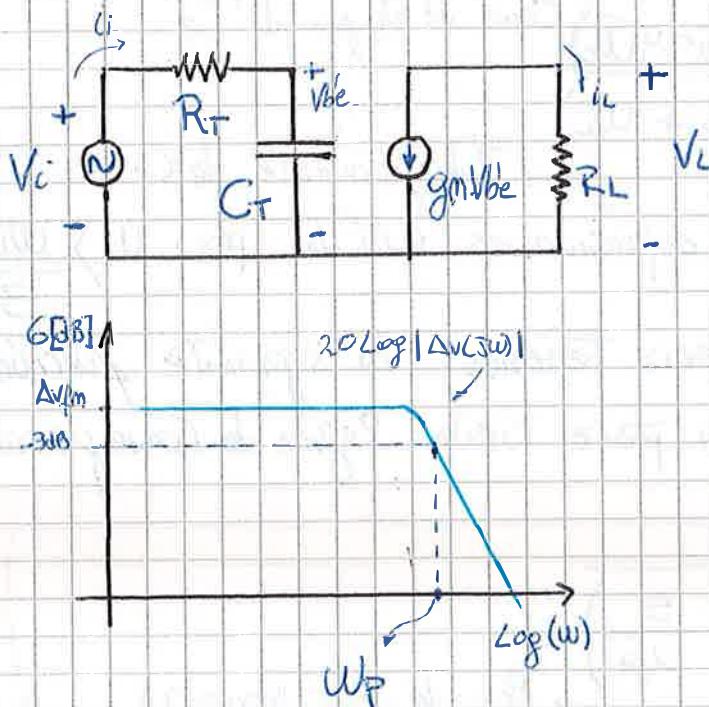
- El polo de la nueva Av se encuentra en:

$$W_p = \frac{G's + g_m}{(C_{tr} + C_m)} \rightarrow \Delta V_{AF} = \Delta V_{fm} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{W_p}\right)}$$

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:

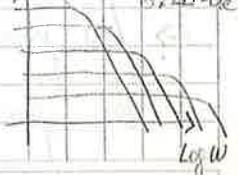


$$\bullet f_C = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_T} \text{ [Hz]}$$

$\rightarrow R_S = R_{T\text{ext}}$   
 $\rightarrow R_T = (R_T // R_S)$   
 $\rightarrow C_T = C_{tr} + C_m$   
 $\wedge C_m = C_u \cdot g_m \cdot R_L$   
 $C_M = C_u [1 + (G_s g_m + g_m) R_L]$

Vemos que variando  $R_L$  cambia la ganancia y el ancho de banda.

- Si aumenta  $R_L$ , aumenta  $\Delta v$  y disminuye el BW (y viceversa.)
- Si disminuye  $R_L$  o  $R_S$  se gana ancho de banda.
- Si agrandamos  $g_m$  se gana  $\Delta v$



- 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.  $\Rightarrow$  Por cuestiones de costo y espacio no conviene hacer los capacitores de acople/desacople muy grandes. Para ello se analiza el circ. y se decide si  $C_C$  o  $C_E$  formará 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 beta)  $\rightarrow$  Cero generado por  $C_E$ .

$$\bullet \Delta V_{BF} = \Delta v_{fm} \times \frac{(s + w_C)}{(s + w_L)}$$

$\hookrightarrow$  Polo dominante de  $C_E$ .

\* Por lo general esta expresión es válida para  $w > \frac{w_L}{3}$

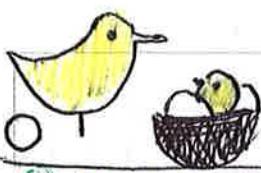
- \* A.F.  $\Rightarrow$  Para alta frecuencia tenemos la siguiente función de Transposición válida para cierta Región de Convergencia.

$$\bullet \Delta V_{AF} = \Delta v_{fm} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{w_H}\right)}$$

$\hookrightarrow$  Polo de alta frecuencia.

\* Por lo general esta expresión es válida para  $w < \frac{w_H}{10}$  (garantiza q la simplific. de la pag. 97 es válido)

- $\Rightarrow$  La frecuencia de corte superior puede entonces determinada en función de  $(C_E + C_M)$ !



hoy pájaros que ponen huevos en nidos ajenos.

(No se tiene en cuenta el cero de transmisión de 'Cc'.)

HOJA N°

99

FECHA 16/04/2010

\*) La resp. total en freq. será:

$$\Delta V_{(T)} = \Delta V_{pm} \times \frac{(S + W_L)}{(S + W_{PL}) \cdot (S + W_{PT})}$$

Cero de Ce

• Expr. simpl. válida para:

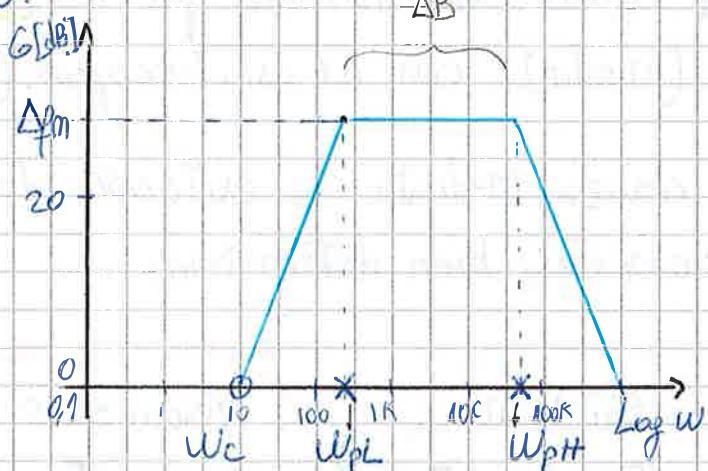
$$\left[ \frac{W_L}{3} < W < \frac{W_H}{10} \right]$$

Polo de Ce

Polo de (Cc+cm)  
(Polo de Miller)

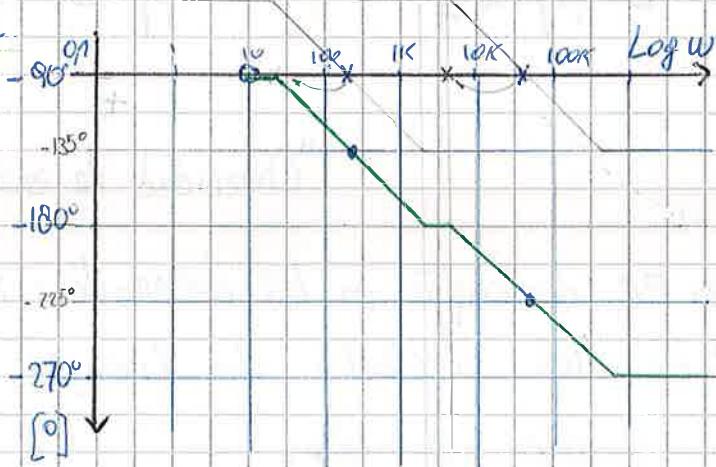
Diagrama de Bode simplificado: No se grafican los fenómenos de muy baja frecuencia.

Módulo:



$$\bullet AB = W_H - W_L$$

Fase:



• Cero: adelanta 90°

• polo: retrasa 90°

→ La fase es -180° al inicio (idealmente) de la zona de frecuencias medias por tratarse de un amp. inversor.

## Método de aproximación de la FT. por polo dominante:

- Es necesario aletar 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.

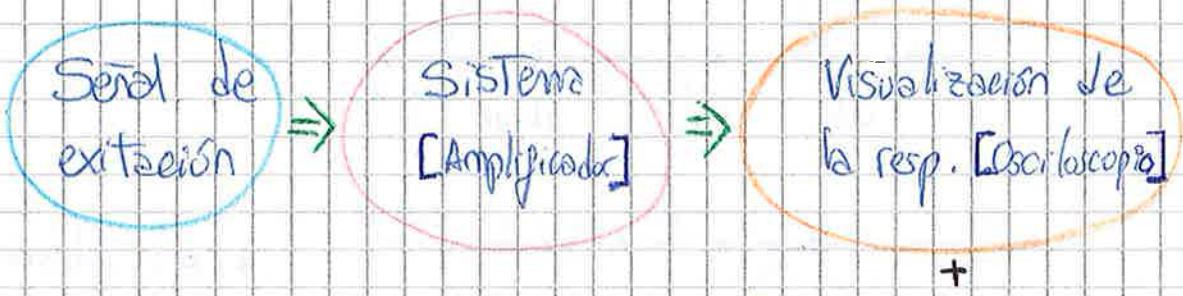
(en AF tenemos un cero por arriba de  $\omega_T$  y un polo sobre  $\frac{\omega_T}{\zeta_0}$  que se pueden despreciar; esto se puede hacer usando el emp. de polo simple)

## Respuesta Temporal:

La respuesta temporal queda determinada por los polos.

Se puede caracterizar (medir) con el osciloscopio. ( $u_t \rightarrow u_{st}$ )

- El análisis de RT se realiza mediante la excitación del emp. con una señal conocida y bien determinada.



- Para el caso del emp. en EC. descrito en los desarrollos; tenemos dos polos y por lo tanto dos constantes de tiempo.

↳ Uno en baja y otro en alta.  
( $\zeta_1$  grande)                  ( $\zeta_2$  pequeño)

→ Este fenómeno ( $\zeta_1, \zeta_2$ ) se da cuando excitamos mediante una señal escalón. Se tratan los exponentiales superpuestos

como salida. Una muy rápida, y otra muy lenta.

$$\Delta V_{t(s)} = \Delta v_{pm} \cdot \frac{(s + w_c)}{(s + w_{pl})(s + w_{ph})}$$

Corroborar  $(s + w_c)$  o simple  $(s)$  ? o  $(K)$  ?

↳ Aplicando Laplace, recordar que  $\frac{1}{s+a} = e^{-t \cdot a}$  y  $V_i(s)$

$$V_L(t) = K_1 \cdot \left( e^{-t \cdot w_{pl}} - e^{-t \cdot w_{ph}} \right)$$

Aparece el divisor en frac. simple  $\approx \Delta v_{pm}$

$$; \quad W_{ph} = \frac{f_m + g_m}{C_m + C_n} ; \quad K_1 = \Delta v_{pm}$$

$$\Delta w_{pl} = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_e}$$

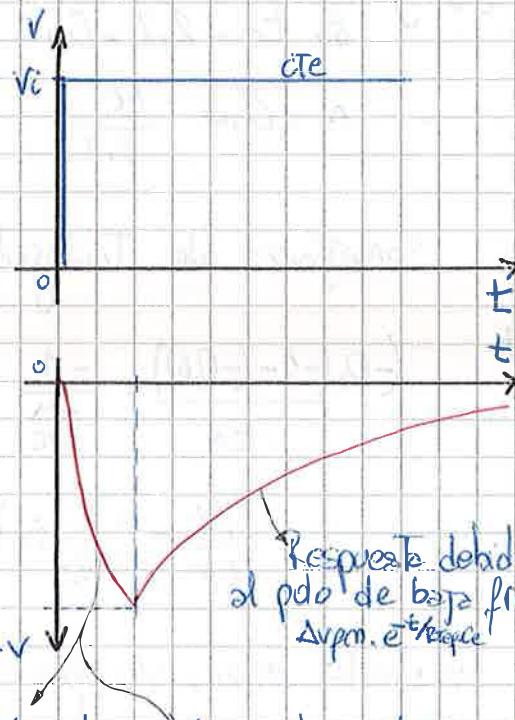
$$R_{eq} \cdot C_e \Rightarrow Z_1$$

$$(g_m + g_n)^{-1} \times (C_m + C_n) \Rightarrow Z_2$$

$$V_L(t) = \Delta v_{pm} \cdot \left( e^{-t \cdot \frac{1}{R_{eq} \cdot C_e}} - e^{-t \cdot \frac{g_m + g_n}{C_m + C_n}} \right)$$

$$V_L(t) = \Delta v_{pm} \cdot e^{-t/Z_1} - \Delta v_{ph} \cdot e^{-t/Z_2}$$

Excepción:



Respuesta debido al polo de baja freq.  
 $\Delta v_{pm} \cdot e^{-t/Z_1}$

Respuesta debido al polo de alta frecuencia.

$$\Delta v_{ph} \cdot e^{-t/(g_m + g_n)}$$

Fuera de escala temporal.  
Es demasiado rápida!

NOTA

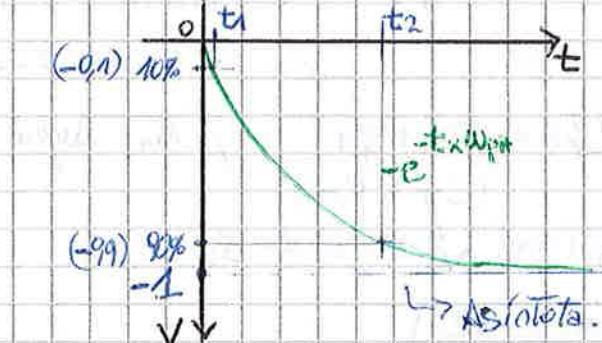
- Hay que tener en cuenta el error que introduce el instrumento de visualización.  
[tc del instr. + tc. señal prueba]

$\text{tc}$ : del 10% al 90%

Midiéndolo se obtiene por cálculo  $(W_{ph} - W_{pl}) = AB$   
Para polo simple!  
↓  
No hay superposición de polos.

- $Z_H$  puede ser medida con este método teniendo en cuenta las características de los instrumentos, generador y cable de conexión.
- En cambio, si ser  $Z_L$  tan grande normalmente no se puede medir con instrumentos convencionales y es necesario utilizar un método como el de semejanza de triángulos.

### Medición de $W_H$ :



$$\bullet t_2 - t_1 = t_C$$

$$\bullet W_H = \frac{1}{Z_H} = \frac{2,2}{t_C}$$

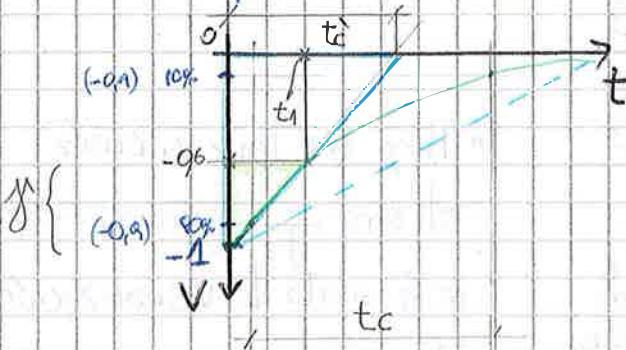
$$\uparrow f_H = \frac{2,2}{2\pi \cdot t_C} \Rightarrow \frac{0,35}{t_C}$$

$$\left. \begin{aligned} -0,1 &= -e^{-t_1/Z_H} ; \quad \ln 0,1 = \frac{t_1}{Z_H} \\ -0,9 &= -e^{-t_2/Z_H} ; \quad \ln 0,9 = \frac{t_2}{Z_H} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \frac{t_2 - t_1}{Z_H} &= \ln 0,9 - \ln 0,1 \\ (t_2 - t_1) &= Z_H (\ln 0,9 - \ln 0,1) = t_C \end{aligned}$$

$$\therefore t_C = 2,2 \times Z_H$$

$$\therefore Z_H = \frac{t_C}{2,2} \quad \text{Ecu\# 15}$$

### Medición aproximada de $W_L$ :



Semejanza de Triángulos:

$$\frac{(-1 - (-0,6))}{t_1} = \frac{-1}{t_C}$$

$$\frac{-0,4}{t_H} = \frac{1}{t_C} ; \quad t_C = \frac{t_H}{0,4}$$

Con este método se comete un cierto error, ya que  $t_C < t_C'$

$$\text{Generalizando: } t_C \equiv \frac{t_1}{f_H} \quad \wedge \quad Z_L = \frac{t_1}{f_H \times 2,2}$$

$$\bullet W_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{f_H \cdot 2,2}$$

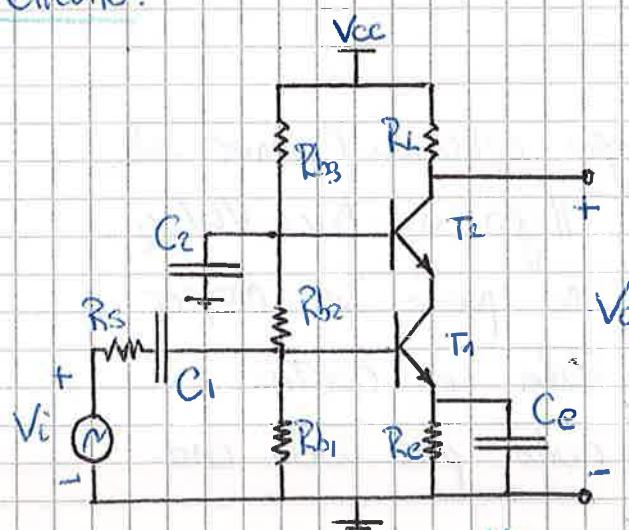
$$\uparrow f_L = \frac{1}{2\pi \cdot t_1} = \frac{0,35}{t_1}$$

## 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 queda como un emp. multi-polo)
- Algunas de sus principales características son:
  - Alta ganancia de tensión.
  - Baja capacidad de Miller.
  - Es la conf. multietapa con  $W_{L1}$  más alta.

### Circuito:

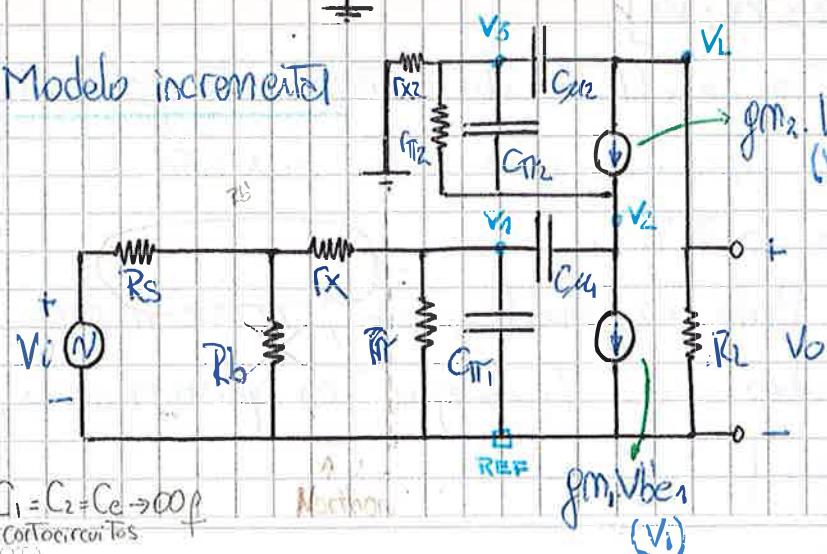


- Con el  $T_1$  en EC se establece el  $T_2$  en BC.
- Amplific. de corriente b.

Capacidad interelectródica pequeña!

- El colector de  $T_1$  ve una resistencia dinámica baja ( $Z_d$  del BC)
- Así la  $C_m$  de  $T_1$  disminuye mucho.

### Modelo incremental



$$C_1 = C_2 = C_e \rightarrow \text{cortocircuitos}$$

NOTA

- Como  $W_{L1} = \frac{1}{C_m}$
- Si  $C_m$  disminuye aumenta  $W_{L1}$ .

- $i_{e1} = g_{m1} \cdot V_1$
- $i_{e2} = g_{m2} \cdot (V_3 - V_2)$
- $R_b \gg (r_x + r_m)$
- $R_b' = R_s + r_x$

- Para una etapa en E.C. tenemos (y C.C.):
  - ✓ Buena ganancia de corriente
  - ✗ Muchos problemas con la CM

$A_v = g_m R_L$ , si aumente  $R_L$ ,  
También  $C_M$  y  
baja  $W_H$ .

- Para una etapa en B.C. tenemos:  $\rightarrow$  ideal para A.F.!

$\times$  No tiene ganancia de corriente. (Tiene gan. de Tensión)  
 ✓ Muy buena resp. en freq.  $\rightarrow$  hib.  
 $C_M = C_D \cdot g_m R_L$

\* Así es como el amp. cascode utiliza la combinación de cada conf. para obtener un amp. con ganancia de corriente y muy buena resp. en freq.

↳ Por ello es que el cascode 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 LKI 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 nudo 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!

Ecuación de nodos: [Se consideran los corrientes salientes de los nodos]  $\oplus$

$$[V_1] \quad \phi = (V_1 - V_i) \cdot Gb + V_1 \cdot (g_{m1} + SC_{m1}) + (V_1 - V_2) \cdot SC_{u1}$$

$$\phi = V_1 \cdot Gb' - V_i \cdot Gb' + V_1 (g_{m1} + SC_{m1}) + V_1 \cdot SC_{u1} - V_2 \cdot SC_{u1}$$

$$\checkmark V_i \cdot Gb' \Rightarrow (Gb' + g_m + S(C_{m1} + C_{u1})) \text{ } V_1 - (SC_{u1}) \cdot V_2$$

$$[V_2] \quad \phi = (V_2 - V_1) \cdot SC_{u1} + V_1 \cdot g_{m1} - (V_3 - V_2) \cdot g_{m2} + (V_2 - V_3) (g_{m2} + SC_{m2})$$

$$\phi = V_2 \cdot SC_{u1} - V_1 \cdot SC_{u1} + V_1 \cdot g_{m1} - V_3 \cdot g_{m2} + V_2 \cdot g_{m2} + V_2 (g_{m2} + SC_{m2}) - V_3 (g_{m2} + SC_{m2})$$

$$\checkmark \phi = (g_{m1} - SC_{u1}) \cdot V_1 + (g_{m2} + g_{m2} + S(C_{m2} + C_{u2})) \text{ } V_2 - (g_{m2} + g_{m2} + SC_{m2}) \cdot V_3$$

$$[V_3] \quad \phi = V_3 \cdot g_{x2} + (V_3 - V_2) \cdot (g_{m2} + SC_{m2}) + (V_3 - V_L) \cdot SC_{u2}$$

$$\phi = V_3 \cdot g_{x2} + V_3 \cdot (g_{m2} + SC_{m2}) - V_2 (g_{m2} + SC_{m2}) + V_3 \cdot SC_{u2} - V_L \cdot SC_{u2}$$

$$\checkmark \phi = -(g_{m2} + SC_{m2}) \text{ } V_2 + (g_{x2} + g_{m2} + S(C_{m2} + C_{u2})) \text{ } V_3 - SC_{u2} \cdot V_L$$

$$[V_L] \quad \phi = (V_L - V_3) \cdot SC_{u2} + g_{m2} (V_3 - V_2) + V_L \cdot GL$$

$$\phi = V_L \cdot SC_{u2} - V_3 \cdot SC_{u2} + V_3 \cdot g_{m2} - V_2 \cdot g_{m2} + V_L \cdot GL$$

$$\phi = -g_{m2} \cdot V_2 + (g_{m2} - SC_{u2}) \text{ } V_3 + (GL + SC_{u2}) \text{ } V_L$$

\* Dado que existen en el circuito cuatro elementos almacenadores de energía independientes, el circ. tendrá cuatro freq. propias!

\* Observamos que para:

→  $S = \phi$ ; el circ. tiene ganancia finita en el num. no  
podrá haber factores de 'S'.

→  $S > \infty$ ; los condensad. se convierten en cortocirc. y debido  
a Cm la ganancia se va a cero. Así la freq.  
elevará  $V_o/V_i$  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.

$$V_o = V_i \times Gb \times \frac{\Delta_{14}}{\Delta_p} \therefore \Delta v = \frac{V_o}{V_i} = Gb \cdot \frac{\Delta_{14}}{\Delta_p}$$

↙ Det. Principal.

- Analizando éstas dos ecuaciones podemos concluir en que:

- Las raíces que hacen cero a  $\Delta_{14}$  son los ceros de  $\Delta v$ .
- Las raíces que hacen cero a  $\Delta_p$  son los polos de  $\Delta v$ .

- Los ceros están muy arriba en frecuencia, mucho más allá que los polos dominantes. (Uceros) > (Upolos). 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  $(\text{Upolos})$  podamos considerar el numerador como si fuera una constante ( $K'$ ).

$$K' = -K \cdot s_a \cdot s_b \cdot s_c$$

- Sacando factor común los polos de  $\Delta v$ ; la E.I. no figura.

$$\left\{ \Delta v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K''}{(1-s/s_d)(1-s/s_e)(1-s/s_f)(1-s/s_g)} \right.$$

$$\text{Con } K'' = \frac{K \cdot s_a \cdot s_b \cdot s_c}{s_d \cdot s_e \cdot s_f \cdot s_g}$$

- El módulo de la función para  $s = j\omega$ :

$$\left| \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \right|_{s=j\omega} = \left| \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \right|_{s=j\omega} \approx \left| \frac{K''}{(1-s/s_d)(1-s/s_e)(1-s/s_f)(1-s/s_g)} \right|$$

- Si todos los polos fueran reales y elevando al cuadrado:

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{(1+w^2/w_d^2)(1+w^2/w_e^2)(1+w^2/w_f^2)(1+w^2/w_g^2)}$$

- Desarrollando el denominador obtenemos  $\frac{(w^2(1+a^2)(1+b^2)(1+c^2)(1+d^2))}{(1+b^2+a^2+e^2)^2 \cdot (1+d^2+c^2+g^2)^2} =$

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{1+w^2(1/s_d^2 + 1/s_e^2 + 1/s_f^2 + 1/s_g^2) + w^4(1/s_d^2 * 1/s_e^2 + \dots) + \dots}$$

- Suponiendo que  $[s_d; s_e; s_f; s_g]$  son reales, los coef. de ésta 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 amp. 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:  $\left| \frac{V_o}{V_i} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{2} \approx \frac{(K'')^2}{1+w_H^2(1/s_d^2 + 1/s_e^2 + 1/s_f^2 + 1/s_g^2)}$

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:  $S_d = 2\pi f_d$ ,  
Nºm. real!

\* Este método puede extenderse con un número cualquiera de frecuencias propias!

→ Si  $S_d \ll S_e, S_p, S_g$ , entonces  $W_H = S_d$   
↳ por lo menos dos ocebras de difes.

Respuesta temporal & resp. al escalón.

"En el caso de que la FT pasea 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 rta.  
→ Así, habiendo hallado las posic. de los polos y ceros, se podrá calcular fácilmente el tiempo de subida 'Tc'.

$$\rightarrow T_c \approx \frac{2,2}{S_{dom}}$$

✓ ↳ aplicando la Ecu #15,  $W_H = S_{dom} = \frac{2,2}{T_c}$

- Si no hay ningún polo dominante, pero los polos son reales, como los  $t_c$ 's se suman en forma aprox. cuadrática:

$$(t_c)^2 = t_m^2 + t_{n_1}^2 + t_{n_2}^2 \dots$$

$$(t_c)^2 = (2,2)^2 \cdot \left( \frac{1}{S_1^2} + \frac{1}{S_2^2} + \frac{1}{S_3^2} + \dots \right)$$

→ Luego  $t_c = 2,2 \cdot \sqrt{\frac{1}{S_1^2} + \frac{1}{S_2^2} + \frac{1}{S_3^2} + \dots}$

$$\frac{1}{W_H}$$

o  $W_H = \frac{2,2}{t_c} ; f_H = \frac{0,35}{t_c}$

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: Si <sup>1</sup> hacemos el producto del denominador de  $\Delta V$  y sup. que los ceros no influyen en el  $\Delta B$ , se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K'}{20 + 21.S + 22.S^2 + 23.S^3 + S^4}$$

{ 1/2; 3/4; 5  
PASOS }

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \left| \frac{K'}{20 + \bar{J}_1 W_H - 22 W_H^2 - \bar{J}_{23} W_H^3 + W_H^4} \right|$$

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|^2 \Rightarrow \frac{(K')^2}{2 \bar{J}_{23}^2} \rightarrow W_H^2 = \frac{20}{\sqrt{21^2 - 2 \bar{J}_{23}^2}}$$

↳ Despreciando todos los términos superiores a  $W_H^2$

• Si de ésta última ecuación <sup>5</sup> despejamos  $\omega_0$ ,  $\omega_0 = \sqrt{\frac{G_T}{C_T}}$

$$W_n \equiv \frac{\omega_0}{\omega_1}$$

$$\Delta \frac{1}{W_n} = \frac{\omega_1}{\omega_0} = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + R_{30}C_3 + \dots = \sum_j Z_{j0}$$

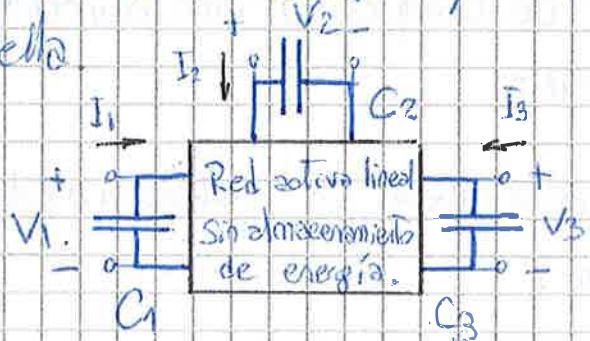
- $\omega_0$ : no depende de la frecuencia.
- $\omega_1$ : depende de algún elemento reactivo.

Búsqueda de  $\omega_0$ ;  $\omega_1$  por inspección de la red

- Generalizac. del Teorema de las freq. naturales -

↳ Sirve para encontrar  $\omega_0$  y  $\omega_1$ .

A) Se construye un circ. equivalente con todos los elementos resistivos dentro de una caja y los elementos reactivos fuera de ella.



B) Se aplica el Teorema de las frecuencias naturales.

$$Y_T = G_T + S C_T \Rightarrow 0 = \det(Y_T - S C_T); |S| = W = \frac{1}{R_T C_T}$$

Corresponde a una pequeña ecuación  
característica de un determinante.

El cero de admisión es un polo

de la func. de transferencia.

$$\left\{ \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{G_T}{C_T} = \frac{1}{R_T C_T} = W \right\}$$

c) Hay que plantear 2 circuitos; uno puramente 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 compone un determinante para calcular la admittance total del sistema.

e) Las raíces que hacen cero la eq. 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  $\omega_0 = \Delta g \Big|_{S=\emptyset}$  (eq. 15.30, pg. 586 Gray-Searle)

$$\wedge \quad \omega_1 = C_1(\Delta g)_{11} + C_2(\Delta g)_{22} + C_3(\Delta g)_{33}$$

$$\therefore \frac{\omega_1}{\omega_0} = C_1 \frac{(\Delta g)_{11}}{\Delta g} + C_2 \frac{(\Delta g)_{22}}{\Delta g} + C_3 \frac{(\Delta g)_{33}}{\Delta g} \Rightarrow \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{R_{10}C_1}{Z_1} + \frac{R_{20}C_2}{Z_2} + \frac{R_{30}C_3}{Z_3}$$

Generalizando:  $\frac{\omega_1}{\omega_0} = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + \dots + R_{n0}C_n - \sum_j Z_{j0}^a$

$$\wedge \quad W_H = \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{1}{\sum_j Z_{j0}^a}$$

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 mide a circ. abierto.

→ Parám.  $Y$  → se miden en cortocircuito.

### Estudio de la FT Resonancia de Amp. Cascado.

I)  $A_{fpm}$ : se obtiene con el modelo "incremental o híbrido." } El resultado no es 100% exacto!

II)  $W_h$ : se obtiene a partir de los polos de F.T.

III) Diagrama de Bode: Módulo y Fase.

↳ Cuando la ganancia cae 3dB por debajo de  $A_{fpm}$  se define  $W_h$ .

↳ Se eliminan los polos de muy baja freq. y ceros de muy alta freq.

↳ Si los polos están muy cerca se complica el análisis, ya que la C.R.C 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  $T_r$  con  $W_t$  muy por arriba de

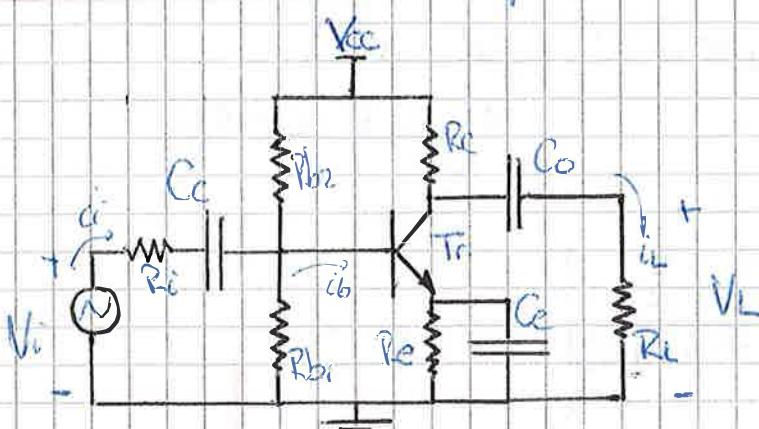
$W_h$  y limita el AB con componentes exteriores.

↳ NO se pueden utilizar los polos del amp. como filtro; ya que no se sabe a ciencia 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 F.T. como una productoria de términos de  $1/W^2$  y luego para encontrar  $W_h$  se hace  $|N_h| = \frac{\Delta V_f M}{\sqrt{2}}$ ;

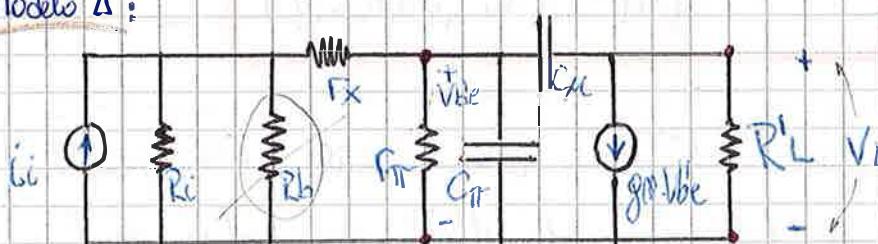
↳ El error se puede calcular  $[n.i ; E.i]$

Nº

Análisis en AF de un ampl. en EC como ampl. realimentado.

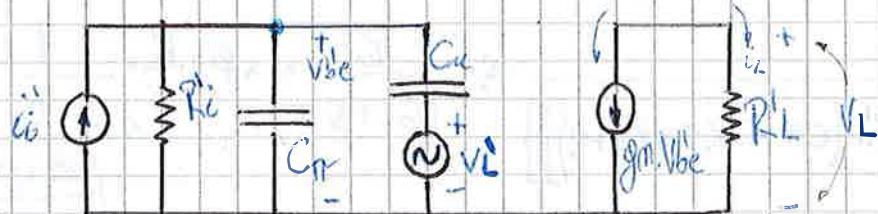
\* Hay que calcular:

- Ganancia de lazo T
- Imp. de entrada.
- Imp. de salida.

Modelo Δ:

- $R'_L = (R_C \parallel R_L)$
  - $R_b \gg (r_x + r_m)$
  - $R_b \parallel (r_x + r_m) \approx r_x + r_m$
- Se descarta  $R_b$

\* La capacidad  $C_{ce}$  cierra una red de realimentación;  
teniendo en cuenta este fenómeno y descartando  $R_b$ ;

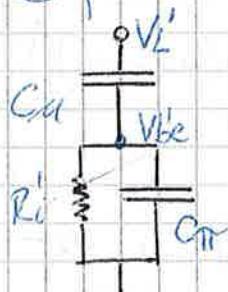


- $R'_i = (R_i + r_x) \parallel r_m$  Thévenin
- $i'_i = V_i / (R'_i + r_m)$  Norton en forma sucesiva.
- $R_S = R_i + r_x$

\* Se define la ganancia de lazo  $T = A \cdot B = \frac{V_L}{V_i} = \left( \frac{V_L}{V_{be}} \right)^I \times \left( \frac{V_{be}}{V_L} \right)^{II}$

$$I) V_L = -gm \cdot V_{be} \cdot R'_L \therefore \frac{V_L}{V_{be}} = -gm \cdot R'_L$$

II) Suponiendo  $i'_i = \alpha_i$ :



$$V_{be} = \frac{V_L}{X_{ce} + (R_i \parallel X_{ce})} \times (R_i \parallel X_{ce})$$

$$\frac{R'_i}{R_i \cdot C_r \cdot S + 1}$$

$$V_{be} = \frac{V_L}{\frac{1}{SC_u} + \frac{R_i}{(R_i \cdot C_u \cdot S + 1)}}$$

18/04/2010

$$V_{be} = \frac{V_L}{(R_i \cdot C_u \cdot S + 1 + R_o)} \times SC_u \cdot R_i = \frac{V_L \cdot R_i \cdot C_u \cdot S}{1 + S \cdot R_i \cdot (C_u + C_{ou})}$$

$$\therefore \frac{V_{be}}{V_L} = R_i \cdot C_u \times \frac{S}{1 + S \left[ \frac{1}{R_i \cdot (C_u + C_{ou})} \right]}$$

$$* T = A_B = -g_m \cdot R_o \cdot R_i \cdot C_u \times \frac{S}{(1 + S [R_i \cdot (C_u + C_{ou})])}$$

Note: De este circ. puede obtenerse una versión simplificada de COT si no se considera el efecto de realim. de  $C_{ou}$

$$\cdot \frac{V_L}{V_{be}} = -g_m \cdot R_o$$

$$\cdot \frac{V_{be}}{V_i} = \frac{1}{(R_i + r_\pi)} \left[ G_i + S[C_u + C_{ou}(1 + g_m \cdot R_o)] \right]$$

$$\Delta V = \frac{V_L}{V_i} = \frac{V_L}{V_{be}} \times \frac{V_{be}}{V_i}$$

$$\Delta V = \frac{-g_m \cdot R_o \cdot r_\pi}{(R_i + r_\pi + r_\pi) \left( 1 + S \left[ R_i \cdot (C_u + C_{ou} \cdot g_m \cdot R_o + 1) \right] \right)} \Rightarrow \frac{G_s}{(G_s + g_m)} \times \frac{g_m \cdot R_o}{(G_s + g_m)} \times \frac{1}{1 + \frac{S}{\frac{(G_s + g_m)}{C_u + C_{ou}}}}$$

\* Resultado idéntico al de la pag. 97

### Admitancia de entrada

- Tipo de realimentación: - Muestra de tensión

↓  
En AF se comportaría como

an amp. de transresistencia

$$(Pág. 13) \Delta_{RM} = \frac{V_L}{I_e} \therefore$$

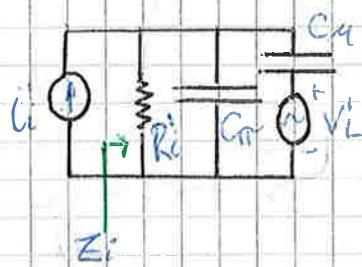
- Mezcla en paralelo (corriente)

$$\beta = \frac{I_F}{V_L}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{1 - \beta}$$

$$\frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{Y_i(1 - \beta)}$$

\* El circ. eg. de entrada;  $\wedge$  Pasando el efecto de realimentación ( $V_L = \phi_V$ )



$$Y_i = \frac{1}{R_i} + S(C_m + C_u) = \frac{1 + S \cdot R_i (C_m + C_u)}{R_i}$$

$\wedge$

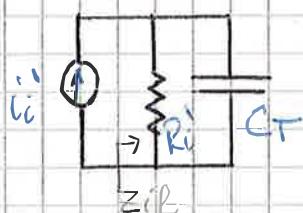
$$T = A \cdot \beta = -g_m \cdot R'_L \cdot R_i \cdot C_u \cdot S \\ (1 + S [R'_i (C_m + C_u)])$$

$$\text{dado } Y_{if} = Y_i(1-T) = \frac{(1 + S \cdot R'_i (C_m + C_u))}{R'_i} \left\{ 1 + \frac{g_m \cdot R'_L \cdot R_i \cdot C_u \cdot S}{(1 + S [R'_i (C_m + C_u)])} \right\}$$

$$Y_{if} = \frac{1}{R'_i} + S [C_m + C_u (1 + g_m \cdot R'_L)]$$

\* Reconstruyendo el circ. de entrada:  $C_M = C_u (1 + g_m \cdot R'_L)$

$$\wedge C_T = C_m + C_M$$



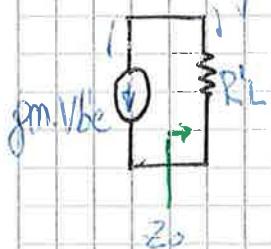
$$Z_{if} = \frac{1}{Y_{if}} / [E]$$

Admitancia de salida:

- Debido a la topología de realimentación la impedancia de salida disminuye,  $\therefore$  la  $Y_{of}$  aumenta.

$$Z_{of} = \frac{Z_0}{1-T} \rightarrow Y_{of} = Y_0(1-T)$$

\* Circ. eg. de salida;



$$Y_0 = \frac{1}{R'_L} \quad \text{dado } Y_{of} = \frac{1}{R'_L} \left\{ 1 + \frac{g_m \cdot R'_L \cdot R'_i \cdot C_o \cdot S}{(1 + S [R'_i (C_m + C_u)])} \right\}$$

$$Y_{op} = \frac{1}{R_L} + \frac{g_m \cdot R_i \cdot C_{in} \cdot S}{1 + S R_i (C_{in} + C_u)}$$

$$Y_{op} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{\left( \frac{1}{g_m R_i C_{in} S} + \frac{S R_i (C_{in} + C_u)}{g_m R_i C_{in} S} \right)} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{\frac{(C_{in} + C_u)}{g_m C_{in} S} + \frac{1}{g_m R_i C_{in} S}}$$

Unidad:  $\Omega^{-1}$

Resistivo

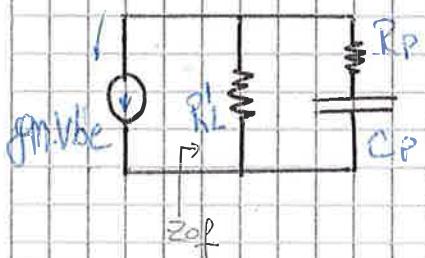
Unidad:  $\Omega^{-1}$

Capacitivo  $\times H_2$

$$Y_{op} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_P + \frac{1}{C_P S}}$$

Toree      paralelo

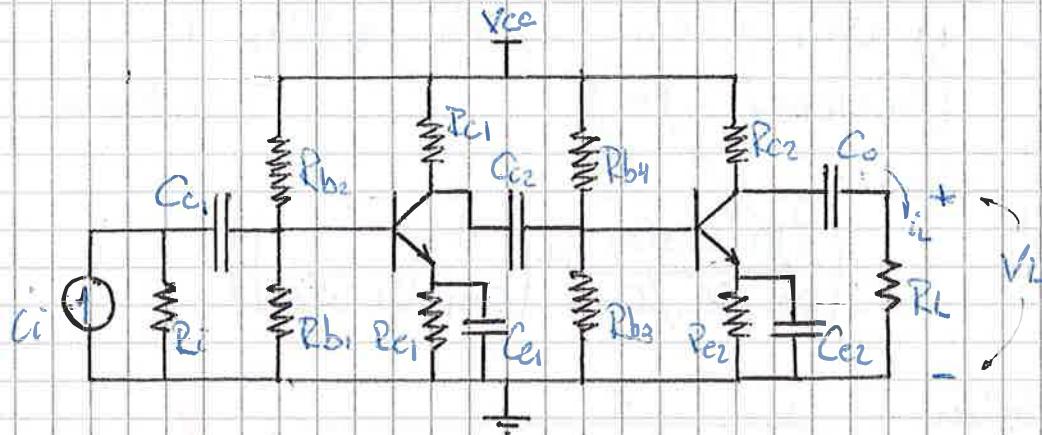
\* Reconstruyendo el circ de salida Terceros g:



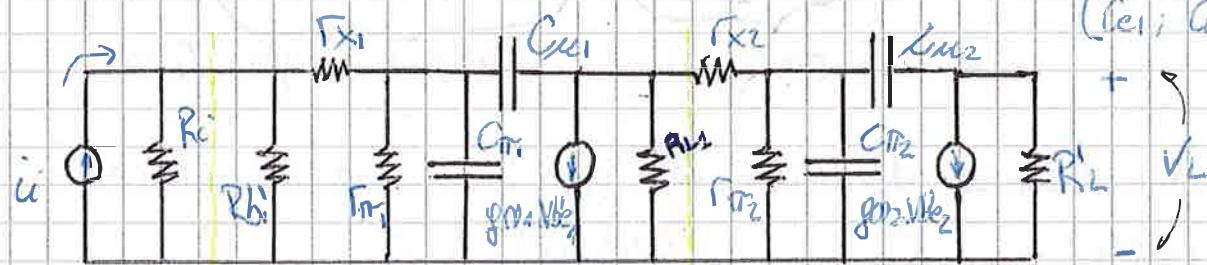
▲  $Z_{op} = \frac{1}{Y_{op}}$  (eq)

## Amplificador multietapa cascada:

- Se interconectan etapas en conf. de E.C. en serie.



- Modelo eq. p' alta freq; Modelo incremental  $(C_{c1}, C_{c2}, C_c \rightarrow CO)$   
 $(i_{c1}, C_{b1} \rightarrow CO)$



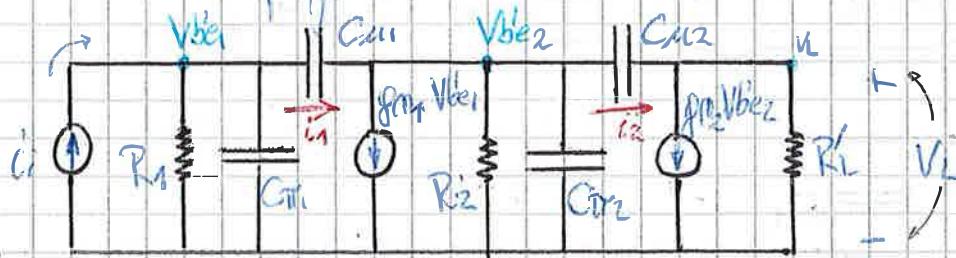
\* El objetivo es encontrar  $\Delta f$  por medio de un circ. eq. reducido  $\Rightarrow$  más simple de analizar.

