EBAS

Carpeta de Montero Espinosa (resuelta en 2010)

EBAS
Teoría

PROGRAMA DE LA ASIGNATURA

I. INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA (1,0 crd.)

Presentación. Conceptos básicos y terminología de la Electrónica. Señales analógicas y digitales. Amplificación y conmutación, definiciones y notaciones. Componentes y dispositivos, activos y pasivos. Aproximación a los dispositivos reales mediante modelos y características ideales. Introducción a los semiconductores.

II. DIODOS DE UNIÓN. (1,0 crd.)

Construcción, funcionamiento y aplicaciones. Características reales y limitaciones. Modelos de continua y para gran señal de baja frecuencia. Modelos dinámicos: circuitos equivalentes. Diodos especiales: Schottky, Zener, diodos fotónicos. Aplicaciones circuitales elementales, rectificadores, fijadores.

III. TRANSISTORES BIPOLARES. (1,2 crd.)

Construcción, regímenes de funcionamiento, tipos y símbolos. Características ideales y modelos de continua. Características reales. Polarización y punto de trabajo. Limitaciones. Modelos dinámicos: circuitos equivalentes para pequeña señal, modelos para conmutación.

IV. TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO. (1,0 crd.)

Tipos de FET, tecnologías y símbolos. Modelos de continua y características ideales. Efectos de 2° orden. Polarización y punto de trabajo. Limitaciones. Modelos dinámicos: circuitos equivalentes para pequeña señal, modelos para conmutación.

V. CIRCUITOS AMPLIFICADORES BÁSICOS. (1,2 crd.)

Técnicas y circuitos de polarización. Estabilidad del punto de trabajo, sensibilidad. Polarización con fuentes de corriente. Amplificadores monoetapa con bipolares y FETs, configuraciones básicas y propiedades. Introducción al análisis de límites de frecuencia. Multietapas con acoplo RC.

VI. CIRCUITOS INTEGRADOS ELEMENTALES. (1,0 crd.)

Introducción a la integración monolítica de dispositivos y componentes. Pares acoplados en continua: Darlington, cascodo, cargas activas, CMOS. El amplificador diferencial: características, análisis, modos de funcionamiento. Amplificadores operacionales ideales: propiedades, aplicaciones elementales y circuitos.

VII. PROPIEDADES Y CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN. (0,8 crd.)

Introducción a los conceptos de conmutación y circuitos digitales. Puertas lógicas, retardos de propagación. Conmutación de transistores. Inversores bipolares, N-MOS y C-MOS. Ejemplos de análisis de conmutación de diodos con efectos capacitivos.

TEMA 1: INTRODUCCIÓN A LOS SEMICONDUCTORES

1.1 Semiconductores homogéneos intrínsecos

Denominamos **impureza** a cualquier átomo distinto al que compone la red cristalina. Por ejemplo, en una red de átomos de Silicio (Si) llamaremos impureza a cualquier átomo que no sea de silicio y que ocupe un puesto en la red (B, P, Sb, Al, ...).

Los **semiconductores intrínsecos** son aquellos semiconductores que no tienen impurezas, es decir, toda la red está compuesta por el mismo tipo de átomos y los únicos electrones libres que hay son los que han "escapado" del átomo al que pertenecían (creando a su vez un hueco). La energía que se necesita para que un electrón rompa su enlace covalente y quede libre se la denomina **ancho de banda prohibida**, E_G (medida en eV).

Utilizaremos la siguiente notación para referirnos a los electrones libres y a los huecos creados por ellos:

$n \equiv$ Concentración de electrones libres en un semiconductor

Un **hueco** es el "espacio" que deja un electrón cuando abandona su posición en la capa de valencia de un átomo

$$n = \frac{\text{nº electrones libres}}{cm^3} = [cm^{-3}]$$

$p \equiv$ Concentración de huecos en un semiconductor

$$p = \frac{\text{nº huecos}}{cm^3} = [cm^{-3}]$$

En un semiconductor en estado puro (intrínseco) se cumple: $n = p = n_i$ y de aquí se deduce directamente que:

Esta relación es consecuencia inmediata de la igualdad anterior

$$n_i^2 = np \qquad \text{Ley de acción de masas}$$

Donde n_i se llama concentración de portadores intrínsecos. Esta magnitud depende de T y de E_G de la siguiente forma:

$$n_i^2 \propto \exp\left(-\frac{E_G}{kT}\right) \qquad\qquad n_i^2 = A\exp\left(-\frac{E_G}{kT}\right)$$

1.2 Semiconductores homogéneos extrínsecos

Llamamos **semiconductores extrínsecos** a aquellos cristales que tienen impurezas formando parte de la red cristalina. También se suele hablar de semiconductores dopados. Dependiendo del tipo de impurezas existen dos tipos de conductores intrínsecos.

1.2.1 Semiconductores tipo *n*

Producimos un semiconductor de tipo *n* introduciendo una pequeña concentración de impurezas de valencia cinco (impurezas donadoras). Al introducir este tipo de impurezas en la red, cuatro electrones son utilizados para los enlaces y queda uno libre. De esta forma consigo electrones libres sin crear huecos. La notación que utilizaremos es la siguiente:

Supondremos siempre las impurezas totalmente ionizadas

$N_D \equiv$ Concentración de impurezas donadoras (P, As, Sb,...)

$$N_D = \frac{\text{nº impurezas donadoras}}{cm^3} = [cm^{-3}]$$

En los semiconductores tipo n se cumple que: $n = N_D + p$

1.2.2 Semiconductores tipo *p*

Producimos un semiconductor de tipo p introduciendo una pequeña concentración de impurezas de valencia tres (impurezas aceptoras). Al introducir este tipo de impurezas en la red, tres electrones son utilizados para los enlaces y queda un hueco. De esta forma consigo huecos sin aumentar los electrones libres.

$N_A \equiv$ Concentración de impurezas aceptoras (B, Al, Ga,...)

$$N_A = \frac{\text{nº impurezas aceptoras}}{cm^3} = [cm^{-3}]$$

En los semiconductores tipo p se cumple que: $p = N_A + n$

1.2.3 Cálculo de concentraciones en un conductor extrínseco

En cualquier semiconductor (sea intrínseco o extrínseco) se cumple que:

$$p + N_D = n + N_A \quad \text{Ecuación de neutralidad de carga}$$

En la práctica la anterior ecuación se suele aproximar de la siguiente manera:

Para semiconductores tipo n $\Rightarrow$ Si $n >> p$ $\quad n \simeq N_D \quad p \simeq \dfrac{n_i^2}{N_D}$

Para semiconductores tipo p $\Rightarrow$ Si $p >> n$ $\quad p \simeq N_A \quad n \simeq \dfrac{n_i^2}{N_A}$

En todo caso un semiconductor puede tener simultáneamente impurezas donadoras y aceptoras y será de tipo n o de tipo p dependiendo de la concentración de cada una.

1.3 Corrientes en semiconductores

1.3.1 Conducción por arrastre

En este apartado nos referiremos siempre a densidades de corriente J. Recuerda que:

$$J = \frac{I}{Area}$$

y se mide en A/m^2

Esta corriente es común a todos los semiconductores (homogéneos y no homogéneos):

$$J_{ah} = ep\mu_h V$$
$$J_{ae} = en\mu_e V$$

$\mu_h, \mu_e \equiv$ coeficientes de movilidad (se miden en $cm^2/V\,s$)

A partir de los conceptos anteriores definimos la conductividad como:

$$\left.\begin{array}{l}\sigma_e = e\mu_e n \\ \sigma_h = e\mu_h p\end{array}\right\} \Rightarrow \sigma = \sigma_e + \sigma_h = e\mu_e n + e\mu_h p = e(\mu_e n + \mu_h p)$$

Casos particulares:

Semiconductor intrínseco : $\sigma = e(\mu_e + \mu_h)n_i$

Semiconductor extrínseco, tipo n : $\sigma \simeq e\mu_e n$

Semiconductor extrínseco, tipo p : $\sigma \simeq e\mu_h p$

1.3.2 Conducción de difusión

Este tipo de corrientes aparece en los semiconductores no homogéneos, es decir, aquellos en los que las impurezas no están distribuidas uniformemente en el cristal.

$$J_{dh} = -eD_h \frac{dp}{dx}$$

$$J_{de} = +eD_e \frac{dn}{dx}$$

$D_h, D_e \equiv$ coeficientes de difusión (se miden en cm^2/s)

1.3.3 Corrientes de conducción totales

La corriente de conducción total por un semiconductor no homogéneo se compone por tanto de dos términos:

Corriente de conducción = Corriente de arrastre + Corriente de difusión

$$J_h = J_{ah} + J_{dh} = ep\mu_h V - eD_h \frac{dp}{dx}$$

$$J_e = J_{ae} + J_{de} = en\mu_e V + eD_e \frac{dn}{dx}$$

Los semiconductores no cumplen la ley de Ohm por que incluyen la corriente de difusión.

Relación de Einstein

Los coeficientes de difusión y arrastre D y μ están relacionadas mediante la siguiente ecuación, denominada Relación de Einstein:

$$\frac{D_e}{\mu_e} = \frac{D_h}{\mu_h} = \frac{kT}{e} = V_T$$

TEMA 2: DIODOS DE UNIÓN

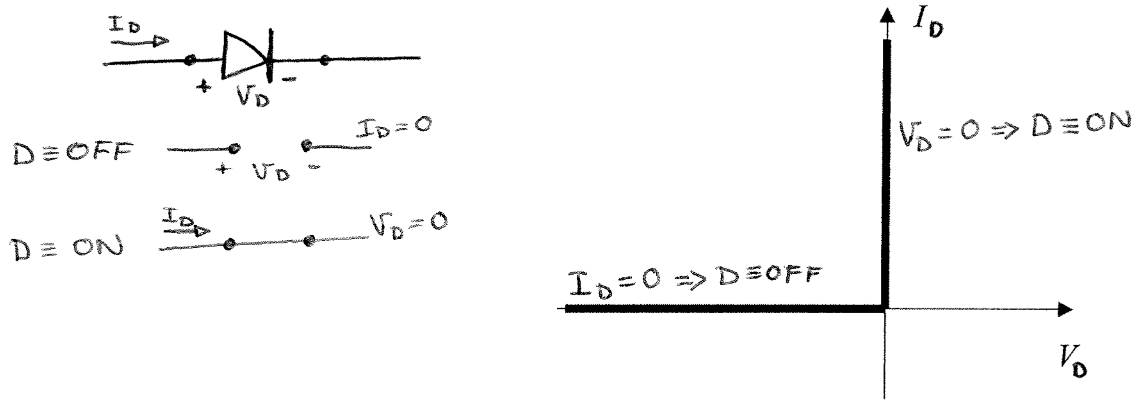
2.1 Diodo ideal y modelos aproximados

2.1.1 Modelo del diodo ideal

El diodo es el componente no lineal más sencillo. Vamos a empezar por una modelización que llamaremos diodo ideal. El diodo ideal caracteriza la "esencia" del funcionamiento del diodo, distinguiendo entre conducción directa y conducción en inversa, siendo esta última despreciable. Su curva característica se define por:

$$v_D = 0 \quad \text{cuando} \quad i_D > 0$$
$$i_D = 0 \quad \text{cuando} \quad v_D \leq 0$$

que gráficamente se representa de la siguiente manera:

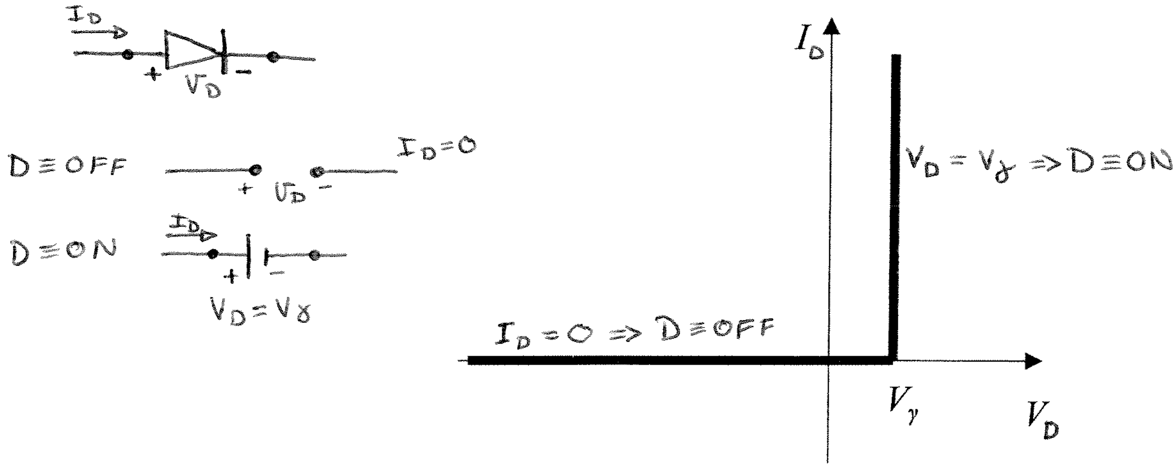


El modelo del diodo ideal es, en algunos casos, demasiado simple y por ello normalmente se realizan aproximaciones que tienden a acercar el modelo a la realidad. A continuación describimos las aproximaciones más frecuentes

2.1.2 Modelo del diodo con tensión de codo

Este modelo se aproxima más al verdadero funcionamiento de un diodo real. Se introduce un parámetro V_γ llamado tensión de codo de manera que la característica del modelo queda:

$$v_D = V_\gamma \quad \text{cuando} \quad i_D > 0$$
$$i_D = 0 \quad \text{cuando} \quad v_D \leq V_\gamma$$

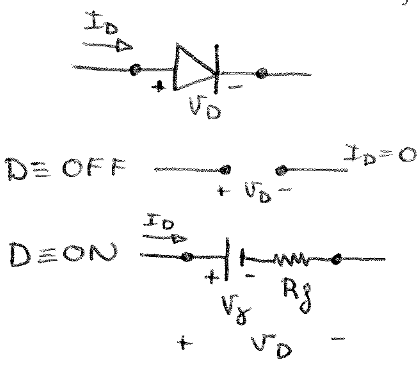


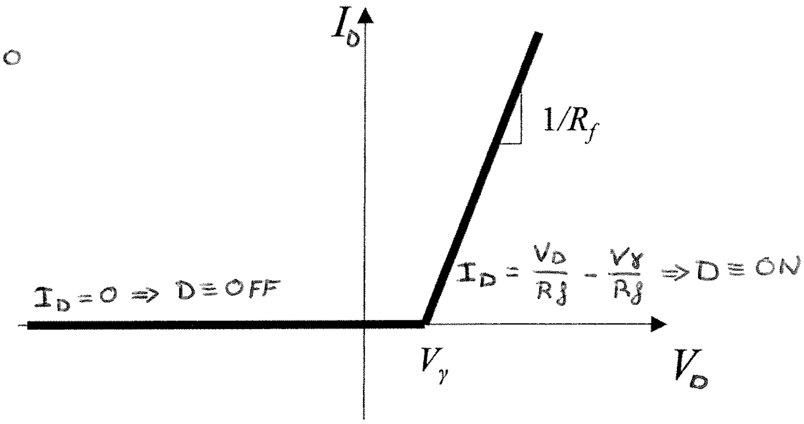
2.1.3 Modelo del diodo con tensión de codo y resistencia en directa

Este modelo se aproxima aún más al funcionamiento de un diodo real. Se introduce otro parámetro R_f llamada resistencia (dinámica) en directa. La curva característica de este nuevo modelo queda:

$$i_D = 0 \qquad \text{cuando} \quad v_D \leq V_\gamma$$

$$i_D = \frac{1}{R_f}(V - V_\gamma) \quad \text{cuando} \quad v_D > V_\gamma$$





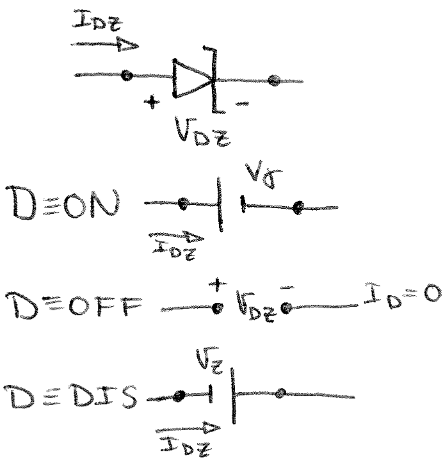
2.1.4 Modelo de diodo Zener

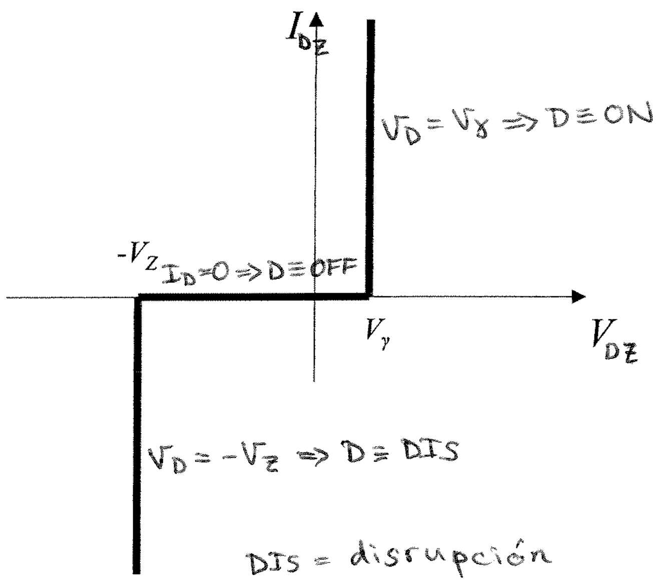
Si aplicamos suficiente tensión negativa al diodo su característica se quiebra bruscamente hacia abajo a una tensión casi constante $-V_Z$. Esa tensión se llama tensión de ruptura del diodo. La curva característica de este nuevo modelo es:

$$v_D = V_\gamma \quad \text{cuando} \quad i_D > 0$$

$$i_D = 0 \quad \text{cuando} \quad -V_Z \leq v_D \leq V_\gamma$$

$$v_D = -V_Z \quad \text{cuando} \quad i_D < 0$$





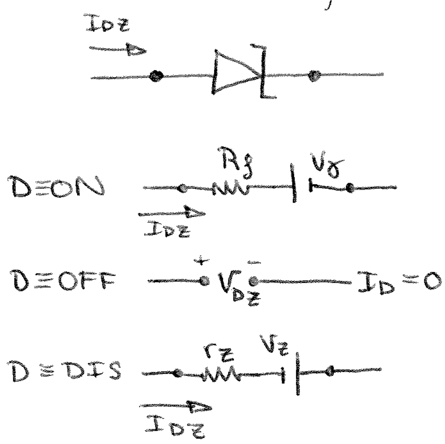
2.1.5 Modelo de diodo Zener con resistencia en directa y en inversa