→ Hacemos :  $\left\{ \begin{array}{l} R_{b1}' = R_{b1} // R_{b2} \wedge R_{b2}' = R_{b3} // R_{b4} \\ R_1 = r_{T1} // (r_{x1} + R_{b1}') \wedge R_2 = r_{T2} // (r_x + R_{b2}') \end{array} \right\}$

→ y buscaremos colocar admittancias que reemplacen a  $C_{c1}, C_{c2}$ .

$$\left\{ R'_L = R_{b2}' // R_L \right\}$$

- Modelo simplificado:



## • Cálculo de $X_{Cui}$ ( $X_u$ ) y $X_{Cu2}$ ( $X_{u2}$ )

$X_{Cui}$ ) Relacionando  $V_{be1}$  y  $i_1$  podemos encontrar la adm. res.

$$\rightarrow i_1 = (V_{be1} - V_{be2}) \times S_{Cui} \quad \wedge \quad V_{be2} = g_{m1} \cdot V_{be1} \cdot \frac{R_L}{S(C_m + C_u)}$$

$$i_1 = V_{be1} \cdot S_{Cui} + g_{m1} \cdot V_{be1} \cdot R_2 \cdot S_{Cui} \quad ; \quad V_{be} = g_{m2} \cdot V_{be2} \cdot \frac{R_2}{S(R_2 + C_m) + 1}$$

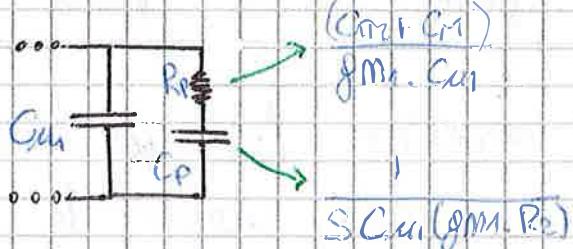
$$i_1 = V_{be} \left\{ S_{Cui} + \frac{1}{\left( \frac{g_{m2}(C_m + C_u)}{g_{m1} \cdot R_2 \cdot S_{Cui}} \right) + \left( \frac{1}{S R_2 (C_m + C_u) + 1} \right)} \right\}$$

$$Y_{Cui} \Rightarrow \frac{i_1}{V_{be}} = S_{Cui} + \frac{1}{\left( \frac{(C_m + C_u)}{g_{m1} \cdot C_{ui}} \right) + \left( \frac{1}{S C_{ui} (g_{m1} \cdot R_2)} \right)}$$

Término resistivo                          Término capacitivo

\* Así  $C_{ui}$  se deriva del circ. 2 y se reemplaza

por:



$X_{Cu2}$ ) Relacionamos  $V_{be2}$  y  $i_2$ :

$$\rightarrow i_2 = (V_{be2} - V_L) S_{Cu2} \quad \wedge \quad V_L = g_{m2} \cdot V_{be2} \cdot R_L$$

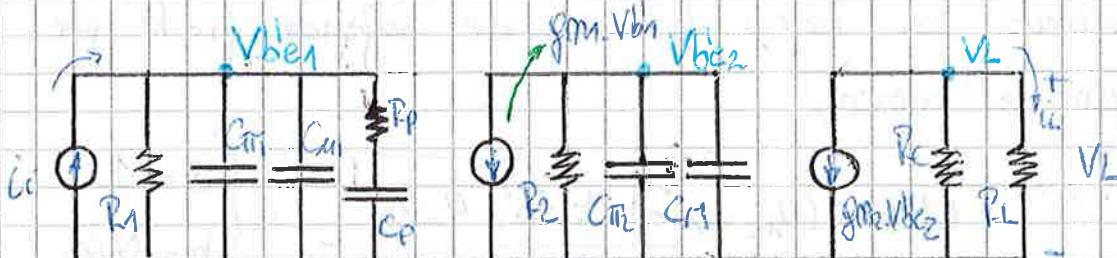
$$i_2 = V_{be2} S_{Cu2} + g_{m2} \cdot V_{be2} R_L \cdot S_{Cu2}$$

$$i_2 = V_{be2} (S_{Cu2} + g_{m2} \cdot R_L \cdot S_{Cu2})$$

$$Y_{Cu2} \Rightarrow \frac{i_2}{V_{be2}} = S_{Cu2} \left( 1 + \frac{g_{m2} \cdot R_L}{C_m} \right) \Rightarrow S \cdot C_m$$



\* El nuevo circ. eq. quedas



$$\Delta i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{C_L}{V_{be1}} \right)^T \times \left( \frac{V_{be2}}{V_{be1}} \right)^H \times \left( \frac{V_L}{V_{be2}} \right)^W$$

$$\text{I) } I_L = -g_m2 \cdot V_{be2} \times \frac{(R_C // R_L)}{R_L}, \quad i_L = -g_m2 \cdot V_{be2} \times \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$\therefore \frac{i_L}{V_{be2}} = -\frac{g_m2 \cdot R_C}{R_C + R_L}$$

$$\text{II) } V_{be2} = -g_m1 \times V_{be1} \times \left[ R_2 // \left( \frac{1}{S(C_{m2} + C_L)} \right) \right] = -g_m1 \cdot V_{be1} \times \frac{R_2}{R_2 S(C_{m2} + C_L) + 1}$$

$$\therefore \frac{V_{be2}}{V_{be1}} = -\frac{g_m1 \cdot R_2}{S R_2 (C_{m2} + C_L) + 1}$$

$$\text{III) } V_{be1} = i_i \times \left\{ R_1 // \underbrace{\left[ \frac{1}{S(C_{m1} + C_{u1})} // \left( R_f + \frac{1}{S C_p} \right) \right]}_{(S R_f C_p + 1) / S[C_p + (C_{m1} + C_{u1})] + S^2 [R_f C_p (C_{m1} + C_{u1})]} \right\}$$

$$R_1 \cdot (1 + S(R_f C_p)) / \underbrace{1 + [R_1(C_p + C_{m1} + C_{u1}) + R_f C_p] S + [R_1(R_f C_p (C_{m1} + C_{u1}))] S^2}_{A}$$

$$\ast \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{R_C + R_L} = \frac{g_m2 \cdot R_C}{S R_2 (C_{m2} + C_L) + 1} + \frac{R_1 (1 + S R_f C_p)}{\underbrace{\left( 1 + S [R_f C_p + R_1(C_p + C_{m1} + C_{u1})] + S^2 [R_1 R_f C_p (C_{m1} + C_{u1})] \right)}_{B}}$$

Considerando que  $1 + S \cdot R_2 (C_{m2} + C_L) \approx 1 + S \cdot R_f \cdot C_p$ ;

$$\Delta i = \frac{i_L}{i_i} = -\frac{g_{m_1} \cdot g_{m_2} \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_C}{(R_C + R_L)} \times \frac{1}{(1 + S \cdot \alpha + S^2 B)}$$

Sale  $\beta$  factor común.

→ Buscamos las raíces de la ec. de segundo grado que componen el denominador:

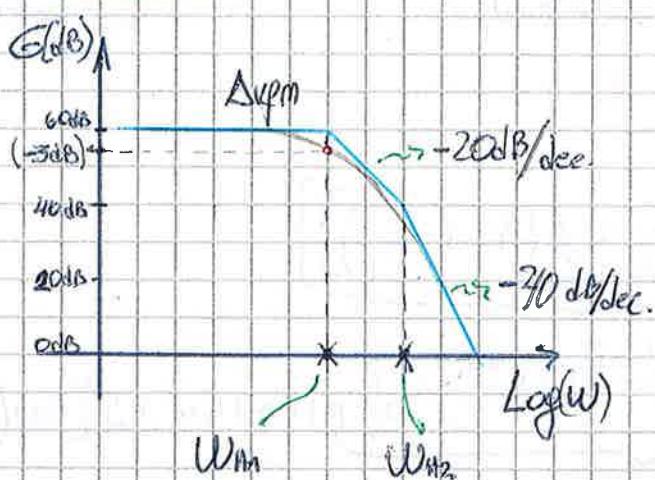
$$W_{H1}, W_{H2} \Rightarrow \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$a = 1$   
 $b = \alpha/B$   
 $c = 1/B$

→ Reemplazando en  $\Delta i$ ,

$$\Delta i = \frac{i_L}{i_i} \Rightarrow \frac{g_{m_1} \cdot g_{m_2} \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_C}{(R_C + R_L) (R_1 \cdot R_p \cdot C_p \cdot (C_{in} + C_{out}))} \times \frac{1}{(S - W_{H1})(S - W_{H2})}$$

Diagrama de Bode:



- La curva real de ganancia cruza por el punto (•), donde  $A_V$  cae 20dB por debajo de  $A_{VPM}$ ; esto sucede en  $W_{H1}$ .

Talla diagrama de Fase!

## Resumen de amplificadores multietapa:

Amp. Cascado: E.C.<sub>1</sub> → E.C.<sub>2</sub> → E.C.<sub>3</sub> ...

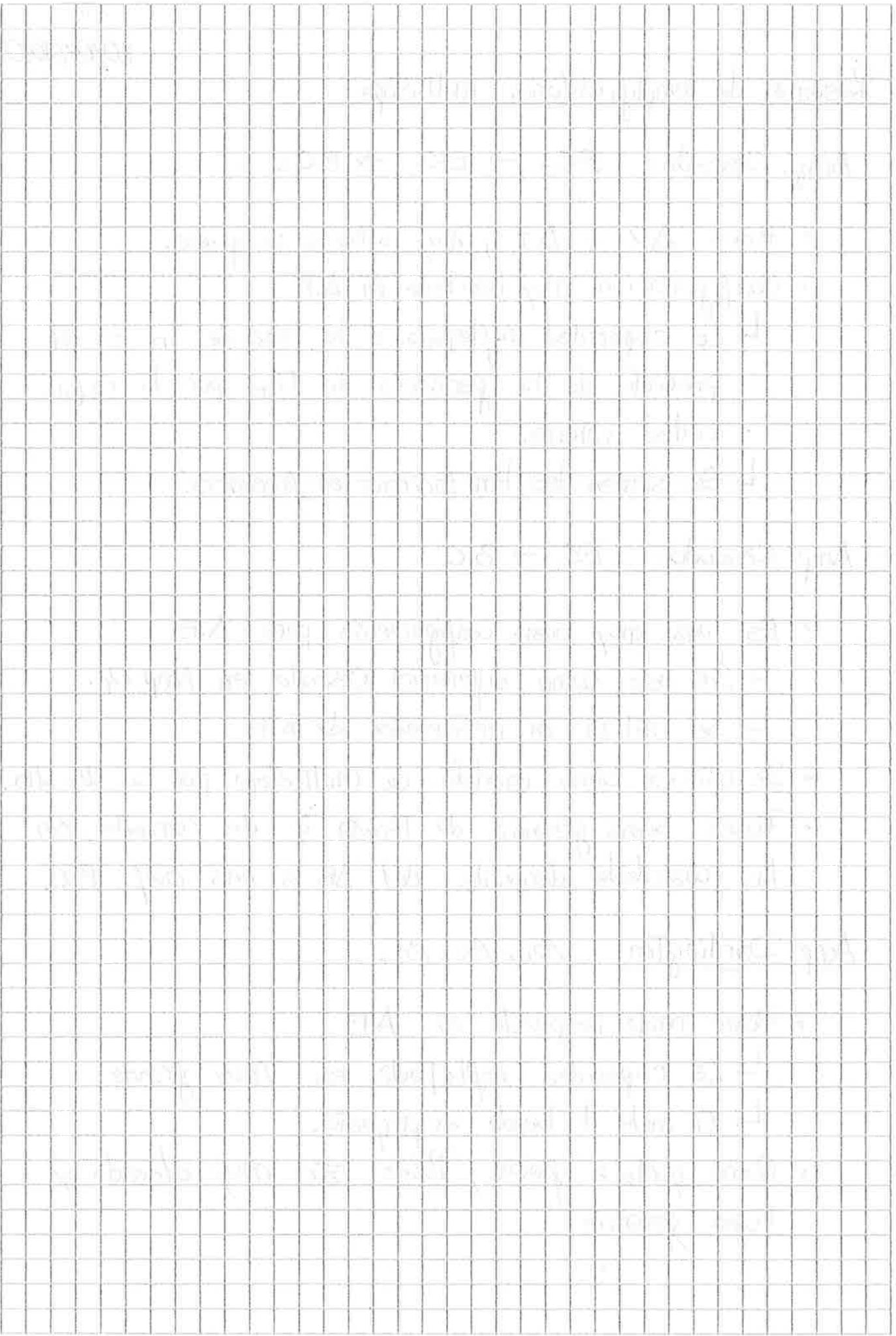
- Posee  $\Delta V$  y  $\Delta I$ , muy altas si se quiere.
- Configuración muy limitada en A.F.
  - ↳ La capacidad reflejada a la base de T<sub>n</sub> es el producto de la ganancia de T<sub>n+1</sub> por la capacidad interna.
  - ↳ Se suman las limitaciones en frecuencia.

Amp. Cascado: E.C. → 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. B.C.

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.



NOTA

# Electrónica Aplicada 2

HOJA N°

112

FECHA

20/04/2010

## Unidad N°4

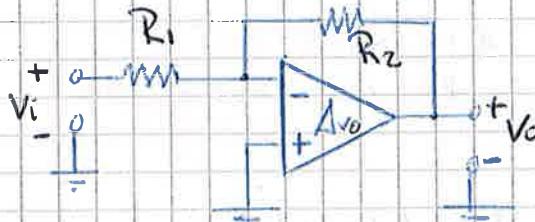
Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados.

### Introducción:

\* A la parte de compensación hay que revisarla con el Millman y Miller. [es distinta a la perspectiva del Ogata]

Amp. Op. en conf. inversora:

(Audio Ing. González)  $V_{OC} \uparrow; V_{OC441}, \text{ min.}$

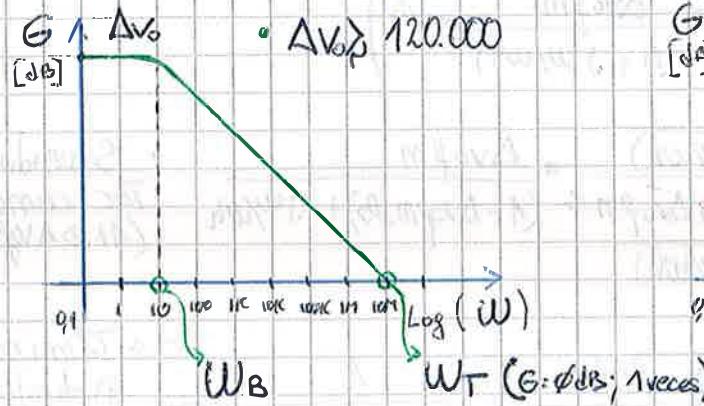


- Suponiendo que no hay elementos reactivos:

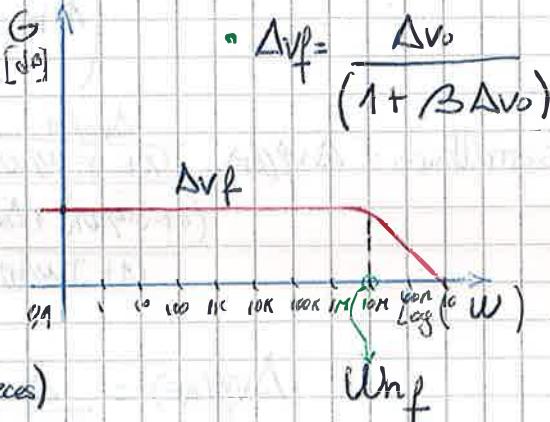
$$\begin{aligned} V_o &= G \cdot V_i \quad \wedge \quad G = -\frac{R_2}{R_1} \\ \therefore V_o &= \left( -\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_i \end{aligned}$$

- \* La resp. en freq. total es la superposición de dos resp. en freq.

A circ. abierto.



A circ. cerrado.



- \* Los amplific. operacionales se dividen en dos categorías:

- I) Amp. Op c/compensación exterior: No están acotados en banda; tienen  $\Delta B$  muy grande; Multiplo: suelen tener tres polos y son potencialmente inestables.

NOTA

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

II) Amp. op. autocompensados: poseen un capacitor interno, muchas veces llamado capacitor de Miller (Figs 23, 26 y 26')

de un valor cercano a los 30 pF (Tip. del AOp. F41)

### Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados:

- \* La función de transf. genérica del amp. op. sin realimentación con polo simple o dominante ( $\omega_h$ ) es:

$$\Delta V_{(AF)} \Big|_{S=j\omega} = \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_h}\right)}$$

\* El formato  $(1 + j\omega/\omega_h)$  es para poder recer el polo!

- \* Teniendo en cuenta ésta  $\Delta V_{(AF)}$  y aplicándola al circ. realim. del Diag #11, obtendremos la fun. de transf. del amp. realimentados

$$\Delta V_f(AF) = \frac{\Delta V_{(AF)}}{(1 + \Delta V_{(AF)} \cdot \beta)} \quad \bullet G_{AV_f} = f(\text{free.})$$

$$\Delta V_f(AF) = \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_h}\right)} \cdot \left(1 + \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_h}\right)} \times \beta\right)$$

Desarrollando:  $\Delta V_f(AF) = \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_h}\right)} = \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + j\omega/\omega_h + \Delta V_{ofm} \cdot \beta\right)} = \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + \Delta V_{ofm} \cdot \beta\right) + j\omega/\omega_h}$

\* Segundo fec. Tér comón a  $(1 + \beta \Delta V_{ofm})$

$$\Delta V_f(AF) = \frac{\Delta V_{ofm}}{\left(1 + \Delta V_{ofm} \cdot \beta\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega \cdot \omega_h^{-1}}{\left(1 + \Delta V_{ofm} \cdot \beta\right)}\right)}$$

$\Delta V_f(f_m)$  Término de pendiente de la frecuencia.

Generación a freq. medios con realimentación.

$$\Delta V_f(AF) = \Delta V_f(f_m) \times \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega \cdot \omega_h^{-1}}{\left(1 + \Delta V_{ofm} \cdot \beta\right)}\right)}$$

→ Donde:  $W_{hf} = W_h (1 + \Delta v_{ofm} \cdot \beta)$

\* Se observa claramente que el polo de este freq. se ha corrido hacia frecuencias más altas en una proporción.

$$\frac{W_{hf}}{W_h} = (1 + \Delta v_{ofm} \cdot \beta) \quad \text{Factor de realimentación.}$$

→ Reemplazando este valor en la gen. a freq. medios c/realim.

$$\Delta v_f(AF) = \frac{\Delta b(f_m)}{\left(\frac{W_{hf}}{W_h}\right)} \quad \wedge \quad \frac{W_{hf}}{W_h} \gg 1$$

$$\Delta v_f(AF) \cdot W_{hf} = \Delta v_b(f_m) \cdot W_h$$

Producto Ganancia  $\times$  Ancho de Banda

\* El producto  $G \cdot \Delta B$  se utiliza como criterio de selección del AF.

\*  $W_{hf}/W_h$  es una relación lineal de  $\beta$   $\therefore G \cdot \Delta B = \text{cte}$

$$\Delta v_f(AF) \cdot W_{hf} = \Delta v_b(f_m) \cdot W_h = 1 \times W_T$$

$$\downarrow \quad W_{hf} = \frac{W_T}{\Delta v_f(AF)} \quad \rightarrow W_h = \frac{2.2}{T_C}$$

\* Muchas veces no se da como dato  $W_{hf}$ , si no  $T_C$ .

\* La respuesta en frecuencia depende también de la exigencia de potencia.

EJ:  $\frac{W_T}{2\pi} = 1.2 \text{ MHz} \quad @ \quad G = 1;$

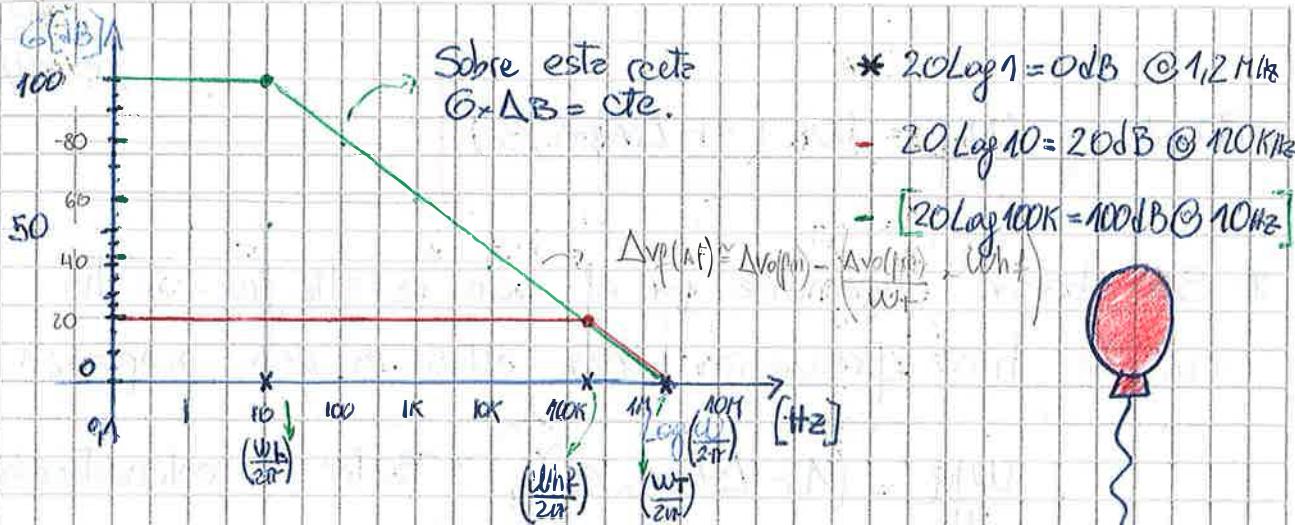
Condic. diseño:  $\Delta v_f(AF) = 10;$

$W_{hf}?$   $\rightarrow$

$$\Delta v_f(AF) \cdot W_{hf} = 1 \times W_T$$

$$\therefore W_{hf} = \frac{W_T}{\Delta v_f(AF)} = \frac{1.2 \times 10^6}{10} \times \frac{2\pi}{10}$$

$$\therefore \frac{W_{hf}}{2\pi} = 120 \text{ KHz} \quad \boxed{}$$



### Respuesta temporal:

- Existen dos tipos de resp. Temporales:

- ↳ El sist. no es exigido en potencia a la salida: Señal débil
- ↳ El sist. es exigido en potencia a la salida: Señal fuerte

$$SR_{max} = \left| \frac{d(V_{out}(t))}{dt} \right|$$

(Pág 37)

S.R. ( $V/V_{in}$ )

- (min 32)
- 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 amp. se dan dos tipos de parámetros.

- Curva de respuesta a lazo abierto; ganancia lazo abierto para señal débil. ( $t_c$ )
- Curva de resp. con carga; norm. a lazo cerrado; En este caso  $V_{out} = f(free)$ , Hay distorsión si  $\left| \frac{d(V_{in}(t))}{dt} \right| > RT$ ; el SR  $\geq 2\pi \times V_{pico}$  para que no haya distorsión.

Una alternativa es: Señal débil + Amplif. (AF) + Driver Potencia (AF)  
→ Carga.

## Análisis de la F.T. con redimentación:

Se analiza el caso de 1, 2 y 3 polos; Y se considera que el Amp. Op. esté 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 ~~polo~~ al origen)

→ Ganancia con redimentación:

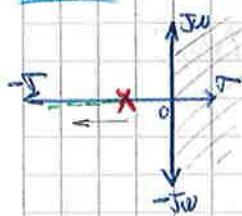
$$\Delta V_f = \frac{\Delta V}{(1 + \beta \cdot \Delta V)}$$

$$|\Delta V| = \Delta V_{(BF)} = \frac{\Delta V_{(fm)}}{\left(1 + \frac{J\omega_L}{\omega_L}\right)}$$

→ Reemplazando:  $\Delta V_f(BF) = \frac{\Delta V_0}{\left(1 + \beta \cdot \frac{\Delta V_0}{(1 + J\omega_L/\omega_L)}\right)} = \frac{\Delta V_0}{(1 + J\omega_L/\omega_L) + \beta \Delta V_0}$

- Secundo par. com.  $(1 + \beta \cdot \Delta V_0)$

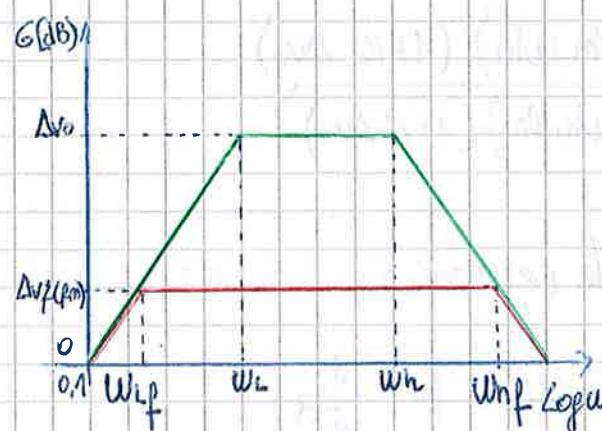
L.R.:



$$\Delta V_f(BF) = \frac{\Delta V_0}{(1 + \beta \cdot \Delta V_0)} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{J\omega_L}{\omega_L(1 + \beta \cdot \Delta V_0)}\right)}$$

Nuevo polo de  
baja frecuencia.

Bode:



- La posición de los polos depende de  $(1 + \beta \cdot \Delta V_0)$ ; se ve como la freq. de corte inferior se desplaza al origen:

$$\omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{(1 + \beta \cdot \Delta V_0)}$$

NOTA: 1 polo → Siempre estable! Polo real, se desplaza en el eje sigma, siempre en el semiplano izquierdo!

## 2) Caso de dos polos:

22/09/2010

- 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.

$$\rightarrow \text{Ganancia con realimentación: } \Delta V_f = \frac{\Delta v}{(1 + \beta \Delta v)}$$

$$\Delta v = \Delta v_{(AF)} \left| \begin{array}{l} \text{c/poles de} \\ \text{alta freq.} \end{array} \right. = \frac{\Delta v_{(AF)}}{\left( 1 + \frac{j\omega}{W_{h1}} \right) \left( 1 + \frac{j\omega}{W_{h2}} \right)} \rightarrow \frac{\Delta v_0 \times W_{h1} \times W_{h2}}{(W_{h1} + j\omega)(W_{h2} + j\omega)} \quad \Delta j\omega = s$$

$$\Delta v = \Delta v_{(AF)} \left| \begin{array}{l} \text{c/poles} \\ \text{de AF} \end{array} \right. \left| \begin{array}{l} j\omega = s \\ W_{h1}, W_{h2} \end{array} \right. = \frac{\Delta v_0 \cdot W_{h1} \cdot W_{h2}}{(W_{h1} + s)(W_{h2} + s)} = \frac{\Delta v_0 \cdot W_{h1} \cdot W_{h2}}{(W_{h1} \cdot W_{h2} + W_{h2}s + W_{h1}s + s^2)}$$

$$\Delta v_{(AF)} = \frac{\Delta v_0 \cdot W_{h1} \cdot W_{h2}}{s^2 + (W_{h1} + W_{h2})s + (W_{h1} \cdot W_{h2})}$$

$$\begin{aligned} a &= 1 \\ b &= (W_{h1} + W_{h2}) \\ c &= (W_{h1} \cdot W_{h2}) \end{aligned}$$

$$\rightarrow \text{Reemplazando: } \Delta V_f = \frac{\frac{\Delta v_0 \cdot c}{a s^2 + b s + c}}{1 + \beta \cdot \left[ \frac{\Delta v_0 \cdot c}{a s^2 + b s + c} \right]} \Rightarrow \frac{\Delta v_0 \cdot c}{(a s^2 + b s + c) + \beta \Delta v_0 \cdot c}$$

$$\Delta V_f = \frac{\Delta v_0 \cdot (W_{h1} \cdot W_{h2})}{s^2 + (W_{h1} + W_{h2})s + (W_{h1} \cdot W_{h2})(1 + \beta \Delta v_0)}$$

- El término en  $s^2$  es:  $\omega_0^2 = (W_{h1} \cdot W_{h2})(1 + \beta \Delta v_0)$

$$\text{as } \omega_0 = \sqrt{(W_{h1} \cdot W_{h2})(1 + \beta \Delta v_0)}$$

Frecuencia natural o de resonancia. Anexo #4, pg 153

Recordar la fórmula de Johnson:  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

→ Hay que encontrar las raíces del pd. denominador; para ello:

$$\Delta V_f(A_F) = \Delta V_0 \cdot W_{hi} \cdot W_{hz} / \omega_0^2 \quad ?$$

$$\left( \frac{S}{\omega_0} \right)^2 + \left( \frac{S}{\omega_0} \right) \times \frac{(W_{hi} + W_{hz})}{\sqrt{(W_{hi} \cdot W_{hz})(1 + \beta \Delta V_0)}} + 1$$

Ecu# 16

$$\bullet \quad r_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$\downarrow$$

$$\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

• Tenemos que:

$$\left. \begin{array}{l} \bullet \quad a = 1 \\ \bullet \quad b' = \frac{(W_{hi} + W_{hz})}{\omega_0} \\ \bullet \quad c = 1 \\ \wedge \quad \bullet \quad \frac{1}{Q} = \frac{W_{hi} + W_{hz}}{\sqrt{(W_{hi} \cdot W_{hz})(1 + \beta \Delta V_0)}} \end{array} \right\}$$

$$r_{1,2} = \left( \frac{S}{\omega_0} \right)_{1,2} \Rightarrow -\frac{(W_{hi} + W_{hz})}{2\omega_0} \pm \sqrt{\left( \frac{W_{hi} + W_{hz}}{2\omega_0} \right)^2 - 1}$$

$$\left( \frac{S}{\omega_0} \right)_{1,2} = -\frac{1}{2Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1}$$

→ Finalmente:

$$\left( \frac{S}{\omega_0} \right)_{1,2} = -\frac{1}{2Q} \pm \frac{1}{2Q} \cdot \sqrt{1 - 4Q^2}$$

② Factor de calidad; Se contrapone a  $\epsilon$  (pérdida)

$$\downarrow \quad r_{1,2} = f(Q) \quad \wedge \quad Q = f(\omega_0) \quad \wedge \quad \omega_0 = f(1 + \beta \Delta V_0)$$

$Q$  es mínimo  
cuando no hay  
realimentación

Es importante saber que  
sucede cuando se realimenta el  
amplificador.

$$Q = \frac{\sqrt{(W_{hi} \cdot W_{hz})(1 + \beta \Delta V_0)}}{(W_{hi} + W_{hz})}$$

Análisis de la FT. en función de  $Q$ :

- Se analiza el lugar de las raíces del polinomio denominador de  $\Delta V_f(A_F)$  para observar el movimiento de sus polos en el plano complejo en función del incremento de la realimentación.

1) Análisis para  $\beta=0$ .  $(1+\beta \Delta v_0) = 1$ ; Sin realimentación.

$$C_{1,2} = S_{1,2} \rightarrow \left. \begin{array}{l} W_1 \\ W_2 \end{array} \right\}$$

$$\phi = \sqrt{\frac{W_{hi} \cdot W_{lo}}{(W_{hi} + W_{lo})}} \rightarrow \text{Los polos no cambian su posición!}$$

- Lazo abierto -

- Los polos son reales y se encuentran siempre en el semiplano izquierdo, eje real. El resp. es estable

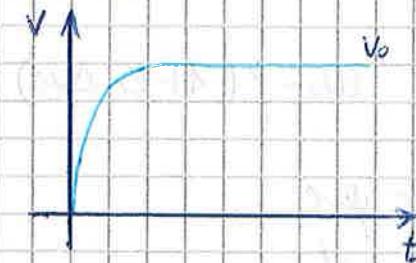


- Represente un sistema sobre amortiguado.

- Si los polos son iguales;  $W_{hi}=W_{lo}=W$ ;  $Q=0,5$ .

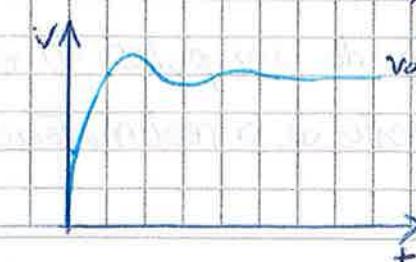
2) Para  $\beta \neq 0$ ; aumente el factor de realimentación y  $\alpha = f(\beta)$ . Los polos comienzan a moverse uno hacia el otro. El gráfico es más dinámico y Q varía!

- Mientras  $Q < 0,5$ , las raíces son reales y se aproximan entre sí.



- Represente un sistema críticamente amortiguado.

3) Hasta  $Q \leq 0,5$  los polos se desplazan 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 igual)



- Represente un sistema sub-amortiguado.

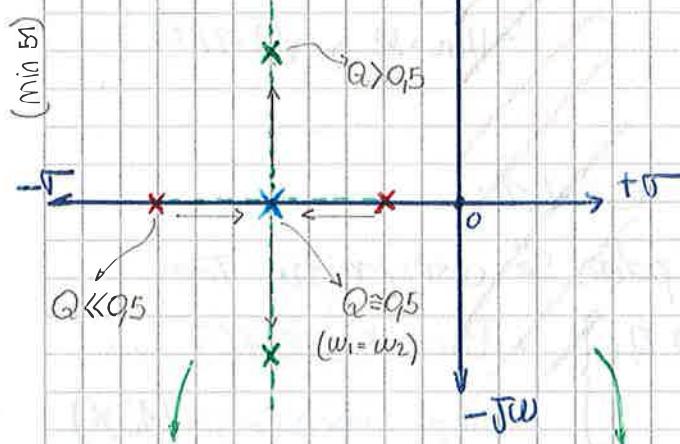
Característica importante & La componente real del polo complejo conjugado permanece constante.  $(\omega_1 + \omega_2)/2$ ; Las ramas de la gráfica del lugar de las raíces no se inclinan hacia el semiplano izq. ni derecho. Se mantienen siempre en el sem. izq.  $\Rightarrow$  El amp. permanece siempre estable.

$\hookrightarrow$  Pero no siempre es recomendable que permanezca en esa zona (la rta no siempre es aceptable)

Zona de definición de la freq. de corte del amp.

Resumen y conclusiones:

Lugar de las raíces :



Semiplano izquierdo

- ESTABLE -

?!

\* K: factor de amortiguamiento. Para  $K < 0,707$  existe sobrepico.

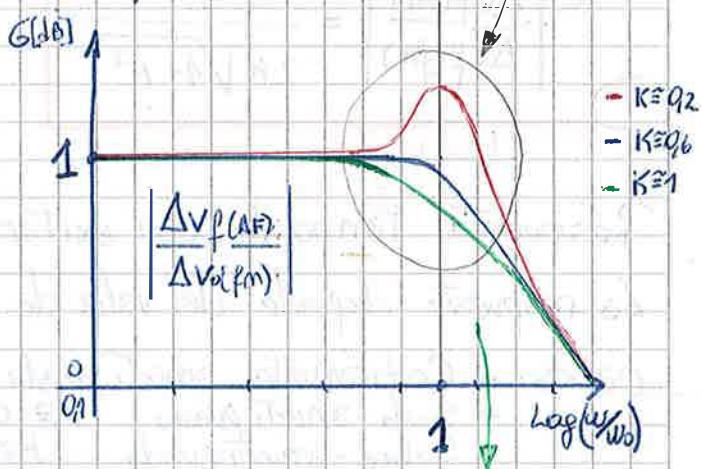
$\hookrightarrow K = f(\text{realimentación}) \Rightarrow \frac{1}{2Q}$ ; Reemplazándolo en la F.T.

de la Ecu# 16:

$$\Delta V_f(AF) = \frac{\Delta V_o (\omega_1 \cdot \omega_2) / \omega_o^2}{\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \left(\frac{S}{\omega_o}\right) \cdot \frac{1}{Q} + 1} \Rightarrow \frac{\Delta V_o \cdot \omega_1 \cdot \omega_2 / \omega_o^2}{\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \left(\frac{S}{\omega_o}\right) \cdot 2K + 1}$$

$$\Delta V_f(FM) = \Delta V_o \cdot \omega_1 \cdot \omega_2 / \omega_o^2 ?$$

Gráfica de Bode :



Semiplano derecho

- INESTABLE -

Curvas de ganancia normalizadas !

→ Tomando módulo:

23/04/2010

$$\left| \Delta v_f(AF) \right|_{s=j\omega} = \frac{\left| \Delta v_f(fm) \right|}{\left| \left( \frac{s}{j\omega} \right)^2 + \left( \frac{s}{\omega_0} \right) 2K + 1 \right|} = \frac{\left| \Delta v_f(pm) \right|}{\left| \left( \frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2 + \left( \frac{j\omega}{\omega_0} \right) \cdot 2K + 1 \right|}$$

$$\sqrt{\left( 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} \cdot 2K \right)^2}$$

\* Definimos a la ganancia normalizada:

$$\frac{\left| \Delta v_f(AF) \right|}{\left| \Delta v_f(pm) \right|} = \frac{1}{\sqrt{\left( 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} \cdot 2K \right)^2}}$$

→ 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:

$$\frac{\left| \Delta v_f(AF) \right|}{\left| \Delta v_f(pm) \right|} = \frac{1}{2K\sqrt{1-K^2}}$$

Módulo de/en resonancia.

• Para  $\omega = \omega_0\sqrt{1-2K^2}$

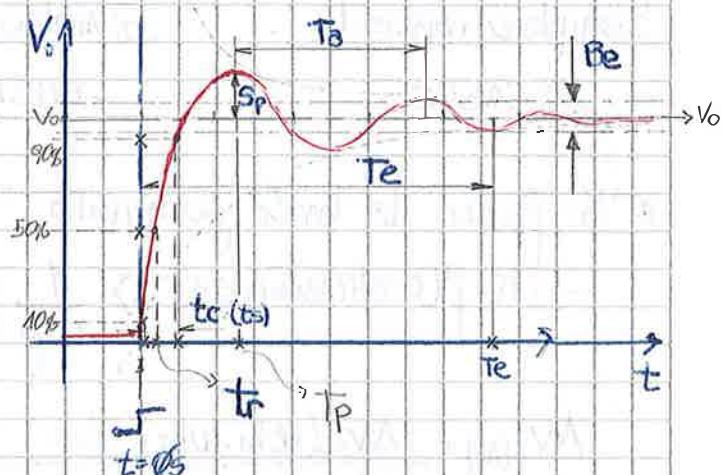
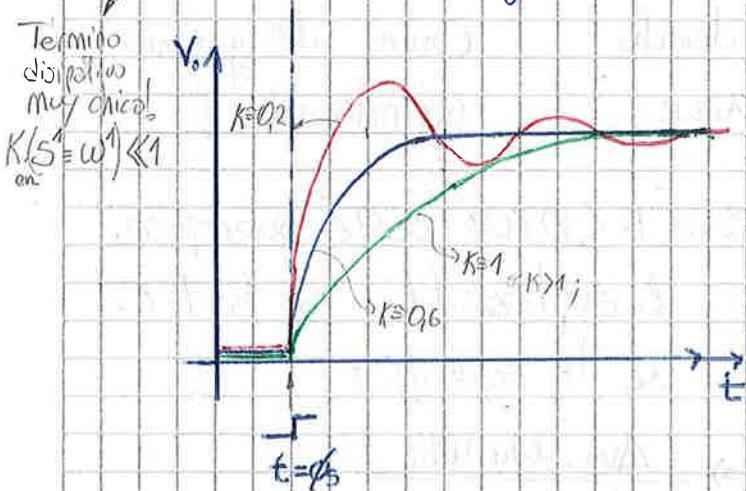
$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_0} \Rightarrow \sqrt{1-2K^2}$$

Respuesta temporal con excitación escalón:

La respuesta depende del valor de los polos. Se discriminan tres casos:

- Criticamente amortiguado  $K \approx 0,6$
- Sub-amortiguado  $K \approx 0,2$
- Sobre-amortiguado  $K \approx 1$

• Para  $(K) > (0,707)$  ya hay sobrepujo (13%)



Descripción de los parámetros:

tc o 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).

$$t_c = t_{2(90\%)} - t_{1(10\%)} \text{ [seg]}; * \text{ Para señales bajas (sobreamortiguado)}$$

tr: tiempo de retardo. Es el tiempo que tarda la señal en llegar al 50% del valor final.  $t_r = t_{(50\%)} \text{ [seg]}$ ;

Sp: Sobre pico. Es el valor máximo alcanzado por la señal de salida en su primer sobrepaso menos el valor ideal de salida. Suele indicarse porcentual.  $Sp = V - V_0 \text{ [%]}$ ;

Ta: Período de amortiguamiento.

Te: Período o Tiempo de establecimiento. Es el Tiempo que tarda la señal en alcanzar la banda de error (primer cruce).

Be: Banda de error. Cuando se tiene una respuesta sub-amortiguada, 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 directa; amplifican CC.)

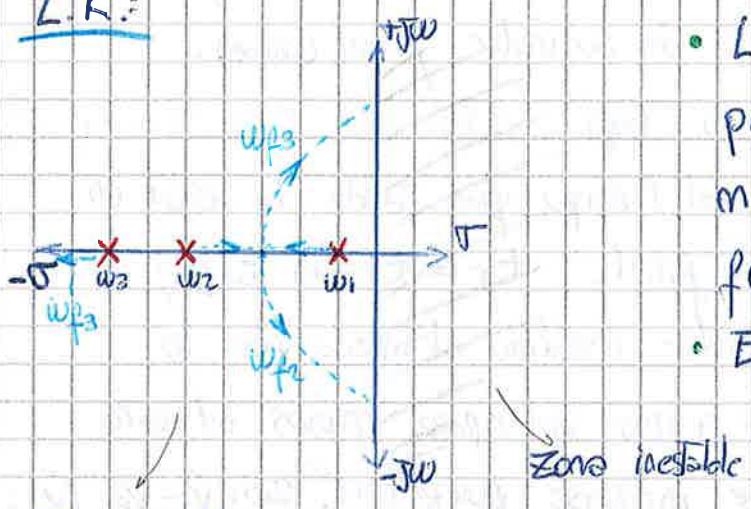
→ Introducimos la ec. característica dentro de la ec. de la gan. e hazo cerrado del amp. y luego operamos algebraicamente:

$$\Delta V(AF) = \frac{\Delta f_m}{(1 + \frac{s}{w_1})(1 + \frac{s}{w_2})(1 + \frac{s}{w_3})}$$

- Ganancia a hazo abierto con tres polos de AF.

$$\Delta v_f(AP) = \frac{\Delta v(AP)}{1 + \beta \Delta v(AP)} \Rightarrow \Delta v(frm) = \frac{1}{\left(\frac{S}{w_0}\right)^3 + \left(\frac{S}{w_0}\right)^2 \cdot \alpha_2 + \left(\frac{S}{w_0}\right) \cdot \alpha_1 + \alpha_0}$$

L.R.:



- La gráfica muestra tres polos, pero uno de ellos desaparece en la definición de la frecuencia de corte.
- Existe un punto crítico de realm.

$$|A \cdot B| = 1 \quad \text{y} \quad |A \cdot B| = -180^\circ$$

HLP's

\* Los sistemas de mayor grado son, en gran medida, abarcadores 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  $w_{f2}$  y  $w_{f3}$ ) 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

G1  
↓  
Zona estabilizada

el semiplano derecho del L.R el amplificador se convierte en un oscilador!

Oscilación: Señal autosostenida. Generada por el mismo ampl.

Mantiene una  $V_o^n$  a freq. constante.  $\downarrow$  Esta en relación directa con la "pulsación propia" y los sistemas de "Butterworth" con polos complejos conjugados. Se da cuando hay realimentación positiva.

$$V_o = -A_B \cdot V_o ?$$

\* Condición para osc.:  $| -A_B | = 1$   $\wedge$   $| A_B | = -180^\circ$

Así el giro total es de  $-360^\circ = 0^\circ$

$$\Delta f = \frac{\Delta o}{1 + \Delta o B_{\text{real}(t)}} \rightarrow \infty \quad \wedge \quad \Delta \text{Fase} = 0^\circ; \quad \Delta f > \Delta o$$

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.

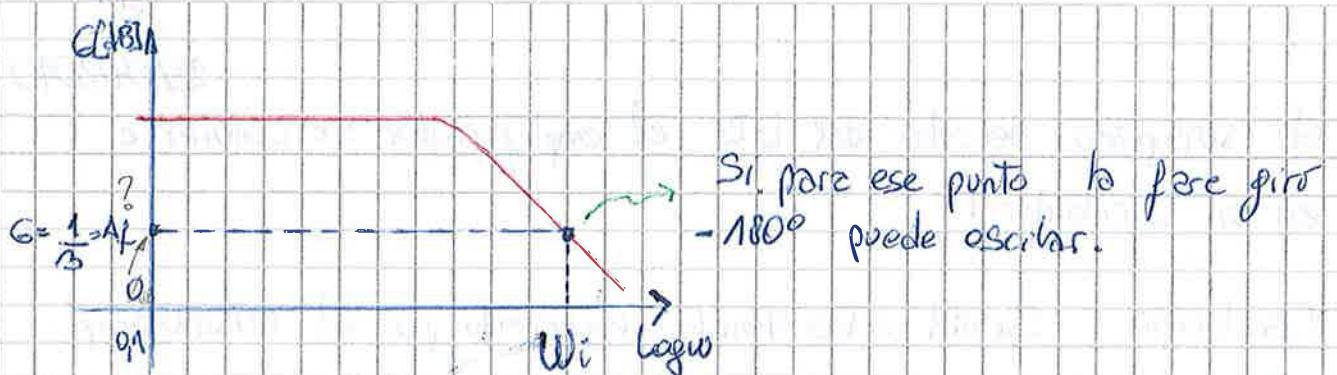
Conclusion: Hay que evitar que los polos lleguen al eje img.!

↳ Sea cual fuere el caso hay que tratar de evitar la coincidencia de las dos condiciones

$$| -A_B | = 1 \quad \wedge \quad | A_B | = -180^\circ;$$

Si solo se da esta condición pero no la de fase  $-180^\circ$ , entonces no hay riesgo.

Ésto no es posible con sistemas de 1er orden; ya que 1 polo aporta con  $-90^\circ$ .



### 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 poseer sobrepicos desproporcionados (la estabilidad inicial es crítica).
- \* Sist. 3er orden: Existe un límite donde para determinada realimentación y condición de excitación  $Re[s] = \emptyset$  y el sistema comienza a oscilar.

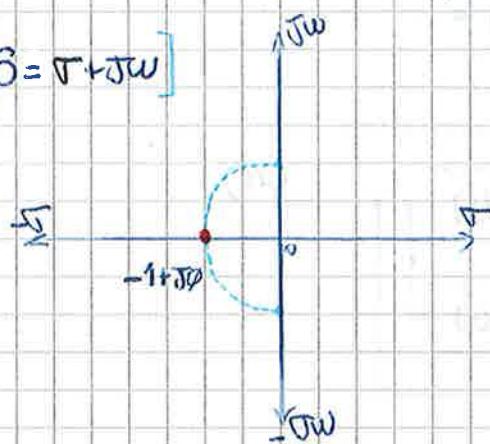
### Margen de ganancia y de fase:

$(|AB| < 1 \wedge 180^\circ \text{ Estable})$

- \* Para garantizar la estabilidad es necesario definir un margen seguro de ganancia y de fase.
- ↳ No se evitan las condiciones de oscilación, pero sí su simultaneidad (a una misma frecuencia)
- \* La realimentación puede ser positiva pero el ampl. no necesariamente se vuelve inestable (Margen de ganancia positivo)

- Nyquist plantea un círculo de radio unitario que intersecta a  $s = -1 + j0$  fuera del cuadrante I, el s.p. 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.