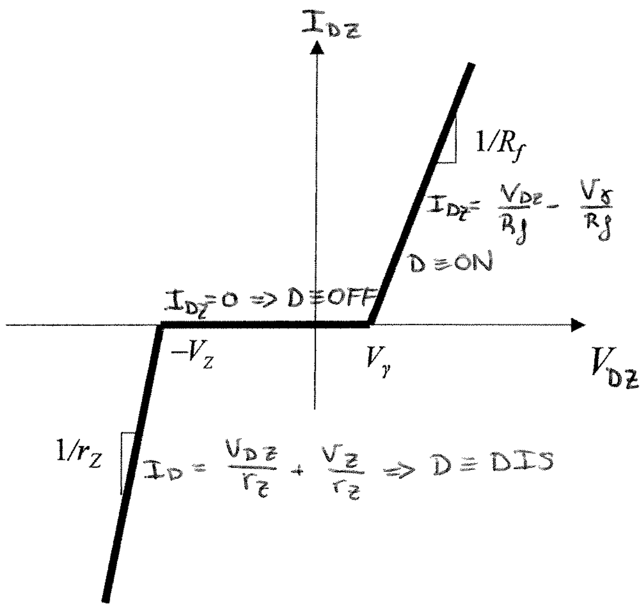
Este modelo es ampliación del modelo anterior Además de añadir la resistencia en directa R_f del modelo 2.1.3 añadimos una resistencia r_Z para aproximar con mayor exactitud la zona zener. La característica de este nuevo modelo queda:

$$i_D = \frac{1}{r_Z}(V + |V_Z|) \quad \text{cuando} \quad v_D < -|V_Z|$$

$$i_D = 0 \quad \text{cuando} \quad -|V_Z| \le v_D \le V_\gamma$$

$$i_D = \frac{1}{R_f}(V - V_\gamma) \quad \text{cuando} \quad v_D > V_\gamma$$





2.1.6 Análisis en corriente continua de circuitos que contienen diodos

El análisis de tensión continua es una buena forma de empezar a estudiar circuitos con diodos. Una vez que entendamos cómo trabajan los circuitos para un valor de la tensión continua de entrada, generalmente es más fácil deducir su funcionamiento en función alterna.
El principal problema al trabajar con circuitos con diodos es que es que inicialmente no se sabe si están en conducción o cortados. Normalmente el siguiente procedimiento es efectivo para resolver circuitos con diodos:

1- Hacer una suposición razonada del estado de cada diodo del circuito
2- Redibujar el circuito sustituyendo los diodos por su circuito equivalente dependiendo del estado en que hemos supuesto que está cada diodo.
3- Analizar el circuito lineal resultante.
4- Comprobar que se cumplen las condiciones que hemos supuesto analizando las tensiones y las corrientes en cada diodo.
5- Si aparece alguna contradicción se vuelve al primer paso y se hace una nueva suposición del estado de los diodos.
6- Cuando no existen contradicciones, las tensiones y las corrientes calculadas para el circuito se aproximan bastante a los valores verdaderos.

Las condiciones a las que se refiere el punto 4 anterior son las siguientes:

La forma más sencilla de recordar estas condiciones es re-lacionándolas con las gráficas corres-pondientes

- Para los diodos simples (modelos 2.1.1, 2.1.2 y 2.1.3) debemos comprobar que:

$$D \equiv ON \quad \Rightarrow \quad I_D > 0$$
$$D \equiv OFF \quad \Rightarrow \quad V_D \leq V_\gamma$$

- Para los diodos zener (modelos 2.1.4 y 2.1.5) debemos comprobar que:

$$D \equiv ON \quad \Rightarrow \quad I_D > 0$$
$$D \equiv OFF \quad \Rightarrow \quad -|V_z| \leq V_D \leq V_\gamma$$
$$D \equiv DIS \quad \Rightarrow \quad I_D < 0$$

2.1.7 Recta de carga

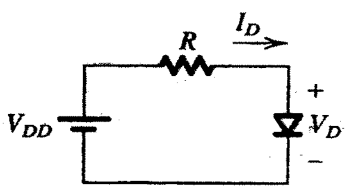
Ver jun99-ej1

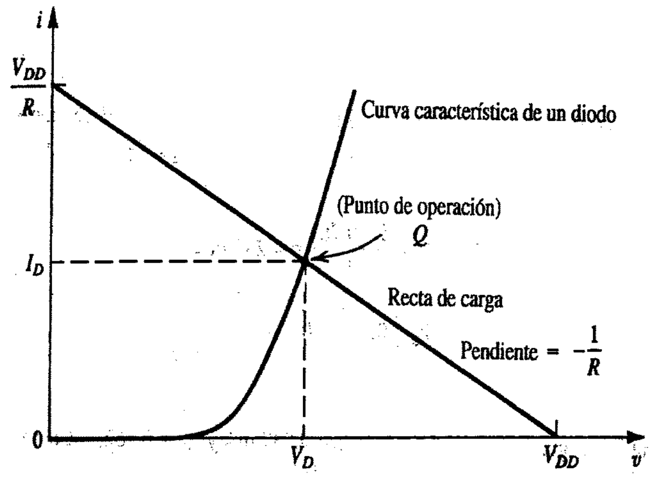
La relación $V-I$ del circuito de la figura se denomina **recta de carga** y su ecuación es:

$$i = -\frac{1}{R}v + \frac{V_{DD}}{R}$$

El punto de corte entre la recta de carga y la curva característica del diodo nos da el punto de trabajo del diodo.

Recuerda que cualquier circuito se puede expresar como una pila en serie con una resistencia mediante el equivalente Thevenin. Por tanto cualquier circuito, por complicado que sea, tiene recta de carga





2.1.8 Función de transferencia

La función de transferencia $v_0 = f(v_I)$ nos da la relación de la salida de un circuito en función de la entrada v_I. La forma sistemática de obtener una función de transferencia es la siguiente:

Si son zener hay tres posibles estados por cada diodo

1- Se van poniendo los diodos en todas las combinaciones de estados posibles. Si es un diodo hay dos combinaciones, si son dos diodos hay cuatro, si son tres ocho, etc...
2- Se calcula la salida en función de la entrada v_I genérica para cada combinación.
3- Se comprueban las condiciones de los diodos en función de una v_I genérica y es en este momento en el que obtenemos el rango de valores de v_I para el que es válido el resultado obtenido en el punto 2.
4- De esta forma, para cada combinación de estados vamos obteniendo la función $v_0 = f(v_I)$ y el rango de valores de v_I donde es válida.
5- Cuando hayamos acabado con el estudio de todos los estados (normalmente hay algunos que no se pueden dar) tendremos la función de transferencia definida como una función a trozos. (un "trozo" por cada combinación posible de estados).

2.2 Ecuación de Shockley

A continuación vamos a estudiar la **Ecuación de Shockley**, que, aunque sigue siendo una aproximación de la realidad, representa de una manera mucho más precisa a un diodo real que cualquiera de los modelos estudiados en el punto anterior. La ecuación relaciona la corriente que circula por un diodo I_D con la tensión que hay entre su ánodo y su cátodo V_D:

$e^x = \exp(x)$

$$I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{V_t}} - 1\right) \qquad I_D = I_S\left(\exp\frac{eV_D}{\eta kT} - 1\right) \qquad V_t = \frac{kT}{e}\cdot\eta = 25\ mV$$

Los parámetros que aparecen en la fórmula son los siguientes:

$I_S \equiv$ Corriente de saturación del diodo.

La relación entre Is y los parámetros físicos del diodo la veremos más adelante

Esta corriente es la que circula entre cátodo y ánodo cuando el diodo está en corte. Depende de los parámetros físicos del diodo y de la temperatura. Su valor suele ser muy pequeño, del orden de los pA (picoamperios 10^{-12}). Se considera constante para una temperatura dada y como regla práctica se puede tomar que se duplica por cada 5°C de aumento en la temperatura.

$k \equiv$ Constante de Boltzmann,

Su valor es $k = 1{,}381\cdot 10^{-23}\ J/K$ aunque también se puede expresar en otras unidades más útiles: $k = 8{,}62\cdot 10^{-5}\ eV/K$.

$T \equiv$ Temperatura

La temperatura se mide en grados Kelvin. Habitualmente se toma la temperatura ambiente como $293\ K$ o sea 20°C.

$e \equiv$ Carga del electrón

Se mide en Culombios y su valor es $e = 1{,}6\cdot 10^{-19} C$

$\eta \equiv$ Parámetro que depende del material y la estructura física del diodo.

Toma valores entre 1 y 2. Por omisión utilizaremos $\eta = 1$ que es el valor que toman los diodos fabricados de forma estándar para circuitos integrados en condiciones normales.

A la expresión $V_T = \dfrac{kT}{e}$ se la denomina **voltaje térmico** y a temperatura ambiente toma un valor de:

$$V_T = \frac{kT}{e} = \frac{1{,}381\cdot 10^{-23}\ J/K\ \cdot\ 293K}{1{,}6\cdot 10^{-19}C} = 0.0252\ V = 25{,}2\ mV$$

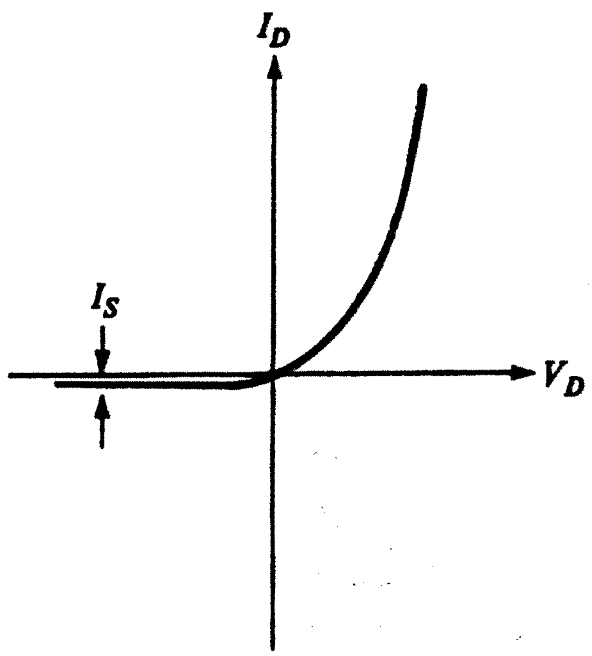
utilizando V_T y tomando $\eta = 1$ la ecuación de Shockley queda de la siguiente forma más comúnmente utilizada:

$$\boxed{I_D = I_S\left(\exp\frac{V_D}{V_T} - 1\right)}$$

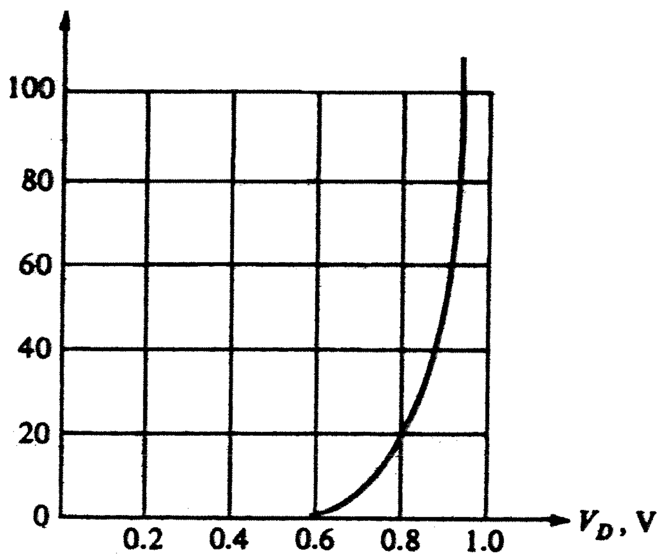
donde normalmente tomaremos $V_T \simeq 25mV$ salvo que nos digan explícitamente lo contrario.

Representación gráfica de la ecuación de Shockley

A continuación se muestra esquemáticamente la representación gráfica de la ecuación de Shockey indicando la corriente de saturación I_S que poseen los diodos reales y que les impide comportarse como un verdadero circuito abierto.
Es importante resaltar que, en la ecuación de Schokley, al no tratarse de un modelo lineal por tramos, no se puede hablar con propiedad de los estados "directa" (ON) e "inversa" (OFF) con la misma nitidez con que lo hacemos en los modelos lineales. ¿Dónde empieza uno y donde acaba otro?.



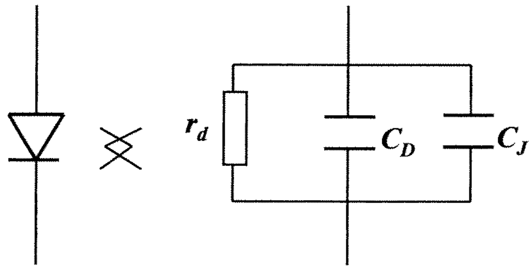
En la siguiente figura se muestra una curva característica real de un diodo de silicio IN 4135 a 25°C donde la tensión está medida en voltios (V) y la corriente en miliamperios (mA).



Para usar este modelo debe estar señalado explícitamente en el enunciado.

2.3 Modelo del diodo en pequeña señal

Un diodo en pequeña señal se modela como una resistencia en paralelo con dos condensadores:



Estas capacidades deben ser un dato del enunciado

Donde las capacidades se denominan:

$C_D \equiv$ Capacidad de **difusión**

$C_J \equiv$ Capacidad de **despoblación** (agotamiento, unión)

La resistencia r_d se denomina **resistencia del diodo en pequeña señal** y se calcula como:

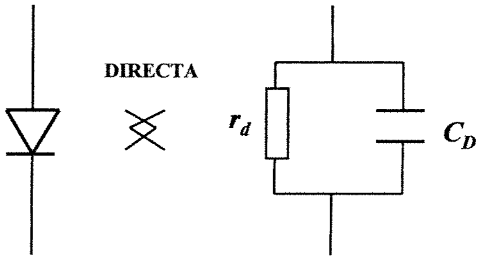
$$r_d = \frac{1}{\left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_{v_D=V_Q}} \quad \Rightarrow \quad r_d = \frac{V_T}{I_D}$$

Donde la expresión que se debe derivar es la ecuación de Schokley (o equivalente).

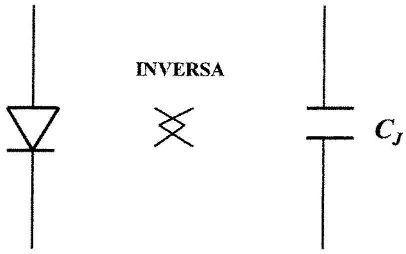
Ahora bien, por simplicidad, rara vez se utiliza el modelo completo. Lo que haremos será utilizar un modelo distinto para directa y otro para inversa de forma que que los circuitos equivalentes y las ecuaciones quedan:

Las ecuaciones están escritas suponiendo el modelo 2.1.3 para el diodo

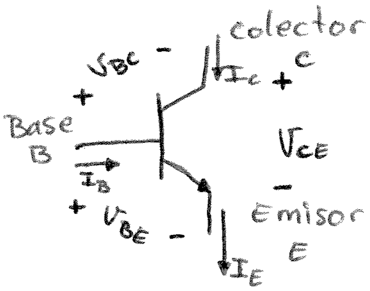
Diodo en directa $\quad i_D = \frac{V_D - V_\gamma}{R_f} + C_D \frac{dv_D}{dt}$



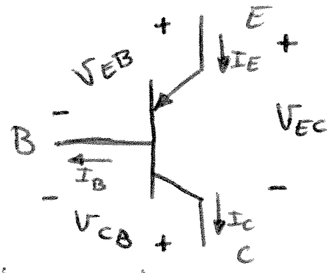
Diodo en inversa $\quad i_D = C_J \frac{dv_D}{dt}$



TRANSISTOR BIPOLAR (BJT)



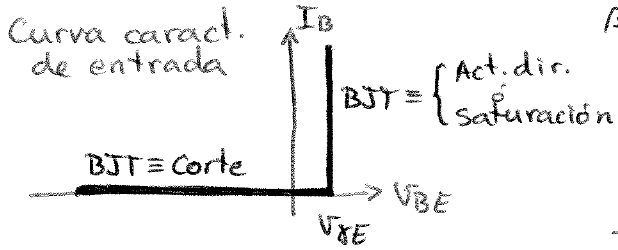
transistor npn

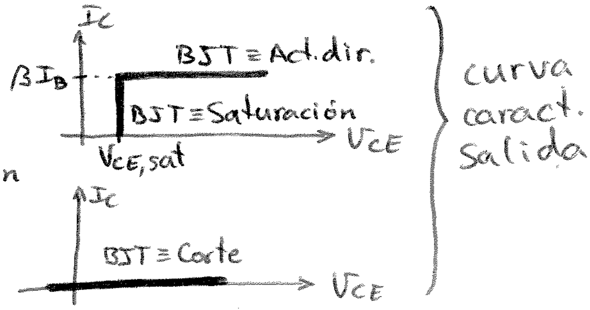


transistor pnp

A continuación y en adelante: explicación sólo para npn.

Modelo lineal por tramos





Cuadro de estados:

Estado	Hipótesis	Condiciones	Cto. eq.
Activa directa	$V_{BE} = V_{\gamma E}$ $I_C = \beta I_B$	$I_B > 0$ $V_{CE} \geq V_{CE,sat}$	B, $V_{\gamma E}$, C, βI_B, I_E
Saturación	$V_{BE} = V_{\gamma E}$ $V_{CE} = V_{CE,sat}$	$I_B > 0$ $I_C < \beta I_B$	B, $V_{\gamma E}$, C, $V_{CE,sat}$, I_E
Corte	$I_B = 0$ $I_C = 0$	$V_{BE} \leq V_{\gamma E}$	B, C, I_E

Plantearemos la ecuación de entrada (EE) en la que aparecen I_B y V_{BE}
Plantearemos la ecuación de salida (ES) en la que aparecen I_C y V_{CE}
Empezaremos planteando el BJT en act. dir., con lo que tendremos las dos hipótesis (dos ecuaciones más)

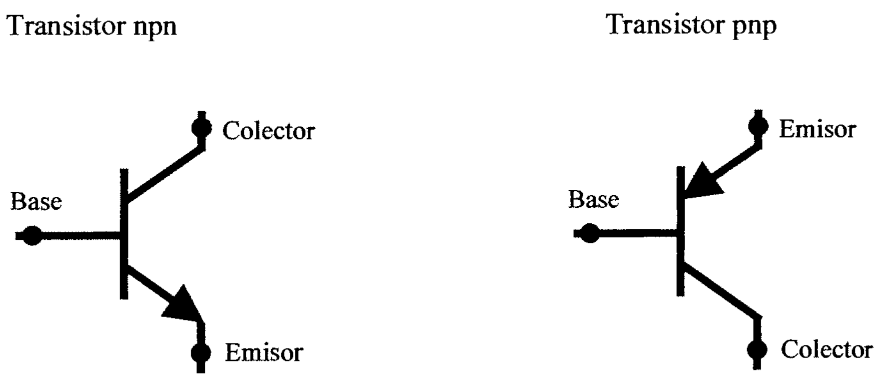
Para un pnp es todo igual al npn, pero debemos tener bien acotado el transistor (dibujo) y cambiaremos en el cuadro de estados V_{BE} por V_{EB} y V_{CE} por V_{EC}

TEMA 3: TRANSISTOR BIPOLAR (BJT)

3.1 Introducción

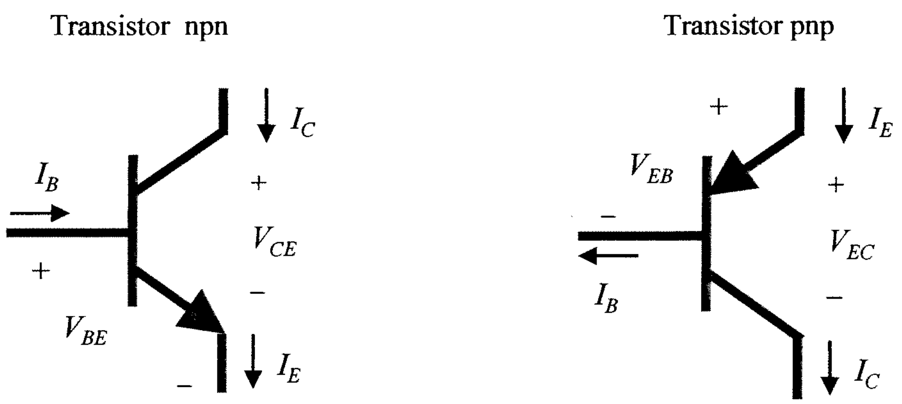
3.1.1 Nomenclatura del BJT

Los **transistores bipolares,** (en inglés Bipolar Junction Transistor o abreviadamente BJT), son dispositivos electrónicos de tres terminales de gran importancia en electrónica. Cada uno de estos tres terminales recibe el nombre de **base**, **colector** y **emisor**.
Los transistores bipolares se pueden clasificar en transistores **npn** o **pnp** según la base esté fabricada con un semiconductor tipo *p* y el colector y el emisor con dos semiconductores tipo *n* o viceversa.
La representación esquemática en un circuito es la siguiente:



Cada uno de los tres terminales tiene una tensión determinada y circula por él una corriente. Sin embargo las tensiones absolutas de base, emisor o colector (V_C, V_E, V_B) no suelen ser de nuestro interés. Lo que normalmente calcularemos son las tensiones relativas entre dos terminales del transistor. En el siguiente esquema se muestran las corrientes y tensiones que, con más frecuencia tendremos que calcular.:

Normalmente, y salvo que el enunciado de algún problema nos diga lo contrario, utilizaremos el convenio de signos que se muestra en la figura



La única tensión que no se ha fijado sobre el dibujo es la tensión entre la base y el colector ya que esta tensión a veces se toma como base-colector V_{BC} (por ejemplo, en las ecuaciones de Ebers-Moll) y otras veces colector-base V_{CB} (sobre todo cuando el BJT funciona en activa directa). En todo caso la única diferencia estriba en un signo.

3.1.2 Estados del transistor bipolar

Los cuatro estados o modos de funcionamiento del transistor bipolar corresponden a los cuatro posibles modos en que podemos polarizar las uniones del transistor (unión pn entre base y emisor y unión pn entre base y colector, estas uniones se pueden entender, en una primera aproximación, como dos diodos).
Utilizando circuitos externos podemos polarizar independientemente cada unión directa o inversamente, dando lugar a la definición de estados de la siguiente tabla:

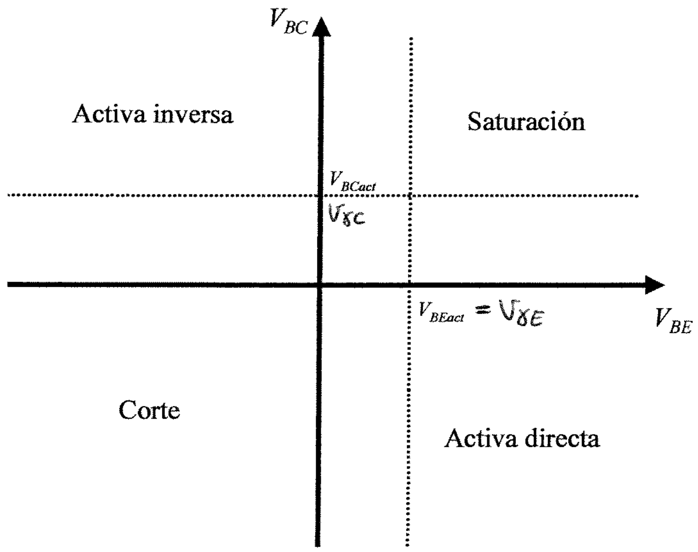
Polarización de la unión Base-Emisor	Polarización de la unión Base-Colector	Región de Funcionamiento
Directa	Directa	Saturación
Directa	Inversa	Activa directa
Inversa	Directa	Activa inversa
Inversa	Inversa	Corte

Efectivamente se trata del mismo parámetro que aparece en el modelo 2.1.2 del diodo

La siguiente gráfica asocia los cuatro estados del BJT con cuatro regiones del plano $V_{BC} - V_{BE}$. Las magnitudes V_{BEact} y V_{BCact} representan las tensiones de codo (tensiones umbral) de las uniones base-emisor y base-colector. La primera de ellas, V_{BEact}, suele ser un dato en la mayoría de los ejercicios; sin embargo la segunda nunca aparece y normalmente aproxima por 0-0,5.

$V_{BEact} = V_{\gamma E}$

$V_{BCact} = V_{\gamma C}$



3.1.3 Aplicaciones del Transistor Bipolar

Algunas de estas aplicaciones las veremos directamente en esta asignatura. Otras se dejan para cursos superiores

Los transistores bipolares son de gran importancia en multitud de aplicaciones electrónicas. En aplicaciones analógicas la principal aplicación de los BJT es la de amplificar señales, aunque también se usan para generar tensiones de referencia y corrientes continuas para polarizar, etc... En todos estos usos el modo de funcionamiento normal del BJT es el de activa directa.
En circuitos digitales los BJT pueden desarrollar algunas de las anteriores funciones aunque son más importantes como interruptores controlados por corriente. En estos casos los BJT actúan en los modos de corte (similar a un interruptor cerrado) y saturación (similar a un interruptor abierto).

3.2 Polarización del transistor bipolar

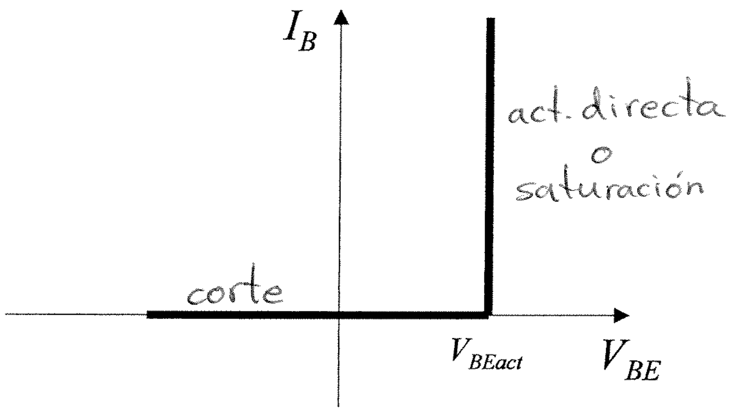
Se trata en este epígrafe de estudiar el comportamiento del transistor bipolar en circuitos de continua, lo que normalmente se define como **polarización** del transistor. Nuestro objetivo va a ser encontrar el **punto de trabajo** del transistor o más concretamente calcular las magnitudes I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE} cuando en el circuito sólo hay tensiones y corrientes continuas.

Al igual que sucede con los diodos estos modelos ideales se pueden ir ampliando para acercarlos más a la realidad

Para ello nos vamos a basar en un modelo ideal para el BJT de tipo npn que viene dado por las siguientes curvas características, una de entrada y otra de salida.

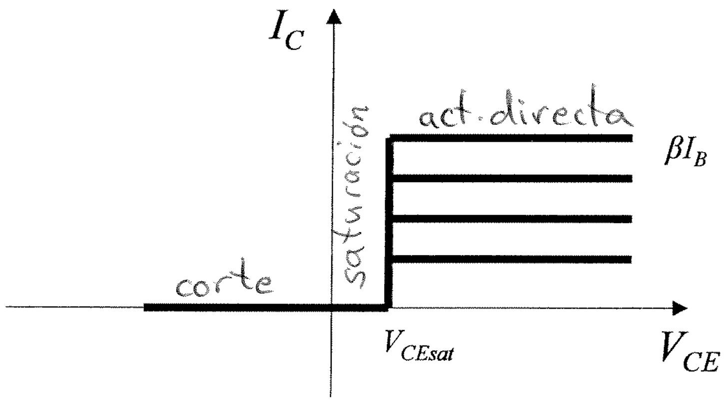
- Curva característica de entrada del BJT (relaciona I_B con V_{BE}):

Para el transistor pnp el eje de abcisas es V_{EB}



- Curva característica de salida del BJT (relaciona I_C con V_{CE}.):

Para el transistor pnp el eje de abcisas es V_{CE}



Basándonos en estas dos curvas características ideales el procedimiento que seguiremos para obtener el punto de trabajo es el siguiente:

- Empezamos siempre suponiendo que el transistor se encuentra en ACTIVA DIRECTA:

  - Escribimos la ecuación de entrada (EE). Para ello tomamos en el circuito una malla que relacione I_B con V_{BE}.

  - Escribimos la ecuación de salida (ES). Para ello tomamos en el circuito una malla que relacione I_C con V_{CE}.

- Planteamos las hipótesis de activa directa que son:

Hipótesis de Entrada: $V_{BE} = V_{BEact}$
Hipótesis de Salida: $I_C = \beta I_B$

- Comprobamos las condiciones que se deben cumplir para activa directa:

$I_B > 0$ (Si $I_B < 0$ planteamos corte)
$V_{CE} \geq V_{CEsat}$ (Si $V_{CE} < V_{CEsat}$ plantearemos saturación)

- Si probamos con SATURACIÓN tenemos que hacer:

- Cambiamos la hipótesis de salida con respecto a la de activa directa:

Hipótesis de salida: $V_{CE} = V_{CEsat}$

- Todo lo demás se quedan igual que en activa directa.

- Comprobamos las condición de saturación:

$I_B > 0$ (Si $I_B < 0$ planteamos corte)
$I_C < \beta I_B$ (Si $I_C > \beta I_B$ plantearemos activa directa)

Si seguimos los pasos en orden nunca se dará el 2º caso

- Si probamos con CORTE tenemos que hacer:

- Cambiamos las hipótesis de salida y de entrada:

Hipótesis de Entrada: $I_B = 0$
Hipótesis de Salida: $I_C = 0$

- Todo lo demás se quedan igual que en activa directa.

- Comprobamos la condición de corte:

$V_{BE} \leq V_{BEact}$ (Si $V_{BE} > V_{BEact}$ plantearemos activa directa o saturación)

Resumen de estados del BJT

El procedimiento expuesto en las dos páginas anteriores está pensado para un transistor npn aunque se puede extrapolar fácilmente a uno pnp, tan sólo hace falta tener cuidado con el convenio de signos para tensiones y corrientes. Una tabla resumen con todas las condiciones y las hipótesis para ambos transistores se muestra a continuación:

No hay que confundir las condiciones con las hipótesis

Las hipótesis son ecuaciones que cumple el transistor en un estado determinado.
Las condiciones son inecuaciones que nos sirven para comprobar que el BJT está efectivamente en ese estado.

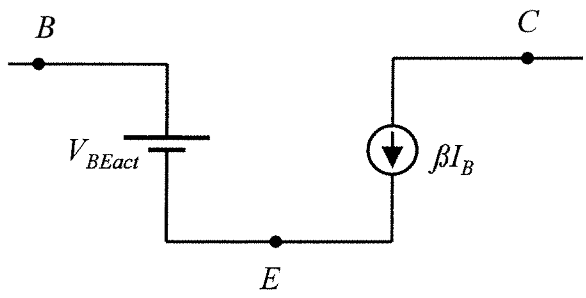
ESTADO DEL BJT	Transistor npn		Transistor pnp	
	Hipótesis	Condiciones	Hipótesis	Condiciones
Activa directa	$V_{BE} = V_{BEact}$ $I_C = \beta I_B$	$I_B > 0$ $V_{CE} \geq V_{CEsat}$	$V_{EB} = V_{EBact}$ $I_C = \beta I_B$	$I_B > 0$ $V_{EC} \geq V_{ECsat}$
Saturación	$V_{BE} = V_{BEact}$ $V_{CE} = V_{CEsat}$	$I_B > 0$ $I_C < \beta I_B$	$V_{EB} = V_{EBact}$ $V_{EC} = V_{ECsat}$	$I_B > 0$ $I_C < \beta I_B$
Corte	$I_B = 0$ $I_C = 0$	$V_{BE} \leq V_{BEact}$	$I_B = 0$ $I_C = 0$	$V_{EB} \leq V_{EBact}$

Circuitos equivalentes del transistor en continua

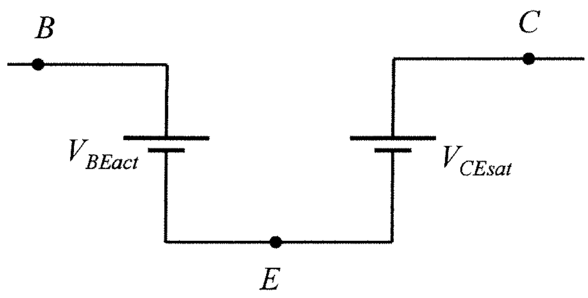
Fijándonos en las condiciones que cumple el BJT en cada uno de los tres estados se puede dibujar un circuito lineal equivalente para cada estado.

Los circuitos equivalentes están dibujados para un transistor npn

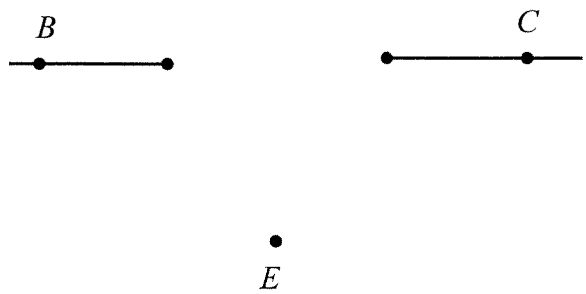
Transistor en activa directa



Transistor en saturación



Transistor en corte



3.3 Modelo de Ebers-Moll

Este modelo pretende presentar las corrientes que circulan por un diodo en continua. Añade precisión al modelo lineal por tramos visto en el punto anterior. Las ecuaciones son las siguientes:

Transistor npn

$$I_E = I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1\right)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1\right) - I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1\right)$$

$V_t = \frac{KT}{e} = 25\,mV$

Transistor pnp

$$I_E = I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{EB}}{kT} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{CB}}{kT} - 1\right)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{EB}}{kT} - 1\right) - I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{CB}}{kT} - 1\right)$$

Los parámetros que intervienen en las ecuaciones son los siguientes:

Cercana a la unidad

$\alpha_F = \left|\frac{I_C}{I_E}\right|_{V_{CB}=0}$ Ganancia directa de corriente en base común. Salida en cortocircuito.

Pequeña, entre 0,02 y 0,5

$\alpha_R = \left|\frac{I_E}{I_C}\right|_{V_{EB}=0}$ Ganancia inversa de corriente en base común. Entrada en cortocircuito.

$I_{ES} \equiv$ Corriente inversa de saturación de emisor con el colector en cortocircuito

$I_{CS} \equiv$ Corriente inversa de saturación de colector con el emisor en cortocircuito

La siguiente ecuación relaciona los cuatro parámetros del modelo Ebers-Moll :

$$\boxed{\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S} \quad \text{(Teorema de reciprocidad)}$$

donde $I_S \equiv$ Corriente de saturación del transistor

Además se definen los siguientes parámetros:

β_F es la β habitual que se suele llamar beta directa

$\beta_F = \left|\frac{I_C}{I_B}\right|_{V_{CB}=0}$ Ganancia directa de corriente en emisor común. Salida en cortocircuito.

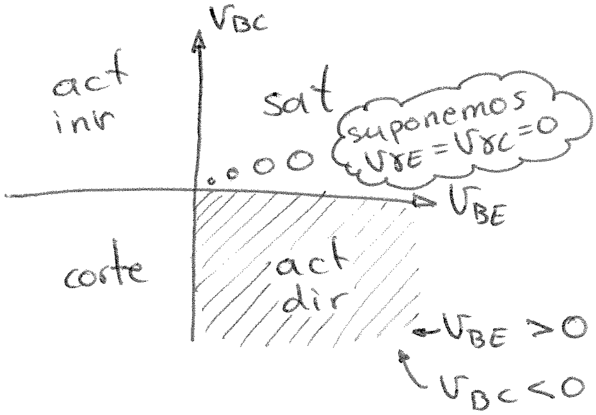
$\beta_R = \left|\frac{I_E}{I_B}\right|_{V_{EB}=0}$ Ganancia inversa de corriente en emisor común. Entrada en cortocircuito.