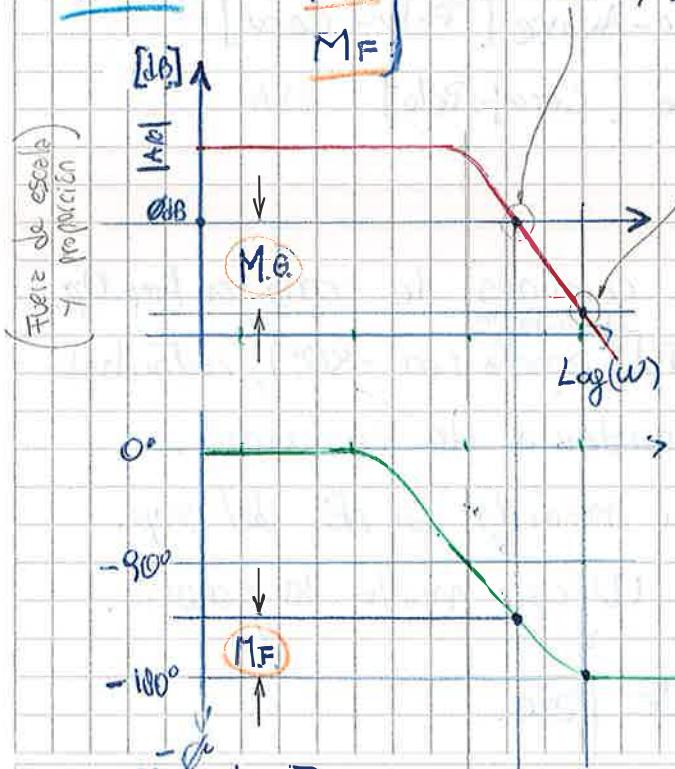
- Para un sist. de 2do orden (dos polos), dentro y sobre la circunferencia se trata de realim. posit; fuera es neg.

- 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:

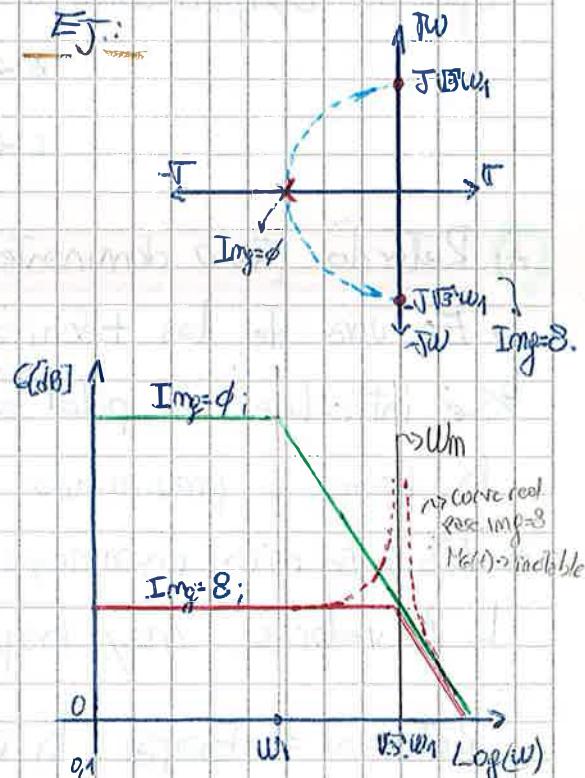
M.G.: dist. entre  $|AB| = 1$ ,  $\phi = -180^\circ$

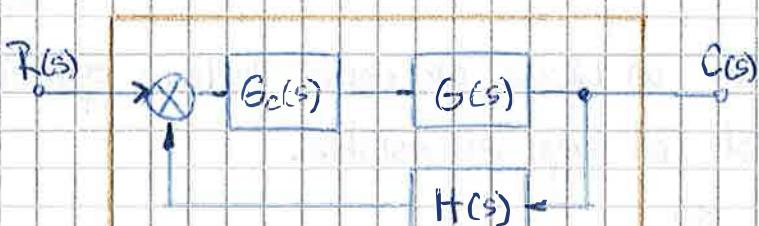
M.F.



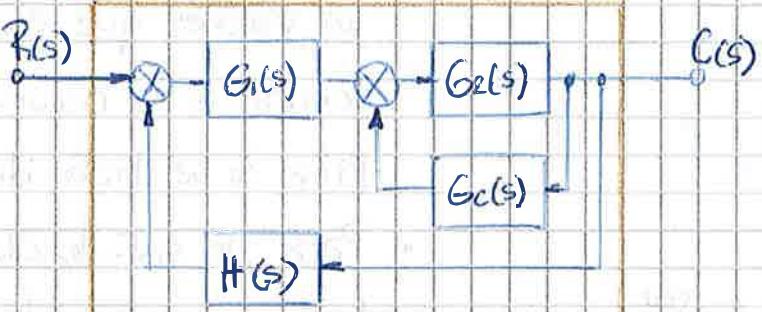
NOTA: Normalmente se tiene/busca 10dB M.G. y 45° M.F.

EJ:



Serie:En derivación:

↳ Tamb. llamado 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.

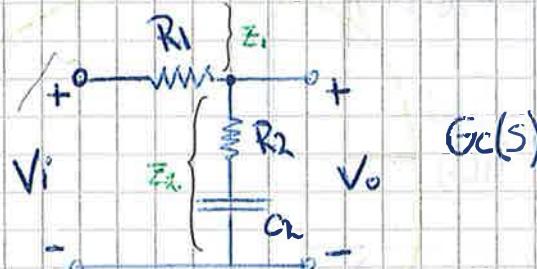
- Tipos de compensadores:
  - A → Retardo [Polo dominante] FPR
  - B → Retardo-Avance [Polo - Cero] FPBanda
  - C → Avance [Cero] + Polo FPA

### A) Retardo [Polo dominante]

- Es una de las técnicas más comunes de comp. en Amp. Op.
- ↳ Se introduce un polo <sup>dominante</sup> en la F.T. <sup>Alto abierto</sup> (aporta con  $-90^\circ$ ), retardando la fase y previniendo la coincidencia de condiciones.
- \* Esta técnica disminuye en gran medida el AB del amp.
- ↳ A valores muy bajos de  $w$  cae mucho la ganancia.

Retardar ⇒ Bajar la curva de fase.

### ANÁLISIS DEL BLOQUE DE COMPENSACIÓN:



$$\frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2 + \frac{1}{sC_2}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_2}}$$

$$\frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} = \frac{\frac{sC_2 R_2 + 1}{sC_2}}{(R_1 + R_2) s C_2 + 1} = \frac{sC_2 R_2 + 1}{(R_1 + R_2) s C_2 + 1} = \frac{R_2 (s + \frac{1}{sC_2})}{R_1 + R_2 (s + \frac{1}{sC_2})}$$

• Denominaremos:  $T = R_2 \cdot C_2$

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

$$\rightarrow \frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} = \frac{T \cdot s + 1}{\beta \cdot T \cdot s + 1} = \frac{1}{\beta} \times \frac{(s + \frac{1}{T})}{(s + \frac{1}{\beta T})}$$

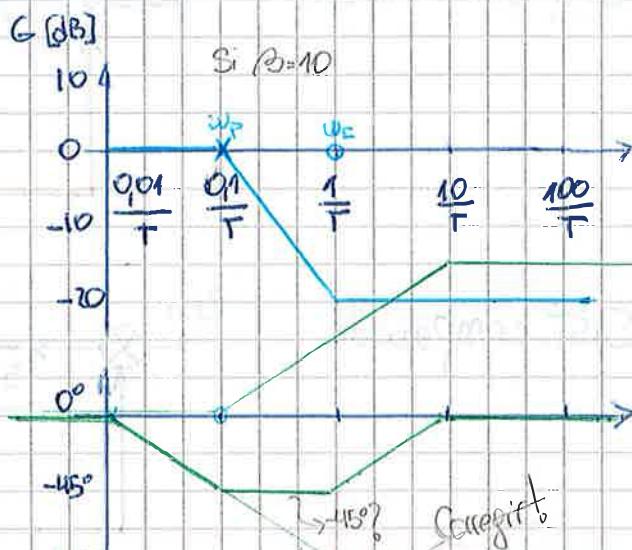
→ Cero;  $\omega_c = -\frac{1}{T}$ ;  
→ Polo;  $\omega_p = -\frac{1}{\beta T}$ ;

\* Se comporta como un filtro pasa bajo.

#### Técnicas:

$$\rightarrow K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G(s) = m \cdot K = L \cdot N \quad \therefore K = \frac{L \cdot N}{m}$$

- Determinar la ganancia de lazo abierto (coef. de error det.)
- Trazer 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.
- Atenución  $\text{db}_{\text{obsrv}} \geq -20 \cdot \log \beta \rightarrow \text{sale } \beta$ .
- $\omega_p = \frac{1}{\beta T}$

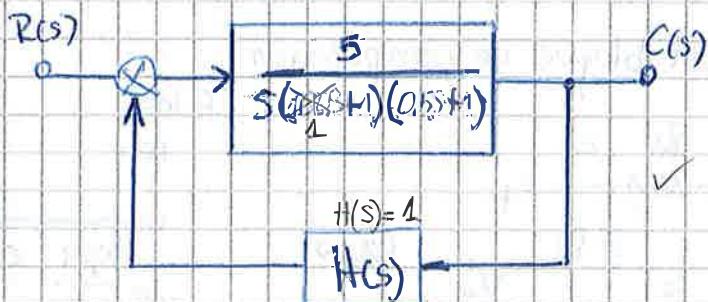


Note: Siendo q si ωp está dos décadas abajo de ωc entonces si la fase llega a -90°.

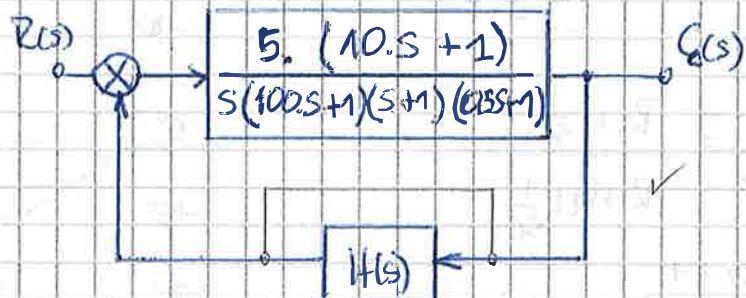
Ejemplo: K.Og. 4 e p?

28/04/2010

- Sist. sin compresor



- Sist. compensado



Requerimientos:

$$\rightarrow G(s) = \frac{K}{s(s+1)(0.5s+1)} ; \quad K_N = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \times s = \frac{K}{1} \Rightarrow 5 ; \quad \text{entonces } K = 5;$$

$$\left. \begin{array}{l} \rightarrow L_N = 5 \text{ seg}^{-1} \\ \rightarrow M_F = 40^\circ \\ \rightarrow M_G = 10 \text{ dB} \end{array} \right\}$$

La comp. por retraso permite ganancia elevada a bajas frecuencias ( $\omega < \omega_c$ ) y reduce la ganancia en el rango critico de modo que se evita la instabilidad del sistema (de 0.1 a 0.5 rad/s).

Diseño: ( $M_F = -20^\circ$ ; instable)

$$\bullet \omega_c = \frac{1}{T} = 0,1 \text{ [rad/seg]. (elegido)}$$

$$\bullet M_F = 40^\circ + 12^\circ = 52^\circ$$

$$\bullet 20 \cdot \log \frac{1}{B} = -20 \quad \text{entonces } B = 10$$

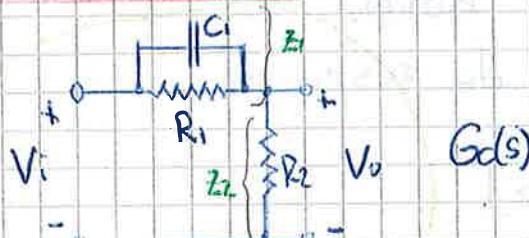
$$\bullet \omega_p = \frac{1}{\beta T} = 0,01 \text{ [rad/seg].}$$

$$G_C(s) = \left( \frac{1}{10} \right) \cdot \frac{(s+0,1)}{(s+0,01)}$$

Así:  $G_C(s) \times G(s) \Rightarrow \frac{5(10s+1)}{s(100s+1)(s+1)(0.5s+1)}$   
 (Nueva planta!)

La atenuación debido a la red de retraso desplaza la freq. de trascisión a un punto de freq. más bajo en el cual el margen de fase es aceptable.

C) Avance [Cero] + polo



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{[R_1/(1/sC_1)] + R_2}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)}{\left[\left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot C_1 \cdot s + 1\right] (R_1 + R_2)}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^V \times \frac{(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)^V}{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1)^V}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \alpha \cdot \frac{(T \cdot s + 1)}{(\alpha \cdot T \cdot s + 1)} = \frac{(s + \frac{1}{T})}{(s + \frac{1}{\alpha T})}$$

cero -  $\frac{1}{T}$ ; polo -  $\frac{1}{\alpha T}$

\* Se comporta como un filtro pasa alto.

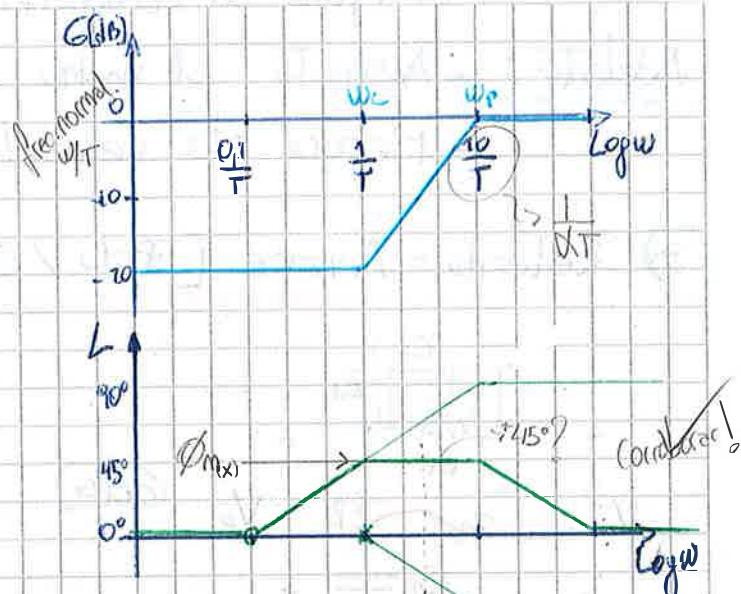
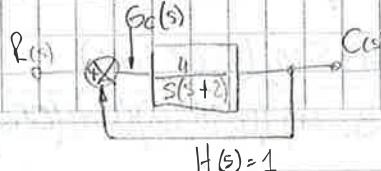
Ejemplo:  $G(s) = \frac{4K}{s(s+2)}$  Variable!  
 $4K = K_c \cdot L_N$

$$\rightarrow K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G(s) = 2K = 20 \Rightarrow K = 10$$

$$\rightarrow M_F = 50^\circ$$

$$\rightarrow M_G = 10 \text{ dB}$$

$$\text{Sea } \phi_m = \frac{1-\alpha}{1+\alpha}, \text{ si } \phi_m = 38^\circ \Rightarrow \alpha = 0,24$$



$$\log W_m = \frac{1}{2} \left( \log \frac{1}{T} + \log \frac{1}{\alpha T} \right)$$

$$\therefore W_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha T}}$$

^ Denominamos:

$$T = R_1 C_1$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$$

Datos del Bode:  $M_G: +\infty$   
 $M_F: \sim 17^\circ \rightarrow +38^\circ = 55^\circ$

$50^\circ + 5^\circ$   
MF comp. (V)

$$W_c = \frac{1}{T}$$

$$W_p = \frac{1}{\alpha T}$$

$$\log W_m = \frac{1}{2} \left[ \log \frac{1}{T} + \log \frac{1}{\alpha T} \right]; W_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha T}}$$

\* Sin disminuir el valor de  $K=10$ , con el cual se cumple el requerimiento de  $E_{ss}$ ; el comportamiento de contribuir al ancho de fase requerido ( $33^\circ$  más  $-17^\circ$  =  $50^\circ$ )  $\rightarrow K_G$ . P. 16 3ra Ed.

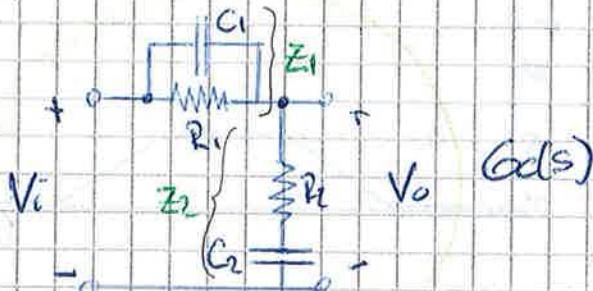
Atrazo 8 { - Disminuye el ancho de banda. 29/04/2010

- Mejora el comportamiento en regiones.

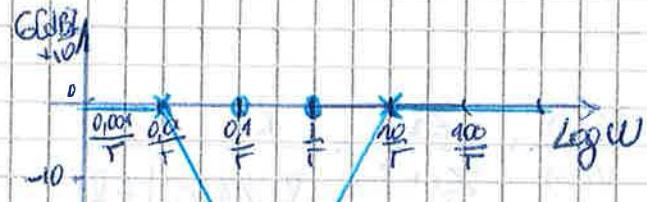
Adelanto 3 { - Aumenta el ancho de banda.

- Mejora la velocidad de respuesta.

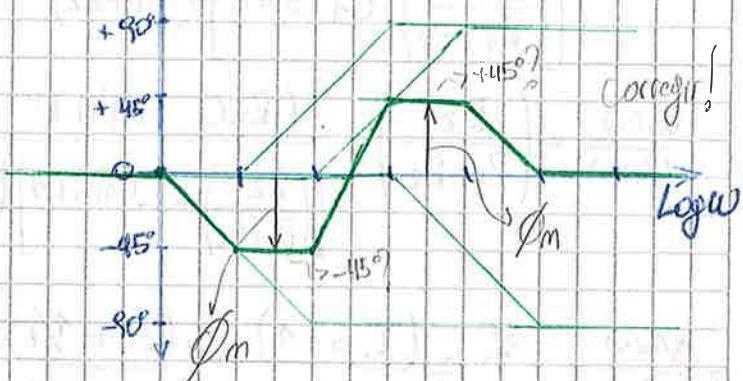
### 3) Retardo - Avance [Polo / Cero]



$$G(s)$$



$$\begin{cases} \beta = 10 \\ T_2 = 10 \cdot T_1 \\ \alpha = 1/\beta \end{cases}$$



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(R_2 + X_{C2})}{(R_1//X_C1) + (R_2 + X_{C2})}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(R_1 C_1 s + 1)(R_2 C_2 s + 1)}{(R_1 C_1 s + 1)(R_2 C_2 s + 1) + (R_1 C_2 s)}$$

• Denominamos :  $T_1 = R_1 C_1$

▲  $T_2 = R_2 C_2$

$$R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 = \frac{T_1}{\beta + \alpha T_2} ; \beta > 1$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{(T_1/\beta s + 1)(T_2 \alpha s + 1)} \Rightarrow \frac{(s + 1/T_1)(s + 1/T_2)}{(s + \beta/T_1)(s + 1/\beta T_2)}$$

Ejemplo:

$$\rightarrow G(s) = K / s(sM)(s+2)$$

$$\rightarrow K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G(s) = 10 \text{ [seg/1]} \Rightarrow K = 20 \text{ [f/s]}$$

$$\rightarrow M_F = 50^\circ$$

$$\rightarrow M_G = 10 \text{ dB}$$

$$G(s) = 20 / s(s+1)(s+2) ; f_c = 1,5 \text{ [rad/s]}$$

$$W_1 = 0,015 ; W_2 = 0,15 ; M_G = T$$

$$M_F = 32^\circ \text{ (en este caso) } W = 0,7 \text{ rad/s} ; W = 7 \text{ rad/s}$$

$$G_C(s) \cdot G(s) = \frac{10 (1/4\beta s M) (6,67 s + 1)}{s (0,943 s + 1) (6,75 s + 1) (s + 1) (0,5 s + 1)}$$

Nueva planta.

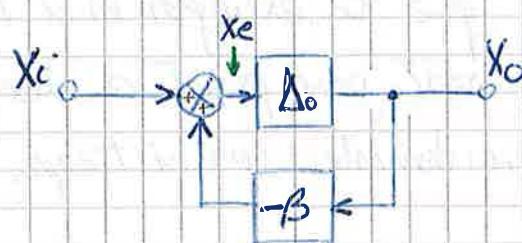
NOTA

Compensación: Como se presenta en el "Millman y Halkias"

### Estabilidad:

- Realim. Negativa  $|1 + \Delta\beta| > 1 \therefore \Delta f < \Delta_o$
- Realim. Posit. o regenerativa  $|1 + \Delta\beta| \leq 1 \therefore \Delta f \gg \Delta_o$

\* 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  $X_o \rightarrow X_i$ )



- Si  $X_i = \emptyset$ ,

$$X_e = -\beta X_o$$

$$X_o = -\beta X_o \cdot A$$

$$1 = -\Delta\beta$$

*E/ amplificador oscilará!*

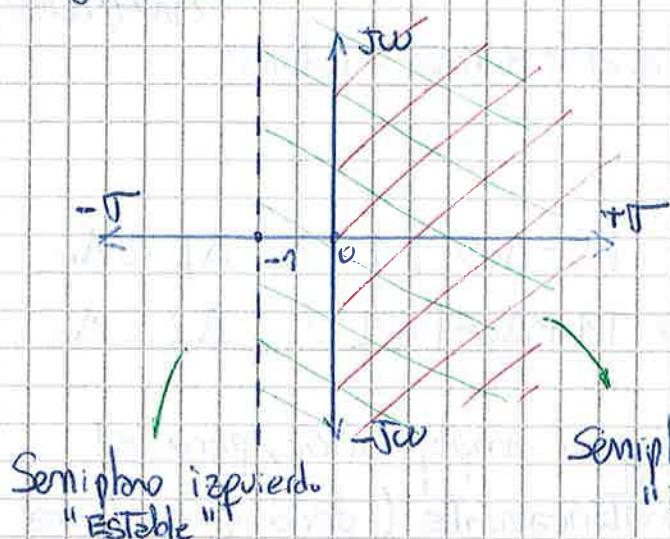
### Condiciones para estabilidad:

\* 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 linealidad del circuito. (Saturación diodos fuente)

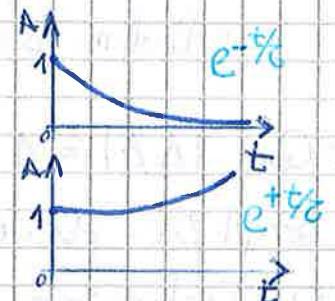
\* Los polos de la F.T. son los que determinan el comportamiento transitorio de la red. Para la F.T. sin realimentar, los polos que se encuentren en el semiplano derecho generarán instabilidades.

## Lugar de las raíces:



III: L.R. del denominador de la F.T. que hacen inestable.

III: L.R. de  $A \cdot B$  que hacen inestable a la F.T. realim.



- 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 exponencial cresca indefinidamente con el tiempo.

## Criterio de Nyquist:

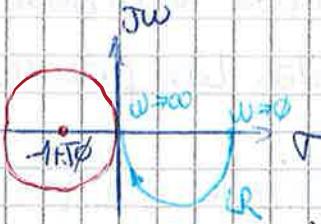
$$f(\omega) \rightarrow A \cdot B = X + jY \rightarrow Y \text{ luego se traza el LR.}$$

↓ F.T. será estable si el LR no encierra el punto  $-1+j0$

EJ: F.T. será inestable si el LR encierra al punto  $-1+j0$

Para el caso de

pob dominante :



• Nunca es inestable!

## Criterios de Margen de Ganancia y de Fase:

- Definimos a  $|A \cdot B| = T$  "Ganancia de lazo." Si  $|AB| < 1$  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  $\Rightarrow M_G = 10 \text{ dB} ; M_F = 50^\circ$

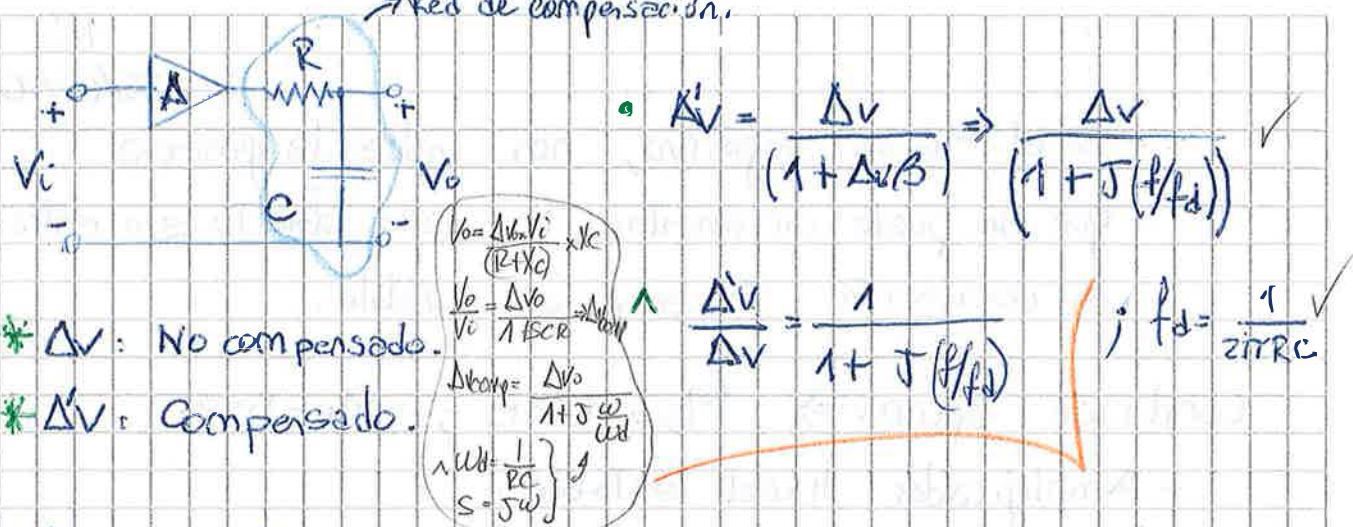
- Amplificado lineal estable -

### 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 ( $B.A$ ) manteniendo el mismo margen de fase ( $45^\circ$  aprox.), 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  $-20 \text{ dB/dec}$  a una freq. con la que los polos de  $A_V$  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:



" $f_d$  se selecciona para que  $\Delta'V$  pase por 0dB con pendiente -20 dB/dec en el primer polo ( $p_1$ ) de  $\Delta V$ "

↳ 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:

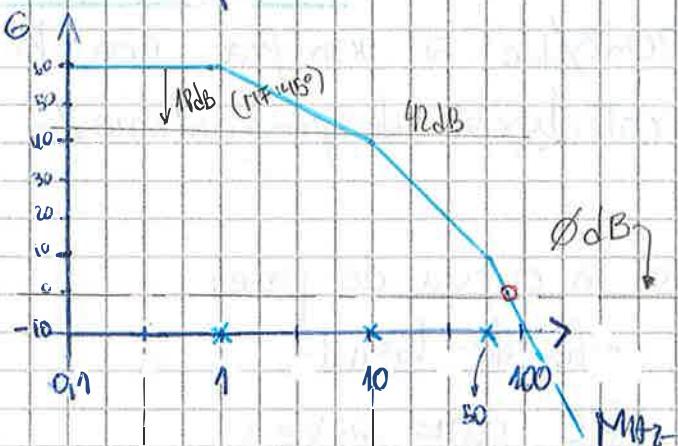
$$F.T. \Rightarrow A_v = \frac{-10^3}{(1 + J f/1M_{Hz}) (1 + J f/10M_{Hz}) (1 + J f/50M_{Hz})} \quad (-1 \times 10^4 = -10.000 \Rightarrow |A| = 80 \text{ dB})$$

$$(1 + J f/1M_{Hz}) (1 + J f/10M_{Hz}) (1 + J f/50M_{Hz})$$

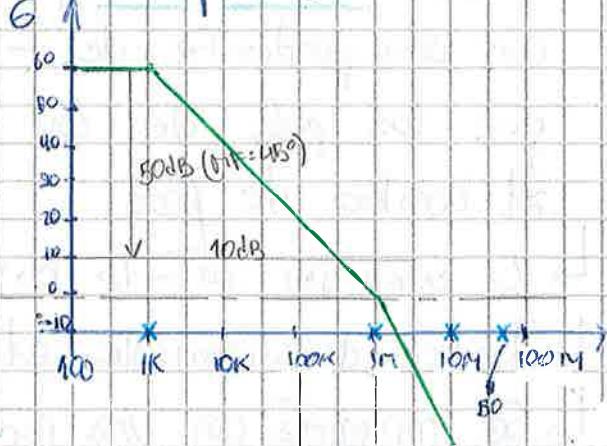
\* La F.T. tiene 3 polos y se le agrega un 4to polo a 1 kHz; muy por debajo del polo más chico (1 MHz).  $1M_{Hz}/1K_{Hz} = 1000$  veces!

↳ Esto genera un gran desfase 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 1MHz; generando un desplazamiento de 60 dB.

$$F.T. \text{ comp.} = \Delta v = \frac{-[10^3]}{(1 + j f / 1 \text{ KHz}) (1 + j f / 10 \text{ MHz}) (1 + j f / 50 \text{ MHz}) (1 + j f / 1 \text{ KHz})}$$

{ El margen de 45° ahora corresponde a 1MHz  
y el nuevo MG = 60 dB. }

Polo dominante.

### \* Ahora a 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  $A v_f$  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  $\Delta v$  varía en gran medida  $A v_f$ .

- Por estabilidad en frecuencia se puede trabajar en cierto margen, pero no es 100% aprovechable, ya que hay que garantizar  $\Delta \beta \gg 1$ .

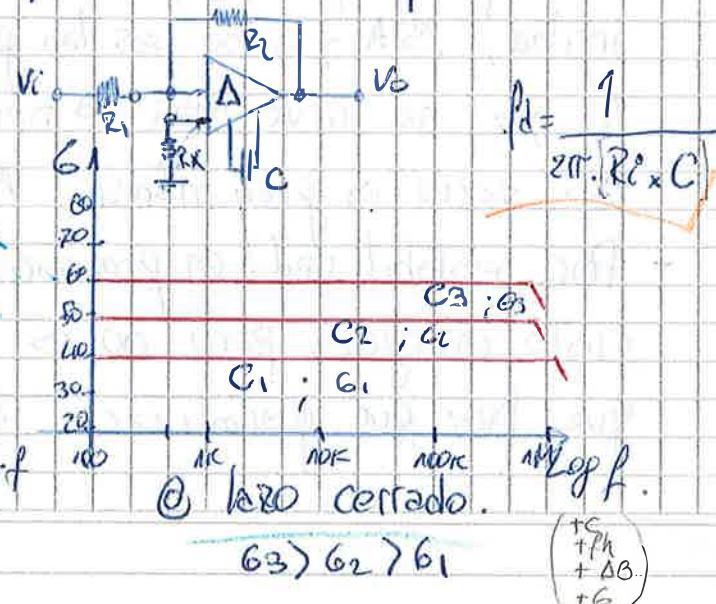
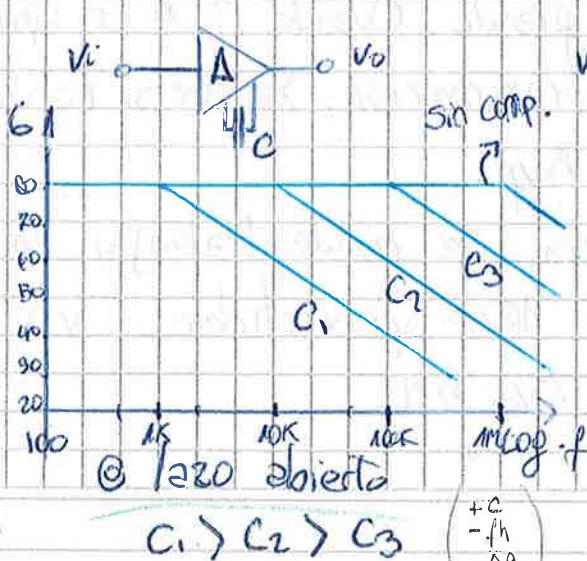
Ampliación no solo depende de  $N/B$  si no de la gan. a lazo abierto  $A_B$ .

- El método de polo dominante es muy bueno pero tiene un costo muy grosero en cuenta el 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 no tan baja freq.

\* Mediante ésta técnica se lleva al sistema como si fuera de un polo (Polo dominante) y dado que las punciones 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 de sus terminales externos. El amp. op. ya viene incorporado la resistencia en las pastillas.
- ↳ Las curvas resultantes parecerían ser de polo dominante.



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 puentes 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)

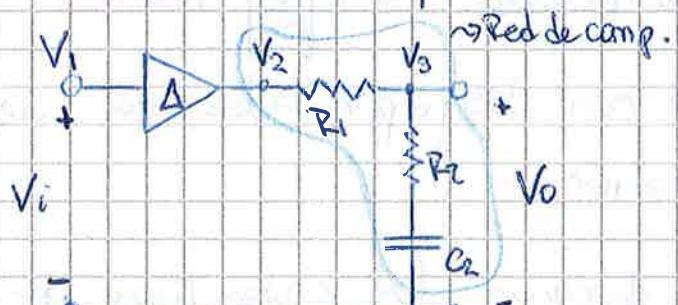
\* En este tipo de comp. la func. de transferencia <sup>para hazo abierto.</sup> se modifica con la adición de un polo y de un cero, con el cero a mayor frecuencia que el polo.

↳ Se diseña para que la frecuencia del cero coincida con la del primer polo de  $\Delta v$ .

↳ El polo se coloca de tal manera que en la curva de Bode el margen de fase deseado se obtenga cuando la ganancia de hazo 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.



$$\Delta'v = \frac{V_3}{V_1} = \frac{(1 + Jf/f_z)}{(1 + Jf/f_p)}$$

$$\left. \begin{aligned} f_z &= \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \\ f_p &= \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_2} \end{aligned} \right\}$$

$$* \Delta'v = \frac{V_3}{V_1} = \frac{\Delta v \cdot (1 + Jf/f_z)}{(1 + Jf/f_p)}$$

$f_z$ : El cero ' $f_z$ ' anula totalmente el polo de más baja freq. de  $\Delta'v$ .

$f_p$ : El polo ' $f_p$ ' se selecciona tal que  $\Delta'v$  pase por 0dB en el segundo polo ( $f_z$ ) de  $\Delta'v$ .

↳ Define la frecuencia de corte del amp. compensado.

$$\Delta'v = \frac{-10^3 \times (1 + Jf/1MHz)}{(1 + Jf/1M)(1 + Jf/10M)(1 + Jf/50n)(1 + Jf/1KHz)}$$

↓ Pasa por 0dB

↳ Hace de polo dominante.

- La compensación modifica B.A (en este caso modificando 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  $\Delta B$

- Los capacitores son más chicos y mejoran la dinámica del amplificador.

### Calibración:

- 1º ~~R<sub>2</sub>~~: Para hacer coincidir el cero con el 1º polo de Av.
- 2º ~~R<sub>1</sub>~~: Ajuste fino para llevar el polo a la freq. 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.

P.ej: Para:  $\Delta V_{f(FM)} = 20 \text{ dB}$ ;  $\Delta B = 1 \text{ MHz}$ .

$\Delta V_{f(FM)} = 30 \text{ dB}$ ;  $\Delta B \approx 316 \text{ kHz}$ .

$\Delta V = 80 \text{ dB}$ ;  $\Delta B = 1 \text{ kHz}$

Para:  $\Delta V_{f(FM)} = 50 \text{ dB}$ ;  $\Delta B = 640 \text{ kHz}$

1/polo dan  $\Delta B = 1 \text{ kHz}$

sin tener en cuenta  $f_p$

### Amp. Op.

Dependiendo del tipo de compensación utilizada (int., ext.) será la técnica a implementar:

- Compensación
  - Interna: Polo-Cero.
  - Externa: Polo.

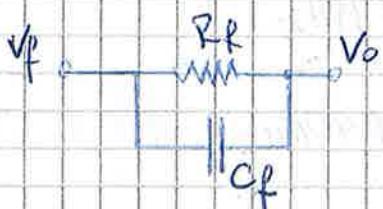
### 3) Compensación por Cero : Avance (fase)

05/05/2010

(Audio Ing. Control V/001 17 Min.)

- 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 compensa. ? No aumenta el ancho de banda
- ↳ El punto de  $\phi = -180^\circ$  se desplaza más adelante, también el punto  $|A \cdot \beta| = 1$ !

- \* Se trabaja añadiendo elementos reactivos a la red de realimentación (modifica la red  $\beta$ )
- ↳ Se añade en paralelo a ' $R_f$ ' un cap. ' $C_f$ ' de modo que la nueva ganancia de lazo tenga un desfaseaje positivo añadido en el margen de prec. cercano al punto de ganancia unidad del lazo.

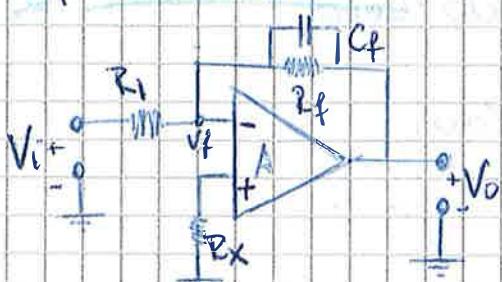


Si  $C_f = 0$ ;  $\beta = -G_f$  y el amp. oscilará cuando  $-|\beta| \cdot R_m = 1$   $180^\circ$   
o cuando  $|R_m| = |\frac{1}{\beta}| \wedge -RM$   $180^\circ$

• Agrega un polo bien arriba en prec. y un cero abajo

$$\rightarrow f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f}$$

Aplicado al inversor:



$$\rightarrow f_p = \left( \frac{R_1 + R_f}{R_1} \right) \times f_z$$

$$\wedge A = \frac{(1 + j \frac{f}{f_z})}{(1 + j \frac{f}{f_p})}$$

\* El nuevo polo no tiene influencia sobre F.T. ya que se encuentra muy arriba en frec.

Desarrollo:

$$V_f = \frac{V_0}{R_1 + Z_s} \times R_1 \quad \wedge \quad \beta = -\left(\frac{R_1}{R_1 + Z_s}\right)$$

$$Z_s = R_f // C_f = \frac{R_f}{S C_f} = \frac{R_f}{(R_f + \frac{1}{S C_f})} = \frac{R_f}{(R_f \cdot Q_S + 1)}$$

$$\text{Así: } \beta = -\frac{R_1}{\left[\frac{R_1 + R_f}{(R_f \cdot C_f S + 1)}\right]} = \frac{-R_1 \cdot (R_f \cdot C_f \cdot S + 1)}{R_1 (R_f \cdot C_f S + 1) + R_f}$$

$$\beta = -\frac{R_1 \cdot (R_f \cdot C_f \cdot S + 1)}{R_f + R_1 + R_f \cdot C_f \cdot S} \Rightarrow \beta = \frac{-R_1}{(R_1 + R_f)} \times \frac{(1 + S \cdot R_f \cdot C_f)}{\left[1 + S \left(\frac{R_f \cdot C_f \cdot R}{R_1 + R_f}\right)\right]}$$

$$\text{Multiplicando por } \Delta v: \beta \cdot \Delta v = -\left(\frac{R_1}{R_1 + R_f}\right) \times \Delta v \cdot \frac{(1 + S \cdot R_f \cdot C_f)}{\left[1 + S \left(\frac{R_f \cdot R_1 \cdot C_f}{R_1 + R_f}\right)\right]}$$

Definimos así un nuevo  $\beta$  y  $\Delta v$ :

$$\bullet \beta' = -\left(\frac{R_1}{R_1 + R_f}\right)$$

^

$$\bullet \Delta'v = \Delta v \cdot \frac{(1 + S \cdot R_f \cdot C_f)}{\left[1 + S \left(\frac{R_f \cdot R_1 \cdot C_f}{R_1 + R_f}\right)\right]}$$

$$\text{De donde: } W_z = \frac{1}{R_f \cdot C_f}$$

$$W_p = \left(\frac{R_f \cdot R_1}{R_f + R_1} \cdot C_f\right)^{-1}$$

\* Como  $\frac{R_1 + R_f}{R_1} \gg 1$ , se deduce que  $W_z^{-1} \gg W_p^{-1}$

\* Este tipo de realimentación compensada casi no se usa para compensar en amp. operacionales. Sí se usa para limitar en banda en filtros.

\* Es utilizada en ampl. discretos.

\* Frec. polo =  $\frac{1}{\beta}$  - freq. cero.

\* Lo que queda dentro de la F.T. útil es el cero, -avance-. Ya que el polo se va muy arriba en freq!. Por ello se llama de "avance" pero en realidad es de avance-retraso.

Gráfica:

- Módulo: al aparecer el cero se produce el levantamiento del módulo.
- Fase: se produce un gran adelantamiento.

Así  $|A \cdot B| = 1$   $\wedge$   $\phi = -180^\circ$  se separan. Este fenómeno solo se puede lograr por medio de la red de realimentación.

"Polo muy arriba en freq; Cero entre los polos de AF"



# Electrónica Aplicada 2

HOJA N° 128  
FECHA 07/05/2010

## Unidad N° 5 : Amplificadores de Potencia

### Clasificación :

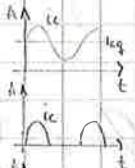
Los amplificadores de potencia pueden clasificarse de dos formas:

\* Según la frecuencia de trabajo:

- Para audio.
- Para R.F.

\* Por la clase en la que trabajan:

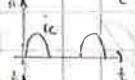
$$\phi = 360^\circ$$



- Clase A

$$\eta = 25\% \quad (50\%)$$

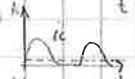
$$\phi = 180^\circ$$



- 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 genera comp. armónicos)

$$\phi = f(\text{PCM})$$



- Clase D

$$\eta = 80\%$$

- Amp. en conmutación

- Clase E y F

Amp. R.F.

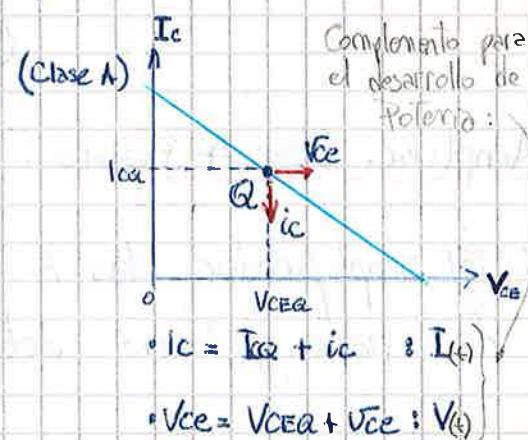
### Utilización:

- Clase A  $\Rightarrow$  Para pequeña señal.
- Clase B en adelante  $\Rightarrow$  Potencia, Valance energético, Rendimiento;

( $\phi$ : Ángulo de condensador)  
( $\eta$ : Rendimiento %)

### Parámetros importantes:

- $P_{cc}$  : Potencia de fuente
- $P_{L\max}$  : Potencia máx. en la carga.
- $P_C\max$  : Potencia máx. en el colector.
- $\eta$  : Rendimiento
- F.M. : Factor de mérito



NOTA

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

## Definición de Potencia:

- La potencia "media" suministrada por cualquier dispositivo es:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t) \cdot I(t) \cdot dt$$

$$\circ V(t) = V_{av} + V(t)$$

$$\circ I(t) = I_{av} + i(t)$$

Donde:  $\begin{cases} V_{av} \text{ y } I_{av} : \text{son valores medios.} \\ V(t) \text{ y } i(t) : \text{son componentes variables en el tiempo.} \end{cases}$

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (V_{av} + V(t)) \cdot (I_{av} + i(t)) \cdot dt$$

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (V_{av} \cdot I_{av} + V_{av} \cdot i(t) + V(t) \cdot I_{av} + V(t) \cdot i(t)) \cdot dt$$

$$\wedge \frac{1}{T} \int_0^T I_{av} \cdot V(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{av} \cdot i(t) \cdot dt \Rightarrow \emptyset ; \left( \text{Por tenerse que es nula en 1 período} \right)$$

$$\therefore P = \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T V_{av} \cdot I_{av} \cdot dt}_{\text{Potencia en C.C.}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt}_{\text{Potencia en C.A.}} ; \left( \text{Genera un seto} \right)$$


Potencia en C.C.

Potencia en C.A.

$$\rightarrow P \Rightarrow I_{av} \cdot V_{av} + \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

\* 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

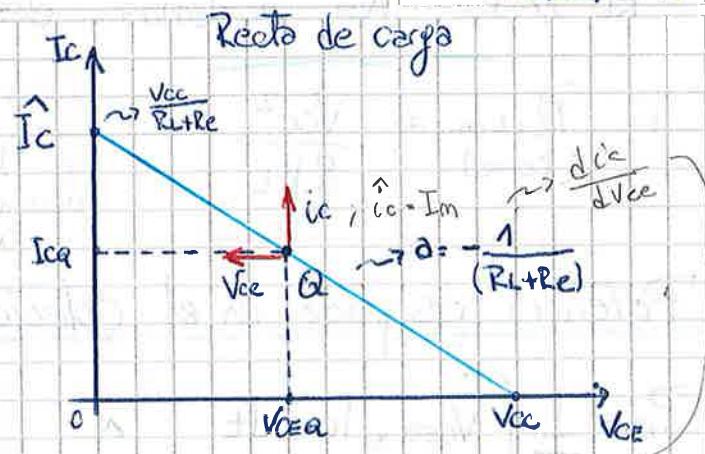
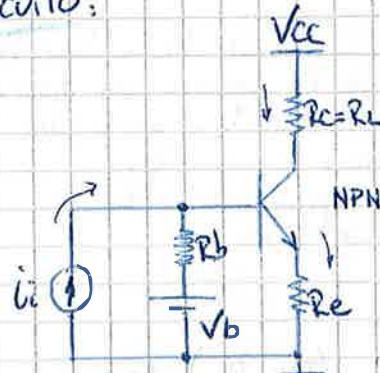
③- Acoplado por transformador

P: hasta 5W

### ① Amplif. 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

$$P_{LCA} = \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 \cdot R_L \cdot dt$$

$$\wedge \quad i_c = I_m \cos(\omega t)$$

$$P_{LCA} = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot R_L \cdot dt$$

{ La recta de carga representa todos los puntos de funcionamiento del circuito colector }

$$P_{LCA} = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\omega t) \right) \cdot R_L \cdot dt$$

$$P_{LCA} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m^2 \cdot R_L}{2} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m^2 \cdot \cos(\omega t) \cdot R_L}{2} \cdot dt$$

$$\therefore P_{LCA} = \frac{1}{2} I_m^2 R_L$$

$\Rightarrow \emptyset$

\* La pot. disipada en la carga describe una parábola con variable indep. "Im". La potencia será máxima cuando Im sea igual a  $I_{ca(\text{mes})}$ !

$$I_{ca(\text{mes})} = \frac{V_{cc}}{R_{ce} + R_{ca}}$$

$$\wedge \quad \begin{cases} R_{ce} = R_L + R_E \\ R_{ca} = R_L + R_E \end{cases}$$

$$\therefore I_{ca(\text{mes})} = \frac{V_{cc}}{2(R_L + R_E)}$$

$$P_{LCA} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{cc}}{2(R_L + R_E)} \right)^2 \cdot R_L$$

$$\rightarrow P_{LCA \text{máx.}} = \frac{V_{cc}^2 \cdot R_L}{8(R_L + R_E)^2} \approx \frac{1}{8} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

\* Para obtener la máx. disipación de potencia en la carga,  
 $R_L \gg R_e$ ; Así podemos despreciar ' $R_e$ '.

$$P_{L\text{ max.}} \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

Para maximizar la potencia sobre  $R_L$  se hace  $R_L \gg R_e$ , pero la disminución de  $R_e$  requiere una disminución de  $R_b$  (para estabilidad) lo cual a su vez produce una disminución de la ganancia de corriente.