Que se relacionan con α_F, α_R de la siguiente forma:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} \qquad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1-\alpha_R}$$

Modelo de Ebers-Moll aproximado para activa directa

En activa directa:



$e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} << 1$

$$* \quad I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - \cancel{1}\right) - \alpha_R I_{CS}\left(\cancel{e^{\frac{V_{BC}}{V_t}}} - 1\right) =$$

$e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} >> 1$

$e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} >> \alpha_R$

$$I_E = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} + \cancel{\alpha_R I_{CS}}$$

$$\boxed{I_E = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}}$$

$$* \quad I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{V_{BE}/V_t} - \cancel{1}\right) - I_{CS}\left(\cancel{e^{\frac{V_{BC}}{V_t}}} - 1\right) = \underbrace{\alpha_F I_{ES}}_{I_0} e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} + \cancel{I_{CS}}$$

$$\boxed{I_C = I_0 e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}}$$

$$* \quad I_B = I_E - I_C = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - \alpha_F I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} = \underbrace{I_{ES}(1-\alpha_F)}_{I_0'} e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$$

$$\boxed{I_B = I_0' e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}}$$

Aproximación para activa directa

Las ecuaciones de Ebers-Moll se pueden aproximar cuando el BJT está en activa directa de forma que quedan ecuaciones más manejables. El razonamiento es el siguiente:

Partiendo de la ecuación de Ebers-Moll para la corriente de emisor:

$$I_E = I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1\right)$$

Fíjate que todo el razonamiento se basa en que el BJT esté en activa directa

Si el BJT está en activa directa entonces sabemos que $V_{BE} > 0$ y $V_{BC} < 0$ (ver la página T-3.2), eso significa que:

$$\exp\frac{eV_{BC}}{kT} \simeq 0 \quad \Rightarrow \quad \exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1 \simeq -1$$

$$\exp\frac{eV_{BE}}{kT} >> 1 \quad \Rightarrow \quad \exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1 \simeq \exp\frac{eV_{BE}}{kT}$$

Por lo que la ecuación queda simplificada de la siguiente forma:

$$I_E = I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT}\right) - \alpha_R I_{CS}(0-1) = I_{ES}\exp\frac{eV_{BE}}{kT} + \alpha_R I_{CS}$$

Siempre suponiendo activa directa

Ahora tenemos que la exponencial que nos ha quedado es un número muy grande mientras que α_R es una cantidad pequeña. Además, como I_{ES} e I_{CS} son del mismo orden de magnitud (picoamperios) entonces podemos despreciar el segundo término frente al primero quedando finalmente:

$$I_E \simeq \underbrace{I_{ES}}_{pA}\underbrace{\exp\frac{eV_{BE}}{kT}}_{>>1} + \underbrace{\alpha_R}_{<1}\underbrace{I_{CS}}_{pA} \quad \Rightarrow \quad I_E \simeq I_{ES}\exp\frac{eV_{BE}}{kT}$$

Esta última expresión es la **ecuación de Ebers-Moll aproximada para activa directa** para la corriente de emisor. Con un razonamiento análogo se obtiene la ecuación aproximada para la corriente de colector.

Bien, ya sabemos que es posible aproximar las ecuaciones de Ebers-Moll siempre que el BJT esté en activa directa, pero queda una pregunta ¿cuándo es conveniente utilizar esta aproximación?

En principio, siempre que tengamos datos suficientes es mejor utilizar las ecuaciones de Ebers-Moll completas (aunque el transistor esté en activa directa). Recuerda que los datos que se necesitan para utilizar las ecuaciones de Ebers-Moll completas son α_F, α_R, I_{CS}, I_{ES}.

Por tanto utilizaremos la aproximación para activa directa bien si nos dicen explícitamente que lo hagamos o bien si no tenemos datos suficientes para utilizar las ecuaciones de Ebers-Moll completas (es decir, nos faltan dos o más parámetros de entre α_F, α_R, I_{CS}, I_{ES}).

Forma alternativa de expresar las ecuaciones de Ebers-Moll

Primero hace falta definir:

$$I_{EO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES}$$
$$I_{CO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS}$$

$I_{EO} \equiv$ Corriente inversa de saturación de emisor con el colector en circuito abierto

$I_{CO} \equiv$ Corriente inversa de saturación de colector con el emisor en circuito abierto

Con estos dos nuevos parámetros las ecuaciones de Ebers-Moll se pueden plantear quedan de la siguiente forma:

Apenas se utiliza esta forma de expresar las ecuaciones de Ebers-Moll

Transistor npn

$$I_E = -\alpha_R I_C - I_{EO}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1\right)$$
$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{CO}\left(\exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1\right)$$

Transistor pnp

$$I_E = -\alpha_R I_C - I_{EO}\left(\exp\frac{eV_{EB}}{kT} - 1\right)$$
$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{CO}\left(\exp\frac{eV_{CB}}{kT} - 1\right)$$

3.4 Modelo equivalente del BJT en pequeña señal

En este epígrafe vamos a ver cómo se estudia un circuito en el que, además de la componente continua CC, existe una componente alterna CA (normalmente esta componente alterna es una señal). Para referirnos a la suma de ambas componentes adoptaremos la siguiente notación:

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} \qquad i_C = I_C + i_c$$

pequeña señal = corriente alterna (CA)

donde la letra minúscula y los subíndices en mayúsculas denotan la tensión y corrientes totales (CC + CA), la letra y los subíndices en mayúsculas denotan CC (o lo que es lo mismo gran señal, polarización) y la letra y los subíndices en minúsculas denotan CA (o lo que es lo mismo pequeña señal).

3.4.1 Pasos dibujar el circuito equivalente de pequeña señal

En los problemas de exámen normalmente la polarización ya está calculada en un apartado anterior

1- Determinar el punto de trabajo del transistor en CC (es decir la polarización del transistor), en particular I_{BQ}.

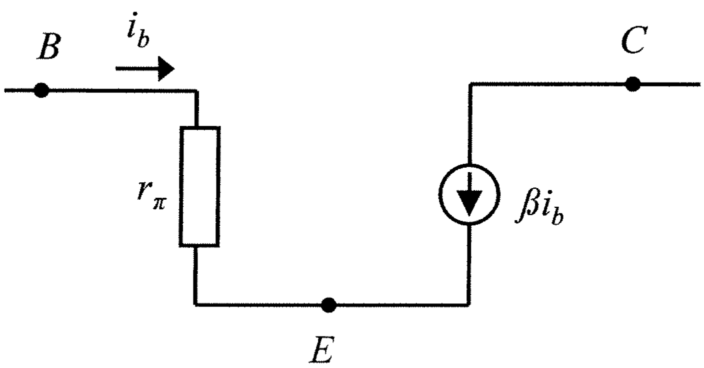
2- Anular las fuentes de tensión y corriente continua. Más concretamente, esto significa:

- Sustituir las fuentes de tensión continua por un cortocircuito.
- Sustituir las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.

3- Tratar todos los condensadores que aparezcan en el circuito como cortocircuitos (Normalmente esto viene indicado de la forma $C \rightarrow \infty$).

4- Sustituir el BJT por su circuito equivalente de pequeña señal:

De esta forma estamos modelando el BJT como una fuente de corriente controlada por corriente



Es importante hacer notar que este modelo es válido para un BJT trabajando en activa directa. Además puede utilizarse indistintamente para transistores npn y pnp.

5- Calcular el valor del parámetro de pequeña señal:

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

3.4.2 Variaciones al modelo de pequeña señal del BJT

Sobre el modelo para BJT del punto 4 del apartado anterior se pueden hacer distintas variaciones. Las más importantes son las siguientes:

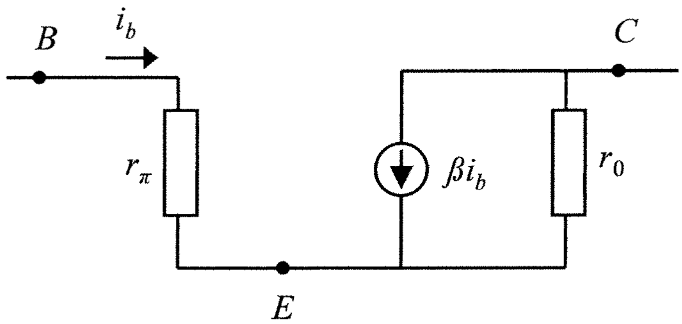
Ampliación del modelo para considerar el efecto Early

En el caso en que se quiera considerar el efecto Early el transistor debe ser sustituido por el siguiente circuito equivalente:

Este efecto se considera en pocas ocasiones. Si en el enunciado nos indican:

$r_0 \to \infty$

significa que podemos prescindir de r_0

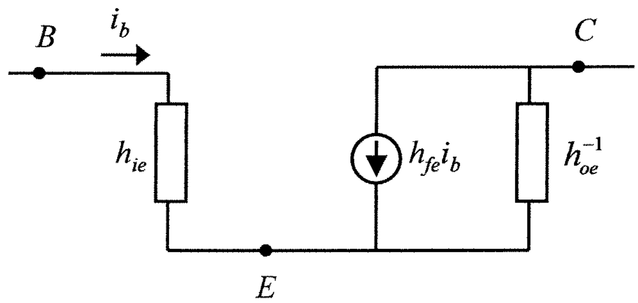


$$\text{Donde: } r_0 = \left.\frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C}\right|_Q = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

Circuito equivalente de parámetros híbridos

Es exactamente igual que el anterior salvo por la notación

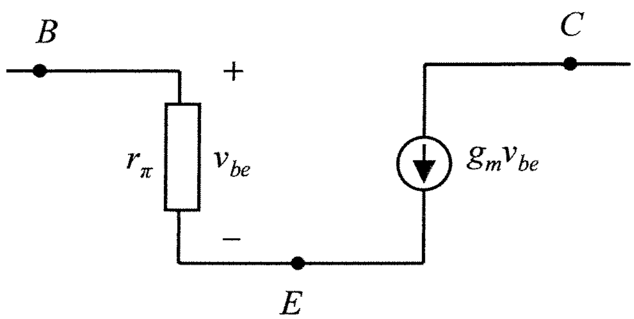
Se trata de una forma bastante habitual de referirse a los parámetros de pequeña señal que debemos conocer



Donde: $h_{ie} = r_\pi$ $\quad h_{fe} = \beta$ $\quad h_{oe}^{-1} = r_0$

El BJT como fuente de corriente controlada por tensión

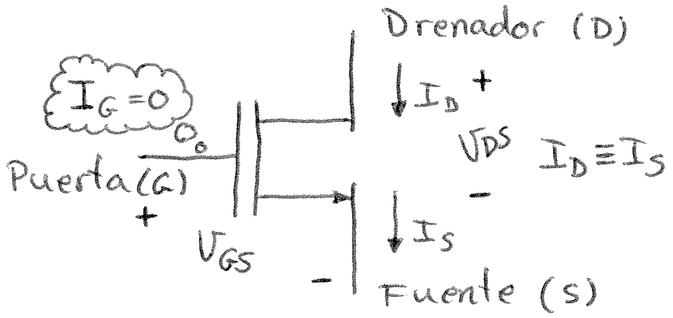
Por supuesto, a este modelo también se le puede añadir el efecto Early.



$$\text{Donde: } g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{\beta}{r_\pi}$$

Introducción a los FETs

Aplicación para los MOSFETs de acumulación de canal n

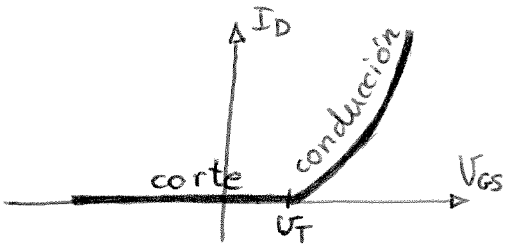


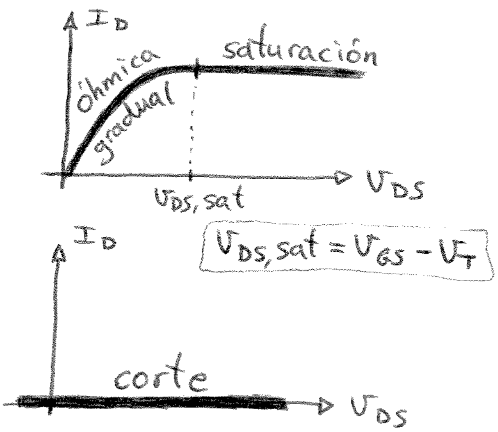
Cuadro de estados (comparación con BJT):

BJT	FET
Act. directa	Saturación
Saturación	Óhmica o gradual
Corte	Corte

Estado de conducción

Modelo por tramos:





Cuadro de hipótesis y condiciones:

Estado	Hipótesis	Condiciones
Saturación	$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$	$V_{GS} \geq V_T$, $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$
Óhmica o gradual	$I_D = K(2(V_{GS} - V_T) - V_{DS})V_{DS}$	$V_{GS} \geq V_T$, $V_{DS} < V_{DS,sat}$
Corte	$I_D = 0$	$V_{GS} < V_T$

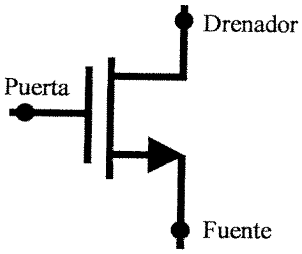
TEMA 4: TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET) .

4.1 Introducción

4.1.1 Nomenclatura del FET

Los **transistores de efecto campo,** (en inglés Field Effect Transistor o abreviadamente FET), son dispositivos electrónicos de tres terminales. Cada uno de estos tres terminales recibe el nombre de **puerta**, **drenador** y **fuente o surtidor**.
La representación esquemática en un circuito es la siguiente:

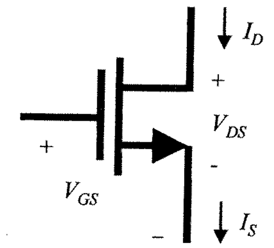
En la siguiente página veremos que hay muchas formas de dibujar un FET. En concreto la que hemos utilizado aquí como ejemplo corresponde a un MOSFET canal *n*.



Esta característica es muy importante y exclusiva de los FET. Fíjate que los BJT esto no se cumple

Una característica fundamental del FET es que, debido a su construcción física, el terminal de puerta no deja pasar corriente. Es decir, a partir de ahora tomaremos siempre $I_G = 0$ para cualquier tipo de FET. Esto significa que la corriente de drenador I_D siempre coincidirá con la de fuente I_S.
Al igual que sucede en los BJT lo que normalmente calcularemos son las tensiones relativas entre dos terminales del transistor. En el siguiente esquema se muestran las corrientes y tensiones que, con más frecuencia tendremos que calcular:

No se dibuja I_G ya que siempre es cero



$I_D = I_S$

4.1.2 Estados del transistor de efecto campo

Los transistores de efecto campo FET tienen tres posibles estados de funcionamiento, análogos a los que tienen los BJT. La única diferencia es el nombre de los estados que no es el mismo para los dos tipos de transistores:

BJT	FET
Activa Directa	Saturación
Saturación	Ohmica o Gradual
Corte	Corte

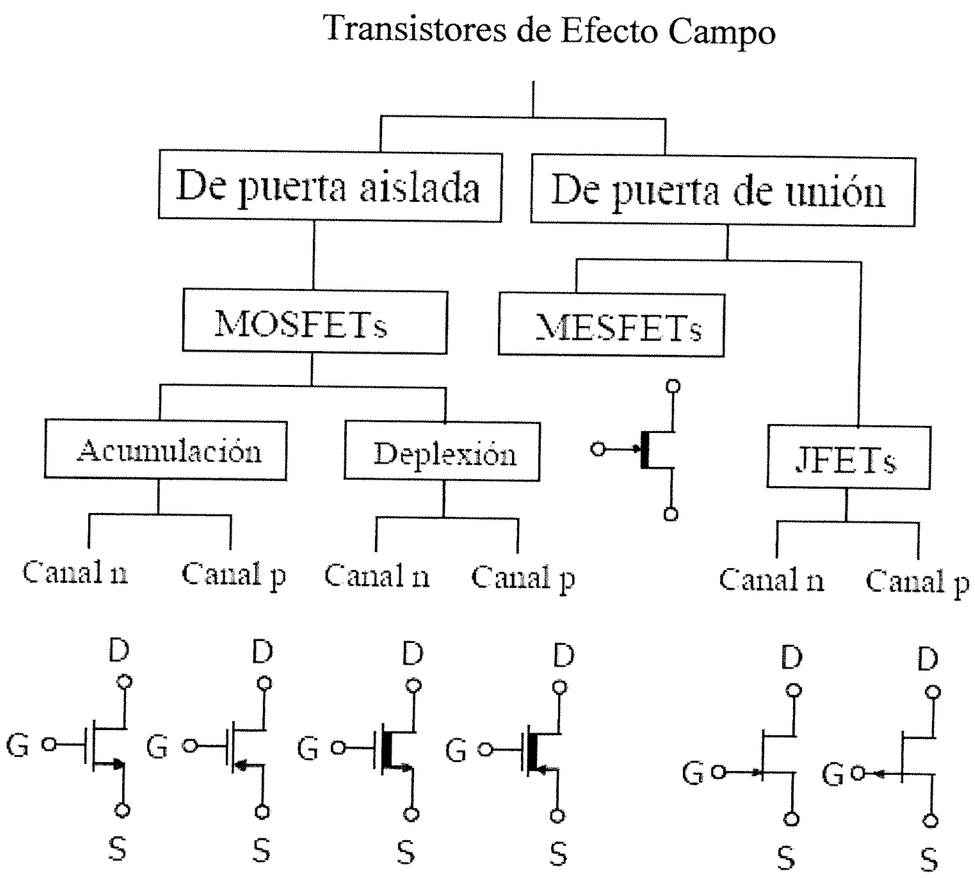
Si nos hablan del estado de conducción de un transistor FET se refieren a los estados en que el transistor no está en corte:

Conducción de un FET: Saturación + Gradual

4.1.3 Clasificación de los distintos tipos de FET

En el siguiente figura se clasifican los transistores FET según su estructura física:

A diferencia de los BJT en donde sólo hay dos tipos de transistores (npn y pnp) en el caso de los FET podemos contar hasta siete tipos distintos de transistores. Afortunadamente las fuertes semejanzas entre las ecuaciones y las curvas características de los distintos FET hacen más fácil su estudio



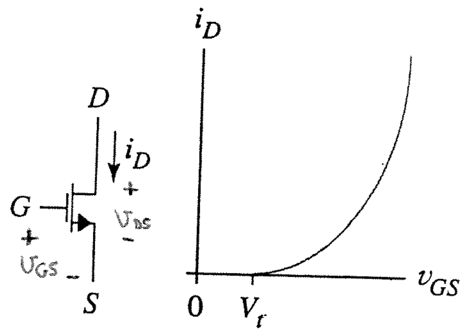
En las siguientes hojas se describen las curvas características de entrada y salida de cada uno de los FET que aparecen en la clasificación

4.2 Curvas características del transistor MOSFET

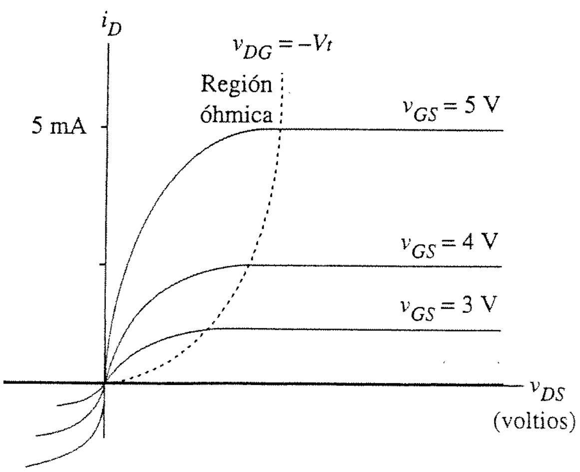
A continuación se muestran las curvas características i_D - v_{GS} e i_D - v_{DS} para los cuatro tipos de transistores MOSFET.

ACUMULACIÓN CANAL n

curva característica i_D - v_{GS}

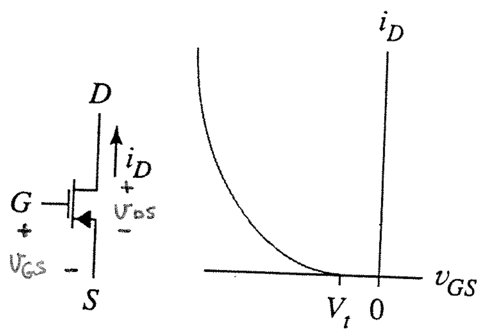


curva característica i_D - v_{DS}

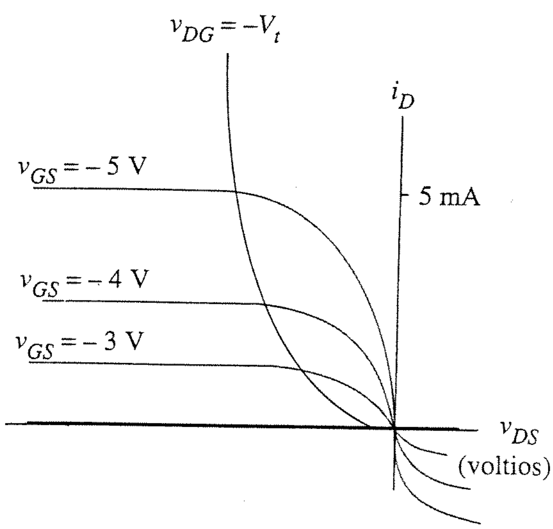


ACUMULACIÓN CANAL p

curva característica i_D - v_{GS}

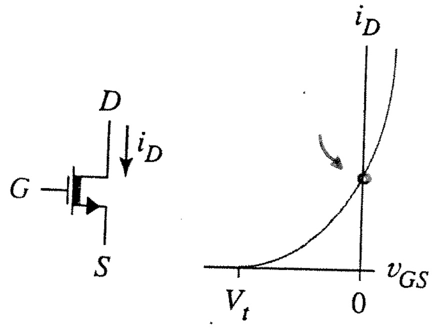


curva característica i_D - v_{DS}

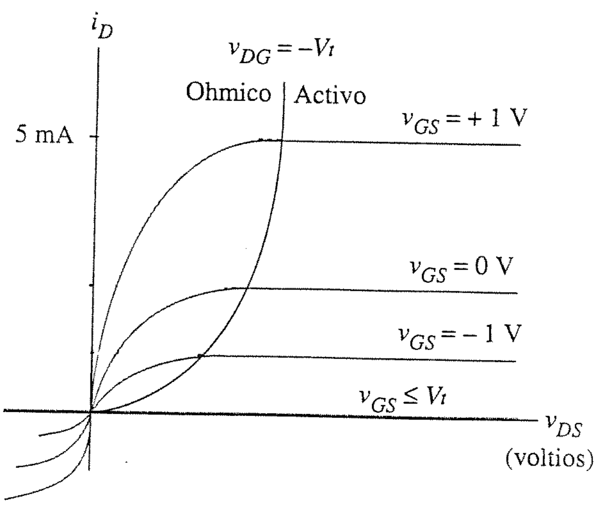


DEPLEXIÓN CANAL n

curva característica i_D - v_{GS}



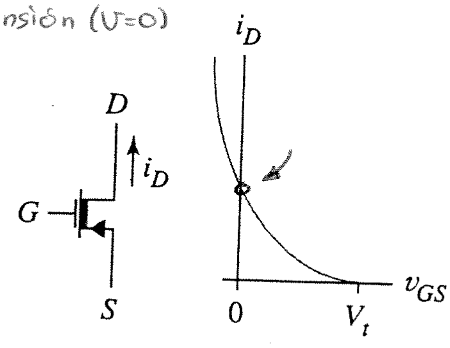
curva característica i_D - v_{DS}



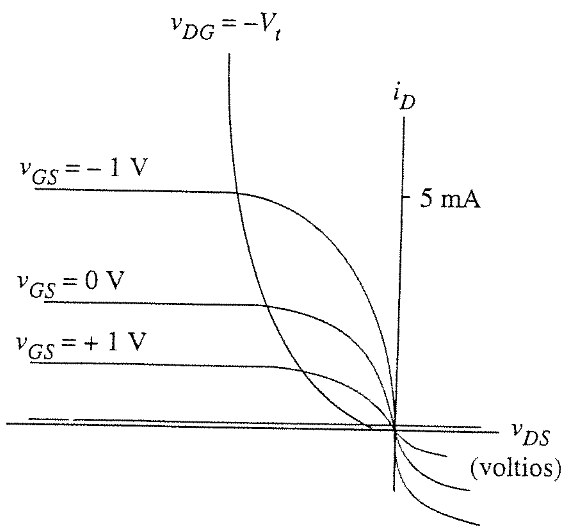
DEPLEXIÓN CANAL p

curva característica i_D - v_{GS}

Normalmente on
pues sin tensión (V=0)
$i_D > 0$



curva característica i_D - v_{DS}



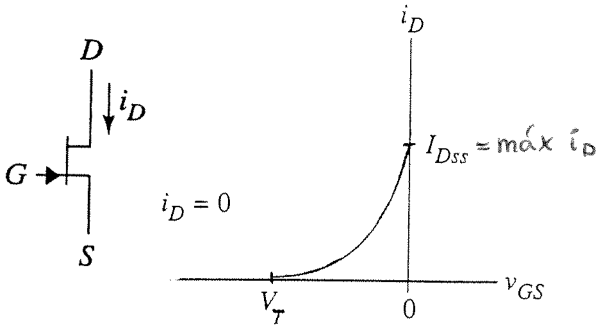
4.3 Curvas características del transistor JFET

A continuación se muestran las curvas características i_D - v_{GS} e i_D - v_{DS} para los dos tipos de transistores JFET

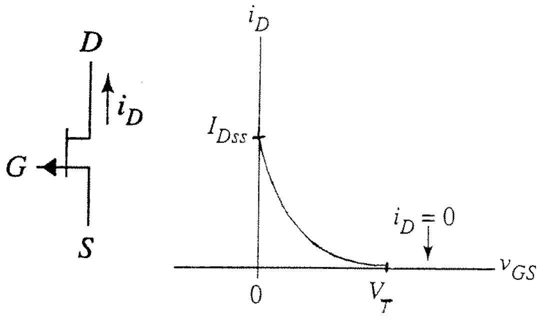
CANAL n

CANAL p

curva característica i_D - v_{GS}

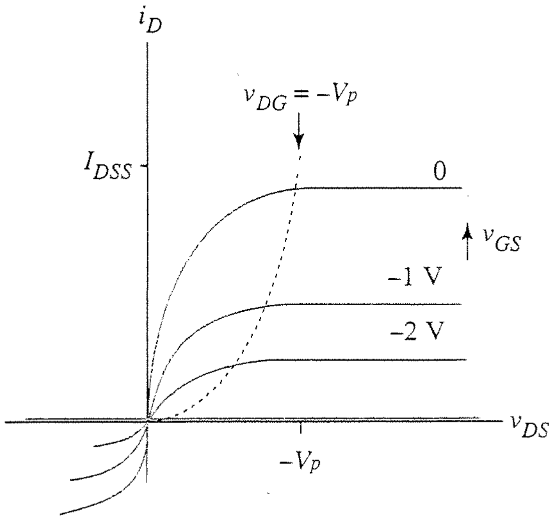


curva característica i_D - v_{GS}

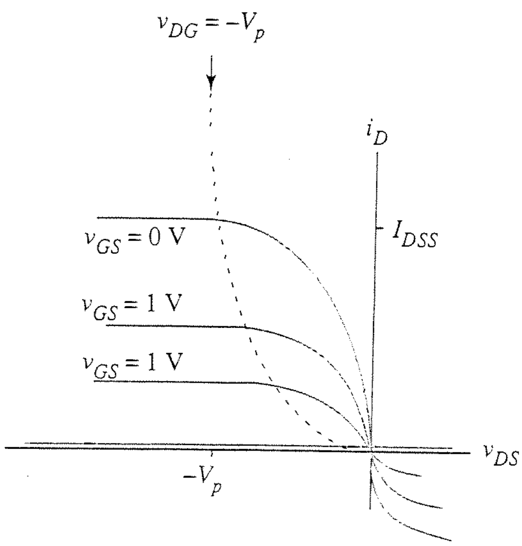


$$I_{DSS} = K \cdot V_T^2$$

curva característica i_D - v_{DS}



curva característica i_D - v_{DS}



4.4 Polarización del transistor FET

El proceso para encontrar el punto de trabajo (polarización) de un FET es similar al que utilizamos en el capítulo anterior para el transistor bipolar. La diferencia es que ahora, como la corriente de puerta es cero ($I_G = 0$) solo tendremos que determinar tres incógnitas (V_{GS}, I_D, V_{DS}) Y por ello solo necesitaremos tres ecuaciones.

A continuación describimos el proceso para un MOSFET de acumulación de canal n. Es impor-tante recalcar que el siguiente proceso solo es válido para un **MOSFET de acumulación canal n**. Para los demás tipos de FETs el procedimiento es muy similar pero las hipótesis cambian.

- Empezamos siempre suponiendo que el transistor se encuentra en SATURACIÓN:

  - Escribimos la ecuación de entrada (EE). Para ello tomamos en el circuito una malla que contenga V_{GS}.

  - Escribimos la ecuación de salida (ES). Para ello tomamos en el circuito una malla que relacione I_D con V_{DS}.

  - Planteamos las hipótesis de saturación que es:

Con los BJT teníamos 2 hipótesis, ahora con los FET tendremos una única hipótesis

$$\text{Hipótesis de saturación:} \quad I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

donde k y V_T suelen ser dato.

  - Resolvemos el sistema formado por EE, ES y la hipótesis obteniendo V_{GS}, I_D y V_{DS}. También calculamos la magnitud $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$.

  - Comprobamos las condiciones que se deben cumplir para saturación:

Como ya hemos dicho arriba estas son las condiciones para un MOSFET de acumulación canal n. Si se trata de otro tipo de FET las condiciones serán distintas y habrá que deducirlas a partir de sus correspondientes gráficas.

$V_{GS} \geq V_T$ (Si $V_{GS} < V_T$ el MOSFET está en corte y hemos acabado)

$V_{DS} \geq V_{DSsat}$ (Si $V_{DS} < V_{DSsat}$ planteamos gradual)

- Si probamos con GRADUAL tenemos que hacer:

  - Cambiamos la hipótesis con respecto a la de saturación:

$$\text{Hipótesis de región gradual (C):} \quad I_D = k(2(V_{GS} - V_T) - V_{DS})V_{DS}$$

  - Todo lo demás (EE, ES) se quedan igual que en saturación.

  - Comprobamos las condiciones de gradual:

$$V_{GS} \geq V_T$$
$$V_{DS} < V_{DSsat}$$

De todas formas es recomendable no acostumbrarse a utilizar esta hoja y aprender a deducir las hipótesis a partir de sus correspondiente gráfica

Comprobación de las hipótesis para FET

El procedimiento explicado en la página anterior para polarizar un FET es general salvo, como ya se ha dicho, por las condiciones que hay que comprobar ya que éstas varían según el tipo de FET.
A continuación se enuncian las condiciones de cada tipo de FET

MOSFET acumulación canal *n*

$V_{GS} \geq |V_T|$ (Si no se cumple planteamos corte)

$V_{DS} \geq V_{DSsat}$ (Si no se cumple planteamos gradual)

En el caso de canal *p* también se puede hacer:

$V_{SG} > |V_T|$

$V_{SD} > V_{SDsat}$

MOSFET acumulación canal *p*

$V_{GS} \leq -|V_T|$ (Si no se cumple planteamos corte)

$V_{DS} \leq V_{DSsat}$ (Si no se cumple planteamos gradual)

MOSFET deplexión canal *n*

$V_{GS} \geq -|V_T|$ (Si no se cumple planteamos corte)

$V_{DS} \geq V_{DSsat}$ (Si no se cumple planteamos gradual)

MOSFET deplexión canal *p*

$V_{GS} \leq |V_T|$ (Si no se cumple planteamos corte)

$V_{DS} \leq V_{DSsat}$ (Si no se cumple planteamos gradual)

JFET deplexión canal *n*

$-|V_T| \leq V_{GS} \leq 0$ (Si no se cumple planteamos corte)

$V_{DS} \geq V_{DSsat}$ (Si no se cumple planteamos gradual)

JFET deplexión canal *p*

$0 \leq V_{GS} \leq |V_T|$ (Si no se cumple planteamos corte)

$V_{DS} \leq V_{DSsat}$ (Si no se cumple planteamos gradual)

4.5 Modelo equivalente del FET en pequeña señal

El modelo de pequeña señal del FET es común para todos los tipos (tanto MOSFET como JFET).Dicho de otra forma, no hay diferencias entre los FET en alterna. Por lo demás, el proceso para dibujar el circuito equivalente en pequeña señal es análogo al ya visto en el tema 3 para los BJT.

pequeña señal = corriente alterna (CA)

4.5.1 Pasos dibujar el circuito equivalente de pequeña señal

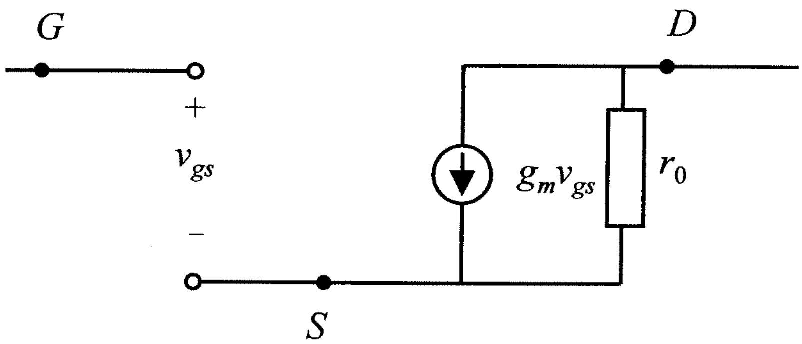
1- Determinar el punto de trabajo del transistor en CC (es decir la polarización del transistor).

2- Anular las fuentes de tensión y corriente continua. Más concretamente, esto significa:

- Sustituir las fuentes de tensión continua por un cortocircuito.
- Sustituir las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.

3- Tratar todos los condensadores que aparezcan en el circuito como cortocircuitos (Normalmente esto viene indicado de la forma $C \to \infty$).

4- Sustituir el FET por su circuito equivalente de pequeña señal:



De esta forma estamos modelando el FET como una fuente de corriente controlada por la tensión alterna entre puerta y fuente

Es importante hacer notar que este modelo es únicamente válido para un FET trabajando en saturación.

5- Calcular el valor del parámetro de pequeña señal:

La tensión V_{GS} es la de polarización

$$\text{transconductancia: } g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) = 2\sqrt{kI_D} \quad \text{(mhos ó siemens)}$$

Apenas se utiliza r_0 en los FET

$$\text{efecto Early: } \quad r_0 = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

Este es el tema de pequeña señal

TEMA 5: AMPLIFICACIÓN

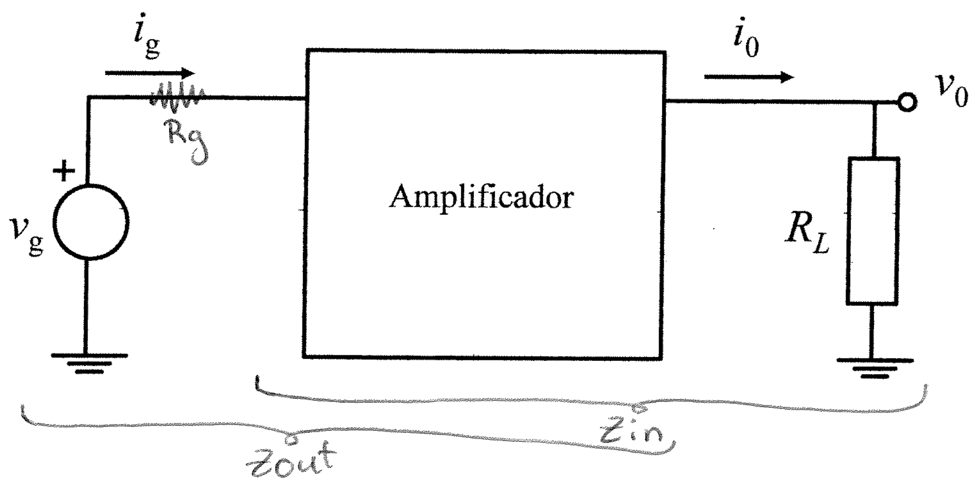
Pequeña señal = corriente alterna

Ya en el tema 3 hemos estudiado el modelo de un BJT en pequeña señal y el tema 4 hemos visto el modelo de un FET en pequeña señal pero es ahora, en este tema, donde vamos a sacar partido a estos modelos de pequeña señal para el estudio de los circuitos amplificadores. Hay que recordar que en pequeña señal todas las magnitudes (tensiones y corrientes) se escriben en minúsculas, incluyendo los subíndices.