- Existe un límite inferior para  $R_e$  -

$$h_{FE} \ll R_{bb} \ll h_{FE} R_e$$

$\Delta r$

estabilidad.

### Potencia disipada en el colector:

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE} \times I_C \cdot dt \quad \wedge \quad \begin{cases} V_{CE} = V_{CC} - (R_L + R_e) \times I_C \\ I_C = I_{CQ} + i_c \end{cases}$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_C \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) \cdot I_C^2 \cdot dt$$

$\sim P_{CC}$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CQ} + i_c) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) \cdot (I_{CQ} + i_c)^2 \cdot dt$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{CQ} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot i_c \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) \cdot (I_{CQ}^2 + 2I_{CQ} \cdot i_c + i_c^2) \cdot dt$$

$\sim P_{CC}$

$$P_C \Rightarrow V_{CC} \cdot I_{CQ} - (R_L + R_e) \cdot I_{CQ}^2 + (R_L + R_e) \cdot \frac{I_m^2}{2}$$

$\sim P_{CC}$  Polarización

$\sim P_{CC}$  señal

\* Vemos que cuando no hay señal ( $I_m \rightarrow 0$ ), la disipación en el colector es máxima.

$$P_C \underset{(S=0)}{=} V_{CC} \left( \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_e)} \right) - (R_L + R_e) \left( \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_e)} \right)^2 \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{2(R_L + R_e)} - \frac{V_{CC}^2}{4(R_L + R_e)}$$

$$P_C \underset{(S=0)}{=} \frac{V_{CC}^2}{4(R_L + R_e)}$$

Si  
 $R_L \gg R_e$

$$P_{C\text{ max.}} \underset{(S=0)}{=}$$

$$\frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

$$P_C \underset{S=1ES}{\Rightarrow} \frac{V_{CC}^2}{8(R_L + R_e)}$$

### Potencia suministrada por la fuente:

$$P_{CC} = P_L + P_C + P_C$$

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} I_C \cdot dt \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CQ} + i_c) \cdot dt \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CQ} + I_m \cos \omega t) \cdot dt$$



$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{CA} \cdot dt \quad ; \quad P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CA} \quad ;$$

- Reemplazando  $I_{CA}$ :

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot \left( \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_E)} \right) = \frac{V_{CC}^2}{2(R_L + R_E)} \quad \wedge \text{ si } R_L \gg R_E$$

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

$P'_{CC} = I_{CM} \cdot V_{CC}$ , se logra la máxima potencia posible!

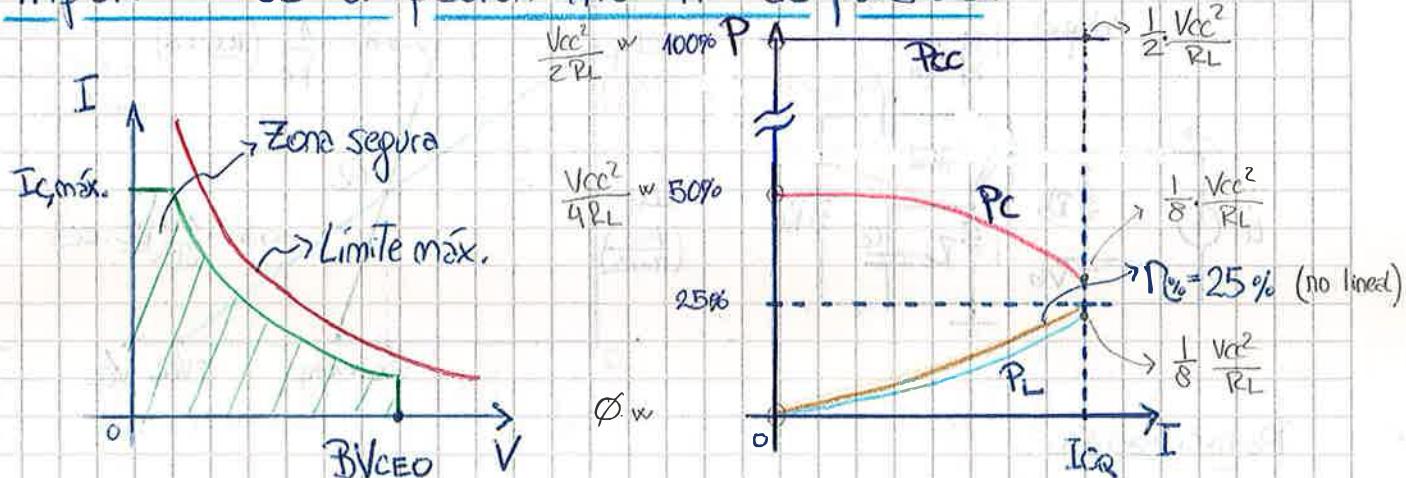
### Rendimiento:

- El rendimiento se obtiene de dividir la potencia disipada en la carga entre la potencia suministrada por la fuente.

$$\eta = \frac{P_{L\max}(A)}{P_{CC}} \Rightarrow \frac{\left( \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \right)}{\left( \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \right)} \Rightarrow \frac{1}{4} = 0,25 \rightarrow 25\%$$

L ⇒  $I_{CM} \times (R_L/2)$       Para  $R_L \gg R_E$ !

### Hipérbola de dissipación máxima de potencia:



- $BVCEO$ : Tensión máxima admisible entre colect.-emisor con  $I_C = \emptyset_A$ ;
- $I_{CM\max}$ : Corriente máx. que soporta el colector.
- Hay que asegurar el func. del Tr. dentro de  $\Delta$ ;  $V_{CE\max} = V_{CC} \leq BVCEO$ ;  
 $\wedge I_{CA} \leq I_{CM\max}$ ; "La potencia aumenta de forma cuadrática con  $I_{CM}$ "

$$P_{C\max} \Rightarrow I_{CQ}^2 (R_L + R_E) \rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{C\max}}{(R_L + R_E)}} \Rightarrow \sqrt{\frac{P_{C\max}}{R_L}}$$

$$\frac{V_{CC}^2}{4(R_L + R_E)} \rightarrow V_{CC} = \sqrt{4P_{C\max}(R_L + R_E)} \quad | \quad R_L \gg R_E$$

$$V_{CC} = \sqrt{4P_{C\max} \cdot R_L}$$

$$\sim V_{CEQ} = \sqrt{P_{C\max} \cdot (R_E + R_L)}$$

\* Dado que la función de transferencia del ampl. clase A no es totalmente lineal presenta distorsión.

L Cuando la THD  $\approx 10\%$  el audio se torna intolerable.

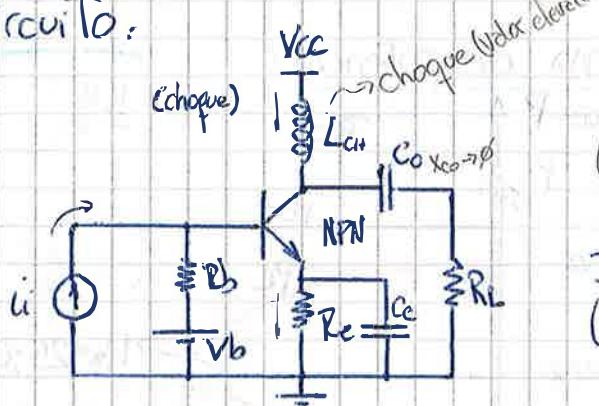
Factor de Mérito:

$$F.M. = \frac{P_{C\max}^{PS=0}}{P_{L\max(CA)}} = \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{4R_E}\right)}{\left(\frac{V_{CC}^2}{8R_L}\right)} \Rightarrow 2 ; \quad \left\{ P_C = 2 \times P_L \right\}$$

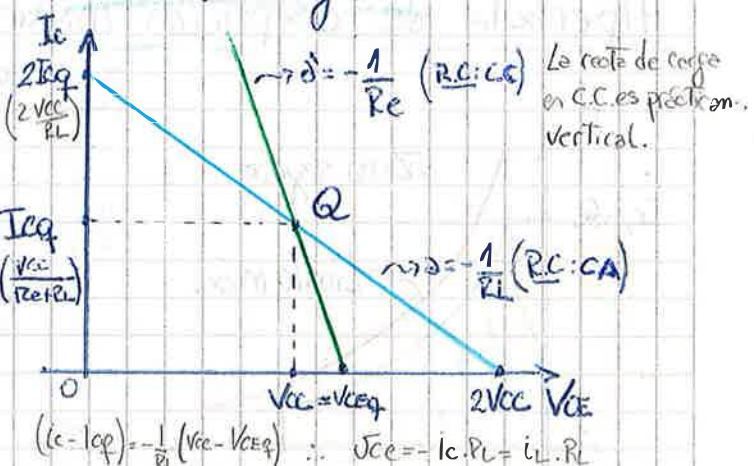
② Ampl. Clase A acoplado con inductor:

$$\frac{2I_{CQ}}{2V_{CC}} \leq 1$$

Circuito:



Recta de Carga:



Polarización:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C \cdot R_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_E \quad | \quad I_{CQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \frac{V_{CE}}{R_E + R_L} \cdot R_E$$

$$I_{CQ(\text{mes})} = \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R_{CA}}$$

$$\begin{aligned} R_{CE} &= R_E \\ R_{CA} &= R_L \end{aligned}$$

$$I_{CQ(\text{mes})} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_L}$$



$$V_{CEQ} = V_{CC} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_E + R_L}\right) \quad \uparrow \quad \text{Si: } \begin{cases} R_L \gg R_E; \\ R_E + R_L \approx R_L; \end{cases} \quad \frac{R_E}{R_L} \approx 0;$$

Así:

$$\underline{V_{CEQ} \approx V_{CC}}$$

^

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$\therefore V_{CEQ} = I_{EQ} \cdot R_L$$

\* La incorporación del inductor mejora el rendimiento. La C.A. 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:

$$\bullet I_{EQ} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L \left(1 + \frac{R_E}{R_L}\right)}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_E}{R_L}\right)^{-1}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_L}\right)$$

▲ Desarrollo en potencias definidas en un entorno de la variable:

$$\left(1 + \frac{R_E}{R_L}\right)^{-1} = (1+x)^{-1} = (1+x)^m$$

• Cuando  $m$  es un n.º entero negat. y  $x < 1$ ;

$(1+x)^m = 1 - x + x^2 - x^3 + \dots$  ^ como  $x < 1$ ;  $x^2 \ll 1$  entonces se pueden despreciar del 3er Término inclusive en adelante.

$$\bullet V_{CEQ} = V_{CC} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_E + R_L}\right) \quad \text{RL+RE} \approx RL$$

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_L}\right)$$

$$\text{1 } V_{CEQ} = V_{CC} - \left(\frac{V_{CC}}{R_L} \cdot R_E\right)$$

Tensión que cae sobre  $R_E$ .

## Potencia en la carga:

10/05/2010

$$P_L = \frac{I_{CM}^2}{2} \times R_L ; P_{L\text{máx.}} \text{ se da para } I_{CM} = I_{CQ} \Big|_{\text{MÁX.}}$$

$$P_{LM\text{áx.}} = \frac{I_{CQ}^2}{2} \times R_L \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R_L^2} \cdot \frac{R_L}{2} ; P_{LM\text{áx.}} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L}$$

## Potencia en el colector:

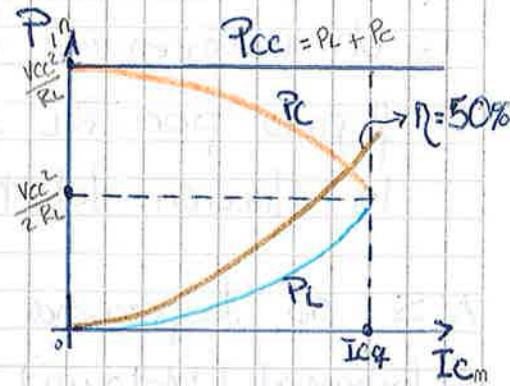
$$P_C = P_{CC} - P_L \Rightarrow \frac{V_{CE}^2}{R_L} - \frac{V_{CC}^2}{2 R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L}$$

\* La potencia disipada en el colector es máx. cuando no hay señal.

$$P_{CM\text{áx.}} = P_{CC} - 0 \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

## Potencia en la fuente:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CQ} ; P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$



## Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_{L\text{máx.}}}{P_{CC}} = \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{2 R_L}\right)}{\left(\frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)} = \frac{1}{2} = 0,5 \rightarrow 50\%$$

\* El rendimiento es máximo cuando  $I_{CM} = I_{CQ}$ .

↳ Cuando no hay señal lo mismo tenemos disipación de energía.

$$P_{CC}|_{\text{reposo}} = I_C \cdot V_{CE}|_{\text{reposo}} \Rightarrow I_{C(\text{rep.})} \times V_{CC}$$

## Factor de Mérito:

$$F.M. : \frac{P_{CM\text{áx.}}}{P_{LM\text{áx.}}} = \frac{\left(\frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)}{\left(\frac{V_{CC}^2}{2 R_L}\right)} \Rightarrow 2$$

$$\begin{cases} \text{Zona de Trabajo: Igual q' p' el colect.} \\ \text{A Básico: } I_C = 2 I_{CQ} \leq I_{CM\text{áx.}} \\ V_{CE\text{máx.}} = 2 V_{CE} < V_{BOSS} \times \end{cases}$$



## Corriente por el Transistor 2 I<sub>cq</sub> $\rightarrow$ V<sub>ceq</sub> = 2 V<sub>cc</sub>

min 25

- La fuente 'V<sub>cc</sub>' junto al inductor 'L' se comportan como una fuente de corriente constante (I<sub>cq</sub>)

- La otra 'I<sub>cq</sub>' la están generando 'C<sub>0</sub>' y 'R<sub>L</sub>'

$$\rightarrow L + R_L : \text{---} \rightarrow I_{cq}$$

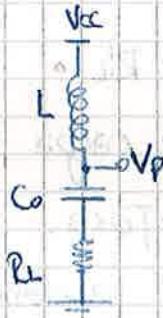
↓ Circuito abierto para C.A.

$$\rightarrow C_0 + R_L : \text{---} \rightarrow V ; \text{ Actúa como si fuera una batería. } (V = V_{cc})$$

↓ Cortocircuito en C.A.

\* Así cuando el Transistor está cerrado ( $V_{ce} \approx 0V$ ), la fuente V<sub>cc</sub> entrega I<sub>cq</sub> a Traves de L y el cap. C<sub>0</sub> entrega También otro I<sub>cq</sub> al descargarse. Por lo Tanto, cuando  $V_{ce} \approx 0V$  por el Transistor circularán 2 I<sub>cq</sub>.

\* Cuando el Transistor está abierto ( $V_{ce} \approx V_{cc}$ ), no circula corriente por el Transistor pero sí por el circ. serie:



$$V_p = V_c + I_{cq} \cdot R_L \quad \begin{matrix} \uparrow (V_c) \\ \downarrow (V_{ce}) \end{matrix} \quad \begin{matrix} \nearrow I_{cq} \text{ sobre } R_L \\ \downarrow (V_{ce}) \end{matrix} \quad \text{Ya está establecida.}$$

$$\therefore V_p = 2 \cdot V_{cc} \rightarrow V_{ceq}$$

→ En el amplificador acoplado con transformador sucede algo similar.

$$I_{cq} = \frac{V_{ceq}}{R_L} ; P_{max} = V_{ceq} \cdot I_{cq}$$

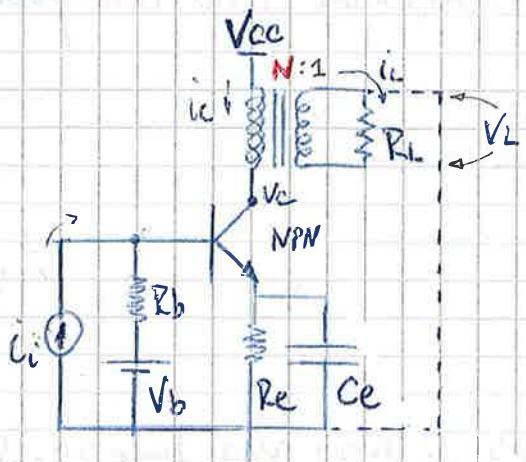
$$I_{cq} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_L}} ; V_{ceq} = \sqrt{P_{max} \cdot R_L}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_C = I_{cq}^{(ac)} + i_C^{(ca)} \\ I_L = -i_C^{(ca)} \end{array} \right\} \rightarrow I_C = \frac{V_{cc}}{R_L} + i_C$$

$$I_{Aliment} = I_C + I_L = \frac{V_{cc}}{R_L} = I_{cq}$$

③ Ampl. Clase A secuado con transformador. 15/05/2010

\* El Transformador de salida resuelve el problema de adapt. de impe. Circuito



$$\begin{aligned} \bullet V_C &= -N \cdot V_L \\ \bullet N \cdot i_C &= -i_L \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \text{Multiplicando: } -V_C \cdot N \cdot i_C = -N \cdot V_L \cdot i_L$$

$$+V_C \cdot i_C = +V_L \cdot i_L$$

\* La potencia en el primario es igual a la pot. en el secundario.

$$\text{Dividiendo: } \frac{V_C}{-N \cdot i_C} = \frac{N \cdot V_L}{-i_L}$$

$$\frac{V_C}{-i_C} = N^2 \cdot \frac{V_L}{-i_L}$$

$$R'_L = N^2 \cdot R_L$$

\* Reflexión de \$R\_L\$ al primario:

$$\begin{cases} \frac{V_C}{i_C} = R'_L \\ \frac{V_L}{i_L} = R_L \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{R.C.(CA)} \\ \frac{i_C}{V_{ce}} = -\frac{1}{R'_L} \end{aligned}$$

• No se trabaja con '\$R\_i\$' si no con la relación de transp. '\$N \rightarrow R'\_L\$' •

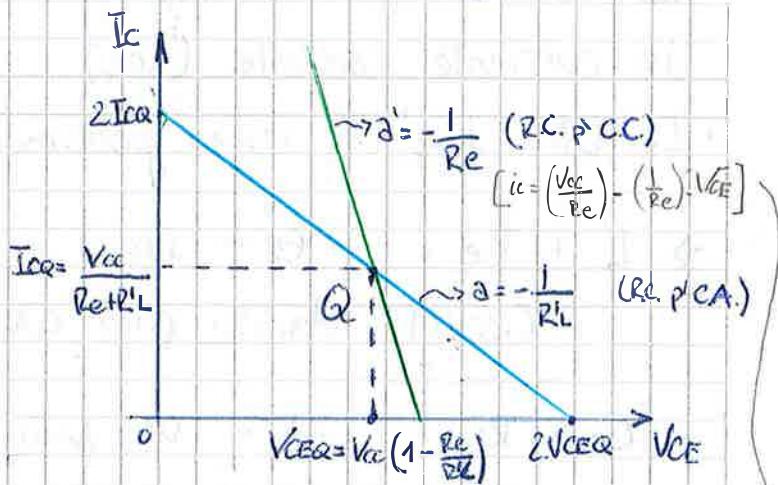
\* Si \$N^2 > 1\$, el oídor ve una resistencia de carga mayor que '\$R\_i\$', así la recta de carga en alta tensión mejora.

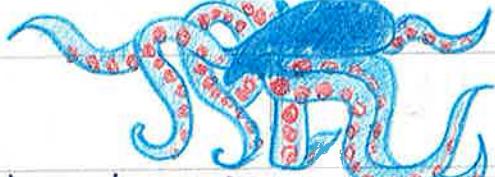
↳ Si tenemos una '\$R\_i\$' pequeña, a través de '\$N\$' podemos obtener una '\$R'\_L\$' alta y así bajar las tensiones de polarización.

→ obtener una máxima transp. de energía.

\* De esta manera se puede fijar el punto de trabajo por medio de '\$N\$' ya que '\$R\_i\$' suele ser una condición de diseño (Ref.: parlante de 4 \$\Omega\$, 8 \$\Omega\$, 16 \$\Omega\$, etc...)

Recta de carga.





ESTO pasa cuando no le das bola a tu novia por estudiar mucho...

### Analisis de continua; punto Ø; R.C.:

$$\bullet I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R_{CA}} \wedge \begin{cases} R_{CE} = R_E &; \alpha' = -\frac{1}{R_E} \\ R_{CA} = R'_L = N^2 \cdot R_L &; \beta = -\frac{1}{R'_L} \end{cases}$$

$$I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R_E + R'_L} \Rightarrow \frac{V_{CC}}{R'_L} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{R_E}{R'_L}\right)} \wedge \left(1 + \frac{R_E}{R'_L}\right)^{-1} \approx \left(1 - \frac{R_E}{R'_L}\right) \text{ si } \frac{R_E}{R'_L} < 1;$$

$$I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R'_L} \times \left(1 - \frac{R_E}{R'_L}\right)$$

Pág. 131

$$\bullet V_{CC} = V_{CE} + i_E \cdot R_E \wedge \text{Si } \beta \gg 1, i_E \approx i_C$$

$$\bullet V_{CE} = V_{CC} - i_C \cdot R_E;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{R_E + R_L} \cdot R_E = V_{CC} \left(1 - \frac{R_E}{R_E + R_L}\right) \wedge \text{Si } R_C \ll R'_L$$

$$V_{CE} = V_{CE} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R'_L}\right)$$

\* El punto de trabajo para MES. puede ser fijado por 'N'!

\* El resto de las ecuaciones son similares a las del punto Ø; reemplazando 'R<sub>L</sub>' por 'R'<sub>L'</sub>. Se obtiene el mismo resultado.

$$\text{N} = 50\%$$

### Transformador de

Audio: La Tecnología de los transformadores de audio es muy distinta a la de los transformadores lineales.

↳ Tr. Audio: Laminados especiales con  $\Delta B \approx 16\text{KHz}$ .

↳ Tr. Lineales: Son aptos solo para 50Hz.

\* 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;  $R_{ce} = R_c$ ; Pero  $R_e$  aquí es más pequeña y la recta de carga es casi vertical  $\Rightarrow \alpha' = -\frac{1}{R'_L}$ .
- 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:

$$P_{CC} = V_{CC} * I_{CA} \Rightarrow V_{CEQ} \cdot I_{CA} \quad ; \text{ Ya que } V_{CEA} \approx V_{CC}.$$

es siempre la misma!  $P_{CC} = G_{CE}$ .

Como  $I_{CA} \approx \frac{V_{CC}}{R'_L}$  (despreciando  $(1 - \frac{R_e}{R_L})$ )

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$$

$$P_L \Rightarrow I_{Lef}^2 \cdot R_L = \left( \frac{\hat{I}_L}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_L = \frac{\hat{I}_L^2}{2} \cdot R_L \quad ; \quad (\hat{I}_C = I_m)$$

$$\Rightarrow I_{Cef}^2 \cdot R'_L = \left( \frac{\hat{I}_C}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R'_L = \frac{\hat{I}_C^2}{2} \cdot R'_L \quad ; \quad i_C = I_m \cdot \cos(\omega t)$$

$$P_{Lmáx} = \frac{I_{CA}^2}{2} \cdot R'_L \Rightarrow \left( \frac{V_{CE}}{R'_L} \right)^2 \cdot \frac{R'_L}{2}$$

$$P_{Lmín} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}$$

\*  $P_L$  es mínima cuando no hay señal.

(min. 65) Cuando no hay señal, se disipa toda la potencia en el colector.

\*  $P_C$  es máxima cuando no hay señal.

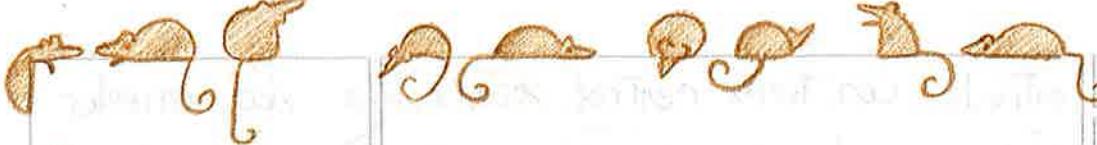
$$P_C = V_{CEQ} \cdot I_{CA} \Rightarrow \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$$

$$\frac{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = \frac{1}{2} = 0,5 \rightarrow 50\%$$

Rendimiento:  $\eta = \frac{P_{Lmáx}}{P_{CC}}$

Factor de Mérito:  $F.M. = \frac{P_{CMáx}}{P_{LMín}} \Rightarrow$

$$\frac{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L}} = 2;$$



- B) Amplif. Clase B:** ① - Simétrico Push-Pull (c/ transformador)  
 ↳ ①.1; ①.2; ①.3  
 ② - Simétrico complementario.  
 ③ - Simétrico cuasi-complementario.

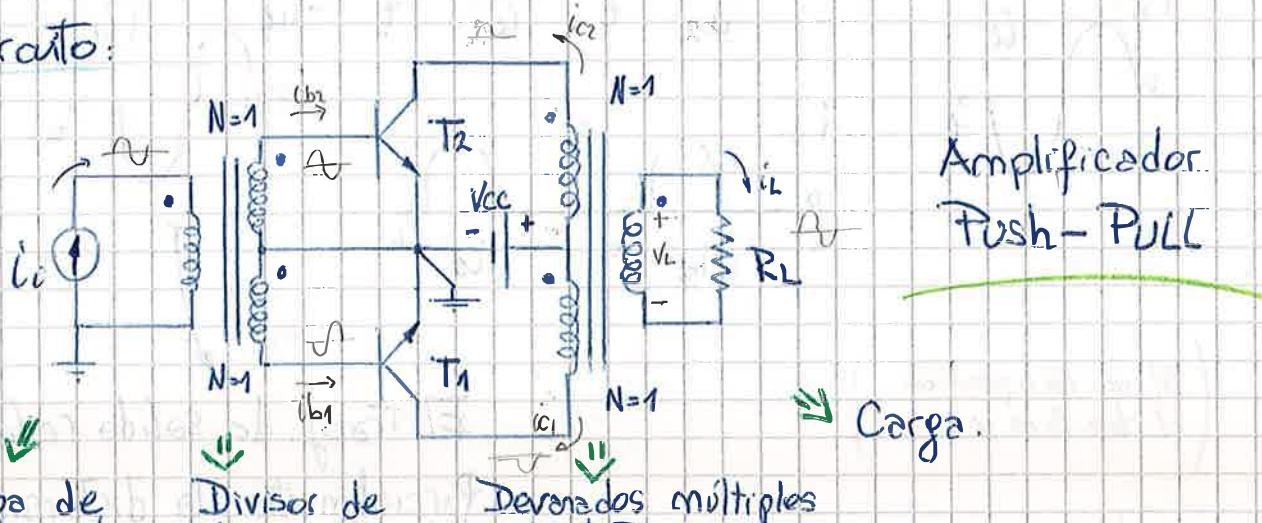
### ① Amplif. Clase B Simétrico "Push-Pull" { c/ transformador }

Características:

- Utiliza dos transistores
- Reduce en gran medida la potencia disipada en C-continua.
- Tiene distorsión por cruce (cruce por cero); Recorta 0,7V en cada ciclo; Estrictamente hablando podría clasificarse como un 'Clase C' ya que no conduce a  $\phi = 180^\circ$ ,
- Cada Transistor trabaja durante  $\frac{1}{2}$  ciclo ( $\approx 180^\circ$ ).

\* Desventaja: Cambios de fase bruscos en los extremos de alta y baja frecuencia, los que pueden conducir a una op. inestable.

Circuito:



Etapa de excitación clase A

Divisor de fase.

Devanados múltiples para adaptar impedancias.

→ El uso de acopl. por transf. asegura la separación de fases necesaria p' el func. en clase B!

→ Carga.

\* 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 mayor rendimiento;  $\eta = 78,5\%$

\* El transf. de entrada con toma central suministra dos corrientes de igual magnitud pero desfasadas  $180^\circ$ . Como consecuencia:

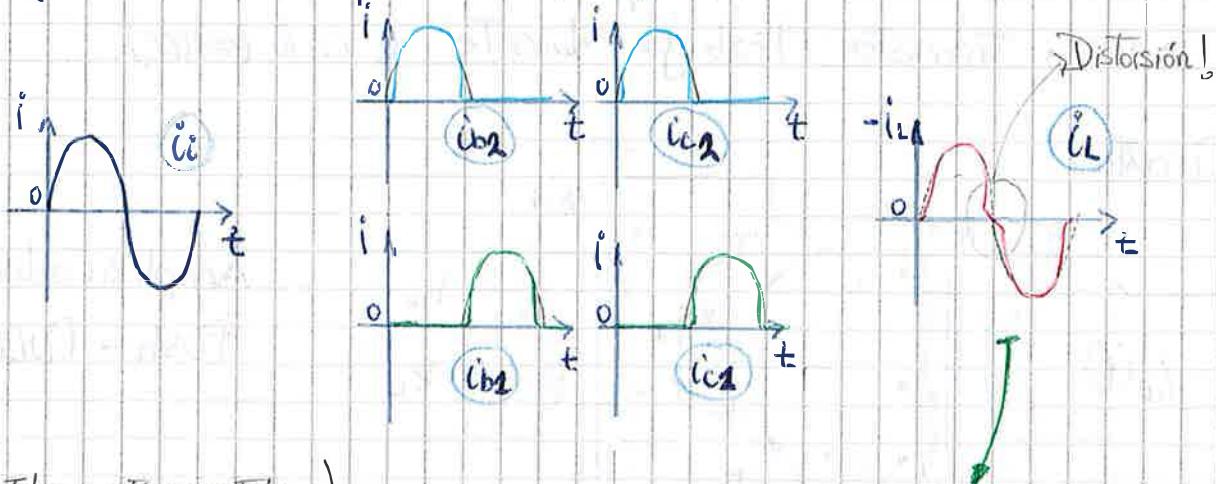
- 1er semiciclo:  $T_2$  conduce;  $T_1$  está cortado.
- 2do semiciclo:  $T_1$  conduce;  $T_2$  está cortado.

\* La corriente de carga bajo condiciones ideales es directamente proporcional a ' $i_i$ '

$$i_L = N \times (i_{C1(i)} - i_{C2(i)})$$

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  $T_1$  y  $T_2$ ; cuando  $V_{BE}$  cae debajo de 0,7V aprox. los tr. no conducen más.



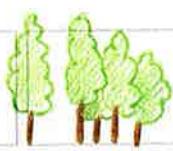
(tal como está representado  
el clase B es un inversor)

El Transf. de salida reduce  
Parcialmente la distorsión.

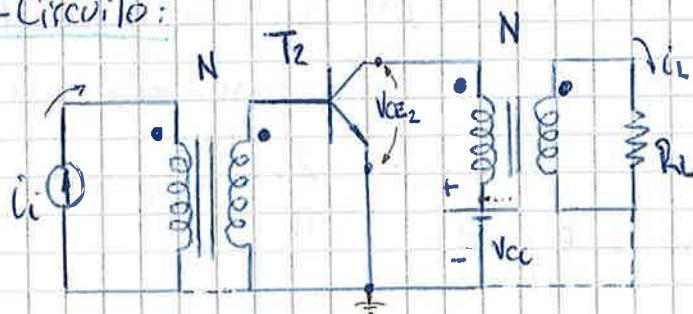
Determinación de la recta de carga: C.C. y C.A.

- Como cada transistor funciona activamente solo durante medio ciclo y de forma simétrica se puede estudiar un semi-círculo.

- 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:

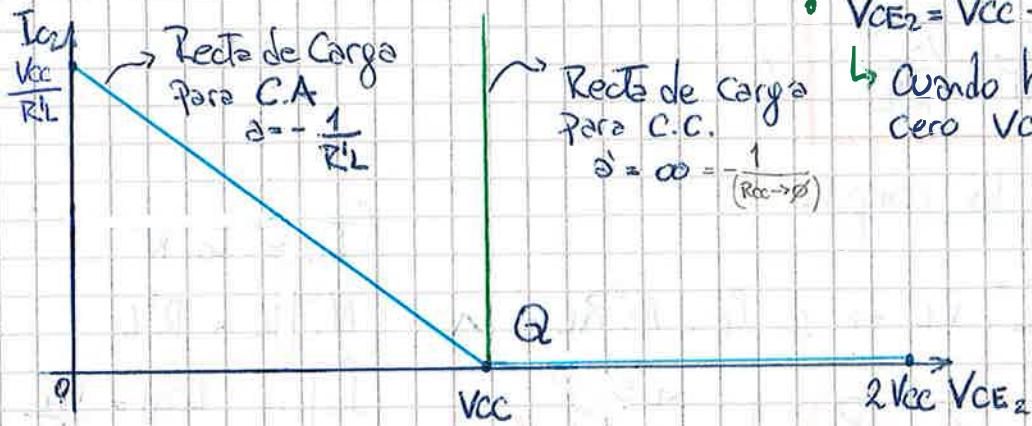


$$\bullet N = \frac{V_P}{V_S} = \frac{i_S}{i_P} = \sqrt{\frac{R_L}{R_L}}$$

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{C2} R_L + V_{CE2} \\ V_{CE2} &= V_{CC} - I_{C2} R_L \quad \wedge \quad I_{C2} R_L = -N \cdot V_L \\ \Rightarrow V_{CE2} &= V_{CC} + N \cdot V_L \end{aligned}$$

! inversor.

### Recta de carga:



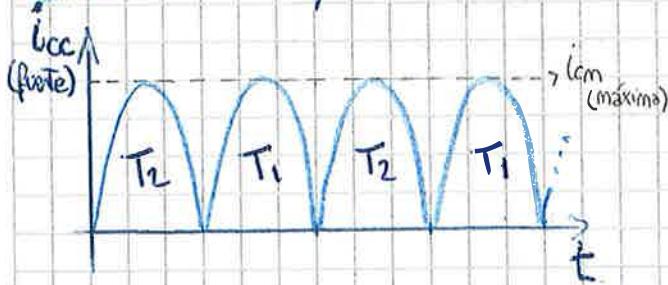
\* Hay que tener en cuenta que sobre  $T_1$  se desarrolla  $2V_{CC} \Rightarrow V_{CE1}$  cuando  $T_2$  conduce!

↳ Esto se debe a que los bobinados son simétricos y la salida induce a la entrada  $V_{CC}$  cuando  $T_1$  está a circ. abierto.  $V_{CE1}|_{T_2(\text{conducido})} = V_{CC} + N \cdot V_L \Rightarrow 2 \cdot V_{CC}$

### Cálculos de potencia:

\* Estos cálculos son válidos si suponemos 'ii' senoidal!

#### Potencia en la fuente:



$$i_{(i)} = I_m \times \sin(\omega t)$$

• La forma de onda de la corriente de fuente se asemeja a una onda senoidal rectificada a onda completa.

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} [i_{C2}(t) + i_{C1}(t)] \cdot V_{cc} \cdot dt$$

La corriente media de una corr. senoidal rectif. donde completa es:

$$\bar{I}_c(\text{media}) \Rightarrow \left( \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_c = \frac{2}{\pi} \times I_{cm} \right)$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_c \cdot V_{cc} \cdot dt$$

$$P_{cc} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_c \cdot V_{cc}$$

• 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:

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot R_L \Rightarrow \frac{1}{2} \hat{I}_c^2 \cdot N^2 R_L$$

$$P_{L\max} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R'L}$$

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_c^2 \cdot R'_L$$

$$I_L = I_c \cdot N$$

$$N^2 R_L = R'_L$$

$$\hat{I}_c |_{\max} = I_{cm} = \frac{V_{cc}}{R'L}$$

\* La carga esté en el secundario.

Potencia en los colectores:

$$2P_C = P_{cc} - P_L = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_c \cdot V_{cc} - \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_c^2 \cdot R'_L$$

\* Son dos colectores.

\* Para encontrar  $P_{cm\max}$  igualamos la derivada de  $P_C$  respecto de  $I_c$ ; <sup>a cero</sup> obteniendo  $\hat{I}_c$  y luego reemplazamos en  $P_C$ .

$$\frac{dP_C}{dI_c} = \frac{d}{dI_c} \left( \frac{1}{2} \left( \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_c \cdot V_{cc} - \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_c^2 \cdot R'_L \right) \right)$$

$$\hat{I}_c = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc}}{R'L}$$

$$P_{cm\max} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{cc}^2}{R'L}$$

\* El método se explica en la página 138 y 139.

### Rendimiento:

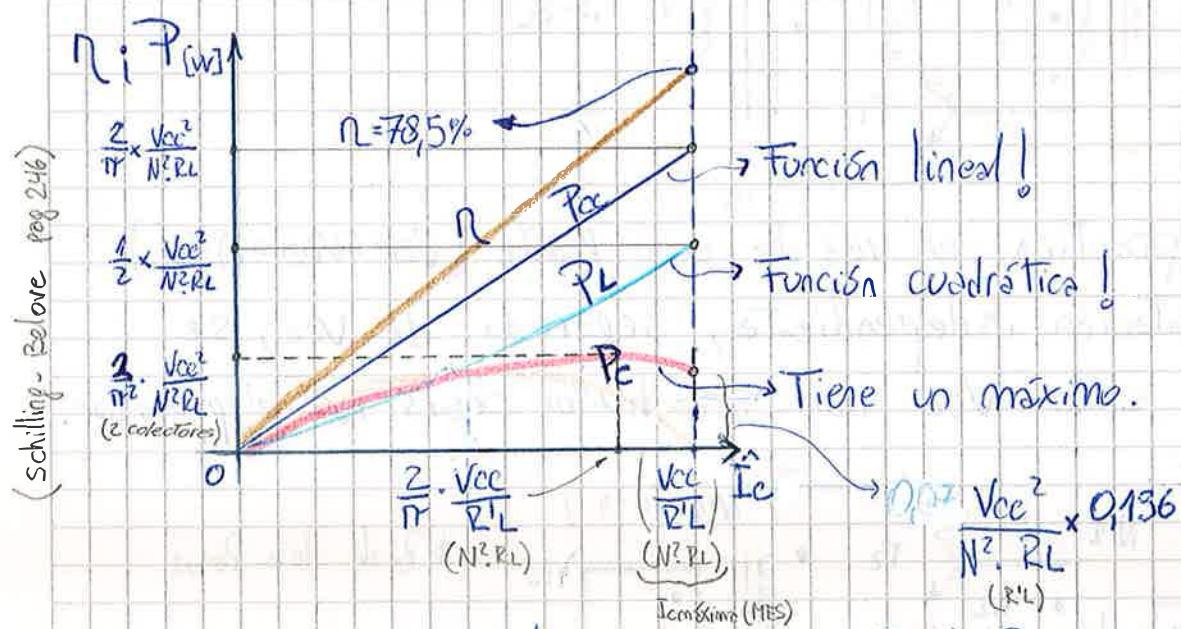
$$\eta_{\text{máx}} = \frac{P_{\text{Cmáx}}}{P_{\text{CCmáx}}} = \frac{\frac{V_{\text{CC}}^2}{2 \cdot R_L}}{\frac{2 \cdot V_{\text{CC}}^2}{\pi^2 \cdot R_L}} = \frac{\pi^2}{4} = 0,78539 \rightarrow 78,54\%$$

\* Para Mes; Ideal!

- El amplificador ( $P_{\text{Co}}$ ) disipa menos energía en plena carga que en vacío. (se aprecia en la curva naranja)

### Factor de Mérito:

$$F.M. = \frac{P_{\text{Cmáx}}}{P_{\text{Lmáx}}} = \frac{\frac{V_{\text{CC}}^2}{\pi^2 \cdot R_L}}{\frac{V_{\text{CC}}^2}{2 \cdot R_L}} = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5} = 0,202$$



- \* 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.

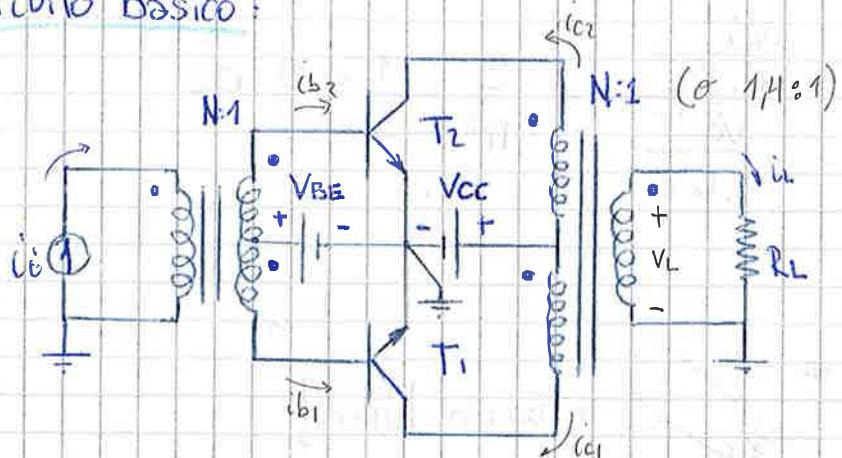
- Para eliminar la distorsión por cruce se debe polarizar los Tr. con  $V_{BE} \approx 0,7 V_{\text{CC}}$ . Así obtenemos un ampl. clase AB.

1.1) Amplific. 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 "Ampl. clase B."

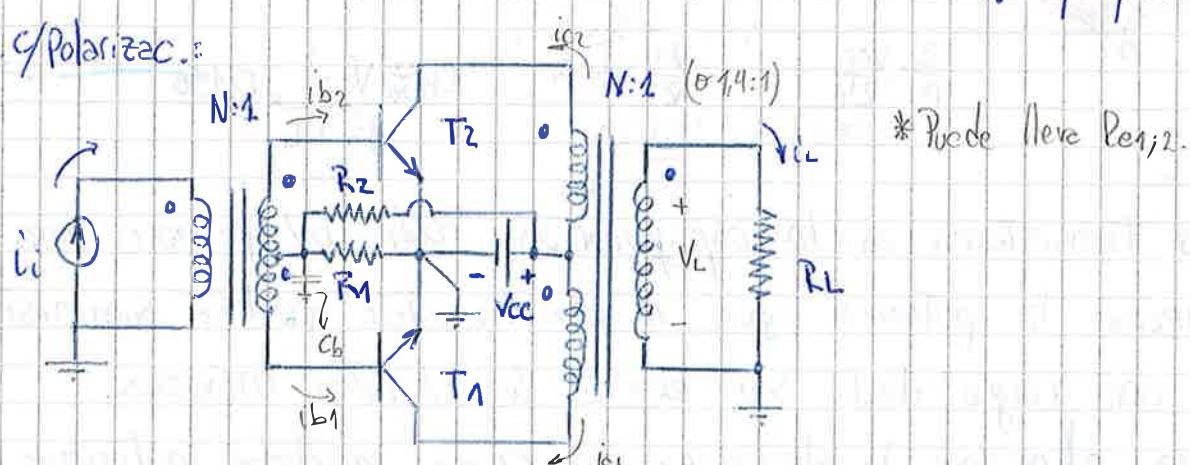
\* Para evitar la distorsión por cruce se "prepolarizan" los transistores ( $V_{BE1,2} \approx 0,7V$ ), normalmente con dos diodos en serie o con una fuente independiente:

Circuito básico:



- En la práctica, en vez de una fuente ( $V_{BE}=V_{BB} \approx 0,7V$ ) de alimentación independiente, separada de  $V_{ce}$ , se utiliza sólo  $V_{ce}$  con un divisor resistivo p' polarizac.

Circ. c/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.  $0,7V$

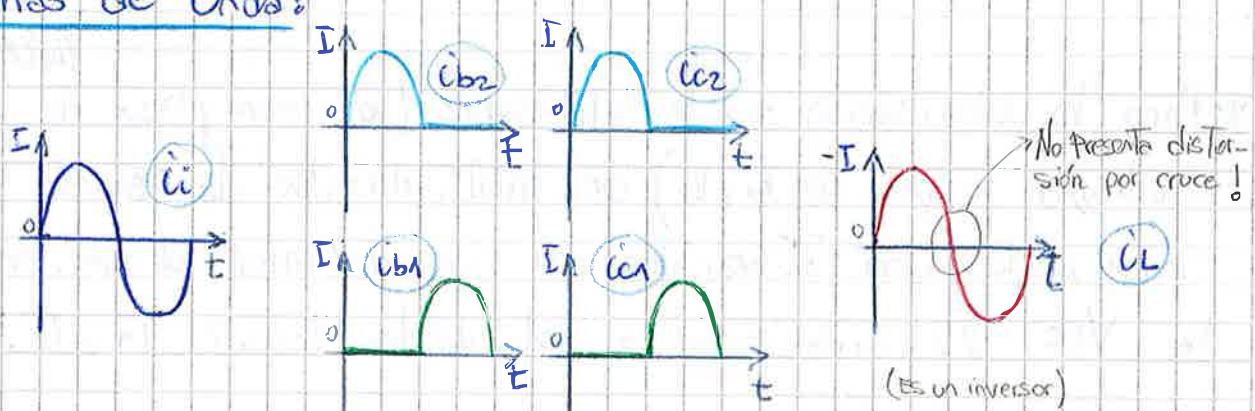
sobre todo en Tecnología integrada.

\* 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  $V_{BE}$  utilizada para la pol. de los transist.  $T_1$  y  $T_2$ .  
→ Unidad 2.

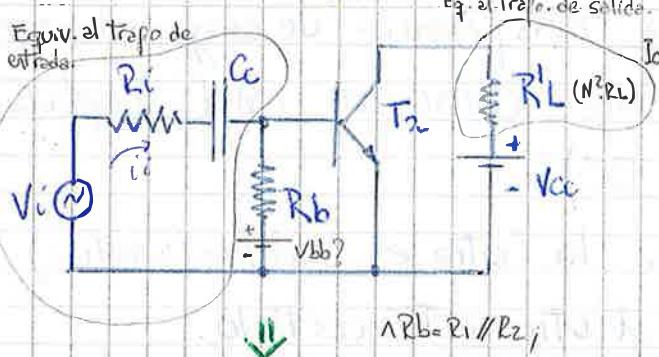
### Características del Ampl. Clase A/B:

- La carga está ecoplada con un transformador. Esta característica asegura una máxima transferencia de energía a la carga.
- Se puede examinar analíticamente como un ampl. ecoplado 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, ( $\eta$  muy grande!)
- Una característica no deseable del ecopl. por transf. es que tiende a limitar la respuesta a bajas frecuencias.
- La estabilidad a circ. abierto ( $R_L \rightarrow \infty$ ) 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: Depender de los requerimientos.
  - ↳ Niveles de potencia;
  - ↳  $\Delta B$  requerido;
  - ↳ % de distorsión tolerado.
- La distorsión por cruce se minimiza debido a la polarización de  $T_1$  y  $T_2$ .
- Los bobinados son simétricos.