5.1 Estructura general de un amplificador

La estructura general de un **circuito amplificador** es la siguiente:

Ojo: Toda la corriente i_0 pasa por R_L



Dentro de la caja que representa al amplificador hay siempre uno o varios transistores (BJT o FET) además de condensadores y resistencias. El generador que proporciona la señal de entrada suele ser de tensión (rara vez de corriente) y lo llamaremos simplemente *señal*. En nuestro esquema viene representado por v_g. El amplificador siempre alimenta una carga que en nuestro esquema viene representada por la resistencia R_L. Esta carga representa la resistencia de entrada de la etapa siguiente.

LOAD es carga en inglés, de ahí el subíndice L

En un circuito amplificador se pueden calcular hasta cuatro ganancias distintas dependiendo de cual sea la variable que escojamos de entrada (tensión o corriente) y cual la de salida (tensión o corriente):

A nosotros nos pedirán normalmente las dos primeras

- Ganancia de tensión: $A_V = \frac{v_0}{v_i}$ (adimensional)
- Ganancia de corriente: $A_I = \frac{i_0}{i_i}$ (adimensional)
- Ganancia de transimpedancia: $A_Z = \frac{v_0}{i_g}$ (Ω)
- Ganancia de transadmitancia: $A_Y = \frac{i_0}{v_g}$ (℧)

5.2 Configuración de los amplificadores

Los amplificadores pueden estar en tres configuraciones

- Emisor común o Fuente común
- Colector común o Drenador común o Seguidor de emisor
- Base común o Puerta común

El nombre depende si es un BJT o un FET

Para averiguar en cual de las tres configuraciones está un amplificador determinado tenemos que ponernos en la entrada y "viajar" hasta la salida a través del circuito. Al ir de la entrada a la salida pasaremos por dos de las tres patas del transistor. La pata por la que no hemos pasado es la pata común.

También se puede mirar en el circuito equivalente de pequeña señal.

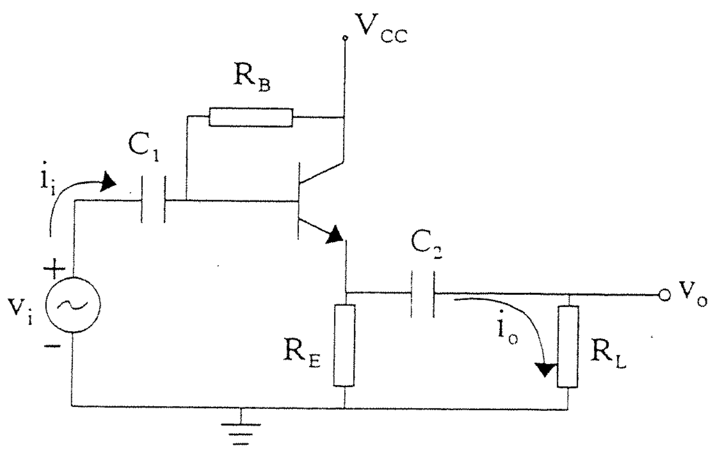
No se debe confundir el estado de un transistor con la configuración de un amplificador.
Si nos preguntan en qué estado está un transistor debemos contestar activa directa, saturación o corte (o bien saturación, gradual o corte si es FET).
Si nos preguntan qué configuración tiene un amplificador tenemos que contestar base común, emisor común o colector común (o bien puerta común, fuente común o drenador común si es FET).

Esta es una aclaración importante

A continuación se muestran a modo de ejemplo un amplificador de cada configuración, todos ellos están sacados de ejercicios de examen que resolveremos:

Colector común

Esta configuración también se denomina **seguidor de emisor**



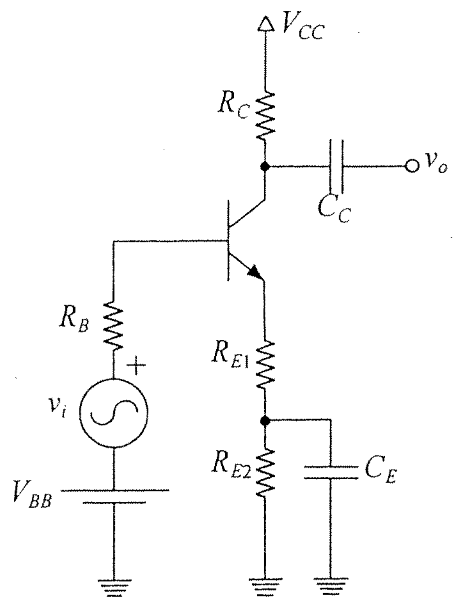
En este caso el amplificador está en colector común por que la señal "entra" en el transistor por la base y "sale" por el emisor para llegar donde está v_0. Por tanto la pata por la que no pasa es la de colector.
Los condensadores C_1 y C_2 son condensadores de acoplo y su misión fundamental es impedir que la corriente continua que polariza el circuito llegue a la carga o a la señal de entrada.

En caso de ser un FET se denominaría drenador común

Fíjate que, aunque no se ve, hay una pila (generador de tensión continua) en el circuito que viene representada por V_{CC}.

La resistencia R_L es la resistencia de carga que representa la resistencia de entrada de la siguiente etapa.

Emisor común



En caso de ser un FET se denominaría fuente común

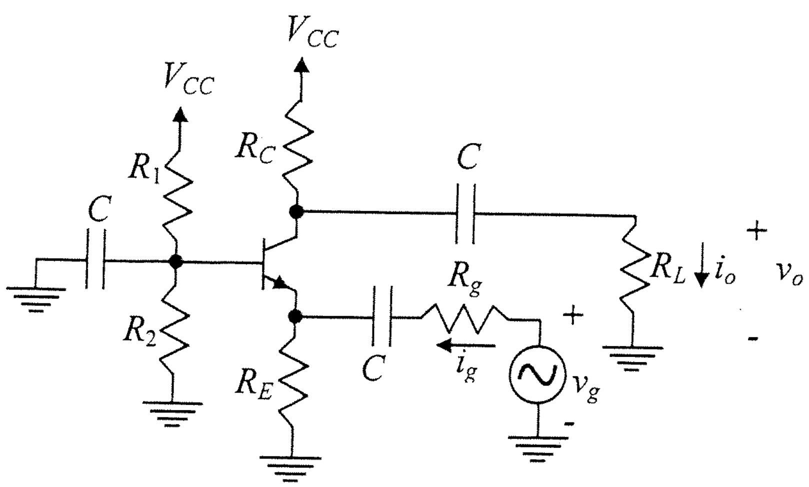
En este caso la configuración es de emisor común por que la señal v_i entra por la base y sale por el colector para alcanzar la salida v_0. En este circuito no hay resistencia de carga.

Fíjate que, aunque no se ve, hay una pila (generador de tensión continua) en el circuito que viene representada por V_{CC}.

Observa que el condensador de acoplo C_E se comporta como un cortocircuito en alterna y como un circuito abierto en continua, esto implica que la resistencia que "ve" el emisor del transistor no es la misma en continua ($R_{E1} + R_{E2}$) que en alterna (sólo R_{E1}).

Esta es la configuración menos habitual

Base común



En caso de ser un FET se denominaría puerta común

En este caso la configuración es de base común por que la señal v_i entra por emisor y sale por el colector para alcanzar la salida v_0.

Análisis en Corriente Continua (CC ≡ DC)

① Anulamos las fuentes de alterna:

② TODOS los condensadores se sustituyen por abiertos:

$$\rightarrow i_c(t) = C\frac{\partial V_c(t)}{\partial t} \xrightarrow[V_c(t)=cte]{\text{en C.C.}} i_c(t) = 0 \Rightarrow \text{circuito abierto}$$

$$\rightarrow Z_c = \frac{1}{jwC} \xrightarrow[\omega=0]{\text{en C.C.}} Z_c \rightarrow \infty \Rightarrow \text{circuito abierto}$$

③ Calculamos el punto de trabajo de BJT, FET y diodos

Análisis en Corriente Alterna (CA ≡ AC)

(Análisis en pequeña señal a frecuencias medias)

① Anulamos las fuentes de continua.

② Los condensadores de acoplo se sustituyen por cortos.
SOLO los de acoplo (en EDAS todos son de acoplo)

$$Z_c = \frac{1}{jwC} \xrightarrow[C\rightarrow\infty]{\text{de acoplo}} Z_c = 0 \Rightarrow \text{cortocircuito}$$

③ Sustituimos BJT, FET y diodos por sus circuitos equivalentes en pequeña señal y frecuencias medias.

④ Calculamos lo que nos pidan, típicamente:
- ganancia
- impedancia de entrada
- impedancia de salida
- margen dinámico

5.3 Pasos para analizar un amplificador

En los ejercicios de amplificación nos van a pedir un análisis completo del circuito que nos den, esto incluye dos análisis: un análisis del circuito en corriente continua (polarización o gran señal) y otro análisis en corriente alterna (pequeña señal).

También se llama análisis de polarización o de gran señal o de punto de trabajo

Análisis en corriente continua

Se trata de dibujar el circuito equivalente en corriente continua.

- Anulamos las fuentes de alterna (señal) y dejamos funcionando solo las fuentes de continua (pilas y generadores de corriente continua). Anular una fuente significa:
  - Sustituir las fuentes de tensión alterna por un cortocircuito.
  - Sustituir las fuentes de corriente alterna por un circuito abierto.

Recuerda: Esto es de IACR, en continua un condensador es un circuito abierto

- Sustituimos todos los condensadores del circuito por circuitos abiertos.
- Una vez llegados a esta situación nos encontramos con un circuito similar a los muchos que hemos analizado en el tema 3. Se trata de plantear las cuatro ecuaciones EE, ES, CE y CS y obtener el punto de trabajo Q (polarización): $I_{BQ}, I_{CQ}, V_{BEQ}, V_{CEQ}$.

Análisis en corriente alterna

En esta asignatura siempre supondremos frecuencias medias. Las altas y las bajas frecuencias se estudian en CEAN

Se trata ahora de dibujar el circuito equivalente en pequeña señal a frecuencias medias.

- Ahora se trata de anular las fuentes de continua (pilas y generadores de corriente continua) y dejar funcionando las fuentes de alterna (señales). Anular una fuente significa:
  - Sustituir las fuentes de tensión continua por un cortocircuito.
  - Sustituir las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.
- Sustituimos todos los condensadores que aparezcan en el circuito como cortocircuitos (Normalmente esto viene indicado de la forma $C \to \infty$).
- Sustituir el transistor por su circuito equivalente de pequeña señal. Esto incluye siempre calcular el valor de r_π.

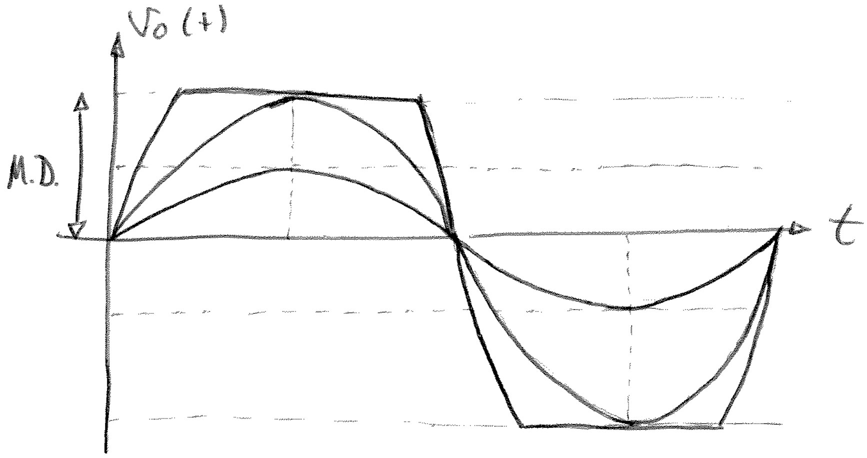
Normalmente solo piden algunas de ellas en el examen

- Una vez llegados aquí se trata de calcular las magnitudes más características de un amplificador:
  - Ganancia (normalmente de tensión o de corriente)
  - Resistencia de entrada
  - Resistencia de salida
  - Margen dinámico

También las llaman impedancias de entrada y salida

Margen dinámico

Margen dinámico de salida: máxima amplitud de tensión simétrica a la salida de un circuito que garantiza que el BJT permanece en act. dir.



Para calcular el margen dinámico en EBAS...

- El BJT se corta cuando: $i_C = 0 \Rightarrow \boxed{I_C + i_c = 0}$

Buscaremos una expresión para i_c en función de V_o, sustituiremos en la ecuación, y calcularemos el valor de V_o que hace que el BJT se corte (V_{o1})

- El BJT se satura cuando: $v_{CE} = V_{CE,sat} \Rightarrow \boxed{V_{CE} + v_{ce} = V_{CE,sat}}$

Buscaremos una expresión para v_{ce} en función de v_o, sustituiremos en la ecuación, y calcularemos el valor de V_o que hace que el BJT se sature (V_{o2})

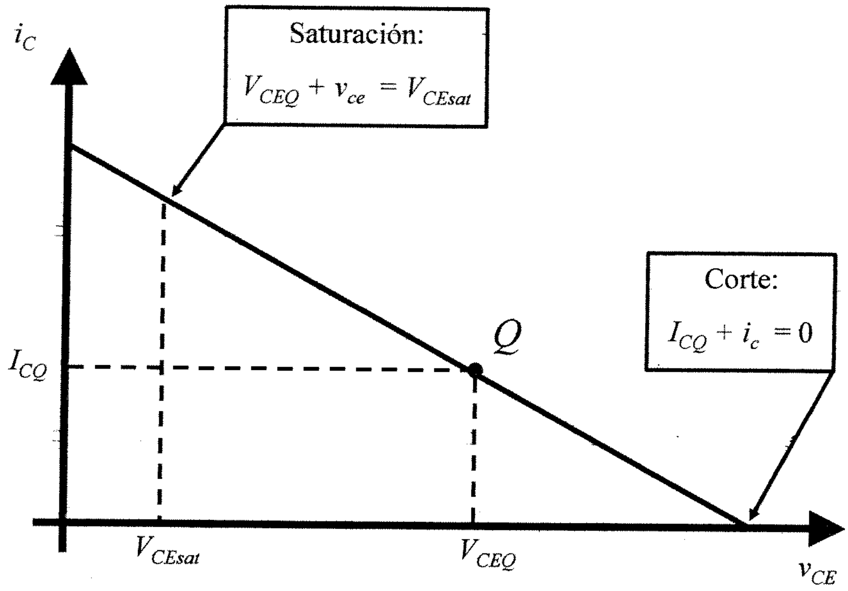
$$\boxed{MD = \min\{|V_{o1}|, |V_{o2}|\}}$$

5.4 Margen dinámico

El **margen dinámico** de v_0 a la salida se define como la máxima amplitud de la tensión simétrica a la salida v_0 que asegura que el transistor ni se corta ni se satura.

Para FET es similar

Para calcularlo nos basaremos siempre en el siguiente esquema (para BJT):



Una vez que tengamos dibujado el circuito equivalente en pequeña señal tenemos que obtener el valor de v_0 para el que el transistor se corta o se satura. Ambas condiciones las estudiaremos siempre por separado:

- Para que le BJT se corte se debe cumplir que su corriente de colector total (CC + CA) sea nula:

$$I_{CQ} + i_c = 0$$

  Se supone que I_{CQ} es un valor numérico que habremos calculado al estudiar la polarización. Por otro lado debemos poner i_c en función de v_0 y tras ello resolver.

- Para que le BJT se sature se debe cumplir que su tensión colector emisor total (CC + CA) sea igual a la de saturación:

$$V_{CEQ} + v_{ce} = V_{CEsat}$$

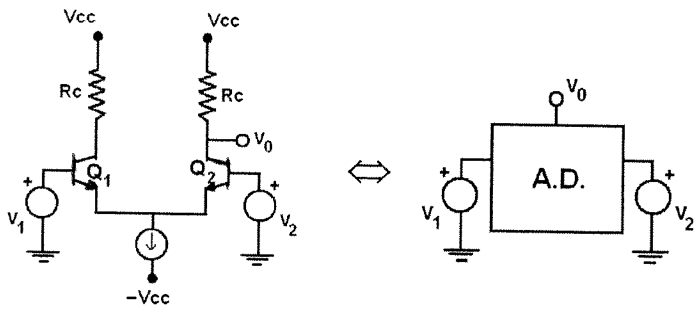
  Se supone que V_{CEQ} es un valor numérico que habremos calculado al estudiar la polarización y que V_{CEsat} es un dato del enunciado. Por otro lado debemos poner v_{ce} en función de v_0 y tras ello resolver.

APÉNDICE 3: AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Este apéndice es simplemente un resumen organizado para que lo tengas SIEMPRE presente en los ejercicios de Amplificadores Diferenciales.

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

También lo puedes encontrar como "Par Diferencial"



$$v_o = A_d \underbrace{(v_1 - v_2)}_{v_d} + A_c \underbrace{\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right)}_{v_c}$$

GANANCIA EN MODO DIFERENCIAL

GANANCIA EN MODO COMÚN

$$\mathrm{CMRR} = 20\log\left|\frac{A_d}{A_c}\right|$$

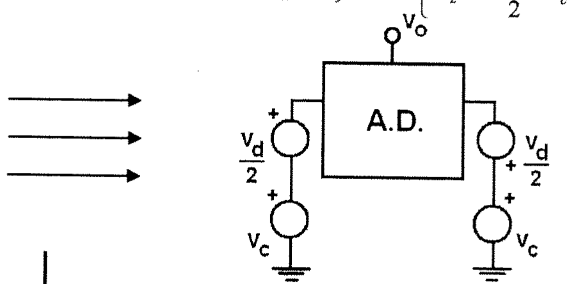
FACTOR DE RECHAZO AL MODO COMÚN

NOTA: se trata de **circuitos simétricos**, con lo que podremos aplicar ciertas propiedades (T-6.3)

ANÁLISIS DE AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

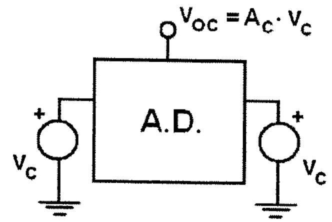
Vamos a hacerlo atacando con señales iguales (**ataque simétrico**) y opuestas (**ataque antisimétrico**)

Tenemos: $\left.\begin{array}{l} v_d = v_1 - v_2 \\ v_c = \dfrac{v_1 + v_2}{2} \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} v_1 = \dfrac{v_d}{2} + v_c \\ v_2 = -\dfrac{v_d}{2} + v_c \end{array}\right.$



ATAQUE SIMÉTRICO
MODO COMÚN

$v_1 = v_2 \rightarrow v_d = 0$

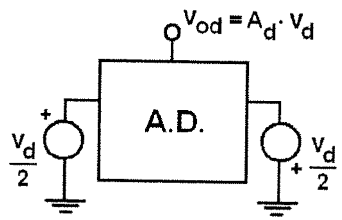


Teniendo el circuito dividido en dos secciones simétricas, podemos aplicar el Teorema de Bartlett:

- Estudiaremos sólo la parte izquierda, dejando en **circuito abierto** las **ramas de enlace**.
- Los **puntos homólogos** (simétricos) tienen valores de tensión y corriente **idénticos**.

ATAQUE ANTISIMÉTRICO
MODO DIFERENCIAL

$v_1 = -v_2 \rightarrow v_c = 0$



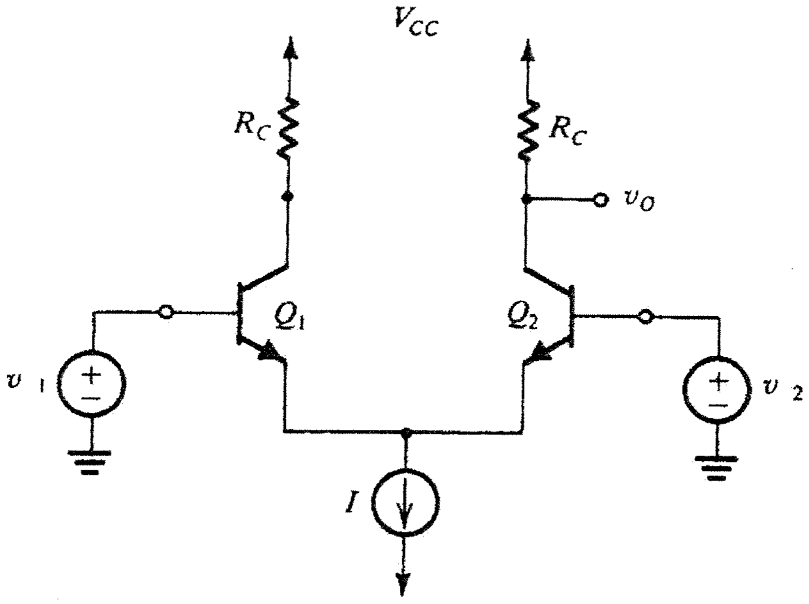
- Estudiaremos sólo la parte izquierda, **cortocircuitando las ramas de enlace**.
- Los **puntos homólogos** (simétricos) tienen valores de tensión y corriente **opuestos**.

TEMA 6: CIRCUITOS INTEGRADOS

6.1 Amplificador diferencial

6.1.1 Introducción al par diferencial

El **amplificador diferencial** o **par diferencial** es el elemento más utilizado en circuitos integrados analógicos. Su configuración básica es la siguiente:



donde podemos expresar la salida como:

$$v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_c\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right) = A_d v_d + A_c v_c$$

donde: $A_d \equiv$ Ganancia en modo diferencial

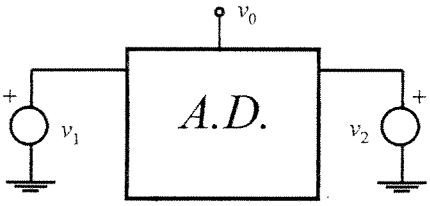
$A_c \equiv$ Ganancia en modo común

A partir de estas dos ganancias definimos la **Relación de Rechazo al Modo Común** (CMRR):

$$CMRR = 20 \log\left|\frac{A_d}{A_c}\right| \qquad (dB)$$

6.1.2 Modo diferencial y modo común

Sea nuestro amplificador diferencial en forma esquemática:

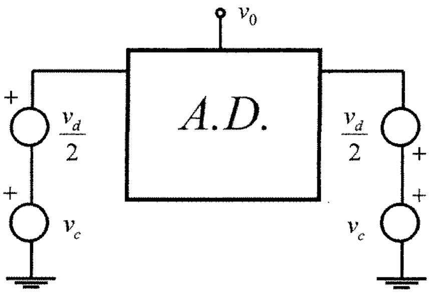


Donde la salida viene dada por: $v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_c\left(\dfrac{v_1 + v_2}{2}\right) = A_d v_d + A_c v_c$

Si ahora ponemos v_1 y v_2 en función de v_c y v_d obtenemos:

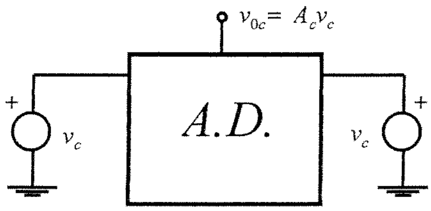
$$\left.\begin{array}{l} v_d = v_1 - v_2 \\ v_c = \dfrac{v_1 + v_2}{2} \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} v_1 = \dfrac{v_d}{2} + v_c \\ v_2 = -\dfrac{v_d}{2} + v_c \end{array}\right.$$

y entonces el amplificador diferencial se puede dibujar de la siguiente forma:



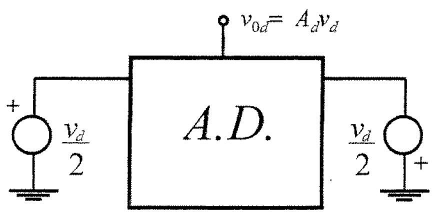
Ataque simétrico

Haciendo $v_d = 0$ obtenemos el **modo común** del amplificador diferencial:



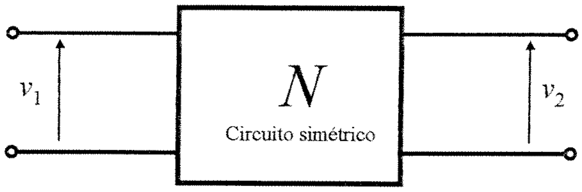
Ataque antisimétrico

Haciendo $v_c = 0$ obtenemos el **modo diferencial** del amplificador diferencial



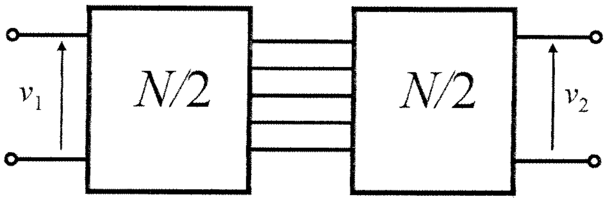
6.1.3 Propiedades de los circuitos simétricos

Siempre que nos encontremos con un circuito simétrico N de la forma



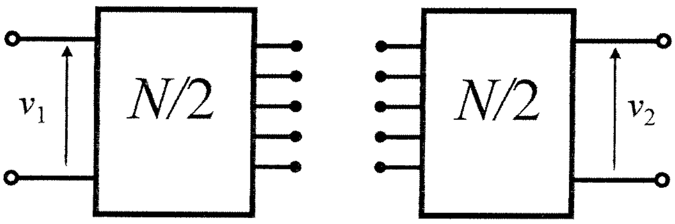
podemos "dividirlo" en dos semisecciones $N/2$ de la siguiente manera:

A los dos circuitos resultantes los llamamos **semisecciones** y a los cables que unen las semisecciones las llamamos **ramas de enlace**



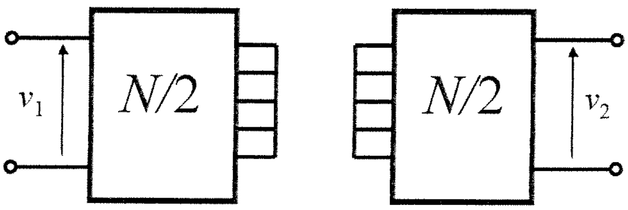
Ataque simétrico

En un circuito simétrico con ataque simétrico ($v_1 = v_2$) los valores de tensión y corriente en cualquier nudo o malla de la red N puede obtenerse del estudio de cualquiera de los dos semicircuitos dejando en circuito abierto las ramas de enlace y teniendo en cuenta que puntos homólogos tienen valores de tensión y corriente idénticos.



Ataque antisimétrico

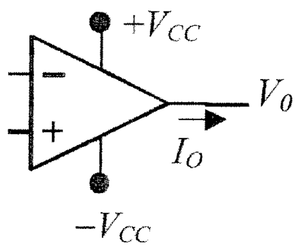
En un circuito simétrico con ataque antisimétrico ($v_1 = -v_2$) los valores de tensión y corriente en cualquier nudo o malla de la red N puede obtenerse del estudio de cualquiera de los dos semicircuitos cortocircuitando las ramas de enlace las ramas de enlace y teniendo en cuenta que puntos homólogos tienen valores de tensión y corriente opuestas.



6.2 Amplificador Operacional

6.2.1 Amplificador Operacional Ideal

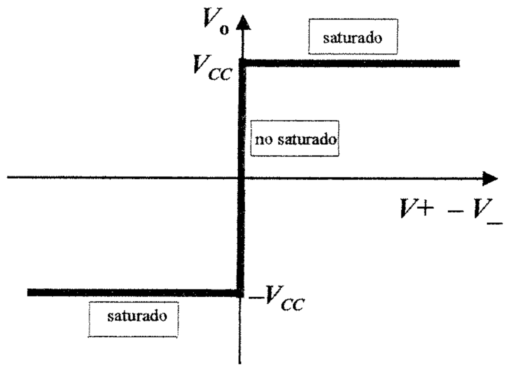
El **amplificador operacional** es el elemento más utilizado en circuitos integrados analógicos. Su configuración básica es la siguiente:



Las entradas se llaman **entrada inversora** (la del signo menos) y **entrada no inversora** (la del signo más). La salida es siempre una salida diferencial, es decir:

$$V_0 = A_d V_d = A_d(V+ - V\_)$$

La función de transferencia (salida en función de las entradas) es la siguiente:



Características principales de un AO ideal

Estas dos primeras propiedades se pueden deducir directamente de la función de transferencia

- Mientras el AO se encuentra no saturado se cumple el principio de "cortocircuito virtual" lo que quiere decir que las entradas inversora y no inversora están a la misma tensión:

$$V+ = V\_$$

- Si el AO está saturado no se cumple el cortocircuito virtual (perdemos una ecuación) pero a cambio conocemos el valor de la salida $V_0 = \pm V_{CC}$ (a cambio ganamos otra ecuación).

esta caracteristica es importante a la hora de obtener relaciones en el circuito

- La corriente por las entradas inversora y no inversora es siempre nula: $I+ = I\_ = 0$

- La ganancia de un AO ideal es infinita.

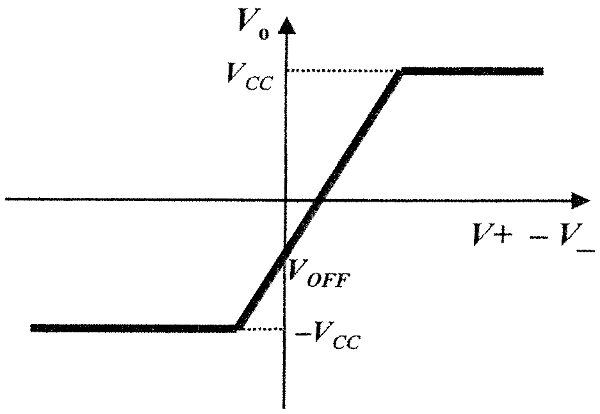
- La impedancia de entrada de un AO ideal es infinita.

- La impedancia de salida de un AO ideal es nula.

- El margen dinámico queda limitado entre V_{CC} y $-V_{CC}$.

6.2.2 Amplificador Operacional Real

Un AO real tiene el mismo símbolo circuital que un AO ideal pero tiene la siguiente función de transferencia:



Características principales de un AO real

La diferencia más importante entre un AO ideal y un AO real se encuentra aquí

- Mientras el AO real se encuentra no saturado se cumple la siguiente relación:

$$V_0 = A(V+ - V\_) + V_{OFF}$$

que no es más que la ecuación de la recta de la función de transferencia donde la pendiente A y la ordenada en el origen V_{OFF} suelen ser dato. Esta relación viene a sustituir al principio de "cortocircuito virtual" que en un AO real ya no se cumple (por tanto sustituimos una ecuación por otra).

- Si el AO real está saturado seguimos conocemos el valor de la salida $V_0 = \pm V_{CC}$ (igual que sucedía en un AO ideal)

- Al igual que en un AO ideal podemos suponer que la corriente por las entradas inversora y no inversora es siempre nula: $I+ = I\_ = 0$

- La ganancia de un AO real es grande pero finita.

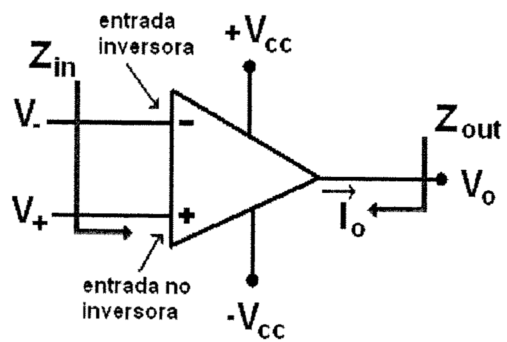
- La impedancia de entrada de un AO real es grande pero finita.

- La impedancia de salida de un AO real es pequeña pero no nula.

APÉNDICE 4: AMPLIFICADORES OPERACIONALES .

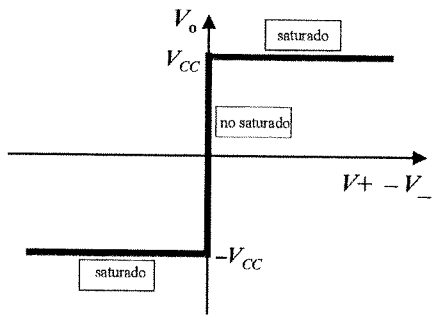
Este apéndice es simplemente un resumen organizado para que lo tengas SIEMPRE presente en los ejercicios de Amplificadores Operacionales.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL



- Margen dinámico limitado por ±Vcc (la tensión de salida no puede superar ±Vcc).
- $I_+ = I_- = 0$

A.O. IDEAL



FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

$$v_O = A_d \cdot v_d = A_d \cdot (V_+ - V_-)$$

La salida es siempre diferencial, es decir, directamente proporcional a la diferencia de tensión a la entrada.

ESTADOS

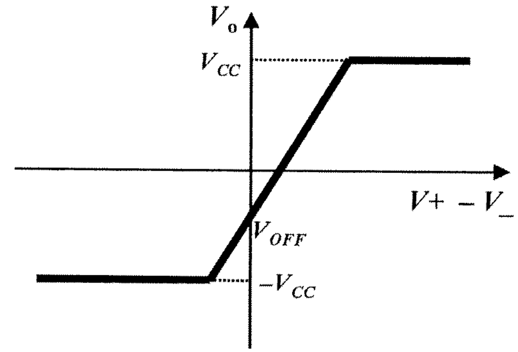
ESTADO	PROPIEDAD
Lineal	$V_+ = V_-$
Saturación	$V_o = \pm V_{cc}$

CORTOCIRCUITO VIRTUAL

OTRAS PROPIEDADES

- $A_d \to \infty$
- $Z_{in} \to \infty$
- $Z_{out} = 0$

A.O. REAL



FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

$$v_O = A \cdot (V_+ - V_-) + V_{OFF}$$

V_{OFF} suele ser dato en los ejercicios

ESTADOS

ESTADO	PROPIEDAD
Lineal	$V_o = A \cdot (V_+ - V_-) + V_{OFF}$
Saturación	$V_o = \pm V_{cc}$

NO HAY C. VIRTUAL

OTRAS PROPIEDADES

- $A \uparrow\uparrow \neq \infty$
- $Z_{in} \uparrow\uparrow \neq \infty$
- $Z_{out} \downarrow\downarrow \neq 0$

REGIMENES DE FUNCIONAMIENTO:

* Régimen estacionario: C.C. sin saltos bruscos
  (todos los condensadores serán abiertos)
* Régimen transitorio: C.C. con saltos bruscos
  (tendremos que usar las definiciones)
* Régimen permanente sinusoidal: C.A.
  (los condensadores serán impedancias $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$)
  (el análisis en RPS se hace en el dominio de la frecuencia (en fasores))
  En EBAS estudiamos sólo peq. señal a freq. medias y sólo con condensadores de acoplo ($C \to \infty$)
  $C \to \infty \Rightarrow Z_C = \frac{1}{j\omega\infty} = 0 \Rightarrow$ cortocircuito

TEMA 7: CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN

7.1 Introducción

En EBAS nunca va a haber bobinas

Un **circuito de conmutación** es un circuito de corriente continua DC donde el valor de la pila cambia bruscamente de valor (por ejemplo, mediante un interruptor) y que incluye siempre algún efecto capacitivo. Nos podemos encontrar con cuatro tipos de circuitos de conmutación:

- Circuitos con condensadores externos y diodos sin efectos capacitivos internos

  En este caso los diodos son los mismos que los que hemos venido utilizando hasta ahora. La novedad es que aparece algún condensador en el circuito.

- Circuitos con condensadores externos y transistores sin efectos capacitivos internos

  En este caso los transistores son los mismos que los que hemos venido utilizando hasta ahora. La novedad es que aparece algún condensador en el circuito.

- Circuitos de diodos con efectos capacitivos internos

  En estos ejercicios no hay condensadores externos pero debemos tener en cuenta los efectos capacitivos internos que aparecen en el modelo dinámico del diodo (explicados en el tema 2, página T-2.7).

- Circuitos de transistores con efectos capacitivos internos

  En este caso se deben tener en cuenta los efectos capacitivos internos que aparecen en los modelos de los transistores. Este caso no entra en examen.