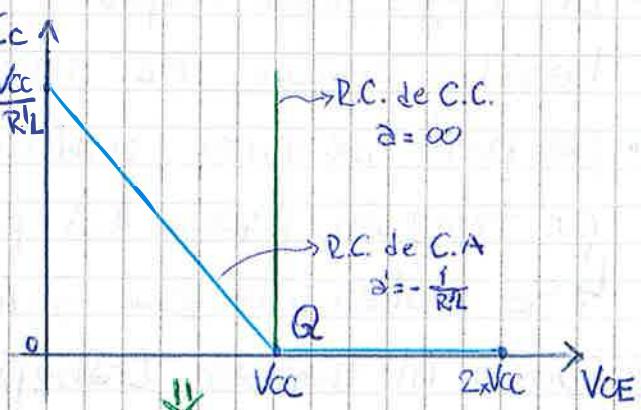
## Formas de Onda:



## Recta de Carga p' CC y CA:



Semi-Circuito equivalente.



Rectas de carga.

$$\bullet V_{CC} - R'_L \cdot i_{C2} - V_{Oe_{T2}} = 0$$

$$\therefore i_{C2} = \left( \frac{V_{CC}}{R'_L} \right) - \left( \frac{1}{R'_L} \right) \times V_{Oe_{T2}}$$

$$\rightarrow \frac{\Delta i_C}{\Delta V_{Oe}} = -\frac{1}{R'_L}$$

$$\therefore V_{Oe_2} = V_{CC} - R'_L \cdot i_{C2}$$

$$R'_L \cdot i_{C2} = -N \cdot V_L$$

$$V_{Oe_2} = V_{CC} + N \cdot V_L$$

Ya que es un Inversor. (Schilling pag. 242)

Derivado de esta última ecuación:

• Cuando  $T_2$  está cerrado,  $V_{Oe_2} = 0 [V]$ ;

↳  $T_1$  está abierto y  $V_{Oe_1} = 2 \times V_{CC} [V]$ , ya que  $N \cdot V_L = V_{CC}$  cuando se está en circuito abierto. Es la salida la que induce  $V_{CC}$  a la entrada.

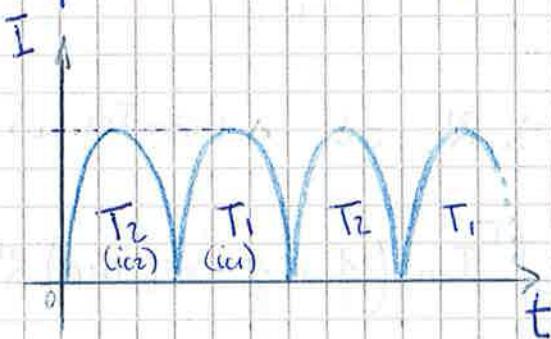
\* El punto de transición se da cuando  $V_{Oe_{1/2}} = V_{CC}$ ;

\* 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 asemeja a una onda rectificada onda completa.



• Corriente de puente (Pulsante)

$$\overline{I_C} \text{ (media)} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [i_{C1}(t) + i_{C2}(t)]. dt \Rightarrow \frac{2 \cdot \hat{i}_C}{\pi} ; \left( \frac{\hat{i}_C}{\pi} \text{ para media onda} \right)$$

Potencia en la fuente:

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \overline{I_C} \text{ (media)} \times V_{CC} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{T/2}^{+T/2} \frac{2 \cdot \hat{i}_C}{\pi} \cdot V_{CC} \cdot dt$$

$$P_{CC} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_C \cdot V_{CC} ; \bullet \text{Potencia suministrada por la fuente para } V_{i(t)} \rightarrow \text{Senoidal pura! No es constante!}$$

\* Si  $V_{i(t)}$  tiene  $\Delta B \neq \emptyset$ , la función a integrar no es pura

\*  $P_{CC}$  depende del valor pico que alcance la corriente de colector:

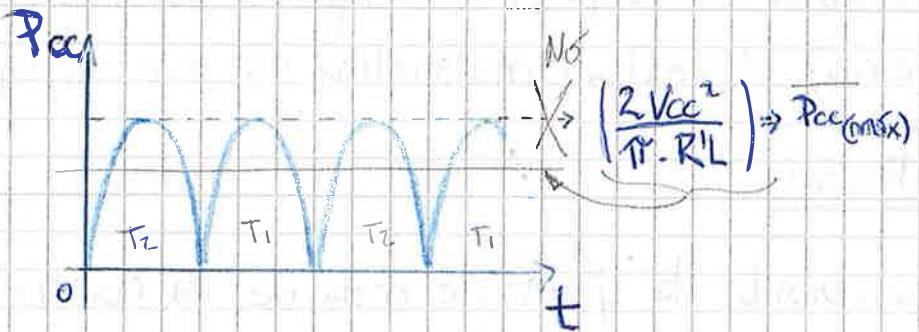
$$\overline{I_C} \text{ (media)} = \frac{2 \cdot \hat{i}_C}{\pi} \quad \mid \quad \hat{i}_C = \frac{V_{CC}}{R_L} \Rightarrow \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi \cdot R_L} ; \bullet \text{Depende del volumen del amplificador.}$$

↳ log MES!

Así:  $P_{CC(\max)} = \overline{I_{C(\max)}} \cdot V_{CE} = \left( \frac{2V_{CE}}{\pi R'L} \right) \cdot V_{CE}$  17/05/2010

$$P_{CC(\max)} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi \cdot R'L}$$

→ En clase A la  $P_{CC} = \text{cte}$ ; En clase B, la  $P_{CC} = f(V_i)$



Potencia en la carga: ( $L = -i_C$ )

$$P_L = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot R'L \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot R'L \cdot dt \quad \wedge \quad i_C(t) = I_m \cdot \cos(\omega t)$$

$$P_L = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_m^2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot R'L \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega t) \right) \cdot R'L \cdot dt$$

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} I_m^2 \cdot R'L \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} I_m^2 \cdot \cos(2\omega t) \cdot R'L \cdot dt$$

↳ Valor medio de  $K \cdot \cos(t) \Rightarrow \emptyset$ ;

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot I_m^2 \cdot R'L \quad ; \quad * \text{ Cuando la } i_C(t) \text{ sea máxima; } I_m \rightarrow \frac{V_{CE}}{R'L}$$

$$P_{L\max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'L}$$

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  $\frac{dP_C}{di_C} = \emptyset$  y reemplazando el valor obtenido de  $i_C$  nuevamente en  $\frac{dP_C}{di_C}$  "P\_C".

$$\frac{dP_C}{d\hat{I}_C} = \frac{d}{d\hat{I}_C} \left( \frac{\hat{I}_C \cdot V_{CC}}{\pi} - \frac{\frac{1}{2} \hat{I}_C^2 \cdot R' L}{4} \right) \Rightarrow \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_C \cdot R' L = 0$$

$\hat{I}_C^{(PC \text{ max})} = \frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L}$

$$2P_C = \frac{2}{\pi} \cdot \left( \frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L} \right) \cdot V_{CC} - \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{2 V_{CC}}{\pi \cdot R' L} \right)^2 \cdot R' L$$

$$2P_C = \frac{4 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L} - \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L}$$

$$P_{CM\max} = 2P_C = \frac{2 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L}$$

• Numéricamente  $P_{CM\max} = 0,2 \times \left( \frac{V_{CC}^2}{R' L} \right)$

\* Para  $\hat{I}_C = \frac{V_{CC}}{R' L}$

$$2P_C = \frac{2}{\pi} \left( \frac{V_{CC}}{R' L} \right) \cdot V_{CC} + \left( -\frac{1}{2} \right) \cdot \left( \frac{V_{CC}}{R' L} \right)^2 \cdot R' L = \frac{2 V_{CC}^2}{\pi \cdot R' L} - \frac{V_{CC}^2}{2 R' L}$$

$$2P_C = \left( \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right) \frac{V_{CC}^2}{R' L} \Rightarrow 0,136 \times \frac{V_{CC}^2}{R' L}$$

•  $P_C^{(I_{CM\max})} = \frac{1}{2} \cdot 0,136 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R' L} \approx 0,07 \times \frac{V_{CC}^2}{R' L}$

### Rendimiento:

$$\eta_{\max} = \frac{P_L \text{ máx}}{P_{CM\max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2 R' L}}{\frac{2 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L}} = \frac{\pi^2}{4} = 0,7854 \rightarrow 78,5\%$$

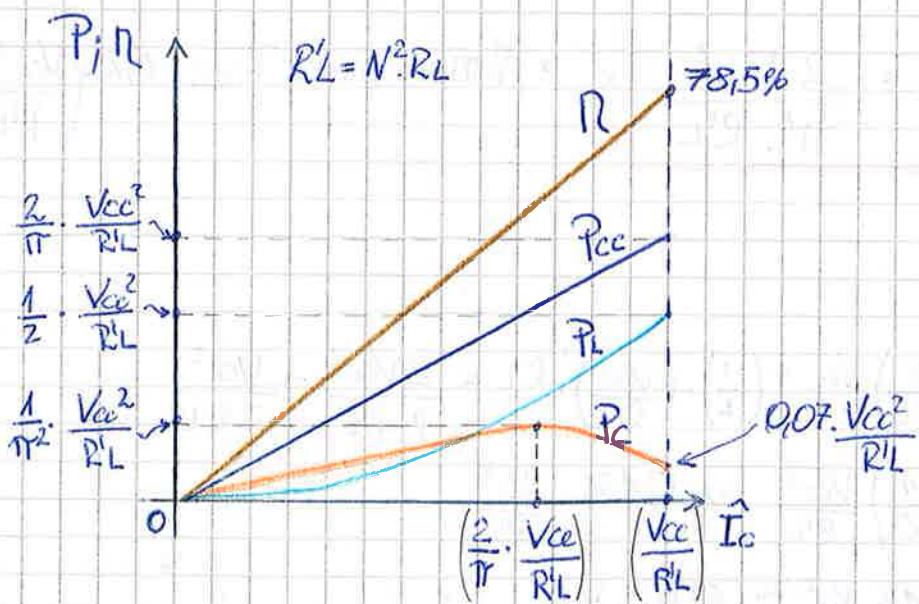
- El amplificador disipa menos energía en el colector a plena carga que el 63,6% de  $\hat{I}_{CM\max} = \frac{V_{CC}}{R' L}$ .

### Factor de Mérito:

$$F.M. = \frac{P_C \text{ máx}}{P_L \text{ máx}} = \frac{\frac{2 V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R' L} \times \frac{1}{2}}{\frac{V_{CC}^2}{2 R' L}} = \frac{4^2}{\pi^2 \times 2} \times \frac{1}{2} \approx \frac{1}{5} \approx 0,202$$

- \* Se observa la multiplic. por 10 del factor de calidad o Mérito conseguido con respecto al clase A acopl. C/inductor/Transf.
- ↳ Un amplificador clase B (AB) 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:

↳  $P_C$  (máx)

↳  $I_C$  (máx)

↳  $V_{CE}$  (máx)

①.2 Ampl. clase AB Darlington: { simétrico.

↳ Simétrico no complementario.

↳ "Exitación reducida".

{ c/ transformador.

ESTabilizado.

\* Este amplificador suele utilizarse para potencias mayores a 5W; "Reduce los problemas de cambio de fase"

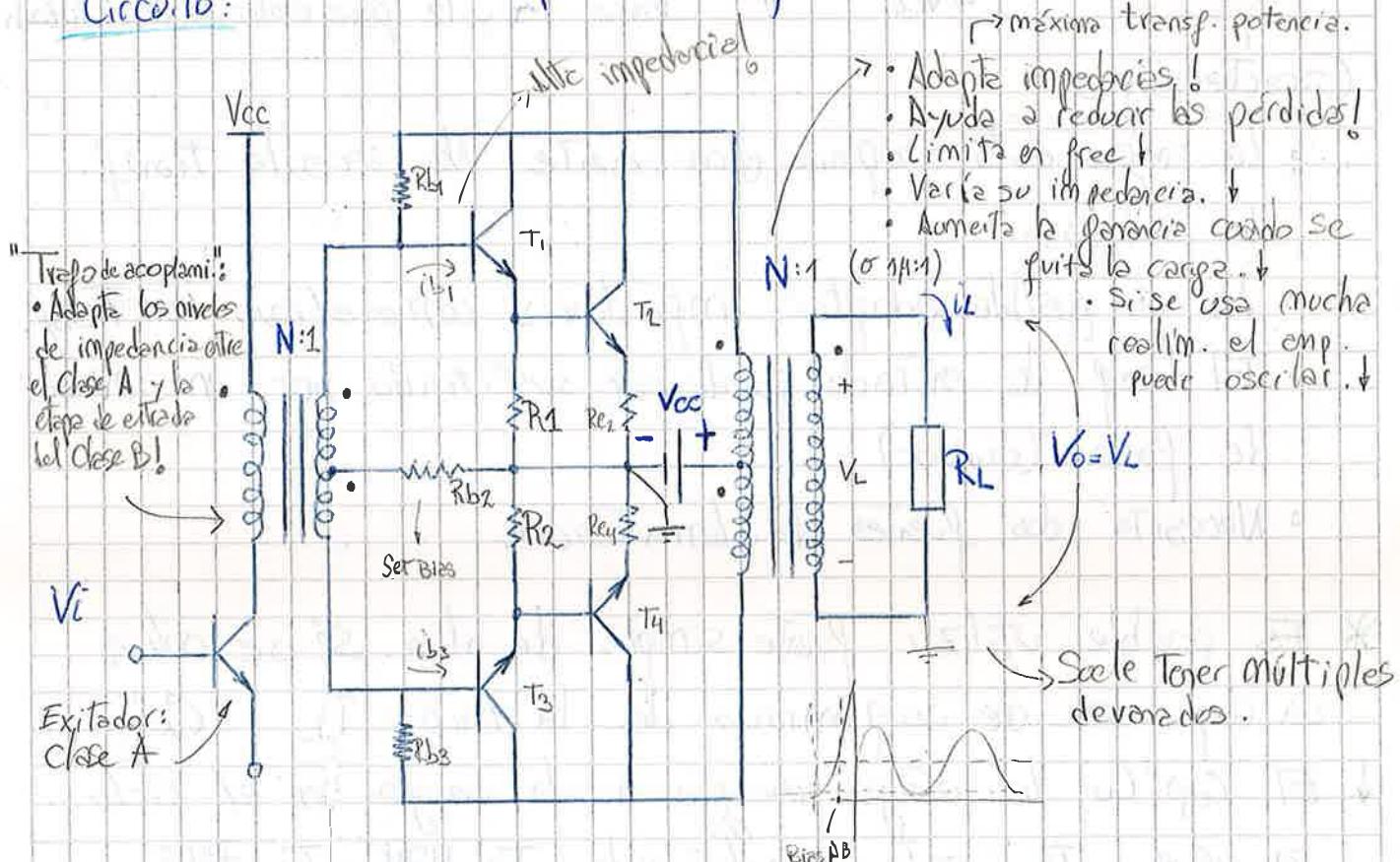
- Sus características son muy similares a la del ampl. clase AB con los atributos extra de que:

→  $R_{b1}$  y  $R_{b3}$  se utilizan para eliminar las posibles oscilaciones cuando se da mucha ganancia a lazo abierto.

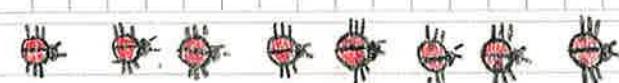
→  $R_1$  y  $R_2$  permiten que los transistores  $T_1$  y  $T_2$  corten más rápidamente, y apartan la fuga del exitador.

→ 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 Darlington: así la etapa de salida opera con requerimientos de baja excitación.

### Circuito:



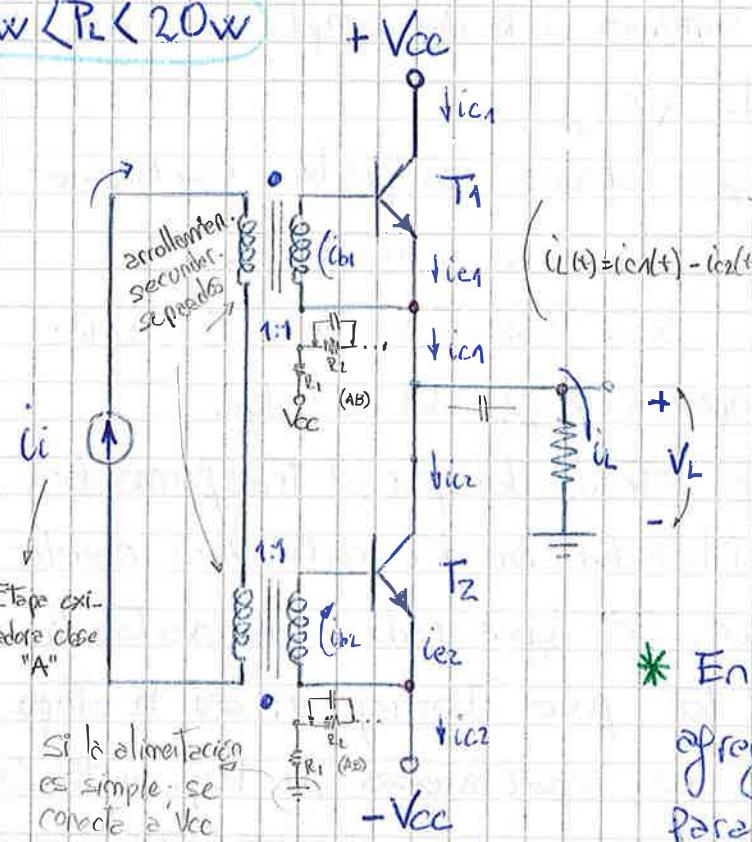
- \* Los resistores  $R_{b1}$ ,  $R_{b2}$  y  $R_{b3}$  constituyen un divisor de tensión que provee la pequeña cantidad de corriente de polariz. requerido p' el func. en clase AB.
- \* Los resistores  $R_e$  estabilizan la corriente de polarización.



### (13) Ampl. Clase B (Push-Pull) directamente acoplado: 21/05/2010

$3\text{W} < P_L < 20\text{W}$

(Schilling-Belove pag. 249)



- $i_i(t)$  positiva:  $T_1$  conduce  
 $\hookrightarrow i_{c1}(t) = i_L(t) = h_{fe1} \cdot i_i(t)$   
 $(T_2$  está cortado)  $i_{c2}(t) < 0$
- $i_i(t)$  negativa:  $T_2$  conduce  
 $\hookrightarrow -i_{c2}(t) = i_L(t) = -h_{fe2} \cdot i_i(t)$   
 $i_L(t) = h_{fe2} \cdot i_i(t)$   
 $(T_1$  está cortado)  $i_{c1}(t) < 0$

\* En el circuito práctico se agrega la red de polarización para  $T_1$  y  $T_2$  para evitar la dist. cruzada.

#### Características:

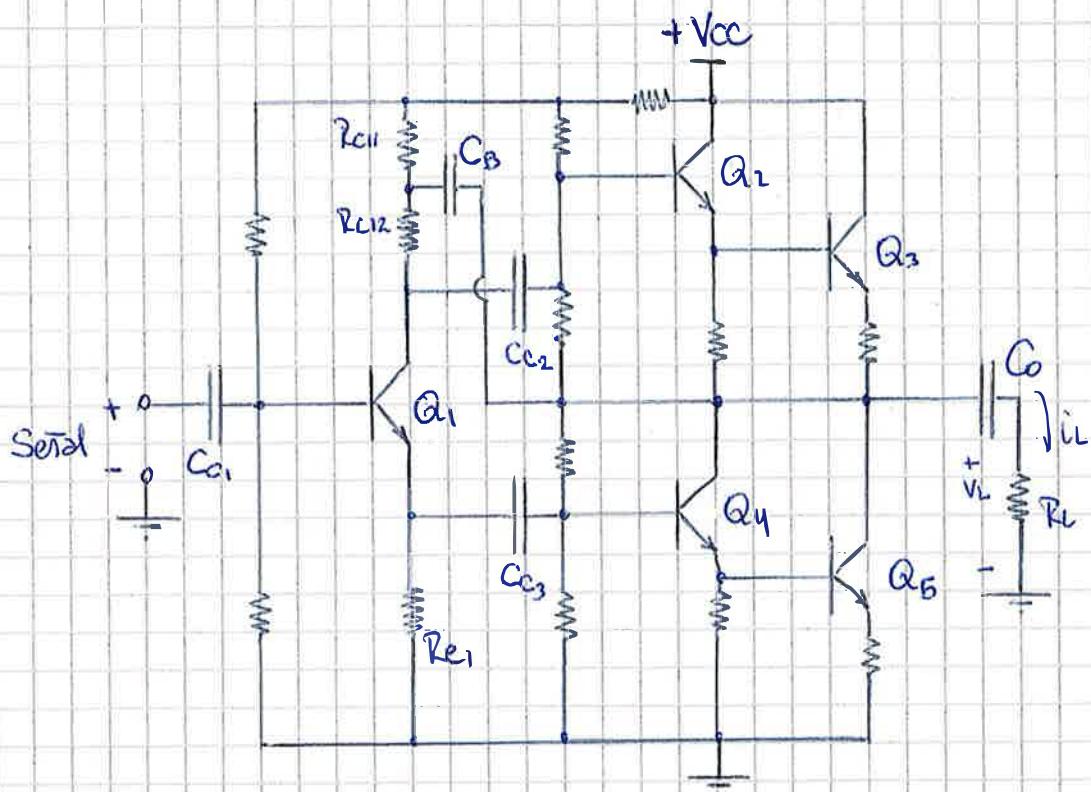
- La carga está acoplada directamente. No necesita transf. de salida.
- No es posible adaptar impedancias como en el caso con Transf.
- El transf. de entrada puede ser sustituido por un inversor de fase, (divisor).
- Necesita dos fuentes de alimentación.

\* Es posible utilizar fuente simple de slim. Si se coloca un capacitor de acoplamiento de la carga  $R_L$ : " $C_o$ ".

↓ El cap ' $C_o$ ' le otorga energía a la carga en el ciclo en que  $T_2$  este conduciendo.

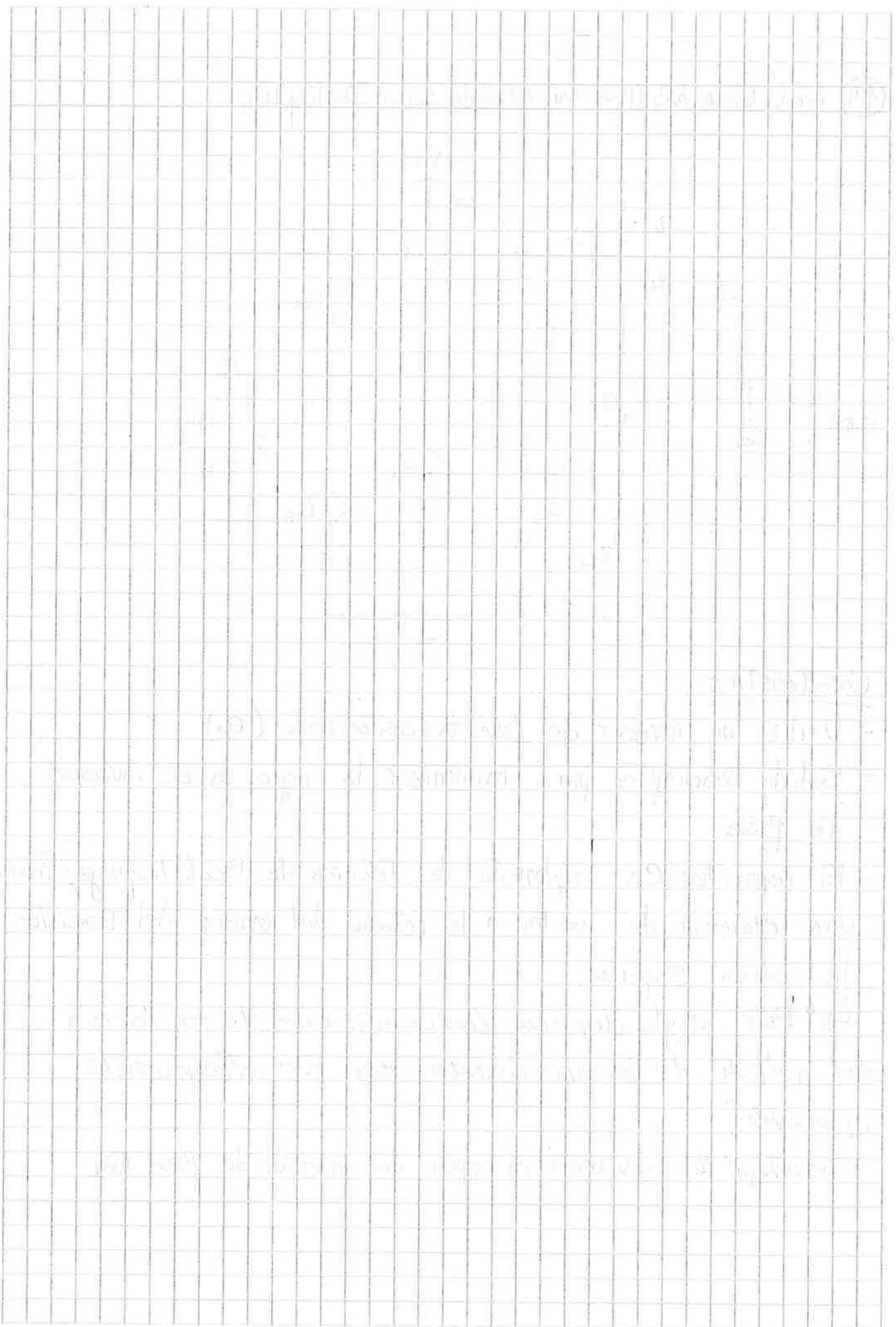
\* El valor del cap ' $C_o$ ' es crítico y depende de la resistencia de carga ' $R_L$ '. Es quien le entrega energía a ' $R_L$ ' con  $T_1$  cortado.

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 corrimiento separado"
- \* Desventaja: Alta disipación en reposo del inversor de fase  $Q_1$ .



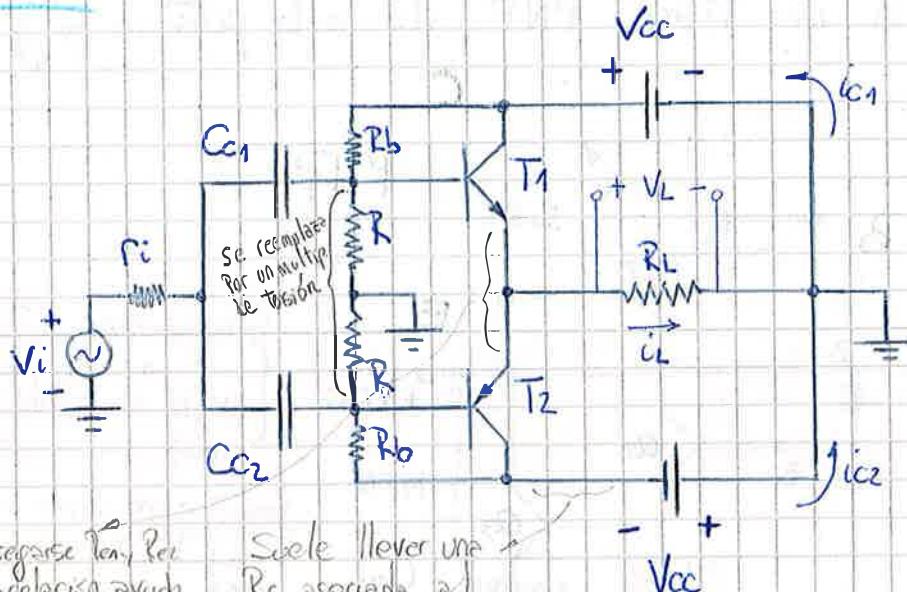
NOTA

## ② Ampl. Clase B (Push-Pull) Simétrico Complementario: P: de 3 a 20 W

↳ No requiere de excitación push-pull!

### Circuito:

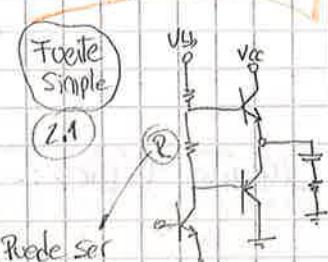
2EM Schilling - Schott



Suele prepararse  $R_{b1}$ ,  $R_{b2}$  donde la relación ayuda a compensar  $V_L$

Suele haber una  $R_C$  asociada al colector de  $T_1$  y  $T_2$

- $R_b \gg R$
- $i_L = i_{C1} - i_{C2}$



Puede ser reemplazado por un diodo en serie acoplado o un Tr de potencia ( $V_{be}=0$ )

\* Este amplificador utiliza un Transistor NPN y otro PNP y no precisa transformadores. Utiliza simetría complementaria.

• P' Vi(+) positiva:  $T_1$  conduce!

↳  $i_L(t) = i_{C1}(t) = h_{FEA} \cdot i_{B1}(t)$   
( $T_2$  está cortado)

• P' Vi(-) negativa:  $T_2$  conduce!

↳  $i_L(t) = i_{C2}(t) = h_{FEP} \cdot i_{B2}(t)$   
( $T_1$  está cortado)

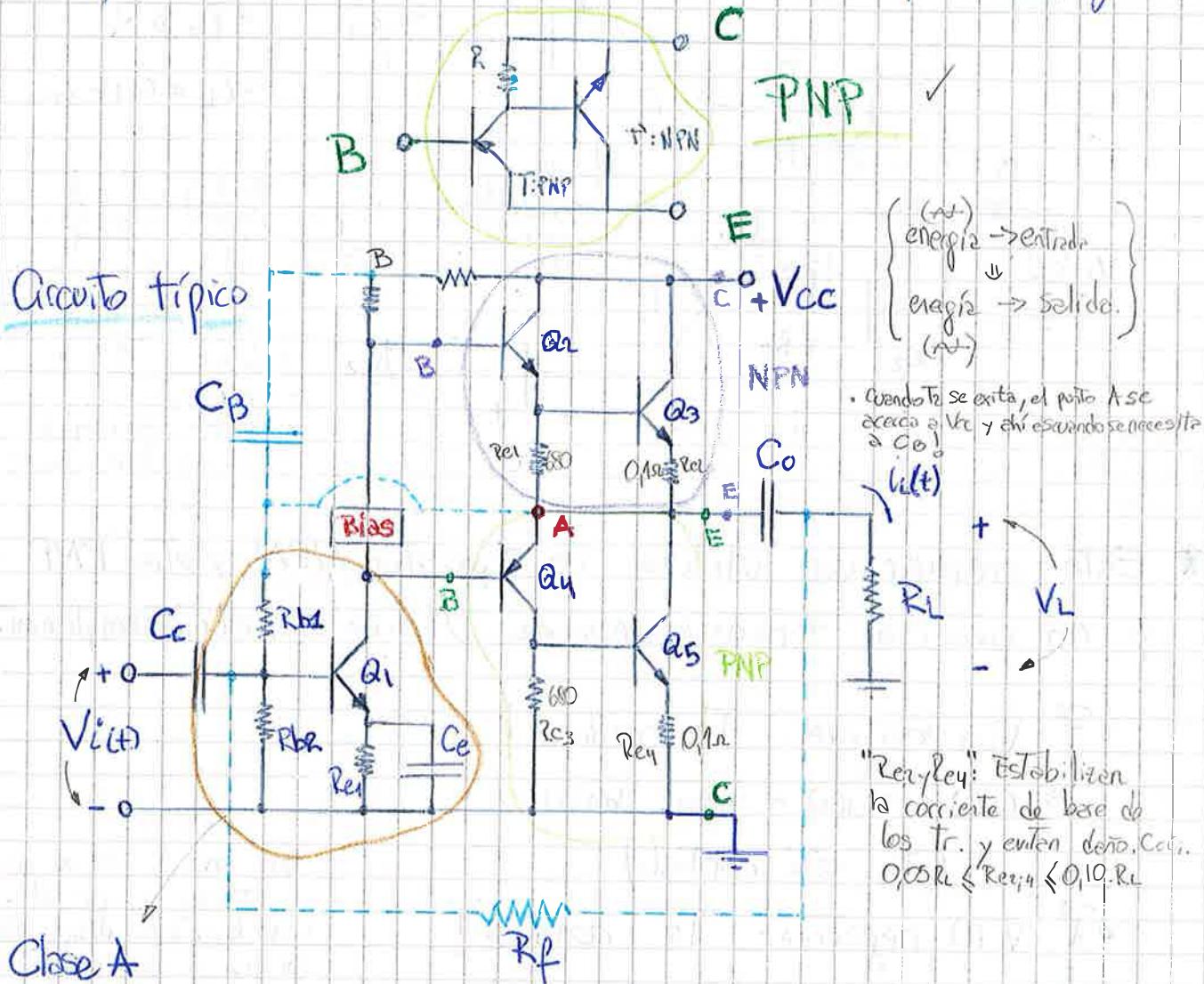
Para más de 20 W no se utiliza ya que el clase A exige disipar mucha energía y son necesarios capacitores muy grandes!

### Características:

- La recta de carga y ec. de potencia son las del clase B convencional.
- No utiliza transf. de entrada ni de salida; por lo tanto es más liviano y abarata mucho los costos.
- Necesita dos fuentes de alimentación ( $+V_{cc}$  y  $-V_{cc}$ )
- Necesita pares de transistores análogos (idénticos) → P' pequeña distorsión.

### (3) Ampl. Clase B (Push-Pull) Simétrico Cuasi-Complementario.

- \* Al conectar un transistor PNP como excitador de un tr. NPN de potencia se obtiene una configuración equivalente a un Trans. PNP de alta potencia y ganancia.

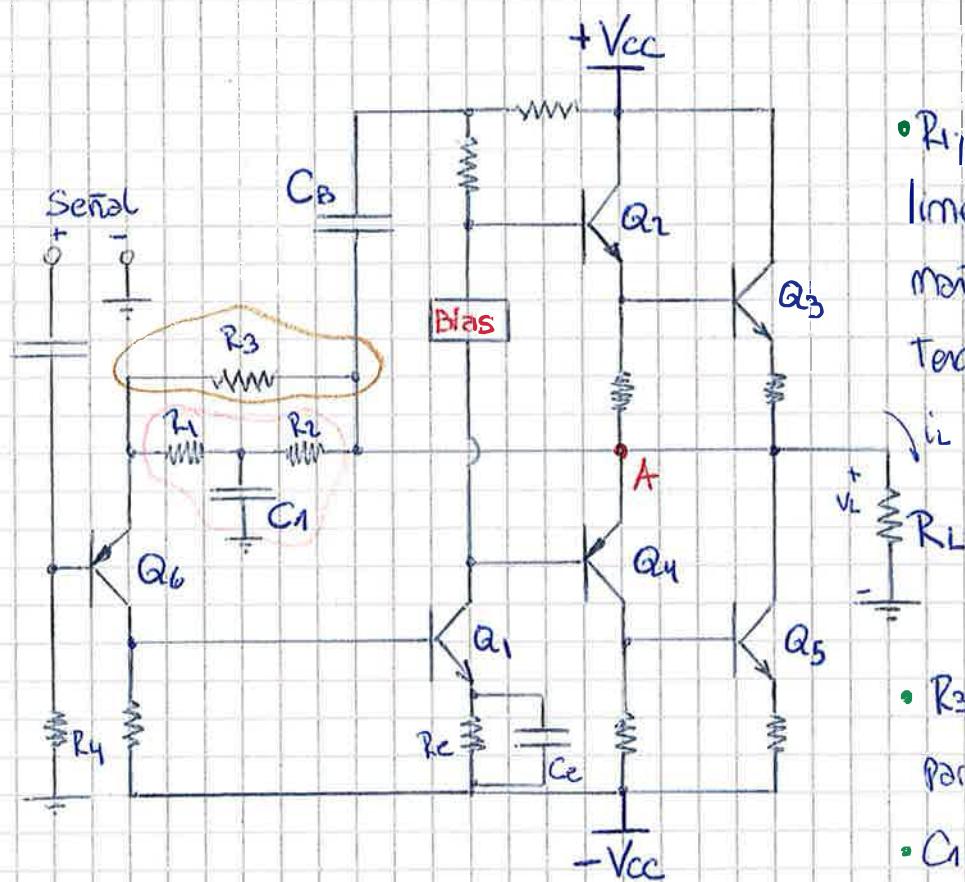


#### Características:

- Alta potencia; Alta ganancia; Para  $P_L > 20W$ . De las etapas excitadora 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 excitación necesaria para ayudar al par 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.
- $R_{RL}$ : Provee realim. en C.C. neces. para mantener el punto A a aprox.:  $V_{cc}/2$ .
- $C_B$ : Provee una tensión mayor al punto "B" que  $V_{cc}$ !

### 3.1) Ampl. Clase AB (Push-Pull) Simétrico quasi complem. 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 CA. para reducir la distorsión.

- $C_1$ : desacopla la realim. de CC neg.? a todos los freq.

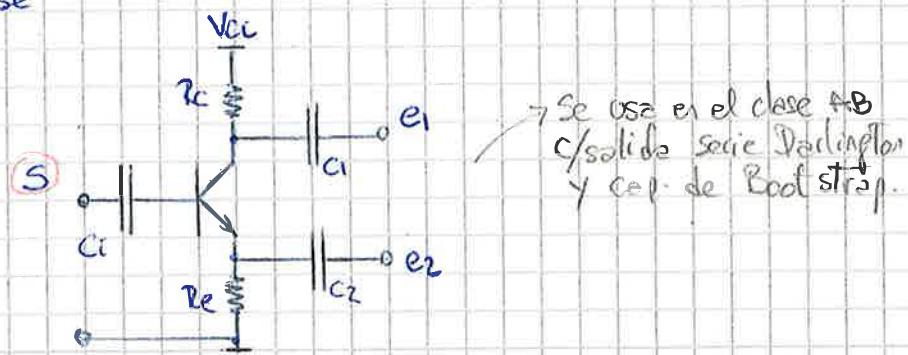
#### Características:

- 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 a través de  $Q_1$  por que se acoplaría el ripple de la fuente neg.  $V_{cc}$ )
- El Trans.  $Q_6$  reduce los efectos de la excitación del ripple de alim. neg. debido a la alta imped. del colector que ofrece a la base de  $Q_1$ .  
↳  $Q_1$  queda aislado de la imped. de la fuente de señal.

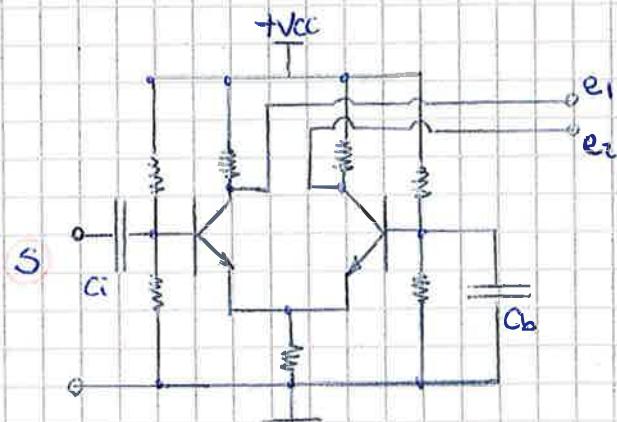


## Circuitos "Separador de fase":

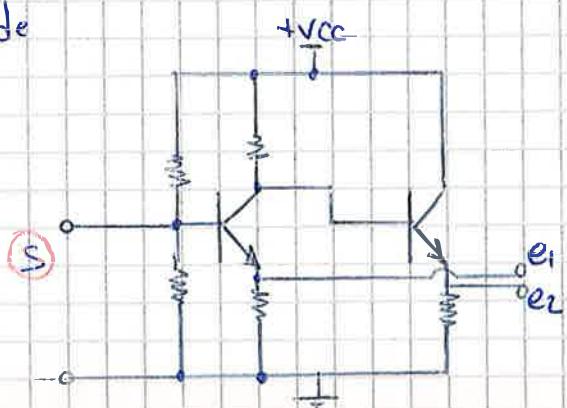
- Separador de fase etapa simple:



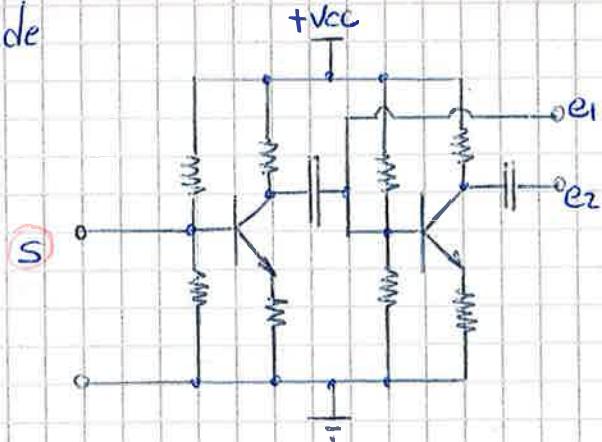
- Emisor acoplado de dos etapas:

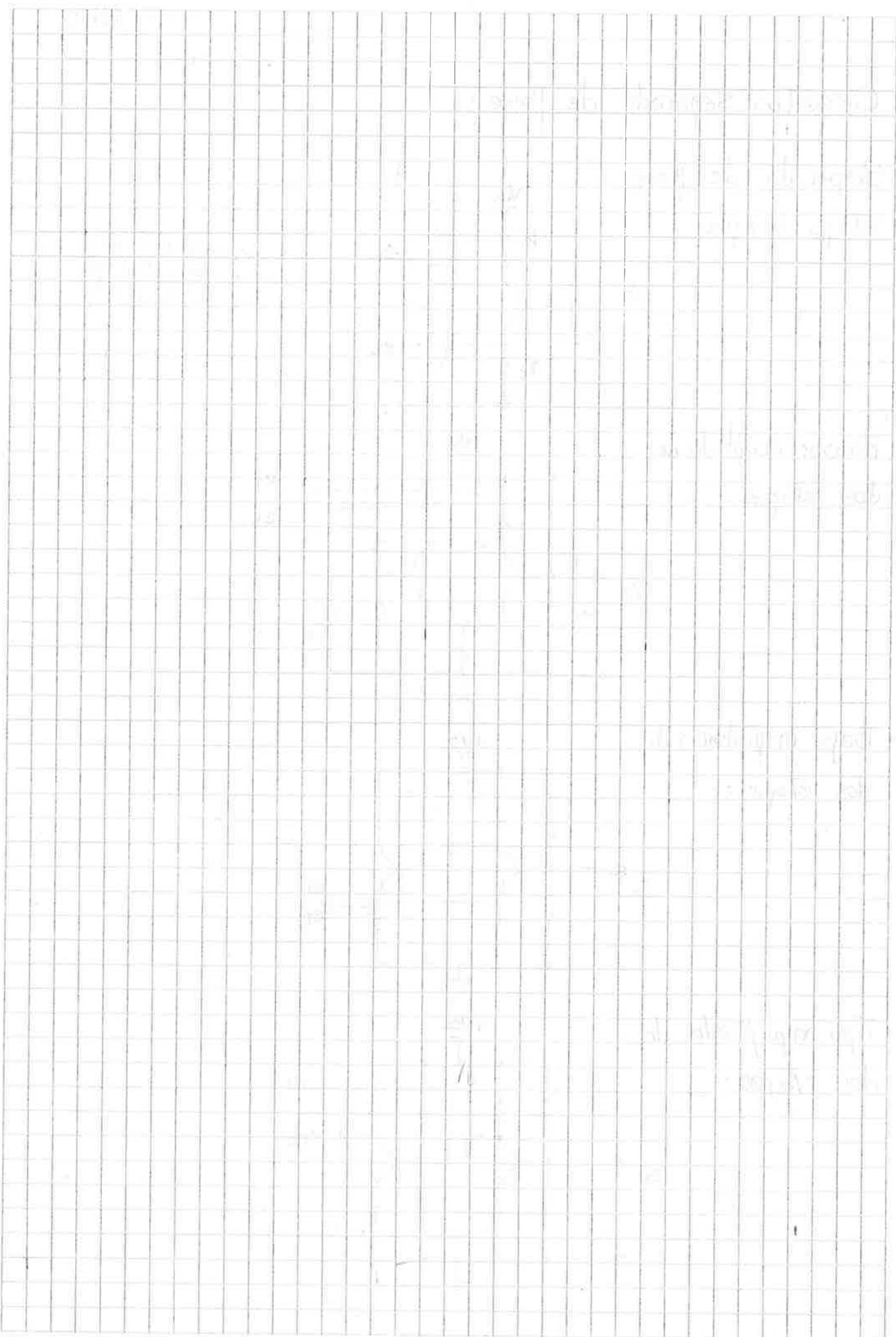


- Baja impedancia de dos etapas:



- Tipo amplificador de dos etapas:





NOTA

# Electrónica Aplicada 2

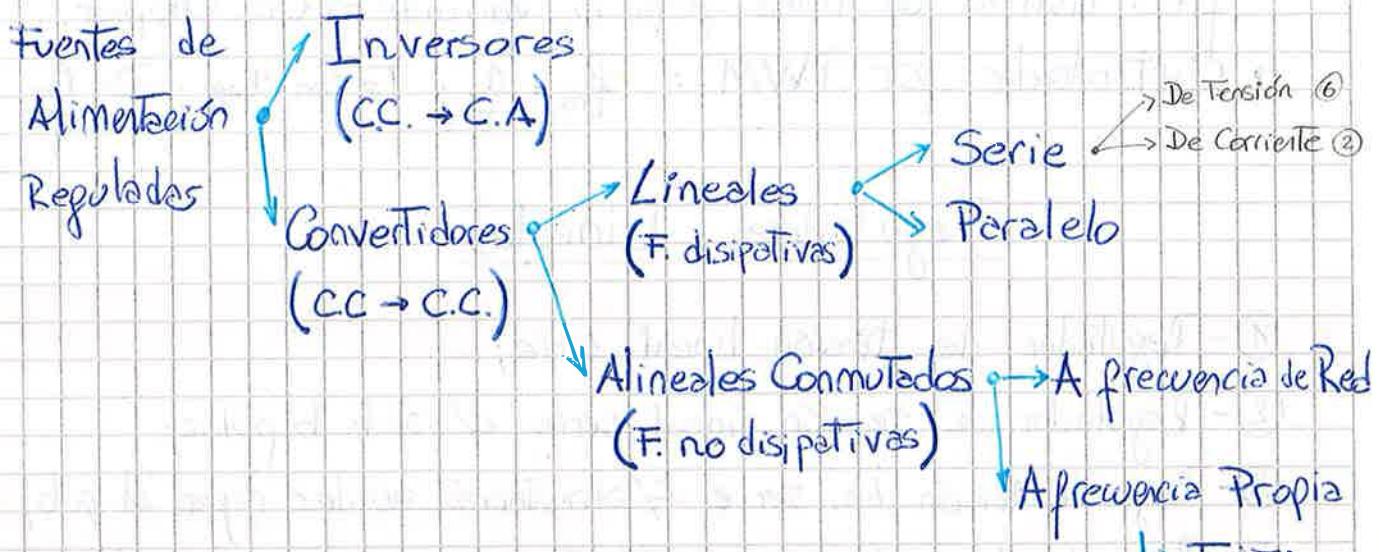
HOJA N° 142  
FECHA 26/05/2010

## Unidad N° 6

### Fuentes de alimentación reguladas

#### Clasificación:

#### Mapa Conceptual



#### 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.

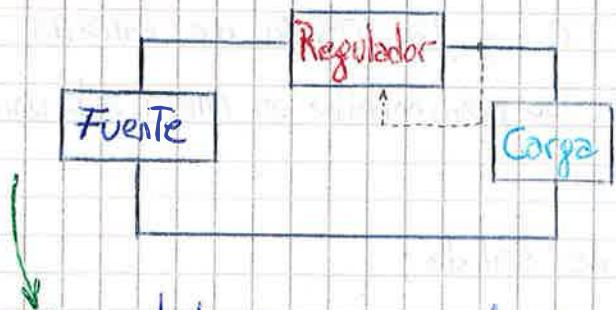
\* **Fuentes Alineales (comutados):** Se basan en un conmutador, que interrumpe el suministro de energía al sistema secundario que alimenta a la carga, a intervalos de tiempo fijos o variables, acorde a las exigencias de la carga. Se busca que el valor medio de la energía satisfaiga las especificaciones.

- Menor dissipación de potencia que las f. 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 linea (50 Hz) o a freq. distinta de linea fija o variable  $\Rightarrow$  Circ. Chopper.
- Controladas por PWM:  $f_{\text{rec}} = \frac{1}{T}$ ;  $T = t_{\text{on}} + t_{\text{off}}$ ;  $D = \frac{t_{\text{on}}}{T}$

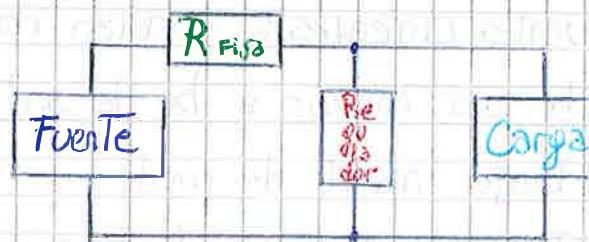
## Reguladores Lineales

\* 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 reguladas lineales:

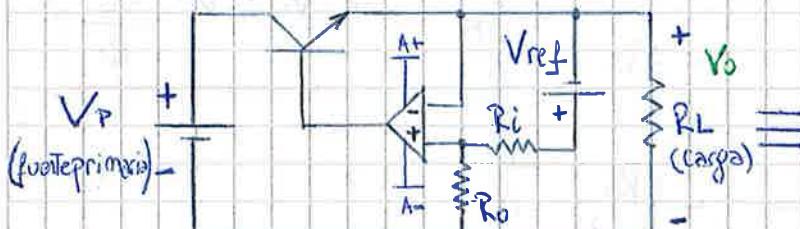
- ① - Regulador de tensión lineal Serie;
- ② - Regulador de tensión lineal Serie c/ salida bipolar;
- ③ - Reg. de Tensión lin. serie c/ fuente auxiliar referida al polo;
- ④ - Reg. de Tensión lin. serie c/ fuente primaria como auxiliar;
- ⑤ - Otros reguladores de Tensión serie lineales.
- ⑥ - " " " " "

No están  
en el repunte

NOTA

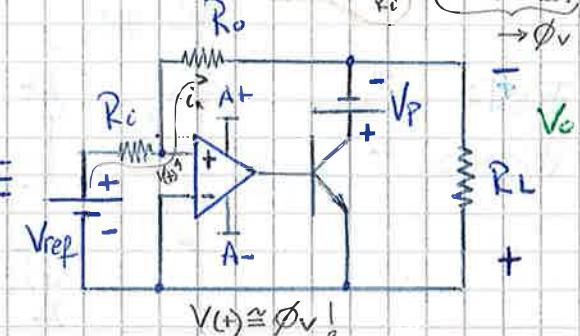
## ① Regulador de tensión lineal serie:

- Entrega tensiones positivas.



$$\begin{aligned} R_i = R_o &\wedge \begin{cases} i_{R_i} = (V_r - V_A) / R_i \\ i_{R_o} = (V_A - V_o) / R_o \end{cases} \\ \Rightarrow V_A &= (V_r R_o + V_o R_i) / (R_o + R_i) \\ \wedge V_o &= V_r \frac{R_o}{R_i} - V_A \cdot \left(1 + \frac{R_o}{R_i}\right) \end{aligned}$$

$\rightarrow \phi_v$



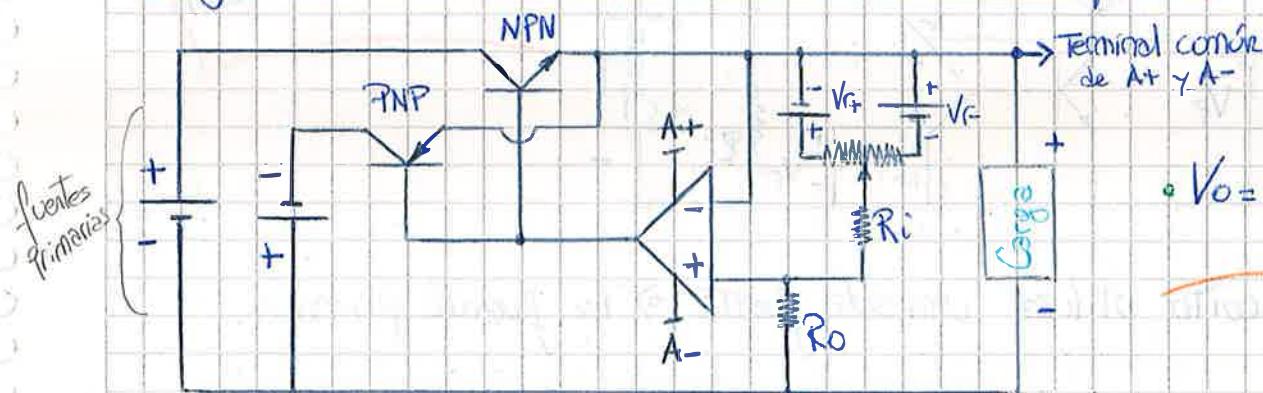
$$V_A \approx \phi_v !$$

\* Observamos un circuito inversor seguido de una etapa de potencia. Esta etapa de potencia produce una nueva inversión de fase que es realmente dada por el terminal (+) no inversor mediante  $R_o$ .

$$\text{Ganancia} \Rightarrow G = \frac{V_o}{V_r} = + \frac{R_o}{R_i} \quad \therefore \quad V_o = V_r \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

- 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.

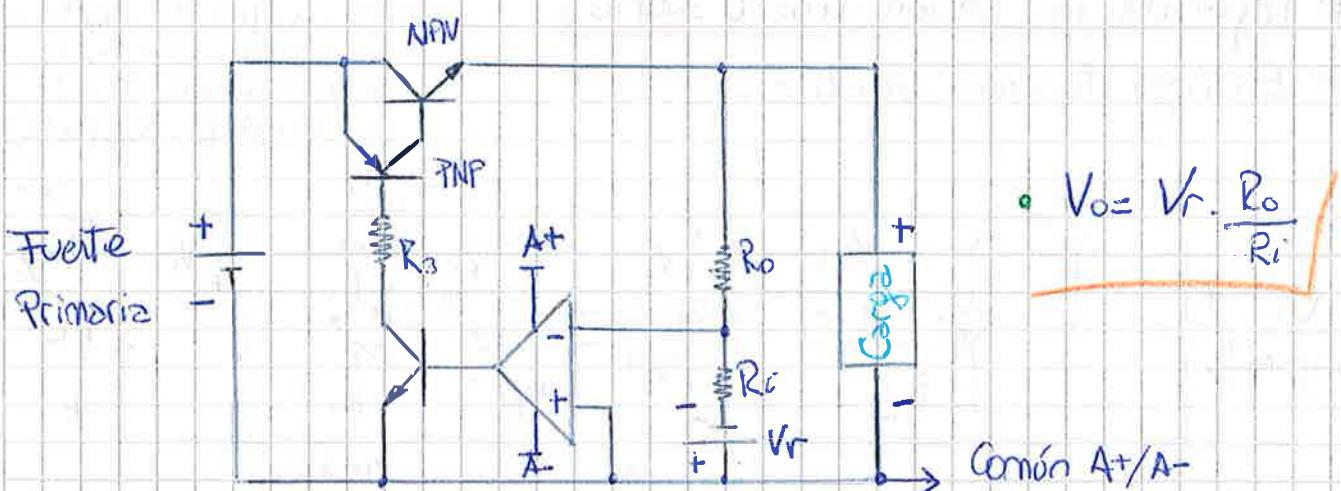
## ② Regulador de tensión lineal serie c/salida bipolar:



$$\bullet V_o = V_r \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

- 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.

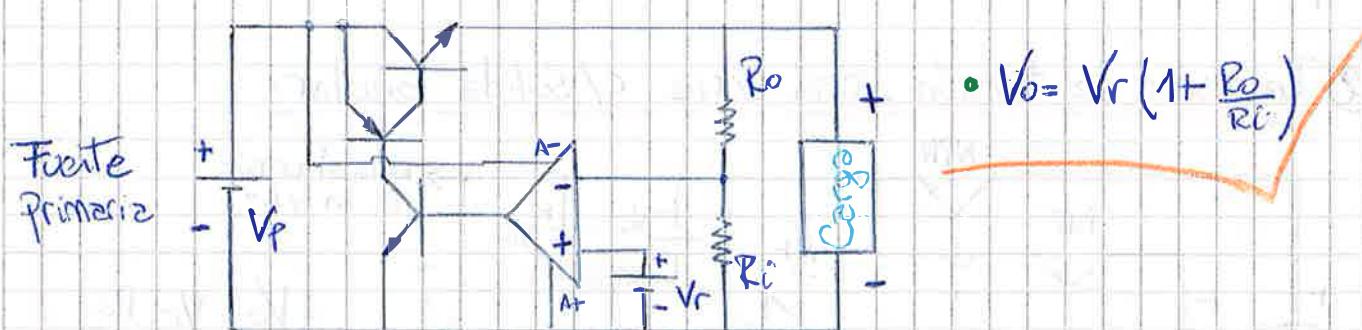
### (3) Reg. lineal serie de tensión c/fuente auxiliar referida al polo:



\* 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.

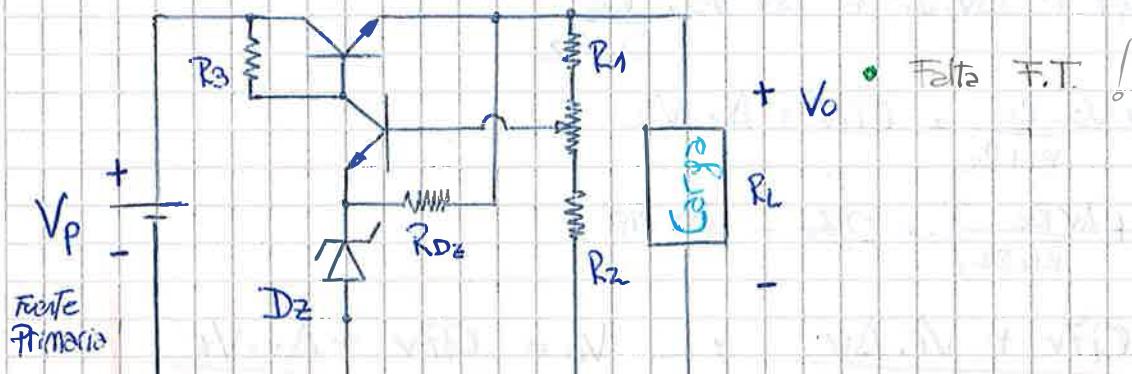
### (4) Regulador de tensión lin. serie c/fuente primaria como auxiliar:



\* 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.

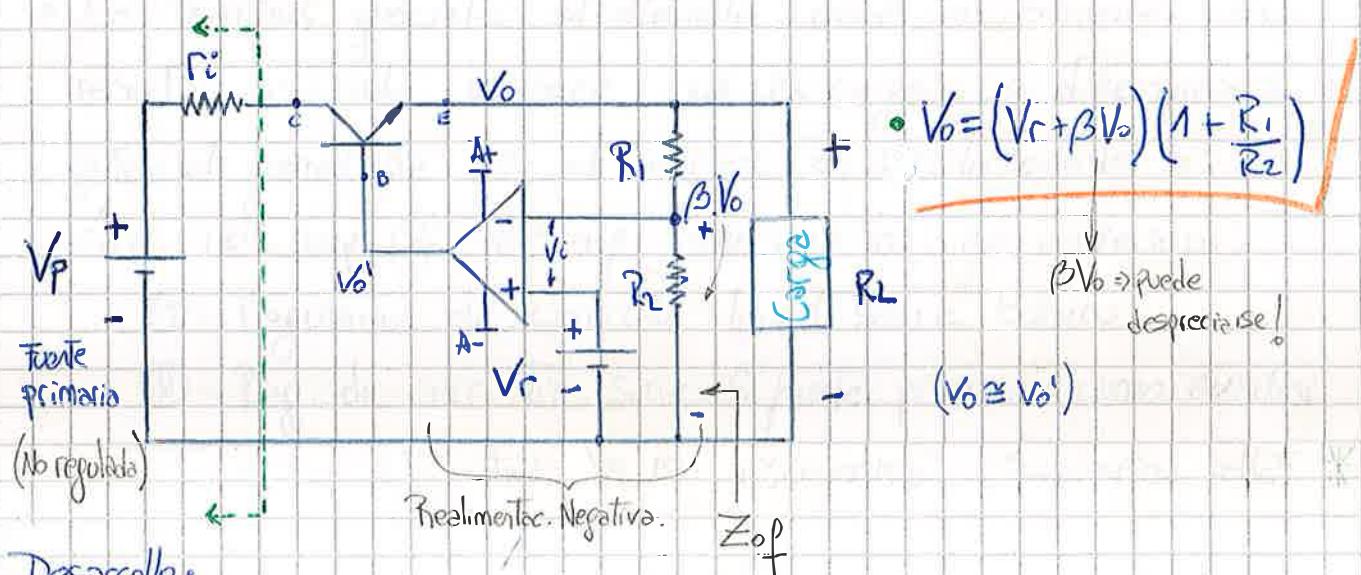
⑤ Reg. de tensión lineal serie 4/diodo zener como ref.:



\* Falta comentarios!

→ También llamado: Análisis general de una fuente de alimentación lineal regulada.

⑥ Regulador lineal serie de tensión 4/fuente de ref. + 4/fuente auxiliar s



Desarrollo:

$$\bullet \beta \cdot V_0 \Rightarrow \frac{V_0}{R_1 + R_2} \times R_2 \quad \text{so} \quad \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)} \quad \wedge \quad \text{Si } \Delta V \rightarrow 0$$

$$\beta = \frac{1}{G_p} \quad \therefore G_p = \frac{1}{\beta}$$

$$\bullet V_i = V_r - \beta \cdot V_0 \Rightarrow V_r - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_0 \quad \wedge \quad V_0' = \Delta V \cdot V_i$$

$$\therefore V_0' = \Delta V \cdot \left( V_r - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_0 \right) \Rightarrow \Delta V \cdot V_r - \Delta V \cdot V_0 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

\* Debido al diodo Base-Emitor Tenemos que:



$$V_o = Q_7v + V_o'$$

$$\text{8o} \quad V_o = Q_7 + \Delta v \cdot V_r - \Delta v \cdot V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_o + \Delta v \cdot V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = Q_7 + \Delta v \cdot V_r$$

$$V_o \left( 1 + \Delta v \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = Q_7 + \Delta v \cdot V_r$$

$$V_o = \frac{Q_7v + V_r \cdot \Delta v}{\left( 1 + \Delta v \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$V_o = \frac{Q_7v + \Delta v \cdot V_r}{\left( 1 + \beta \cdot \Delta v \right)}$$

\* Como  $\frac{Q_7v}{1 + \beta \cdot \Delta v} \ll \frac{\Delta v \cdot V_r}{1 + \beta \cdot \Delta v}$  podemos despreciar el término menor.

↳ Así:

$$V_o = \frac{\Delta v \cdot V_r}{1 + \beta \cdot \Delta v} \Rightarrow \cancel{\Delta v_f \times V_r}$$

\* En el caso de que  $\beta \Delta v \gg 1$ ;  $\Delta v_f = \frac{1}{\beta}$

$$V_o = \frac{1}{\beta} \cdot V_r \Rightarrow V_r \times \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

\* Falten comentarios; Comparación con el punto 4!

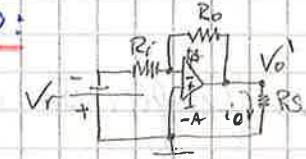
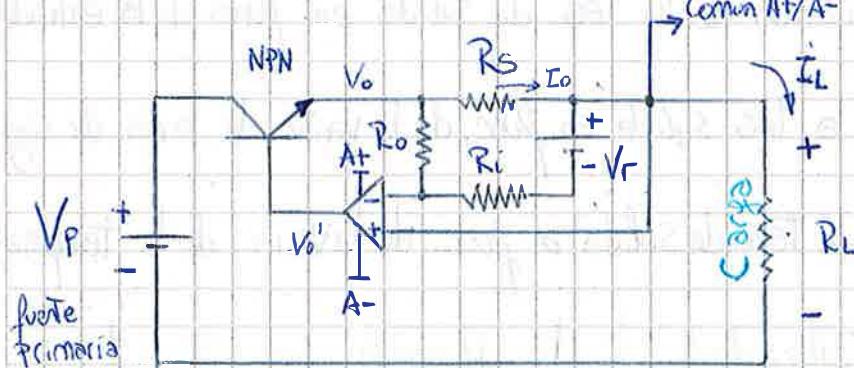
## \* Fuentes de corriente reguladas lineales:

①- Regulador de corriente lineal serie básico.

②- Reg. de corriente lin. serie c/fuente primaria como auxiliar.

\* La intensidad de la corriente se mide de forma indirecta mediante la codificación de un resistor de bajo valor dinámico en serie con la carga. La medida de potencial en los extremos de la misma es realizada o con amp. op. que puede estar en conf. inversora o no inversora.

### ①- Regulador de corriente lineal serie básico:

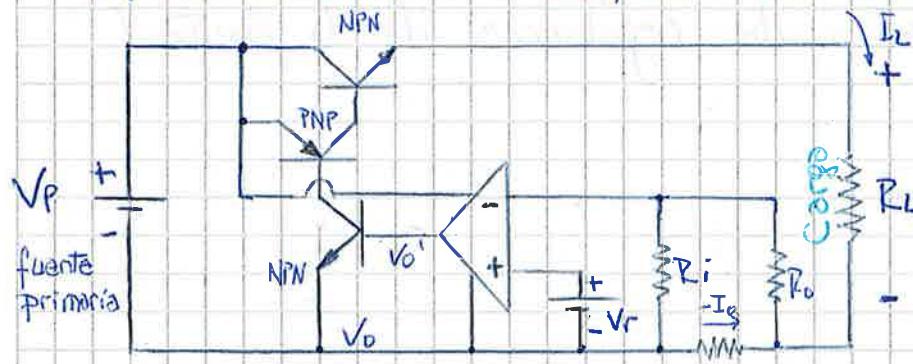


$$I_L = \frac{V_r}{R_S} \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

$$\bullet V_o = V_o' - 0.7v \quad V_o' = I_o R_S = V_r \cdot \frac{R_o}{R_i}$$

\* 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 c/fuente primaria como auxiliar:



$$\bullet V_o = V_o' - 0.7v.$$

$$\bullet I_o \cdot R_S = V_o \wedge V_o = V_r \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

$$\bullet I_o \cdot R_S = V_r \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

$$\bullet I_o = \frac{V_r}{R_S} \left( 1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

NOTA: El amp. op. está en conf. no inversora.

You turn 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 ( $\Delta V_i$ ), por variación de corriente en la carga ( $\Delta I_o$ ) y por temperatura ( $\Delta T$ )

$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \cdot \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \cdot \Delta I_o + \frac{\partial V_o}{\partial T} \cdot \Delta T$$

$$\Delta V_o = S_v \cdot \Delta V_i + R_o \cdot \Delta I_o + S_T \cdot \Delta T$$

- $S_v$ : Coeficiente de variación de la tensión de salida en función de la tensión de entrada.
- $R_o$ : Coef. de var. de la tens. salida en func. de la var. de la res. de carga.
- $S_T$ : Coef. de var. de la tens. de salida en func. de la var. de la temperat.

↳ Determinar la estabilidad de la fuente regulada!

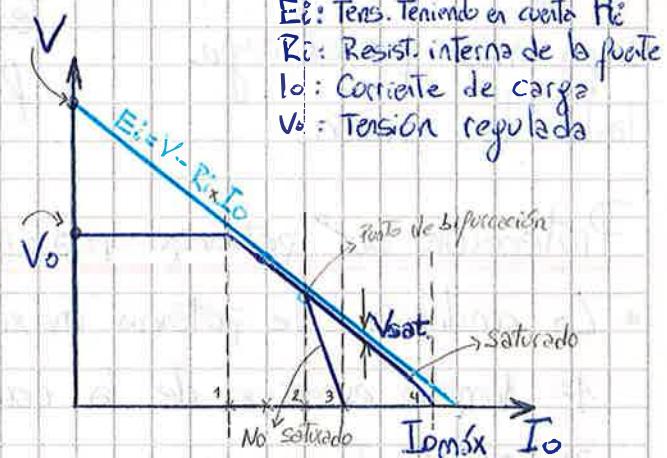
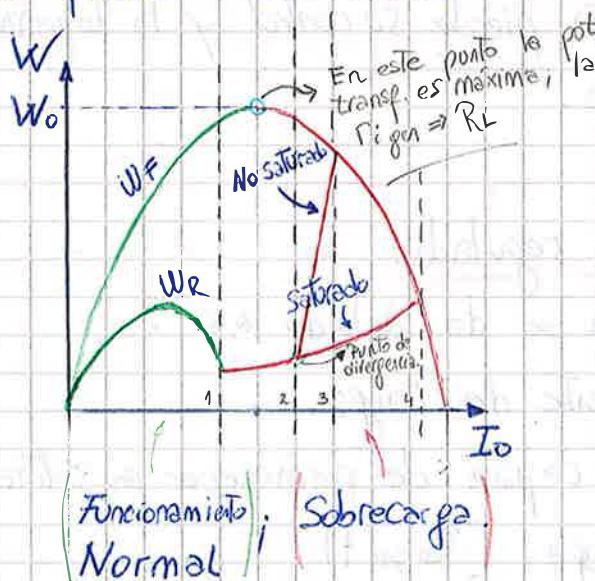
$$S_v = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \right|_{\Delta I_o=0 \wedge \Delta T=0} ; R_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{\Delta V_i=0 \wedge \Delta T=0} ; S_T = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \right|_{\Delta V_i=0 \wedge \Delta I_o=0}$$

- \* 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

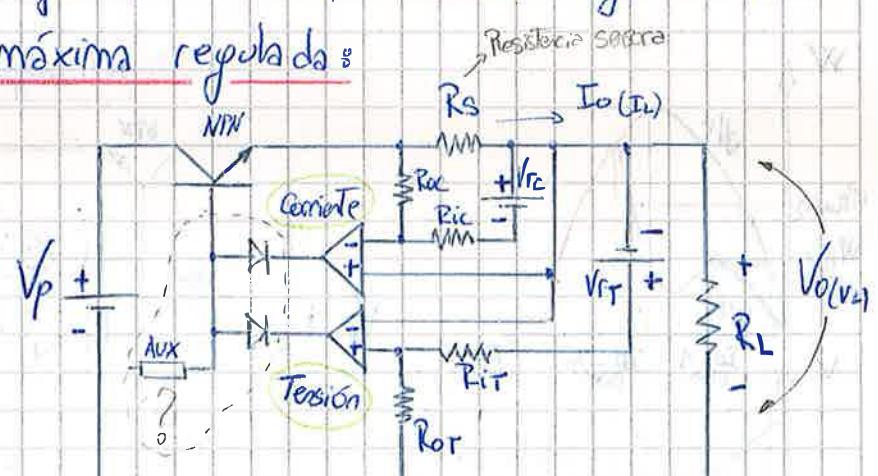
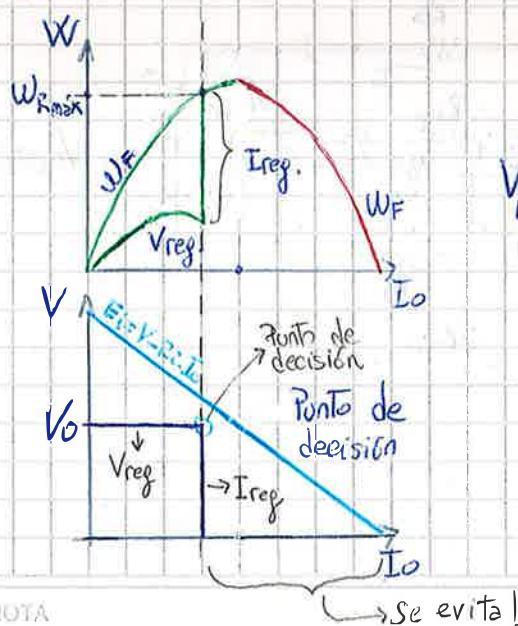
### Sobrecarga del regulador lineal serie:

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.



\* Debido al efecto de la R interna de la fuente primaria, vemos que al aumentar la Io, la tensión llega 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)
- \*  $I_{máx} < I_o$ :
- \*  $I_{máx} = I_o$ :  $I_o = I_{o\text{c}}$  (Cárcara)  $\rightarrow$  Reg. I disipa la máxima pot. (máx. del reg. V)

→ Punto límite (decisión)  
Funcionamiento normal.

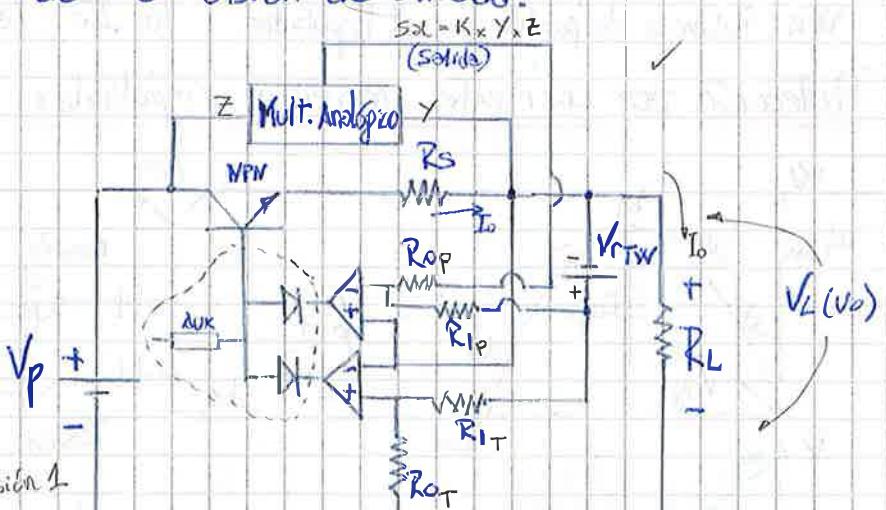
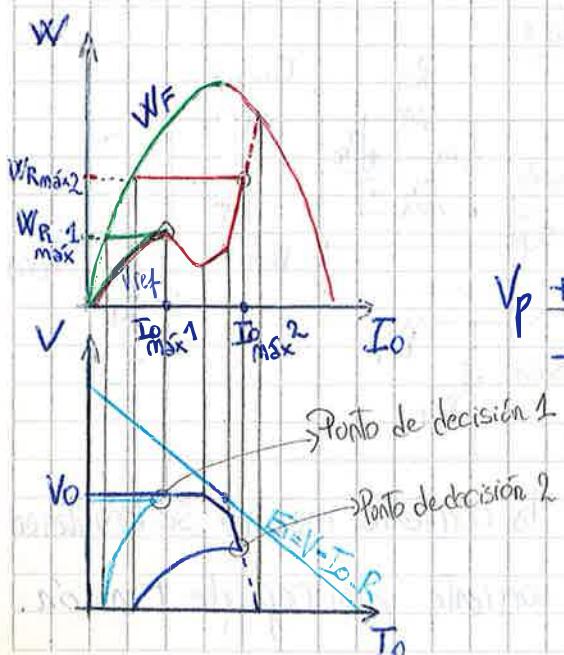
El reg. de corriente disipa más que el regulador de tensión.

• 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. ( $R_{oE} \uparrow$ )
- 3º Excesivo aumento de la tensión de entrada.



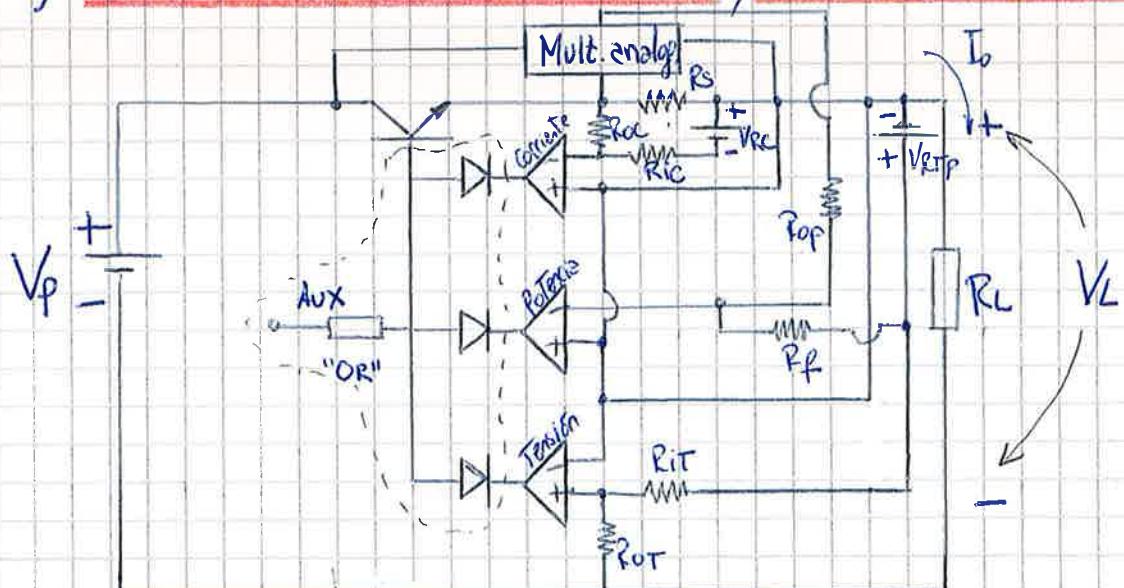
\* Tenemos dos puntos de decisión ilustrados en el gráfico:

- 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.

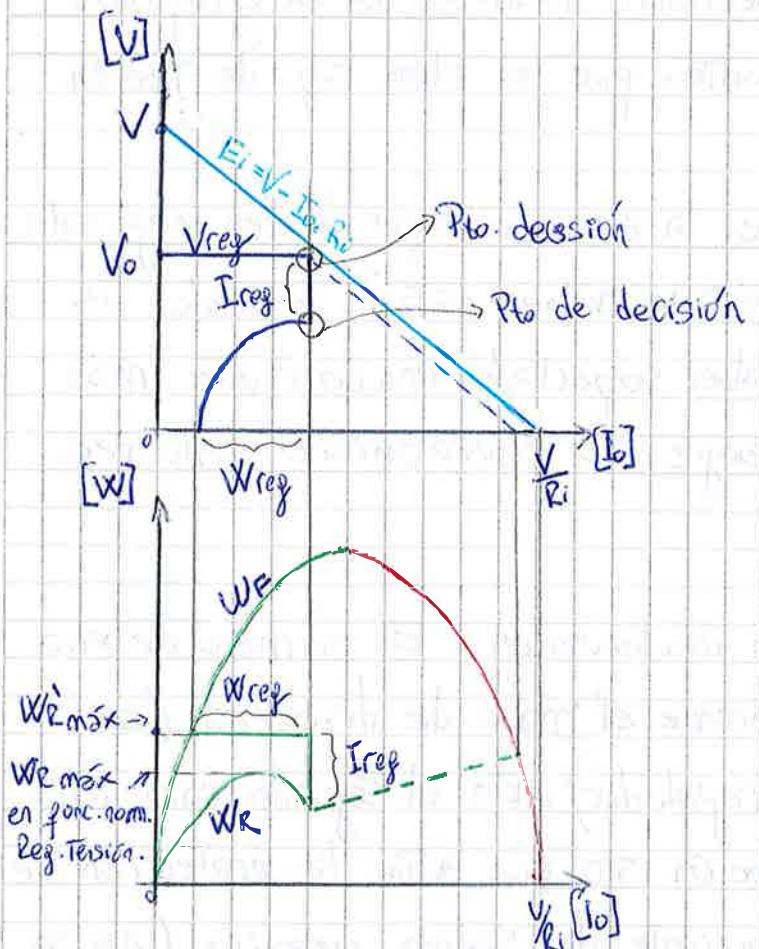
### Notas:

Ambos puntos son inadecuados. El primero debería estar antes que el reg. alcance el máx. de disipación (se infraventiliza 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!.

### 9) 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 complicado)

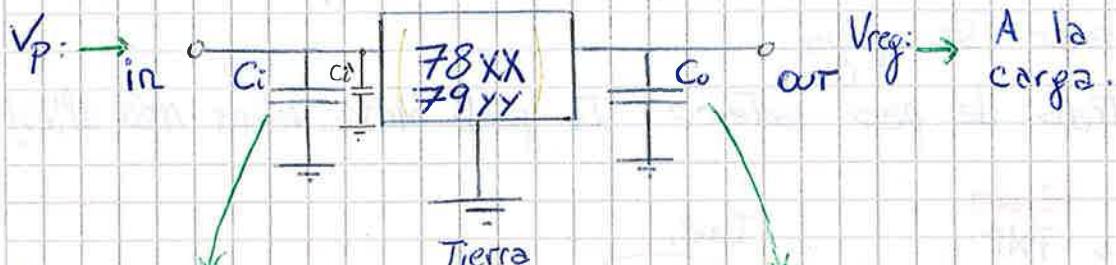
- Incluye protección Total que prevé prot. en caso de que la tensión de entrada se eleve por sobre la normal

\* 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 oscilaciones no deseadas cuando el reg. requiere mucha corriente inst.

Vreg: → A la carga.

Filtro de línea. Se usa para mejorar la respuesta a oscilaciones instantáneas.

$$\{ C_i \gg C_f > C_o \} \rightarrow (\text{Pag. 146.2})$$

- Tenemos :  $\begin{cases} 7805 ; 06 ; 08 ; 09 ; 12 ; 15 ; 18 ; 24 \text{ [V]} \\ 7905 ; 05.2 ; 06 ; 08 ; 12 ; 15 ; 18 ; 24 \text{ [V]} \end{cases}$

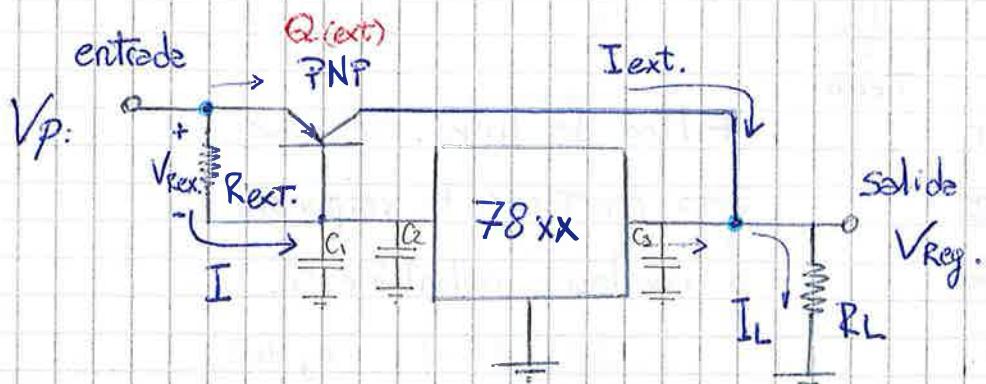
### Comentarios:

- 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  $\mu$ A
  - La serie 78T00 puede entregar más de 3[A].
  - La serie 78M00 entrega hasta 500  $\mu$ 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:

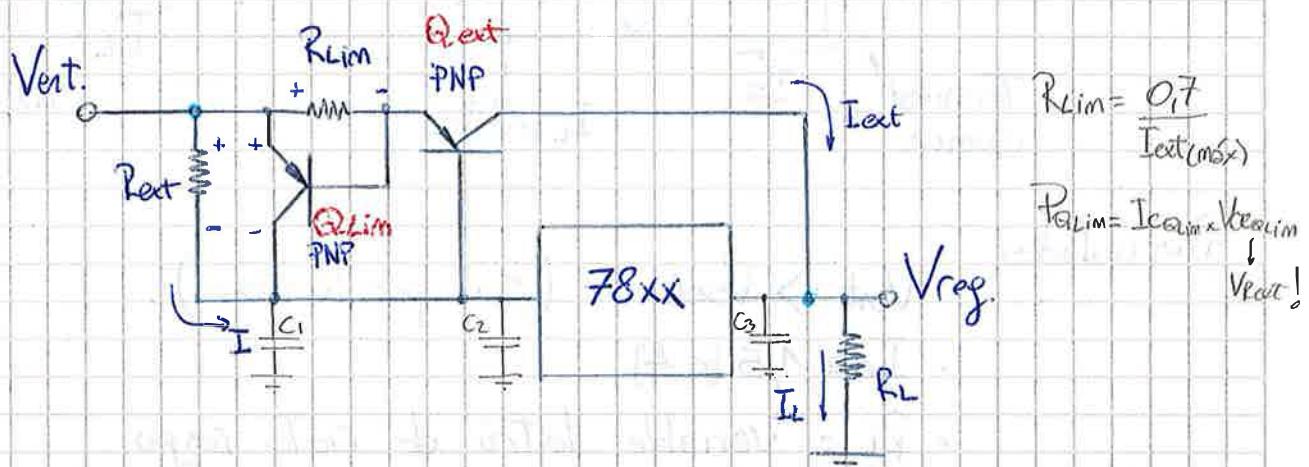
- $I < I_{\max(\text{reg})}$ ;  $V_{\text{Reg}} < 0.7V$ ; Qext. está cortado y toda la corriente  $I_L$  circula por el regulador.  $I_L = I$ ;
- $I \geq I_{\max(\text{reg})}$ ;  $V_{\text{Reg}} \geq 0.7V$ ; Qext. está en conducción y la corriente  $I_L$  se divide entre el reg. y Qext.  $I_L = I_{\max(\text{reg})} + I_{\text{ext}}$ ;
- Siendo:  $R_{\text{ext.}} = \frac{0.7V}{I_{\max}}$

$$\text{Pot}_{(Q_{\text{ext}})} = I_{\text{ext.}} \cdot (\text{Vent.} - V_{\text{sol.}})$$

Note: Práctico en pag. 63º cuad. práct.  
EJ. N° 46!

$V_{ce(Q_{\text{ext}})}$

## LIMITACIÓN DE LA CORRIENTE MÁXIMA ( $I_{max}$ )



→ Se describen tres situaciones principales:

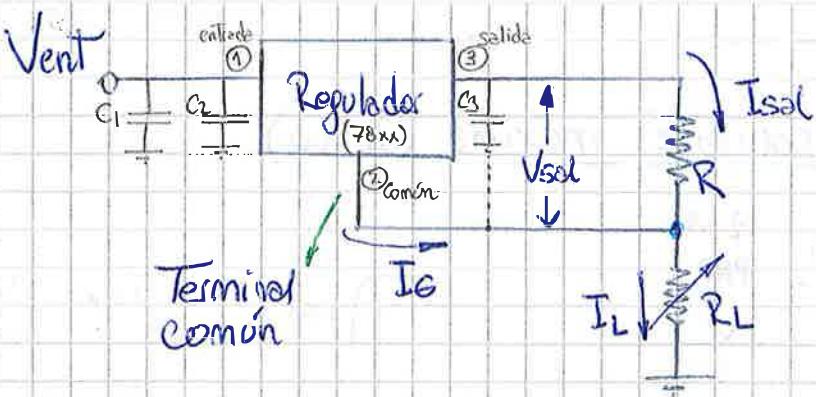
- $I < I_{max(reg)}$ ;  $V_{reg} > 0,7v$ ;  $Q_{ext}$  está cortado y toda la corriente  $I_L$  circ. por el regulador.  $I_L = I$ ,  $\rightarrow V_{reg} > 0,7v$ ;
- $I \equiv I_{max(reg)} \wedge I_{ext} < I_{ext(max)}$ ;  $Q_{ext}$  está en conducción y la corriente  $I_L$  se divide entre el reg. y  $Q_{ext}$ .  $I_L = I_{max} + I_{ext}$ .
- Cuando  $I_{ext} \equiv I_{ext(max)}$ ;  $V_{reg} \geq 0,7v$ ;  $Q_{lim}$  entra en conducción derivando la corriente en exceso al regulador el cual corta por corriente máxima!

↓      ↳  $I > I_{max}$ ! 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)



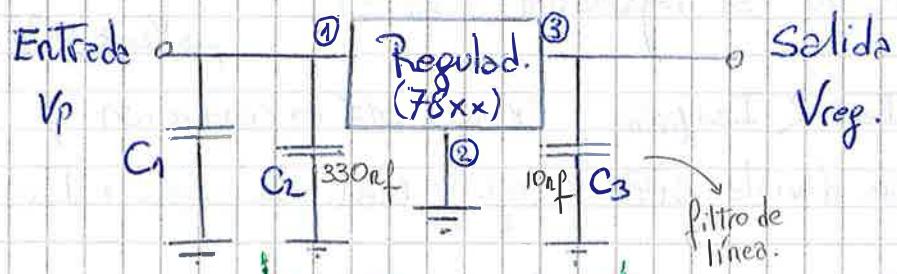
$$R = \frac{V_{\text{sal}}}{I_L}$$

corr. deseada

### Propiedades:

- $V_{\text{in}} > V_{\text{sal}}$  (2v por lo menos)
- $I_G \approx 1,5 \text{ mA}$
- $R_L$  = variable dentro de cierto rango.
- $I_L \text{ máx} (\text{Typ. 7805}) = 1 \text{ A}$

### Capacitores de entrada y filtro de línea:



$C_2$  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:

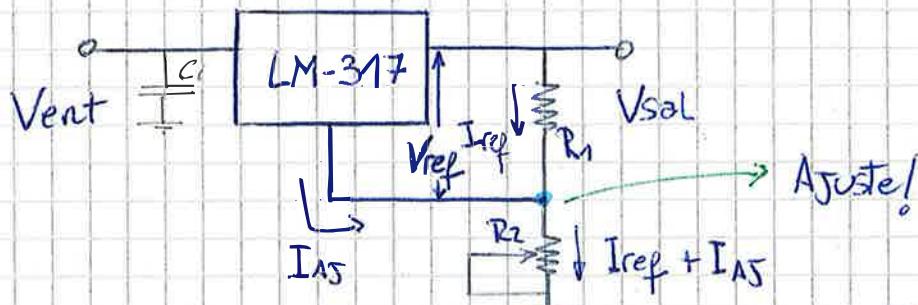
$C_1$ : 7805 06 08 10 12 15 18 24

$1000 \mu\text{F}/\text{mV}$   $100 \mu\text{F}/\text{mV}$   $470 \mu\text{F}/5\text{V}$   $330 \mu\text{F}/5\text{V}$   $30 \mu\text{F}/5\text{V}$   $30 \mu\text{F}/2\text{V}$   $30 \mu\text{F}/3\text{V}$   $30 \mu\text{F}/35\text{V}$

$C_2$ :  $330 \text{ nF}$  → Cerámica.

$C_3$ :  $10 \text{ nF}$  → Cerámica.

## Reguladores monolítico lineal de voltaje ajustable



• Para el LM-317;

$$V_{ref} = 1,25 \text{ V}$$

$$\bullet I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_1}$$

$$\bullet I_{AJ} = 50 \mu\text{A}$$

El reg. LM317 es capaz de entregar más de 1,5 [A] a la carga (con dissipador adecuado)

$$V_{sal} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{AJ} \cdot R_2$$

$$V_{sal} = I_{ref} \cdot R_1 + (I_{ref} + I_{AJ}) \cdot R_2$$

$$\wedge I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_1}$$

$$V_{sal} = \frac{V_{ref}}{R_1} + \left(\frac{V_{ref}}{R_1} + I_{AJ}\right) R_2$$

$$V_{sal} = V_{ref} + V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1} + I_{AJ} \cdot R_2$$

$$V_{sal} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{AJ} \cdot R_2$$

\* 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. ( $V_{sal}(-) = -1,2 \text{ V} \rightarrow -37 \text{ V}$ )

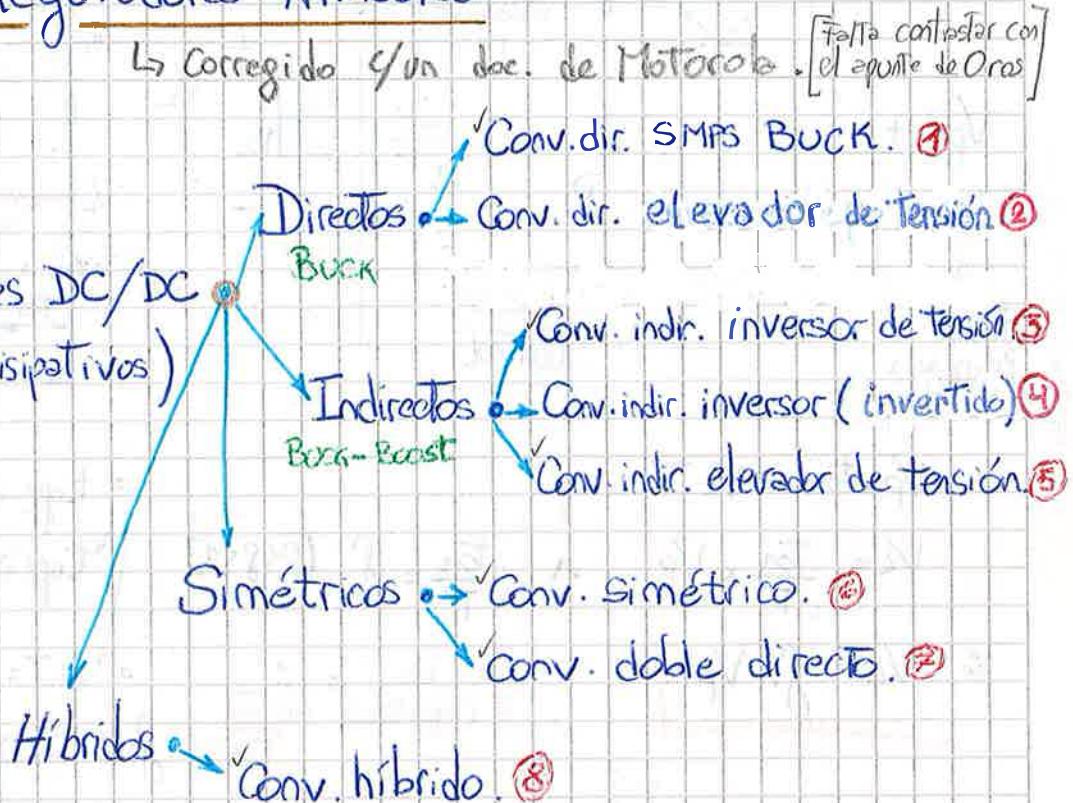
\* Los reguladores monolíticos suelen tener protección contra sobrecarga térmica interna y características de limitación de corriente (y protección de cortocircuito)

## Reguladores Alimentados

### Clasificación:

\* Convertidores DC/DC  
(comutados, no dissipativos)

### Mapa Conceptual

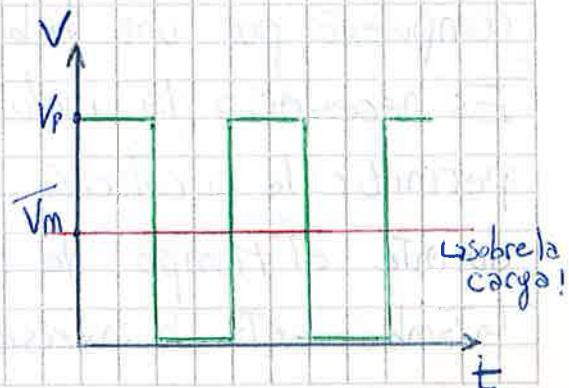
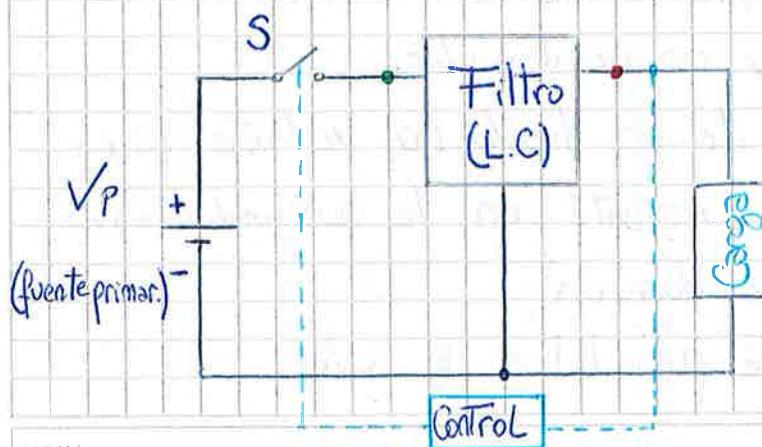


Buck  
Boost  
Buck-Boost  
Flyback  
Transistor  
Push-Pull  
Half-Bridge  
Full-Bridge

### Introducción:

- Un convertidor DC/DC comutado consta básicamente de una fuente de energía primaria (continua o alterna rectificada onde completa), un elemento comutador (interruptor), un filtro (normalmente L-C), la carga y un sistema de control (por lo general realimentado).

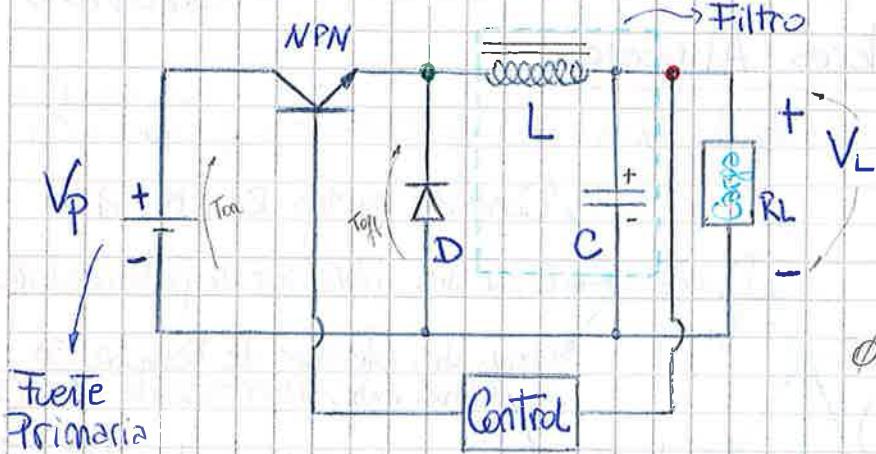
↳ A partir de la fuente de CC. se obtiene otra pulsante, cuyo ciclo de trabajo es variable, que luego es filtrada.



Otro muestra de que le  
eres que prestar más atención  
a tu profesor

en realidad hay como 200 formas  
de resolver esto. ésta es una de las

## ① Convertidor directo: SMPS (Buck)



$$V_p \cdot t_{on} = V_L \cdot T$$

$$V_L = \frac{t_{on}}{T} \times V_p \quad \wedge \quad \frac{t_{on}}{T} = \delta \quad [0 < \delta < 1]$$

$$V_L = \delta \cdot V_p$$

$$\delta = \frac{t_{on}}{(t_{off} + t_{on})} \Rightarrow \frac{1}{1 + \frac{t_{off}}{t_{on}}} = \frac{1}{1 + \frac{1 - D}{D}} = \frac{D}{D + 1}$$

$$t_{off} = T - t_{on} = T - D \cdot T$$

$$t_{off} \Rightarrow T(1 - D)$$

$$D \cdot T = T - t_{off} = t_{on}$$

$$\delta \Rightarrow D \Rightarrow \frac{t_{on}}{T} \quad \text{Ciclo de Trabajo}$$

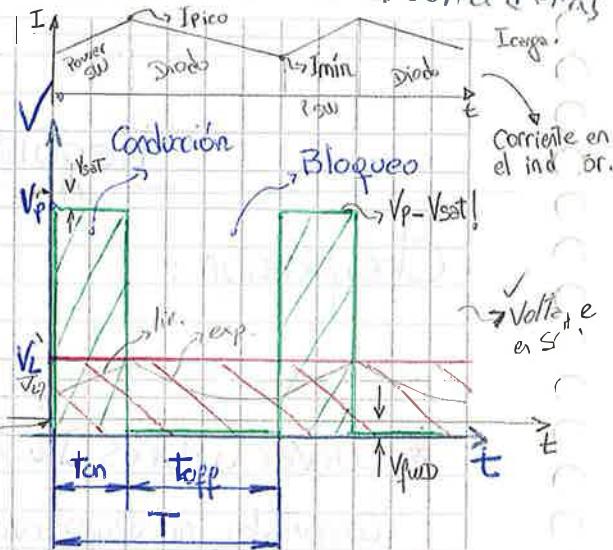
- La fuente primaria transfiere energía a la salida durante ( $t_{on}$ )
- La tensión  $V_L$  será menor o igual a  $V_p$  ya que  $\delta_{\max} = 1$
- La polaridad de  $V_p$  y  $V_L$  son idénticas.

\* Cuando  $t_{on} < 0,1 \cdot T$  se dice que es un "Generador de pulsos"

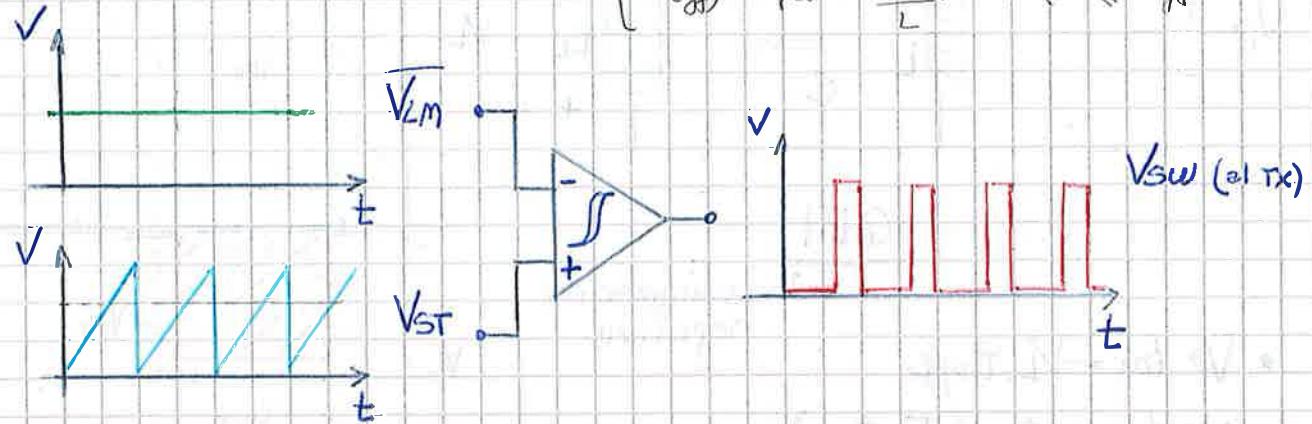
Un elemento interruptor estático es puesto en conducción a intervalos de tiempo variables ( $t_x, \delta$ ). Un filtro de salida se encarga de integrar la señal pulsante y entregar energía a la carga durante  $t_{off}$ . El filtro es de auto inducción. Está compuesto por una bobina y un condensador.

Es necesaria 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?

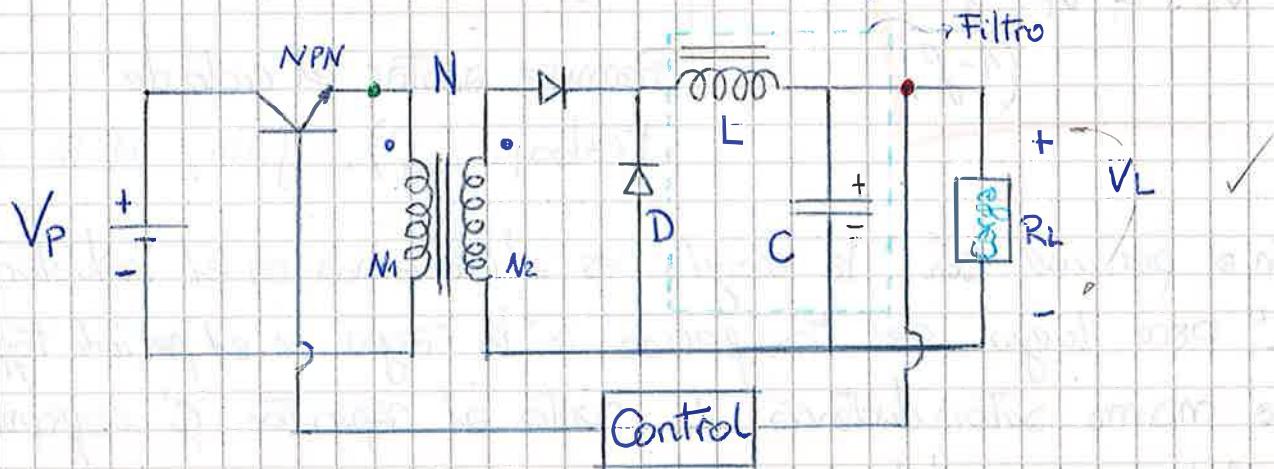


## Bloque de control:



## ② Convertidor directo elevador de tensión

- Con el agregado de un transformador elevador al circ.
- ① obtenemos a la salida tensiones mayores que  $V_p$ .



$$\bullet V_p \cdot T_{on} \cdot N_2 = V_L \cdot T \cdot N_1$$

$$\hookrightarrow V_L = V_p \cdot \left( \frac{T_{on}}{T} \right) \cdot \left( \frac{N_2}{N_1} \right)$$

$$\wedge \frac{T_{on}}{T} = f$$

\* En el apunte no había gráfico.

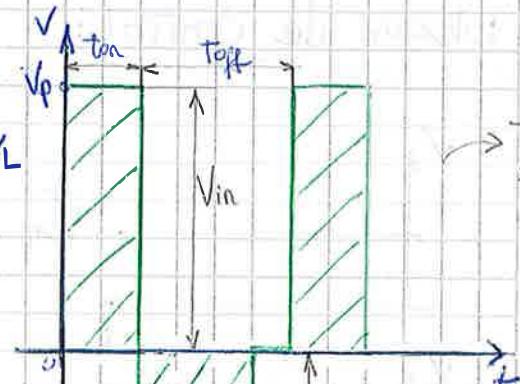
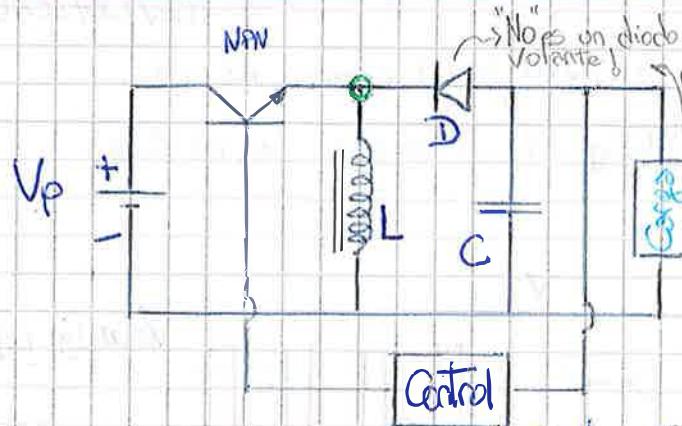
$$\text{so } V_L = f \cdot V_p \cdot N$$

$$\frac{N_2}{N_1} = N$$

↓  
Relación de transformación.

\* Así es posible obtener  $V_L > V_p$ !

### ③ Convertidor indirecto inversor de polaridad: (Buck-Boost)



- $V_p \cdot t_{on} = -V_L \cdot t_{off}$

$$V_p \cdot t_{on} = -V_L \cdot (T - t_{on})$$

$$V_p \cdot \frac{t_{on}}{T} = -V_L - \frac{T_{on}}{T} \cdot V_L \Rightarrow -V_L \cdot \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \quad \wedge \quad \frac{t_{on}}{T} = f$$

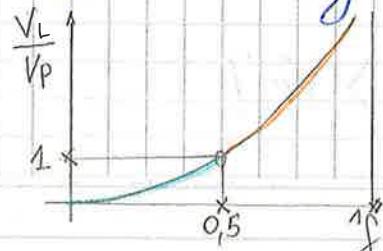
$$V_p \cdot f = -V_L \cdot (1-f)$$

$$\text{So } V_L = -V_p \cdot \frac{f}{(1-f)}$$

\* P'  $f > 0,5 ; V_L > V_p$   
 P'  $f < 0,5 ; V_L < V_p$

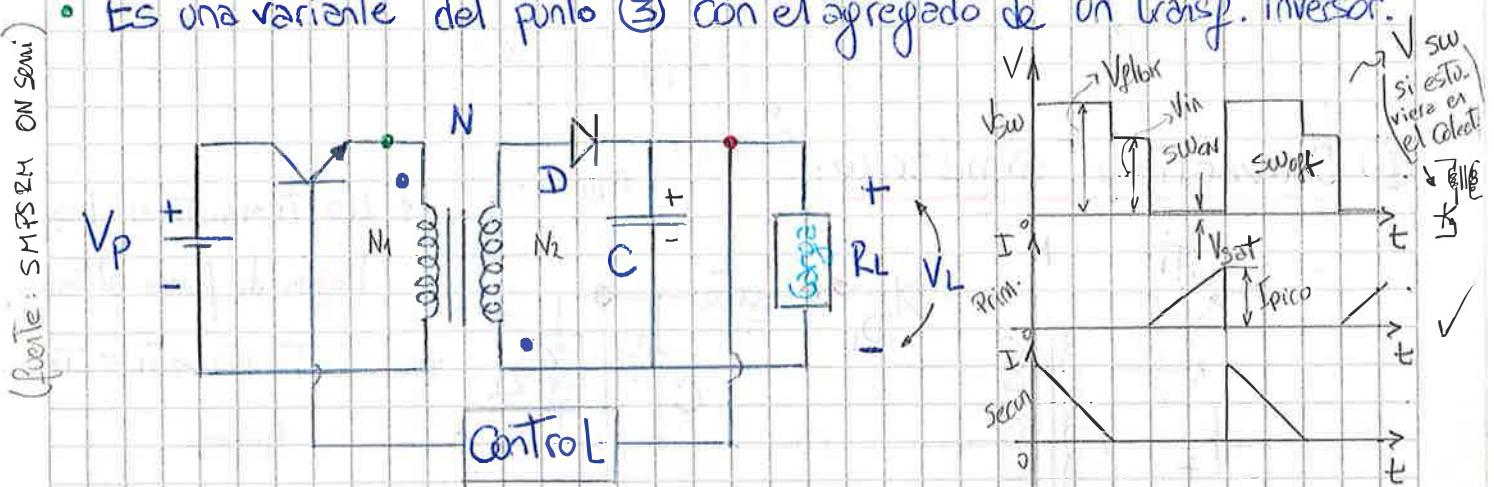
Permite scotar el ciclo de trabajo ( $f$ ).  $f=0,5 ; V_L=V_p$

- En el periodo 'ton' la energía es almacenada en el inductor 'L' para luego ser transferida a la carga en el periodo 'toff'.
- 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 toff el capac. '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 (invertido): (Fly back)

- Es una variante del punto ③ con el agregado de un transf. inversor.



- \* Posee la "misma" función de Transferencia que el punto ③ con el agregado de  $N \rightarrow$  rela. de transf. y cambio de polaridad.

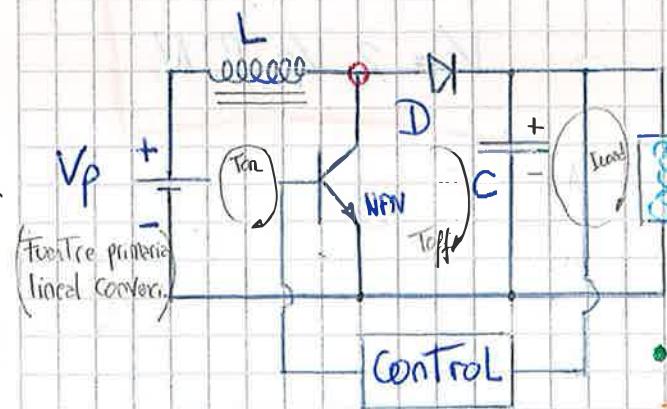
$$VL = Vp \cdot \frac{f}{(1-f)} \times N$$

\* No invierte  $VL$  con resp. a  $Vp$ .

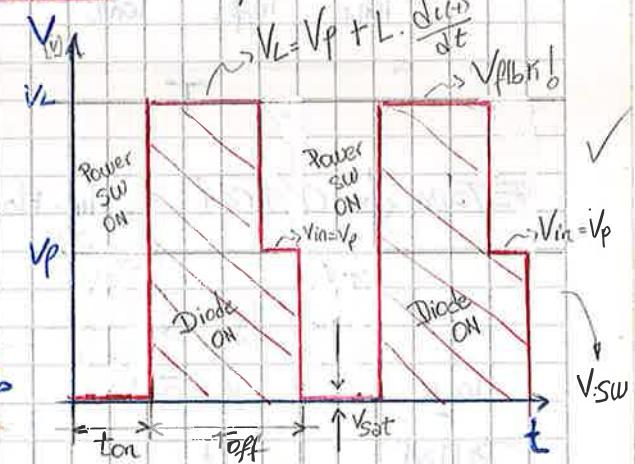
- El transf. hace las veces de autoinducción también.
- Se pueden obtener valores de " $VL > Vp$ " a través de " $N$ ".

→ (Boost)

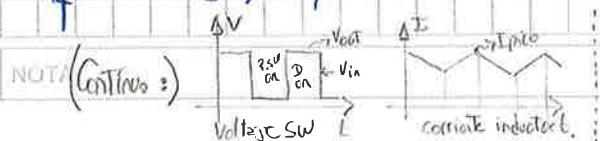
#### ⑤ Convertidor indirecto elevador de tensión: Fly back (SMPSRM)



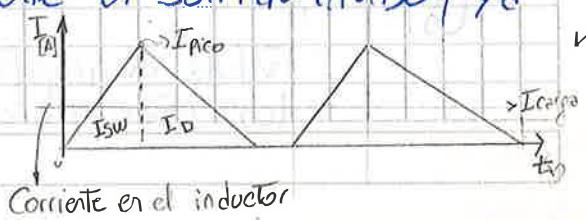
$$VL > Vp$$



- \* El diodo 'D' evita que circule corriente en sentido inverso, ya que  $Vc > Vp$



(Discretos)



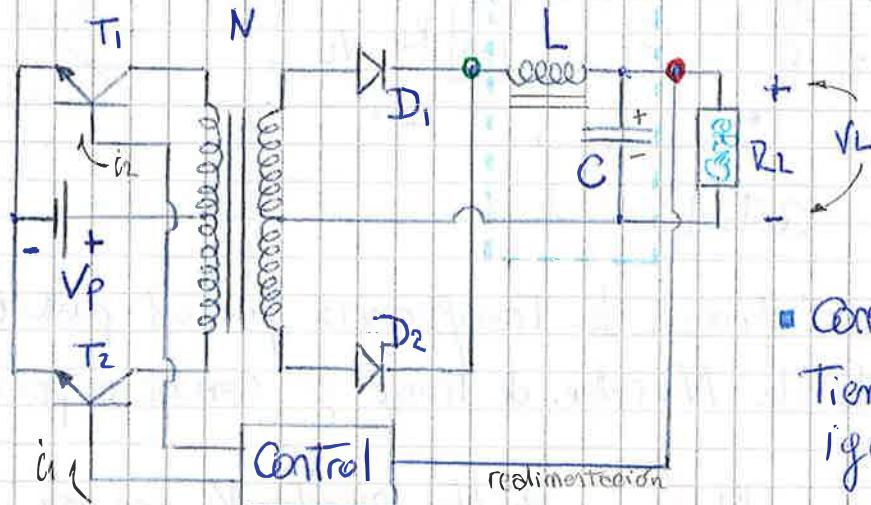
$$V_L = V_p + V_p \cdot \frac{f}{(1-f)} \Rightarrow V_p \left( 1 + \frac{f}{1-f} \right) \Rightarrow V_p \left( \frac{1-f+f}{1-f} \right)$$

$$V_L = \frac{V_p}{1-f}$$

i

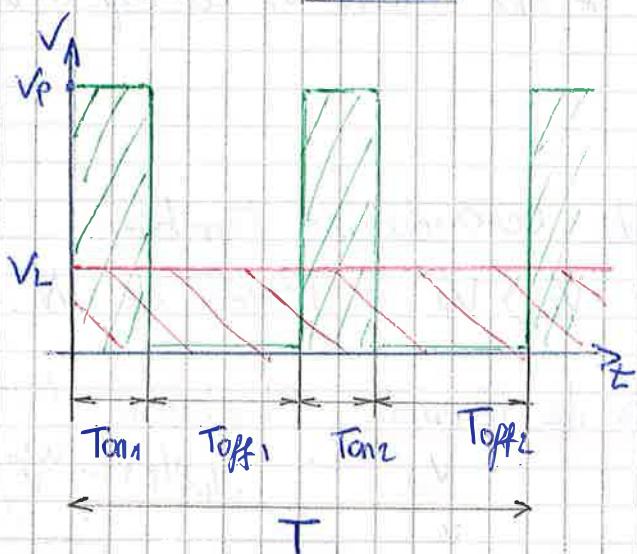
$$\begin{cases} i_L(\text{on}) = \frac{V_{in} \cdot t}{L} & 0 \leq t \leq T_{on} \wedge I_{\text{pico}} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{L} \\ i_L(\text{off}) = \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} \end{cases}$$

### ⑥ Convertidor Simétrico: (Push-Pull)



\* Los Transistorres tra-  
bajan de forma alterna.  
 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_1 \rightarrow T_2 \dots$   
1 periodo.

- Considerando los Tiempos de conmutación iguales



$$\bullet 2 \cdot V_p \cdot T_{on} = V_L \cdot T$$

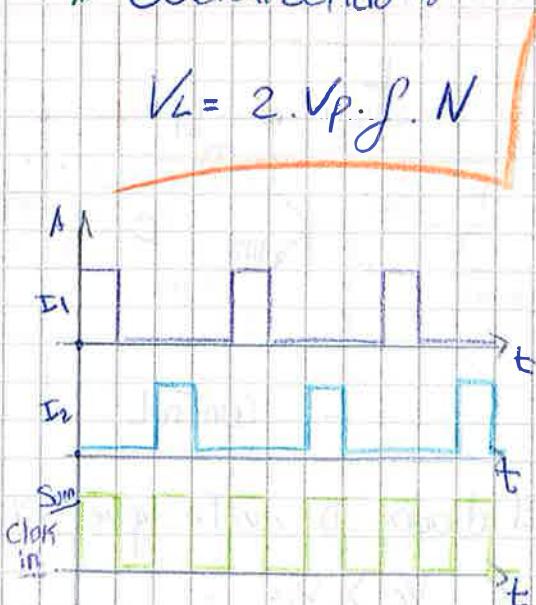
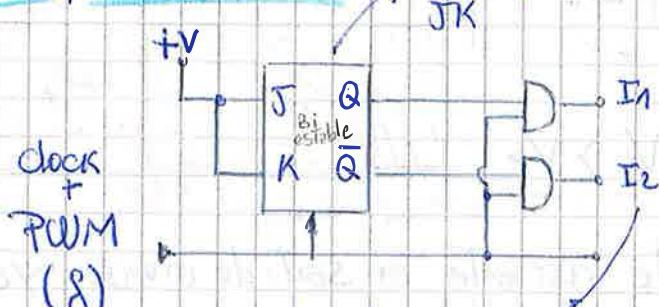
$$\hookrightarrow V_L = 2 \cdot V_p \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

$$\therefore V_L = 2 \cdot V_p \cdot f$$

\* Generalizando es

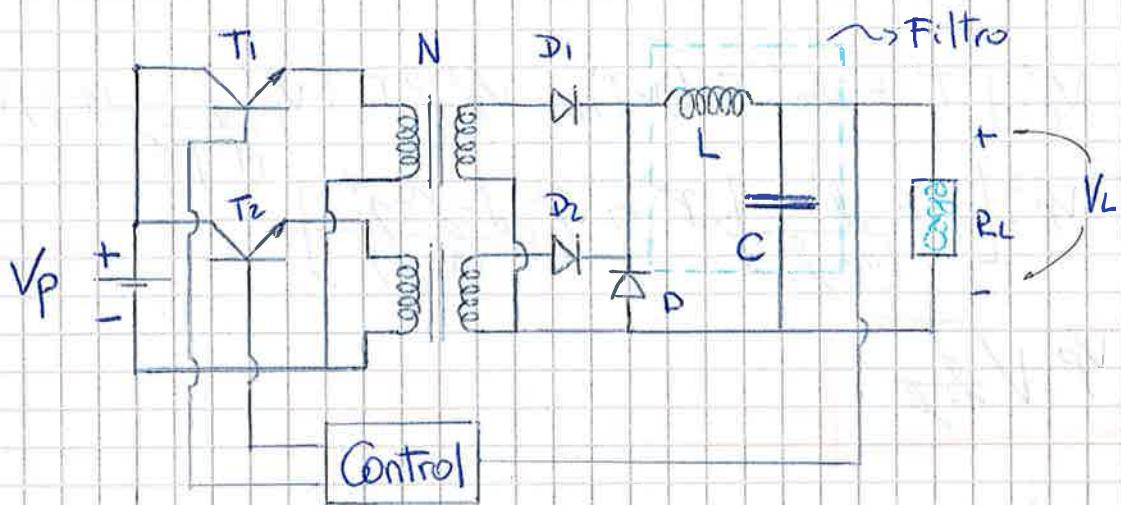
$$V_L = 2 \cdot V_p \cdot f \cdot N$$

### Etapas de control:



### ⑦ Convertidor doble directo :

- El conv. doble directo y el conv. simétrico son equivalentes.

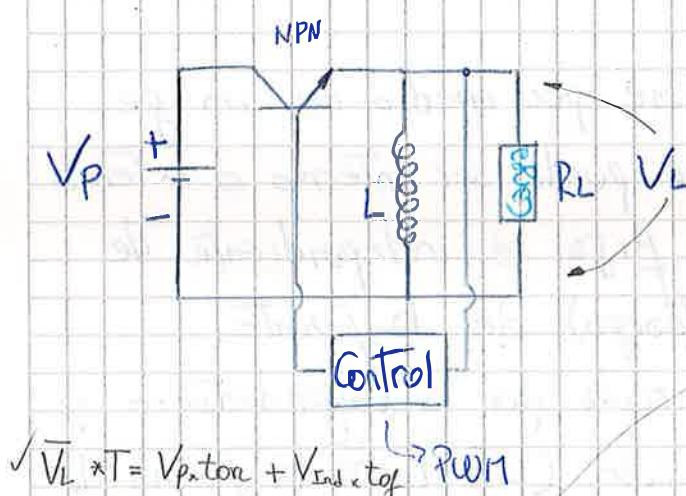


- Posee las mismas ecuaciones y función de transferencia que el conv. simétrico.

$$\bullet V_L = 2 \cdot V_p \cdot f \cdot N$$

### ⑧ Convertidor Híbrido:

[Conv. Directo + Conv. Indirecto]

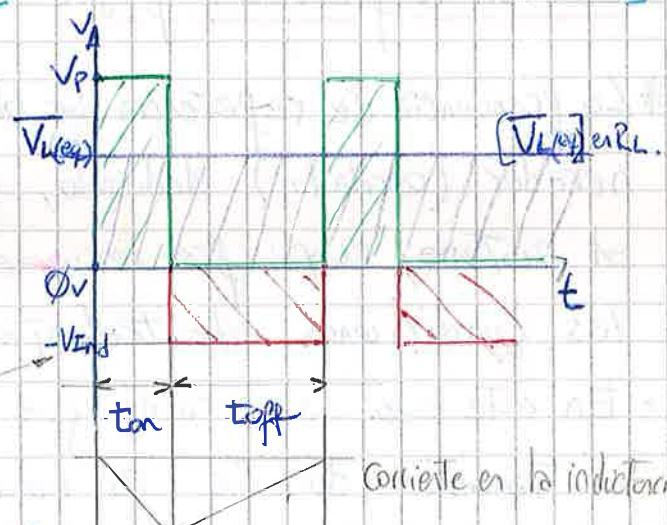


$$\sqrt{V_L} \cdot T = V_p \cdot t_{on} + V_{Ind} \cdot t_{off} \rightarrow \text{PWM}$$

$$\bullet \sqrt{V_L} \cdot T = V_p \cdot f \cdot T + V_{Ind} \cdot T \cdot (1-f)$$

$$\hookrightarrow \sqrt{V_L} \cdot T = \left( V_p \cdot f \cdot T + \left[ V_p \cdot \frac{f}{1-f} \right] T \cdot (1-f) \right) \cdot \frac{1}{T}$$

$$\therefore \sqrt{V_L} \cdot T \Rightarrow 2 \cdot V_p \cdot f \quad \rightarrow \text{Tensión media.}$$



Corriente en la inductancia. /

$$\wedge V_{Ind} = V_p \cdot \frac{f}{(1-f)}$$

NOTA

$\hookrightarrow$  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:

$$V_{ef}^2 \cdot T = V_p^2 \cdot (\int^T_0 T) + V_{ind}^2 \cdot T \cdot (1-f) \Rightarrow V_p^2 \cdot f \cdot T + V_p^2 \frac{f^2}{(1-f)^2} \cdot (1-f) T$$

$$V_{ef}^2 \cdot T = V_p^2 \left[ f + \frac{f^2}{(1-f)} \right] T \Rightarrow V_p^2 \frac{f - f^2 + f^2}{(1-f)} T$$

∴  $V_{ef} = V_p \cdot \sqrt{\frac{f}{1-f}}$

\* El conv. híbrido entrega una tensión eficaz dependiente de  $f$

### Control de las fuentes conmutadas a frecuencia propia

- Las fuentes comm. a frecuenc. propia pueden funcionar con frecuencia fija o variable.

#### Control a frecuencia fijas

\* 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.

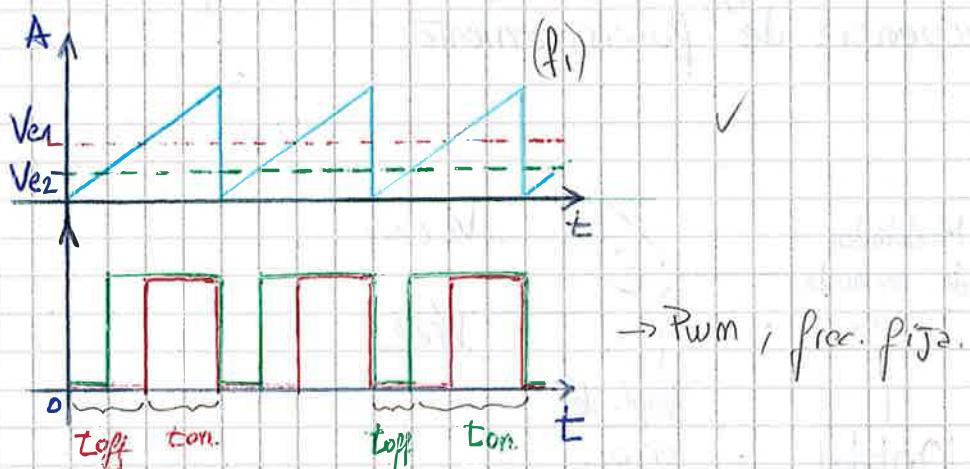
- En este caso, la corriente que circula por la autoinductancia y el transistor durante la conducción ( $T_{on}$ ) toma la forma de un trapezio o un triángulo.

↳ Cuando la corr. describe un trapezio  $\Rightarrow$  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)

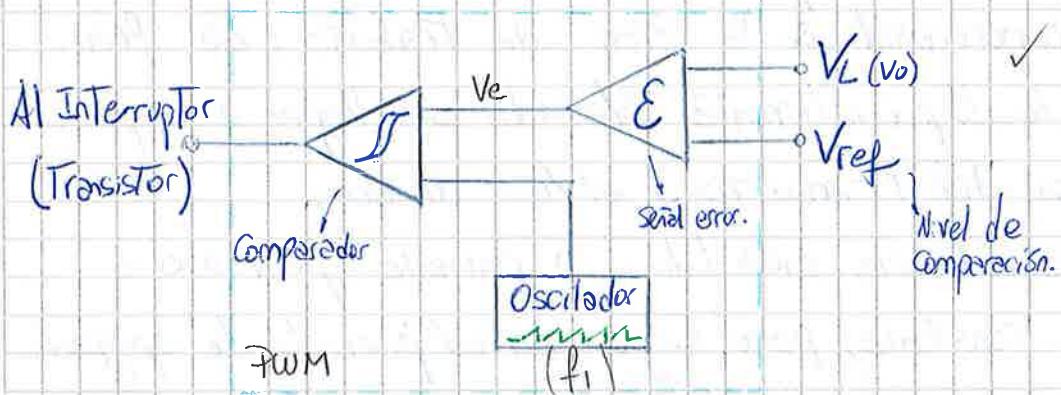
↳ Forma triangular de la corriente  $\Rightarrow$  se da cuando la magnitud de la corriente por la carga disminuye lo suficiente. La corriente durante la conducción y el bloqueo forman un Triángulo rectángulo.

- 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.

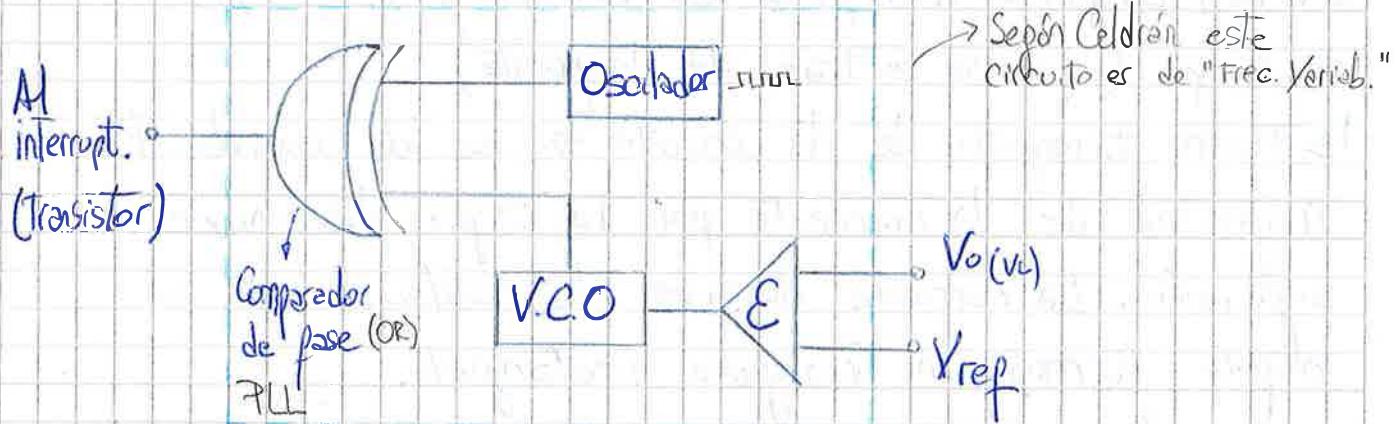


- \* Existe dos circ. básicos para regular un conmutador a freq. propia % • PWM ; • PLL

→ Controlador a freq. fija basado en PWM.



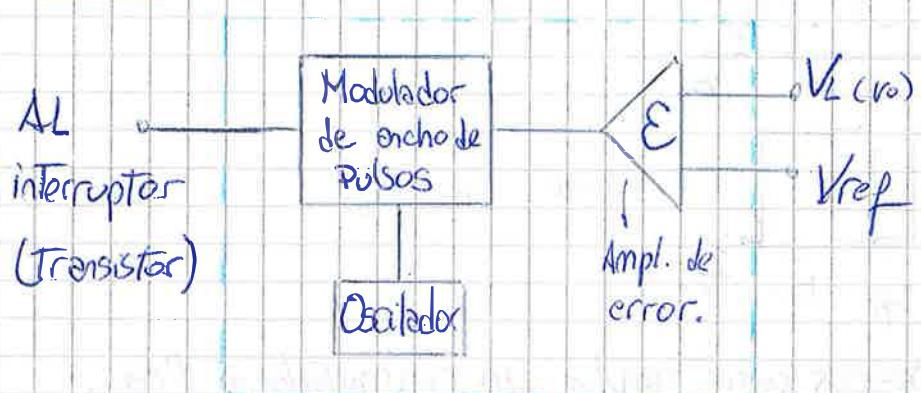
→ Controlador a freq. fija basado en PLL: Comparador de fase + VCO.



### Control a frecuencia variable:

- \* En este caso, la exigencia de potencia a la fuente determina la frecuencia de funcionamiento.

→ PWM:

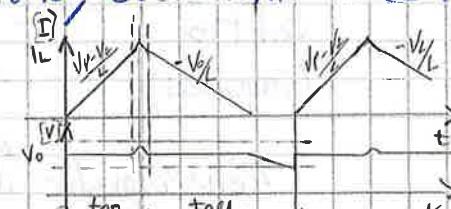
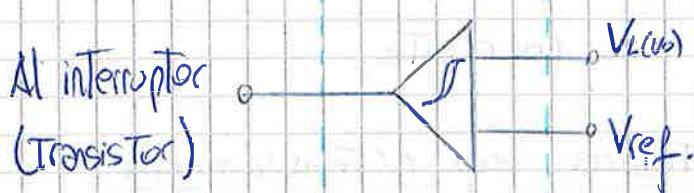


- El control de la fuente se realiza mediante el ciclo de trabajo  $\beta = \frac{T_{on}}{T}$
- El tamaño y el costo del filtro ( $L, C$ ) de salida es inversamente proporcional a la freq. de trabajo; La freq. deberá ser lo suficientemente elevada sin llegar a superar los parámetros del Transistor, el/s los diodos.
- Durante el periodo de encendido, la corriente permanece prácticamente constante, pero luego, en el periodo 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/decrecimiento es lineal.

### → Controlador de acción directa:



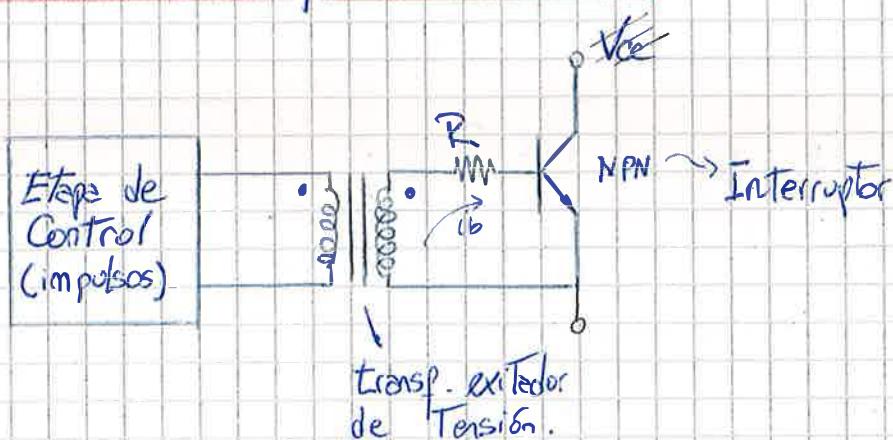
- El comparador detecta el nivel de tensión de salida. → commuta.

\* Se somete al interv. a trabajo forzado; La freq. dep. de la saturac. del núcleo de autoidar.

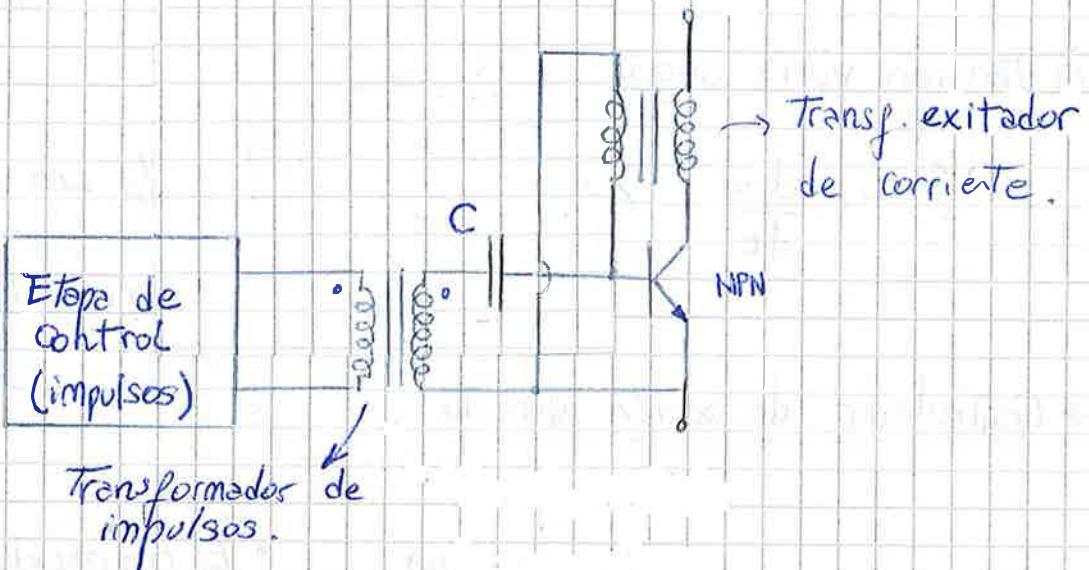
### Excitación del interruptor

- 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. exit. de tensión:



### Circ. interm. c/transf. exit. 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 sirven 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

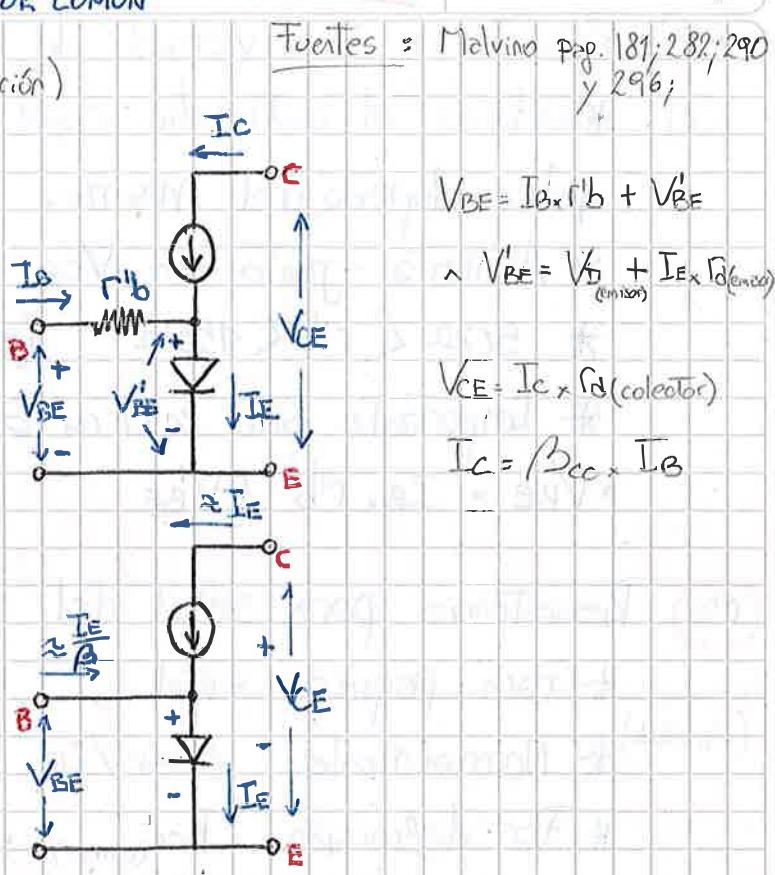
### → Modelos para CC

#### 1 • Circuito equivalente

$r_d$  → resist. dinámica del diodo (emisor o colector)

$V_D = 0.2$  (germanio) ;  $0.6$  (silicio)

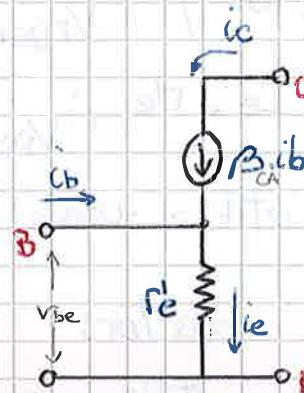
#### 2 • Modelo Ebers-Moll



### → Modelos para CA (señal)

#### 3 • Modelo T

Utiliza parámetros "r'"  
 $(r_e, \beta)$   
 simplificados



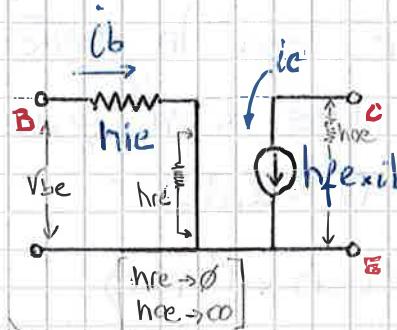
$$v_{be} = i_e \times r_e$$

$$V_{CF(\text{sat})} = I_C(\text{sat}) \times r_d(\text{colector})$$

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_C}$$

#### 4 • Modelo TR

Utiliza parámetros "h"  
 $(h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe})$



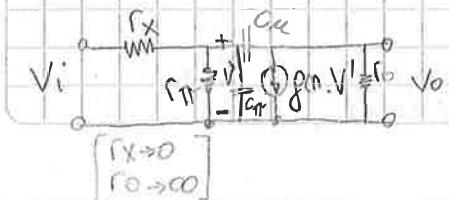
$$v_{be} = i_b \times h_{re}$$

$$h_{ie} = r_e \times (h_{fe} + 1)$$

$$h_{fe} = \beta_{CA} = \frac{i_c}{i_b}$$

$$V_{CF(\text{sat})} = I_C(\text{sat}) \times r_d(\text{colector})$$

#### 5 • Modelo incremental



Simplificado; suponiendo  $h_{re} \ll 1$  ;  $h_{oe} \gg 1$

$$h_{ie} \approx r_T = \frac{\beta_0}{g_m}$$

$$g_m = \frac{I_C g}{V_T}$$

## Disección de las resistencias asociadas al BJT:

### $r_{\text{b}}$ Resistencia transversal de Base:

- (x) \* Debido al estrecho canal de semiconductor y al pobre dopado del mismo.
- \* Aumenta junto con  $V_{\text{CB}}$ .
- \*  $50\Omega < r_{\text{b}} < 150\Omega$  (Puede llegar como máx. a  $1\text{k}\Omega$ )
- \* Importante solo en circuitos de alta frecuencia.
- $V_{\text{BE}} = I_{\text{B}} \cdot r_{\text{b}} + V'_{\text{BE}}$

### $r_{\text{e}}$ Resistencia para señal del diodo Emisor:

( $r_{\text{e}}(\text{emisor})$ ) \* Para pequeña señal

( $r_{\text{e}} = \beta R_{\text{E}}$ ) \* Normalmente  $25\text{mV}/I_{\text{E}} < r_{\text{e}} < 50\text{mV}/I_{\text{E}}$

\* Por definición:  $R_{\text{e}}(\text{emisor}) = \frac{\Delta V_{\text{BE}}}{\Delta I_{\text{C}}}$ ;  $\Delta$ : Pequeña señal.

$$\bullet r_{\text{e}} = \frac{V_T}{I_{\text{E}}} \times \left( \frac{T^{\circ} + 273}{298} \right), \quad V_T(25^{\circ}) = 25\text{mV} \quad T = \text{Temp. de la unión.}$$

$$\bullet V'_{\text{BE}} = V_{D_{(0)}} + I_{\text{E}} \cdot r_{\text{e}} ; \quad V_{D_{(0)}} = 0,7 / 0,75 \text{ para el silicio.}$$

\* Se modela y utiliza cuando el tr. trabaja en la "zona activa"

### $r_{\text{c}}$ Resistencia de colector:

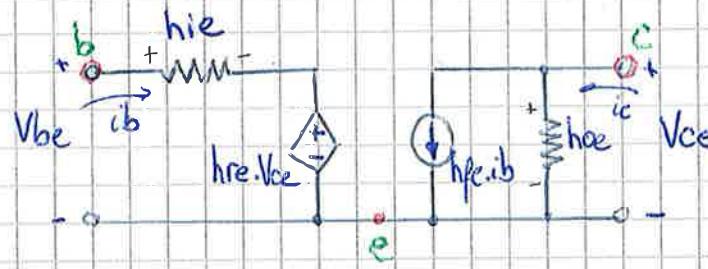
\* Se modela y utiliza cuando el tr. trabaja en la "zona de saturación".

\* ESTÁ en serie con la fuente de corriente y evita que  $V_{\text{CE}}$  disminuya a cero.

\* Tipicamente  $r_{\text{c}} \approx 2,8 \Omega$

$$\bullet V_{\text{CE}(\text{sat})} = I_{\text{C}(\text{sat})} \times r_{\text{c}(\text{sat})}$$

Note: En los modelos T, II se elimina la fuente de (cc)  $V_{\text{CE}0}$  debido a que solo se modelan las fuentes de señal (ca).

Modelo híbrido T en baja freq.

$$\begin{aligned} \bullet V_{be} &= i_b \cdot h_{ie} + V_{ce} \cdot h_{re} \\ \bullet i_c &= i_b \cdot h_{fe} + V_{ce} \cdot h_{oe} \end{aligned}$$

$\hookrightarrow V_{ce} = V_{ce1} + V_{ce2}$

$$\bullet h_{ie} = \frac{V_{be}}{i_b} \quad [a] \quad ; \quad V_{ce} = \emptyset$$

$$\bullet h_{re} = \frac{V_{be}}{V_{ce}} \quad [\text{adim}] \quad ; \quad i_b = \emptyset$$

$$\bullet h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} \quad [\text{adim}] \quad ; \quad V_{ce} = \emptyset$$

$$\bullet h_{oe} = \frac{i_c}{V_{ce}} \quad [z] \quad ; \quad i_b = \emptyset$$

$\Downarrow$   
Parámetros de  
Cortocircuito ( $V_{ce} = \emptyset$ )

$\Downarrow$   
Parámetros de  
circ. abierto ( $i_b = \emptyset$ )

$$\begin{aligned} &\Delta \Rightarrow \emptyset \\ &\begin{array}{c} i_b \\ i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_n \end{array} \quad \begin{array}{c} V_{ce1} \\ V_{ce2} \\ \dots \\ V_{cen} \end{array} \\ &\rightarrow h_o = \frac{(i_{c2} - i_{c1})}{(V_{ce2} - V_{ce1})} \quad ; \quad i_b = \text{cte} \end{aligned}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{oe} \Rightarrow 10^{-2} \text{ KV} \\ h_{ob} \Rightarrow 10^{-4} \text{ KV} \\ h_{oc} \Rightarrow 10^{-2} \text{ KV} \end{array} \right.$$

Equivalencias con el modelo incremental: (descrip. mod. incremental: pag. 93)

$$\bullet h_{ie} = r_x + r_{\pi}$$

$$\bullet h_{re} = \frac{r_{\pi}}{r_m} \quad (\text{simplificado})$$

$$\bullet h_{fe} = g_m \cdot r_{\pi}$$

$$\bullet h_{oe} = g_o + g_m \cdot h_{re} \quad (\approx \frac{1}{r_o}) \quad ; \quad g_m \cdot h_{re} \approx \emptyset$$

$$\bullet r_x = h_{ie} - r_{\pi}$$

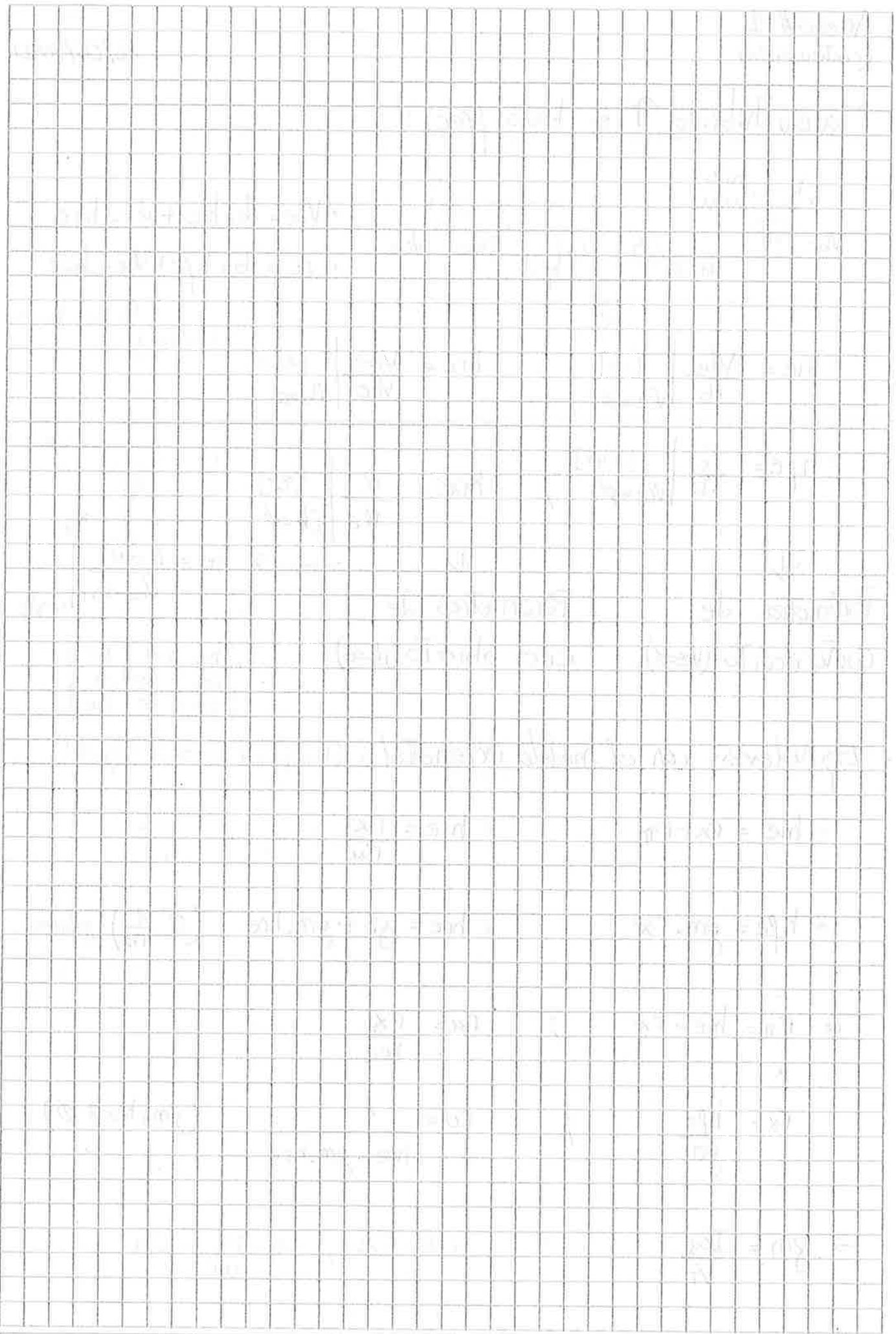
$$r_m = \frac{r_{\pi}}{h_{re}}$$

$$r_{\pi} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe} - g_m \cdot h_{re}} \quad (g_m \cdot h_{re} \approx \emptyset)$$

$$\rightarrow g_m = \frac{I_{cq}}{V_T}$$

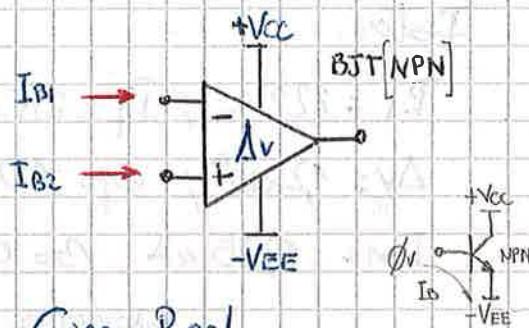
$$C_{ob} = C_{mL} \quad ; \quad C_{rr} = \frac{g_m}{Wt} - C_{mL}$$



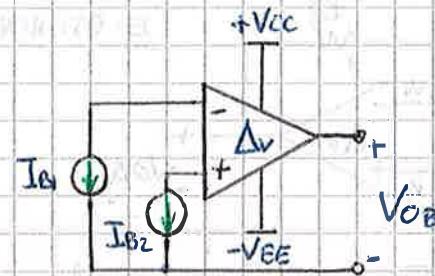
NOTA

## EN AMP. OPERACIONALES

Las corrientes de polarización de los transistores de entrada del amp. diferencial fluyen hacia los terminales de entrada del Amp. Op. cuando se trate de Tr. BJT [NPN].

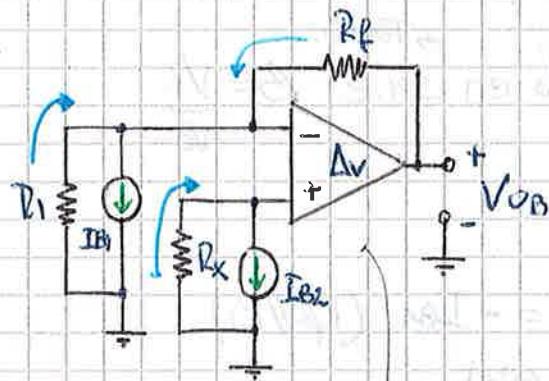


Circ. Real.



Modelo → Amp. Op. ideal.

El modelo con el agregado de dos fuentes de corriente externas genera el mismo efecto que el circ. original.



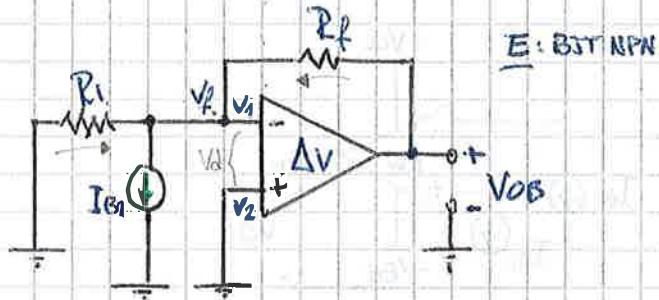
Se considera al Amp. Op. ideal; no circula corriente por sus entradas, solo por  $R_f$

- Vemos que utilizando el modelo, el sentido de circulación de las corrientes se respete.
  - $I_{B2}$  circula por  $R_x$  hacia el Terminal (+)
  - $I_{a1}$  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  $R_x = R_1 \parallel R_f$ , dejé 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  $I_{a1}$  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, ...)

Analisis de  $V_{OB}$  por teoría de realimentación:



Datos:

$$R_1 = 222\Omega ; R_f = 2k\Omega$$

$$\Delta V = 12 \times 10^5 ; G_f = 10$$

$$I_{BS1} = 0,35\mu A ; \beta = 91$$

- Se trate como un amplificador de Tensión, con una fuente de Tensión eq.  $V_d$ , no inversor.

$$V_f = - I_{BS1} \times (R_1 // R_f) \wedge V_1 = V_f$$

- Tenemos muestra de Tensión y mezcla en serie  $\beta = \frac{V_f}{V_0}$   
Haciendo  $I_f = \phi_A$ ;  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

$$V_d = V_2 - V_1 \wedge V_2 = \phi_v ; V_1 = - I_{BS1} \cdot (R_f // R_1)$$

$$V_d = \phi_v - (- I_{BS1} \cdot (R_1 // R_f)) \Rightarrow I_{BS1} \cdot (R_1 // R_f)$$

$$V_{OB(P)} = \frac{\Delta v_d}{(1 + \beta \Delta v)} \times V_1 \wedge$$

$$V_d = 0,35\mu A (222 // 2k)$$

$$V_d = 6,993\mu V \quad |$$

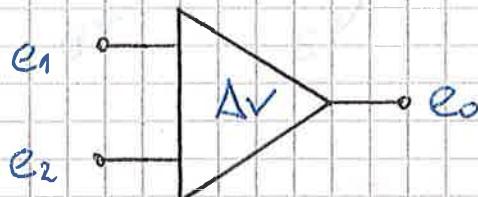
$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{222}{222 + 2k}$$

$$\beta = 92,9 \times 10^{-3} \quad |$$

$$\rightarrow \text{Por la teoría convencional: } V_{OB} = I_{BS1} \cdot R_f = 0,35\mu A \cdot 2k \Rightarrow 700\mu V$$

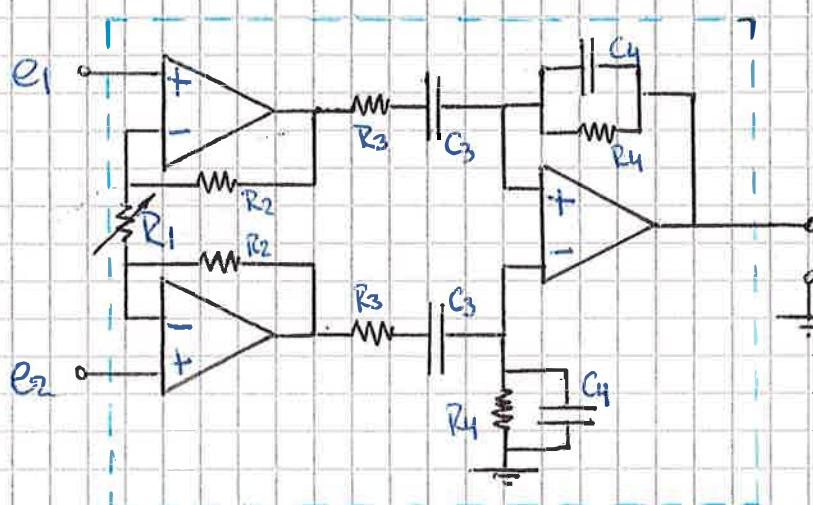
L) Práctico en pag 45 práct.

Ampl. de Instrumentación : Con dominio de frecuencia restringido.



Características:

- Gobernancia:  $\approx 60 \text{ dB}$
- RRMC:  $> 80 \text{ dB}$
- Resp. en freq:  $(f_L, f_H)$
- $Z_i: > 10^{12} \Omega$



$$e_o = (e_2 - e_1) \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{Z_2}{Z_1}\right) \cdot \left(\frac{Z_4}{Z_3}\right)$$

$T(s)$

$$Z_1 = R_1$$

$$Z_2 = R_2$$

$$Z_3 = \left(R_3 + \frac{1}{sC_3}\right)$$

$$Z_4 = \left(R_4 \parallel \frac{1}{sC_4}\right)$$

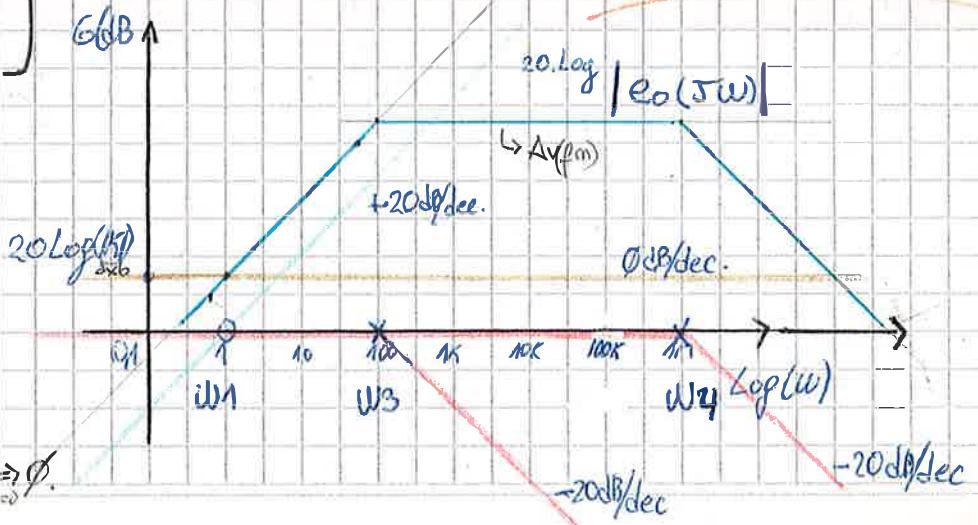
$$T(s) = \left(\frac{Z_3(s)}{Z_1(s)}\right)^{-1} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{Z_2}{Z_1}\right) \Rightarrow K \cdot \frac{s}{(s+a)(s+b)}$$

Gpm

$$T(j\omega) = K \cdot \frac{s}{(1+\frac{s}{a})(1+\frac{s}{b})}$$

Gobernancia inicial  
(a bajas freq.)

$\rightarrow$  En este caso  $|T(j\omega)| \Rightarrow 0$ .



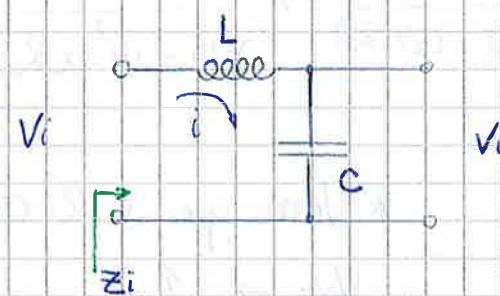
⑥ Desarrollando  $e_0(s)$  nos queda:

$$T(s) = \left(1 + 2 \times \frac{R_2}{R_1}\right) \times (R_3 \times C_4) \times \frac{s}{\left(s + \frac{1}{R_3 C_3}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_4 C_4}\right)}$$

$\xrightarrow{K \rightarrow 6 \text{ fm}}$

$\downarrow a$        $\downarrow b$

$$e_0(s) = (e_2 - e_1) \times T(s)$$

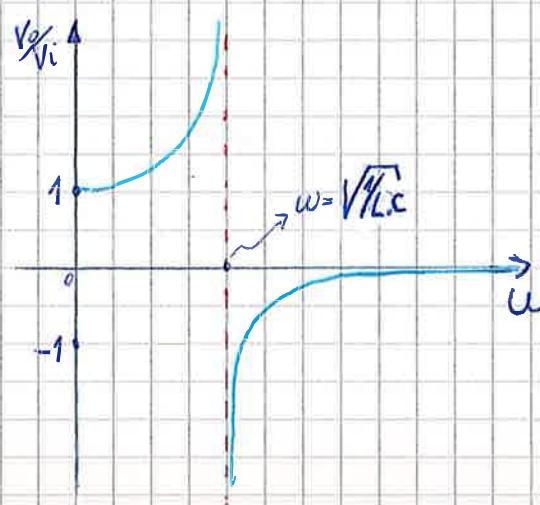
Filtro LC:

$$\begin{aligned} \bullet X_L &= j\omega L \\ \bullet X_C &= \frac{1}{j\omega C} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} Z_i &= X_L + X_C \\ &\quad \text{S.L.} \\ &\quad \frac{1}{j\omega C} \end{aligned} \right\}$$

$$V_o = \frac{V_i}{Z_i} \times X_C = \frac{V_i}{(X_L + X_C)} \times X_C \Rightarrow \left( \frac{V_i}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \right) \times \frac{1}{j\omega C}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \times \frac{1}{j\omega C} = - \frac{1}{\omega C (\omega L - \frac{1}{\omega C})} \Rightarrow - \frac{1}{(\omega^2 LC - 1)}$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC)}$$



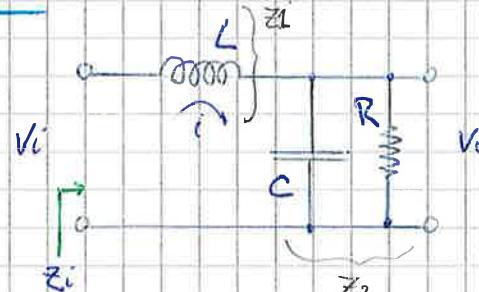
\* Polo:  $-(\omega^2 LC - 1) = 0$

$$\omega^2 LC = 1$$

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

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

Formula de Jonson?

Filtro LC/R:

$$Z_i = j\omega L + \left( \frac{1}{j\omega C} \parallel R \right) \Rightarrow j\omega L + \frac{R}{j\omega C \parallel R}$$

$$\begin{aligned} \bullet Z_1 &= X_L = j\omega L \\ \bullet Z_2 &= X_C \parallel R = \frac{1}{j\omega C} \parallel R \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} Z_i &= Z_1 + Z_2 \\ &\quad \text{S.L.} \end{aligned} \right\}$$

$$\frac{R}{j\omega C \parallel R} \Rightarrow j\omega L + \frac{R}{1 + j\omega CR}$$

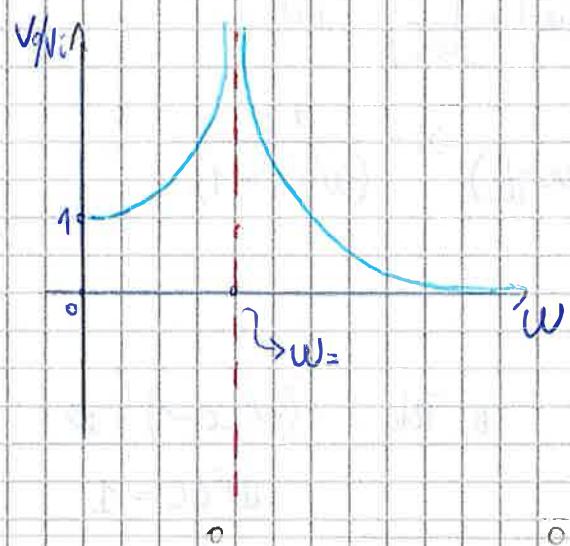
$$V_o = \frac{V_i}{Z_0} \times Z_2 = \frac{V_i}{\left( JWL + \frac{R}{1+JWL} \right)} \times \left( \frac{R}{1+JWL} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\left( JWL \left( 1 + JWL \right) + R \right)} \times \frac{R}{\left( 1 + JWL \right)} \Rightarrow \frac{R}{JWL - \omega^2 LCR + R}$$

o  $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\left( R - \omega^2 LCR \right) + JWL}$

\* Vemos que si  $R \rightarrow \infty$ ;

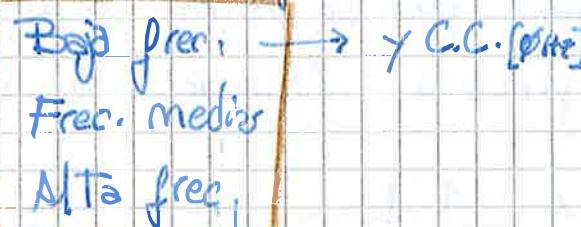
$$\frac{V_o}{V_i} \rightarrow \frac{1}{\left( 1 - \omega^2 LC \right)}$$



→ REVISAR ←

→ Resp. en Frec.: Análisis de las F.T. con Bode.

↳ Se segmenta la resp. en frec. en tres zonas



\* Baja freq y CC:

→ Si tenemos un cero al origen; 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  $f_{H_2} > \phi_{H_2}$ .

→ Si no tenemos ceros al origen (No hay  $C_0$  ni  $C_L$ ) pero si tenemos  $C_L$ ; con su resp. Re asociada.  
 Si tenemos ganancia para  $C_L$  (es pequeño pero existe)

• En ambos casos la ganancia cerca del origen de frecuencias se encuentra llevando la FT a:  $K \frac{(1 + \frac{f}{\omega_C})}{(1 + \frac{f}{\omega_P})}$

gan. inicial

• Para frec. medias y alta la ganancia se encuentra llevando la FT a  $(Q) \frac{(S + \omega_C)}{(S + \omega_P)}$

gan. a freq. medios

\* El Modelo a Frec. Medias es dinámico.

## \* Alto Frec.

→ En alta freq. no se consideran  $C_C$ ;  $C_E$  y  $C_O$  como con sus efectos reactivos si no como cortocircuitos; por ello, para encontrar la ganancia a freq. media (que series bajar para el modelo de AF;  $f_{TAS}$  de  $\frac{1}{W_H}$ ) se procede llevando la FT a

$$FT_{(Alto\ Frec.)} = K \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{W_P}} \quad \begin{array}{l} \text{Parece igual que para} \\ \text{P.F.} \end{array}$$

6.1. a freq. media

\* Resp. Total en freq.: Para este caso se procede con el análisis general de Bode:

$$FT_{(Bode)} = K \cdot \frac{(1 + \frac{s}{W_{CC}}) \cdot s^2}{(1 + \frac{s}{W_{PC}})(1 + \frac{s}{W_{CE}})(1 + \frac{s}{W_{CO}})(1 + \frac{s}{W_H})}$$

6. inicial

Estos están muy abajo en freq. y se descartan.

→ Para encontrar la resp. genel: 6: fm.

$$FT_{(gen)} = A \cdot \frac{(s + W_C) \cdot s^2}{(s + W_{CC})(s + W_{CE})(s + W_{CO})(s + W_H)}$$

6. fm. medios.

## Anexo N° 6

HOJA N° 156  
FECHA 17/06/2010

### Análisis de la Ganancia de Tensión:

$$\Delta V = \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow \frac{V_L}{V_{be}}$$

$$\Delta V = - \frac{i_c \cdot R_L}{i_b \cdot Z_i}$$

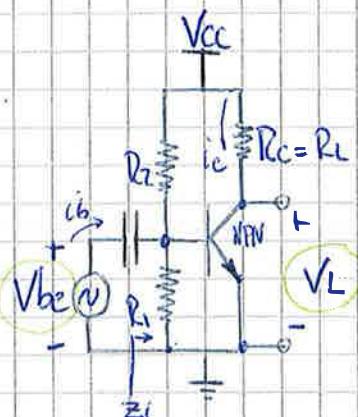
↑  
Norton

↑  $Z_i = R_{bb} \parallel h_{ie}$   
Pero  $R_{bb} \gg h_{ie}$   
∴  $Z_i \approx h_{ie}$ .

$$\Delta V = - \frac{i_c \cdot R_L}{i_b \cdot h_{ie}} = - \frac{h_{fe} \cdot i_b \cdot R_L}{i_b \cdot \left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right) \cdot h_{fe}}$$

$$\Delta V = - \frac{R_L}{\left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right)}$$

$$\Delta V = - \frac{R_L}{r_{le}}$$



↑  $h_{ie} = \left(\frac{V_T}{I_{CQ}}\right) \cdot h_{fe} = r_{le} \cdot h_{fe}$

r<sub>le</sub>: es el nexo entre CC y CA

$$\Delta V = - g_m R_L$$

\* Si existe una  $R_e$  sin desacoplar; entonces

$$\Delta V = - \frac{R_L}{(r_{le} + R_e)}$$

y si hay una  $R_{ceq}$ ;

$$\Delta V = - \frac{(R_C \parallel R_{ceq})}{(r_{le} + R_e)}$$

Al aparecer  $R_e$  sin desacoplar disminuye la ganancia de tensión del amplificador; pero trae aparejada mayor estabilidad por variación del  $\beta$  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 mayor  $\Delta i$

Le otorga mayor estabilidad.

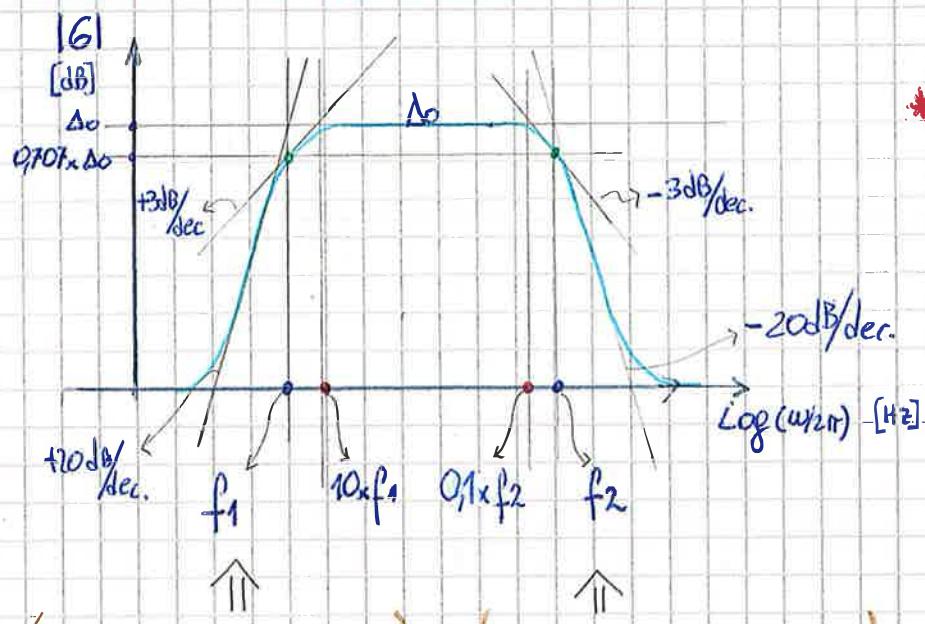
\* Se Toma  $R_{bb} = \frac{\beta_m \cdot R_e}{10}$  con  $\beta_m = \sqrt{\beta_{min} \cdot \beta_{max}}$

Media Geométrica

# Anexo N°7

HOJA N° 157  
FECHA 06/07/2010

## Consideraciones sobre Resp. en Frec. y ancho de banda.



\* En el punto -3dB:  
(linealización |G|)



(Causado por el capaz. de acoplamiento y desacoplamiento: Cc y Ce.)

(Causado por el capaz. C<sub>T</sub> = C<sub>rr</sub>+C<sub>m</sub> → intrínsecos y cap. extrínsecos.)

\* [f<sub>1</sub> : f<sub>2</sub>] ⇒ Frec. de corte de 3dB o fren. de potencia mitad.

\* [10·f<sub>1</sub> : 0,1·f<sub>2</sub>] ⇒ Frec. medios; límites para Δ = Δ<sub>0</sub> = cte.

\* Punto -3dB:  $20 \times \log \left( \frac{0,707 \cdot \Delta_0}{\Delta_0} \right) = -3 \text{ dB}$

Por ejemplo; Para frec. de audio:

$$f_1 = 2 \text{ Hz}$$

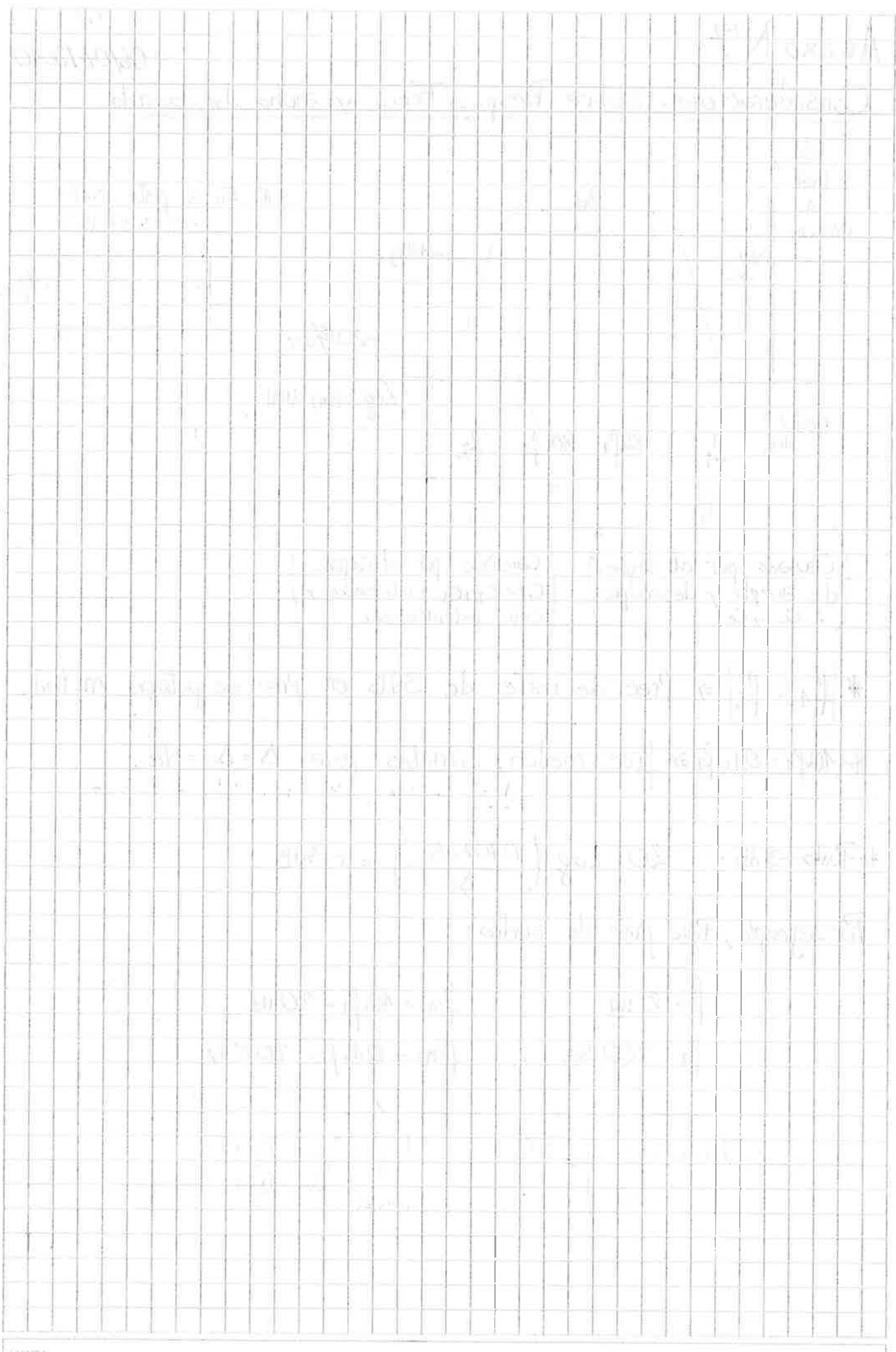
$$f_2 = 200 \text{ kHz}$$

$$f_{m1} = 10 \cdot f_1 = 20 \text{ Hz}$$

$$f_{m2} = 0,1 \cdot f_2 = 20 \text{ kHz}$$

Frecuencia de los Polos!

Margen para Δ=cte  
 $\Delta_0 = \Delta_{fm}$



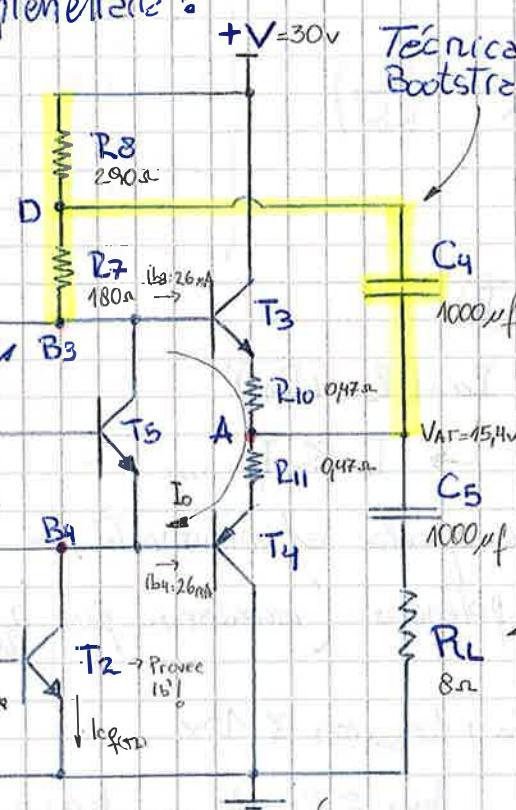
Amplificadores de Potencia: Uso del Bootstrapping:

## Etapa Excitadora

\* Amplif. Clase AB con

Simetría Complementaria:

Multiplicador de Tensión (Preparación)



Etapa excitadora clase "A"

Características

- Los resistores en serie con los emisores de  $T_3$  y  $T_4$  funcionan como protección ante eventuales cruces (en algunos casos suelen colocarse fusibles); También estabilizan la corriente de polarización de  $T_3$  y  $T_4$ .

Regla general:  $0,05 \times R_L < R_{10} = R_{11} < 0,10 \times R_L$ [Resistencias de estabilización]  $\downarrow$  Modifican la resist. de carga dinámica, ahora  $I_{Cmáx} = \frac{V_{CC}}{R_L + R_{10}}$ 

Rendimiento /

Solución de Compromiso!

Polarización!

- El multiplicador de tensión:

- Proporciona los niveles de tensión necesarios para pre-

polarizar los Transist. T<sub>3</sub> y T<sub>4</sub> y llevar el clase B a  $\rightarrow$  AB!

- Compensa térmicamente las corrientes de polarización, dado que la varición térmica producida por grandes potencias eléctricas modifica la  $V_{BEQ}$  ( $0,7V_{BSI}$ ) de los Tr. modificando la corriente  $I_0$  de prepolarización.

$$V_{CEQ(T_0)} = V_{BEU} \times \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{DIV} \geq 10 \times I_{BQ(T_0)} \\ I_{DIV} \approx \frac{0,7}{R_B} \approx \frac{V_{CEQ(T_0)}}{R_A + R_B} \\ \therefore V_{CEQ(T_0)} = 0,7V \times \left(\frac{R_A + R_B}{R_B}\right) \wedge 0,7 = V_{BEU} \\ \rightarrow V_{CEQ(T_0)} = V_{BEU} \times \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \end{array} \right. \quad (\text{Pág. 24})$$

### • Corriente de prepolarización: $I_0$

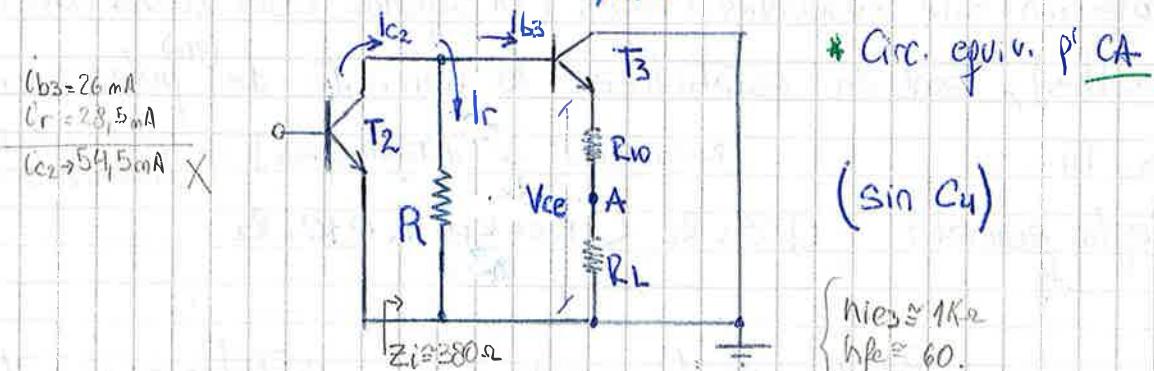
$$V_{CEQ(T_0)} = 2 \times V_{BEU} + I_0 \times (R_{10} + R_m)$$

$$\hookrightarrow I_0 \ll I_{L(\text{máx})}$$

Para no afectar el rendimiento de conversión de potencia (recordemos que  $\eta_{(\text{ideal})} = 78,5\%$ )

- $V_{AT} = V_{CE, \text{máx}} + V_{BEQ(T_0)} + V_{CEQ(T_0)}(T_2) \approx 15V$
- $I_{CQ2} > I_{BQ3} \wedge I_{BQ3} \approx 26mA \therefore I_{CQ2} = 30mA$
- $R = \frac{R_B + R_T}{I_{CQ2}} \Rightarrow \frac{V - V_{AT}}{I_{CQ2}} = \frac{V - (V_{AT} + V_{BEU3})}{I_{CQ2}} = \frac{30 - 15,7}{30mA} \Rightarrow 470\Omega$

$\hookrightarrow$  La diferencia de potencial dinámica sobre R es prácticamente  $V_{ce, \text{máx}}$ .



$$I_{r(\text{máx})} = \frac{V_{ce(\text{máx})}}{R} = \frac{13,4V}{470\Omega} = 28,5mA$$

$\hookrightarrow$  Con lo que la corriente por T<sub>2</sub> someterá a:

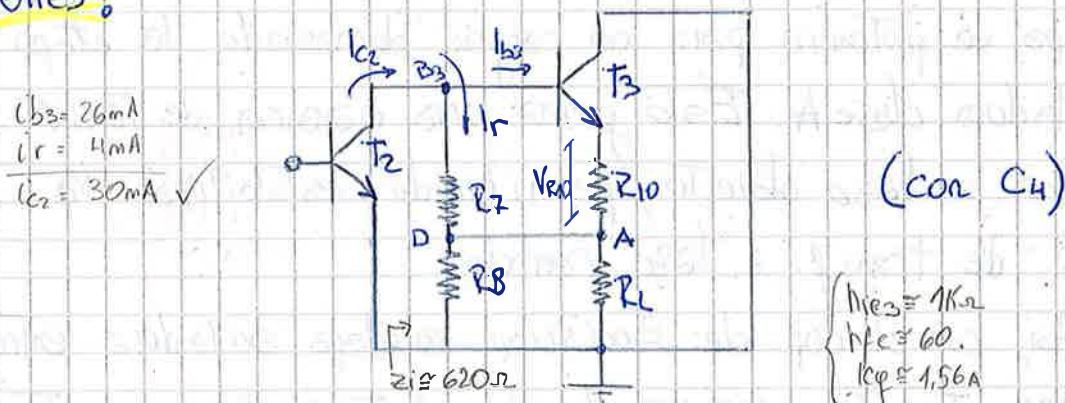
$$I_{CQ2} > I_{B3(\text{máx})} + I_{r(\text{máx})} = 26mA + 28,5mA = 54,5mA$$

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{ie2} \approx 1k\Omega \\ h_{fe} \approx 60 \\ I_{CQ} \approx 4,56A \end{array} \right.$$

\* Ahora bien, si se adecua este valor de corriente de reposo de T<sub>2</sub> entonces al recalcular la resistencia de carga estática R esta arrojaría un valor menor y ésto a su vez implicaría un incremento de I<sub>r máx</sub> que obligaría a un nuevo incremento de I<sub>Q2</sub>, 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 T<sub>2</sub> 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<sub>4</sub> es un circ. abierto.

- Para señal, el circ. eq. de carga dinámica de T<sub>2</sub> se modifica de tal manera que ahora la corriente I<sub>r máx</sub> se establece en la resist. R<sub>7</sub>!

↳ como  $V_{B3} \approx V_A$ ; al conectar C<sub>4</sub>;  $V_D \approx V_{B3} \approx V_A$  y así la corriente por R<sub>7</sub>  $\rightarrow I_r = \frac{V_{B3} - V_D}{R_7}$  es muy baja.

- Prácticamente no existe dif. de potencial dinámica sobre R<sub>7</sub> -

- Dejando como margen para  $I_{r máx(\text{dinámica})} = I_{Q2} - I_{b3 máx} = 30 \text{ mA} - 26 \text{ mA}$

$$R_7 = \frac{I_{r máx} \times R_{10}}{I_{r máx}} = \frac{1,58 \text{ A} \times 0,77 \Omega}{4 \text{ mA}} \Rightarrow 175 \Omega$$

NOTA: \*Val de pt. dinámico/  
en extremos de R<sub>7</sub>.

~ Como  $R_8$  queda en paralelo con  $R_L$ , debe ser mucho más grande que ésta para q' no consuma energía.

$$\bullet R_8 > 20 \times R_L ; R_8 \approx 20 \times 8\Omega = 160\Omega$$

$$\hookrightarrow \text{Fijemos } R_7 = 180\Omega \text{ y } R_8 = 290\Omega$$

- $C_4 \approx C_5 \approx 1000\mu F$  : A la frecuencia de corte inferior, sus reactancias deben presentar un valor inferior a las resistencias que se aplazan.

### Conclusiones:

- La Técnica de Bootstrapping genera realimentación positiva.
  - Aumentando la impedancia de entrada (para señal) 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 trans. 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  
envíen por favor los correcciones por  
correo para corregir el original y  
el .pdf digitalizado.

Buenas,