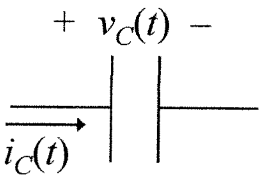
7.2 Circuitos con condensadores externos

Para analizar un circuito con condensadores externos y diodos o transistores hace falta recordar algunas cosas de IACR. A continuación se repasan los conceptos fundamentales sobre condensadores y ecuaciones diferenciales necesarios para poder afrontar los problemas.

7.2.1 Condensadores

Sobre los condensadores debemos saber tres cosas:

1. La relación entre tensión y corriente en bornas de un condensador es:



$$i_C(t) = C\frac{dv_C(t)}{dt} \qquad \Leftrightarrow \qquad v_C(t) = \frac{1}{C}\int i_C(t)\,dt$$

2. Principio de continuidad de tensión en bornas de un condensador.

   La tensión en bornas de un condensador es una función continua del tiempo. Matemáticamente queremos decir que:

$$v_C(t_0^+) = v_C(t_0^-) \qquad \forall t_0$$

3. Un condensador en corriente continua (DC) se comporta como un circuito abierto.

EDO= Ecuación Diferencial Ordinaria

7.2.2 Resolución de la EDO resultante

Al plantear el circuito de conmutación con el condensador siempre nos va a resultar una EDO lineal con coeficientes constantes de primer orden y con término independiente constante que se pueden expresar siempre de la siguiente forma:

$y(t)$ representa una magnitud genérica. Generalmente es la tensión en bornas del condensador

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = CF$$

donde los parámetros τ y CF son constantes reales que llamaremos "constante de tiempo" y "condición final" respectivamente.

Además, a la EDO siempre le acompaña una condición inicial (a veces nos la dará como dato y otras la tendremos que averiguar nosotros a partir de los datos del enunciado) de la forma:

$$y(0) = CI$$

donde CI es una constante real que llamaremos "condición inicial".
Ambas cosas unidas conforman lo que se denomina problema de valor inicial (PVI):

$$\begin{cases} \tau \dfrac{dy(t)}{dt} + y(t) = CF \\ y(0) = CI \end{cases}$$

Importante:
Para que la fórmula sea válida la CI tiene que ser en $t = 0$

Para este PVI tan sencillo existe una fórmula que nos da la solución (única) que es de la forma:

$$\boxed{y(t) = (CI - CF)e^{-\frac{t}{\tau}} + CF}$$

Por supuesto también es posible resolver la EDO sin aplicar la fórmula con los métodos aprendidos en FMT4 pero siempre es más lento que la aplicación directa de la fórmula.

7.3 Circuitos de diodos con efectos capacitivos internos

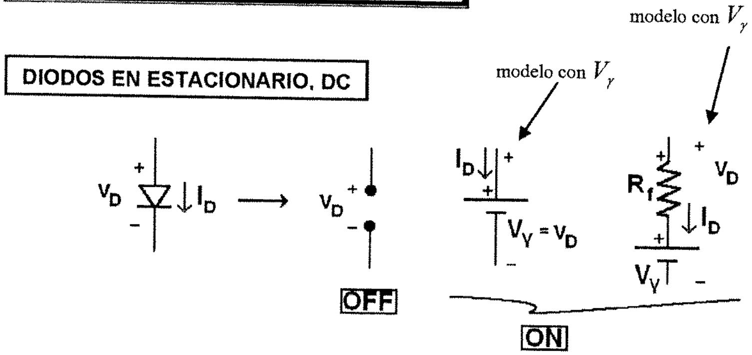
En estos ejercicios no hay condensadores externos pero debemos tener en cuenta los efectos capacitivos internos que aparecen en los modelos de los diodos. Estos modelos están explicados en el tema 2, página T-2.7 a donde remitimos.

APÉNDICE 5: CONMUTACIÓN CON DIODOS

Este apéndice, a diferencia de los dos anteriores, presenta conceptos que NO están en la teoría "normal". Le prestaremos especial atención en clase.

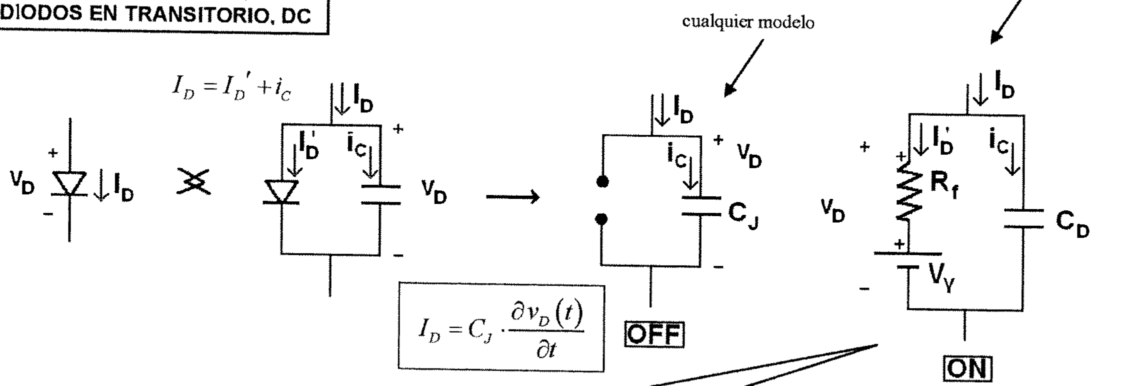
CONMUTACIÓN CON DIODOS

DIODOS EN ESTACIONARIO, DC



Así, por ejemplo, un diodo modelado como ideal, trabajando en el estado ON, lo pasamos a pequeña señal convertido en un cortocircuito (ya que la fuente de tensión continua V_γ que lo modela en ON, se anula en pequeña señal).

DIODOS EN TRANSITORIO, DC



$$I_D = C_J \cdot \frac{\partial v_D(t)}{\partial t}$$

$$I_D = \frac{v_D(t) - V_\gamma}{R_f} + C_D \cdot \frac{\partial v_D(t)}{\partial t}$$

Para el estado ON no nos van a pedir trabajar con el modelo del diodo ideal ya que en estas circunstancias lo sustituiríamos por una fuente de tensión **continua** en **paralelo** con un **condensador**. Así, la corriente a través del condensador sería cero según este modelo.

NOTA: A causa de estos efectos capacitivos, la tensión en bornas de un diodo no puede cambiar bruscamente, ni tampoco su estado.

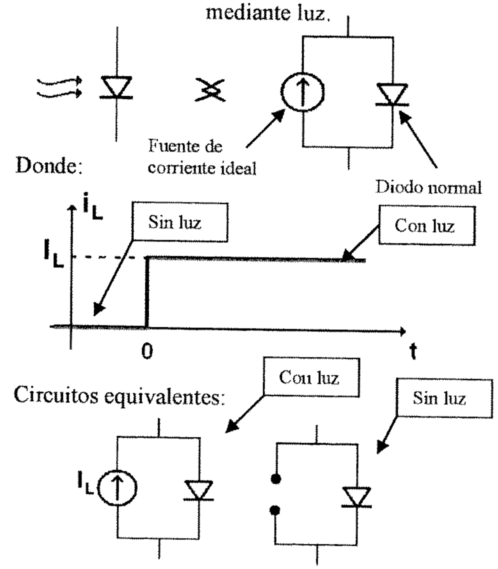
DIODOS EN PEQUEÑA SEÑAL

En esta asignatura, salvo que indiquen lo contrario, para trabajar con diodos en pequeña señal, sólo tenemos que <u>pasar a pequeña señal el circuito equivalente del diodo</u>, según el modelo con el que estemos trabajando (¡¡¡¡SIN CAPACIDADES!!!!).

En caso de pedirnos usar un modelo concreto para un diodo en pequeña señal, sería el de la página 2.7, pero esto no suele ocurrir (salvo preguntas aisladas, como ya veremos) ya que no es objeto de estudio de este temario. Ya en CEAN se aborda el estudio de pequeña señal (en todo el dominio de frecuencias) de circuitos con capacidades (no necesariamente de acoplo sólo).

FOTODIODOS

Son diodos que generan corriente al excitarlos mediante luz.



NOTA: El estado del diodo ideal no depende de la existencia de luz.

APÉNDICE 1: CONCEPTOS BÁSICOS DE ANÁLISIS DE CIRCUITOS

Ojo! En clase comentaremos EXACTAMENTE cuáles de estos conceptos son importantes para esta asignatura.

En esta asignatura es importante tener un control básico de los fundamentos de análisis de circuitos. En esta tónica, este apéndice nos puede servir de ayuda si nos surge alguna duda en el transcurso de un ejercicio. Recuerda que estos conceptos no son parte oficial del temario de esta asignatura, pero en la escuela los dan por supuestos.

1 Magnitudes claves en un circuito

Un circuito eléctrico está formado por elementos básicos (generadores, resistencias, bobinas, condensadores) que se asocian entre sí de manera más o menos sencilla.

Para poder analizar un circuito utilizaremos una serie de magnitudes. Las más importantes y, por descontado, las que más utilizaremos en este curso, son tres:

La intensidad de corriente (I) se mide en UN punto del circuito

- Intensidad de corriente (I):
  - representa la cantidad de carga positiva que circula por segundo en un punto del circuito
  - su unidad es el amperio (A)
  - el aparato que se utiliza para medirla es el amperímetro

La tensión (o mejor dicho, la diferencia de tensión) se mide entre DOS puntos del circuito

- Tensión (V):
  - representa la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos del circuito
  - su unidad es el voltio (V)
  - el aparato que se utiliza para medirla es el voltímetro

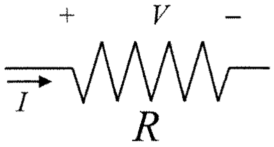
¡OJO! Cuando tengamos corriente alterna la expresión de la potencia es muy parecida pero no exactamente así

- Potencia (P):
  - es resultado de operar las dos anteriores: $P = V \cdot I$
  - su unidad es el watio (W)
  - puede ser generada o consumida y se suele referir a un elemento en concreto del circuito (p.ej.: potencia consumida por una resistencia)
  - el aparato que se utiliza para medirla es el watímetro

2 Resistencias

Las **resistencias** son dispositivos lineales que cumplen la **Ley de Ohm:** Una resistencia mantiene entre sus bornas una tensión proporcional a la corriente que la atraviesa. La unidad de resistencia es el ohmio (Ω).

Por tanto en una resistencia la relación entre la tensión y la corriente es lineal



$$V = R \cdot I \quad \Leftrightarrow \quad R = \frac{V}{I} \quad (\Omega)$$

Importante: en una resistencia por la que no pasa corriente no cae tensión.

Esto no es más que una aplicación directa de la ley de Ohm

La **conductancia** se define como el inverso de la resistencia y tiene unidades de mhos ($\mho$):

$$G = \frac{1}{R} \quad (\mho)$$

En el caso de las conductancias la ley de ohm se enuncia de forma inversa:

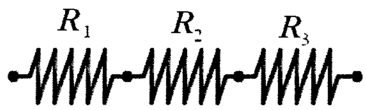
$$V = \frac{I}{G} \quad \Leftrightarrow \quad G = \frac{I}{V} \quad (\mho)$$

En ocasiones los circuitos pueden venir dados con conduc-tancias en vez de resistencias

Asociación de resistencias

SERIE

IMPORTANTE: Se pueden asociar elementos en serie cuando por ellos circula la misma I



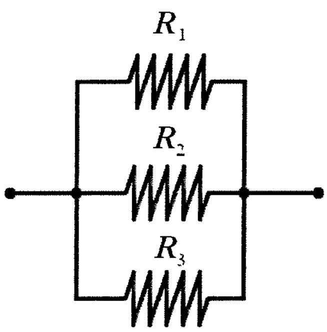
$$R = R_1 + R_2 + R_3$$

$$I_1 = I_2 = I_3$$

$$V = V_1 + V_2 + V_3$$

PARALELO

IMPORTANTE: Se pueden asociar elementos en paralelo cuando entre ellos existe la misma V



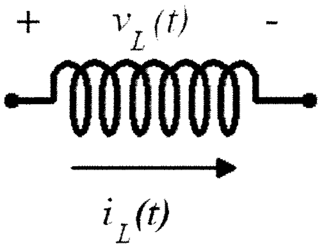
$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

$$V = V_1 = V_2 = V_3$$

3 Bobinas

Una **bobina** es un cable de cobre enrollado entorno a un núcleo cilíndrico macizo.
La característica fundamental de una bobina es su **inductancia** L que se define como:



$$L = \frac{\phi}{I} \quad \text{(Henrios)}$$

donde ϕ es el flujo a través de la bobina e I es la corriente que circula por el cable.

A la hora de resolver circuitos debemos tener en cuenta tres cosas sobre las bobinas:

1. La relación entre tensión y corriente en bornas de una bobina es:

$$v_L(t) = L\frac{di_L(t)}{dt} \qquad \Leftrightarrow \qquad i_L(t) = \frac{1}{L}\int v_L(t)\,dt$$

2. Principio de continuidad de corriente a través de una bobina:

   La corriente a través de una bobina es una función continua del tiempo. Matemáticamente queremos decir que:

$$i_L(t_0^+) = i_L(t_0^-) \qquad \forall t_0$$

3. **Una bobina en corriente continua (CC) se comporta como un cortocircuito** (para hacer esta suposición se supone que ya se ha dado por finalizado el régimen transitorio).

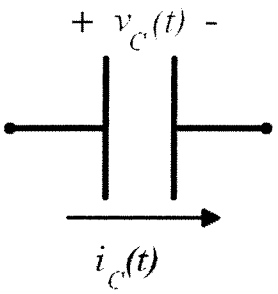
Asociación de bobinas

Las bobinas se asocian en serie y en paralelo siguiendo las mismas reglas que las resistencias.

4 Condensadores

Un **condensador** es un conjunto de dos placas o armaduras (conductoras) separadas por un dieléctrico (no conductor) donde las armaduras están en influencia total, es decir todas las líneas de campo *nacen* en una de ellas y *mueren* en la otra.

La **capacidad** C de un condensador se define como:



$$C = \frac{Q}{V} \quad (Faradios)$$

donde Q es la carga de una de las placas y V es la tensión entre las placas.

A la hora de resolver circuitos debemos tener en cuenta tres cosas sobre los condensadores:

1. La relación entre tensión y corriente en bornas de un condensador es:

$$i_C(t) = C\frac{dv_C(t)}{dt} \qquad \Leftrightarrow \qquad v_C(t) = \frac{1}{C}\int i_C(t)\,dt$$

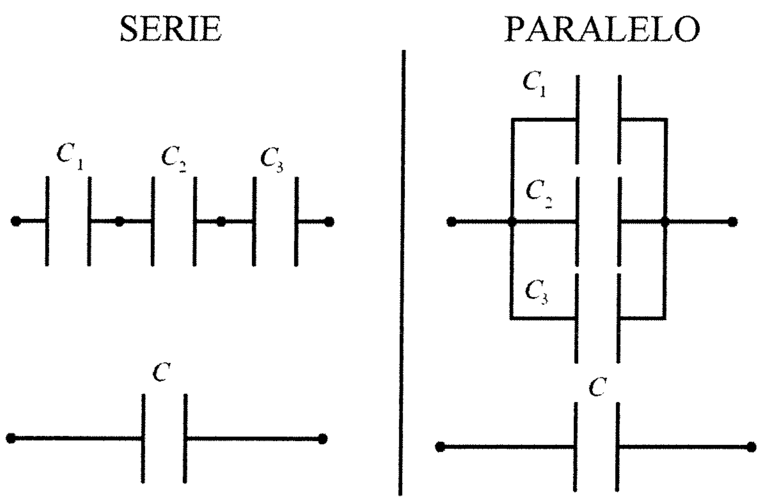
2. Principio de continuidad de tensión en bornas de un condensador.

   La tensión en bornas de un condensador es una función del tiempo. Matemáticamente queremos decir que:

$$v_C(t_0^+) = v_C(t_0^-) \qquad \forall t_0$$

3. **Un condensador en corriente continua (*CC*) se comporta como un circuito abierto** (para hacer esta suposición se supone que ya se ha dado por finalizado el régimen transitorio).

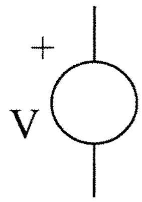
Asociación de condensadores



$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \qquad\qquad C = C_1 + C_2 + C_3$$

5 Generador de tensión

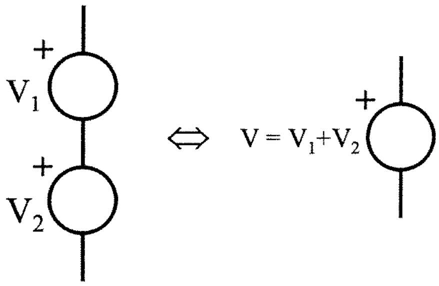
Un **generador (o fuente) de tensión** es un elemento circuital que mantiene una tensión determinada (que puede o no variar con el tiempo) entre sus bornas independientemente de la corriente que lo atraviese. Su símbolo circuital es:



Observaciones

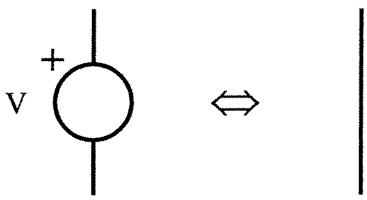
- Cuando asociamos dos o más generadores de tensión en serie lo que hacemos es sustituirlos por un solo generador cuyo valor es la suma de todos los generadores. Para el caso de dos generadores en serie:

La asociación en serie de generadores de tensión es igual que la de las resistencias

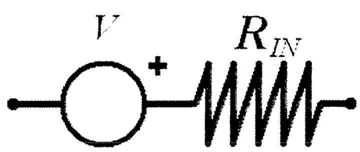


- No se pueden asociar generadores de tensión en paralelo (Fíjate que habría un nudo que tendría dos tensiones distintas a la vez, cosa que es imposible).

- Anular un generador de tensión significa sustituirlo por un cortocircuito:

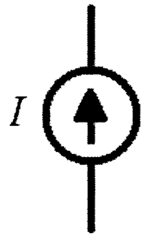


- En ocasiones nos darán, como parámetro de un generador de tensión, una resistencia. Esto es porque en la realidad los generadores de tensión presentan una resistencia interna en serie con el generador:



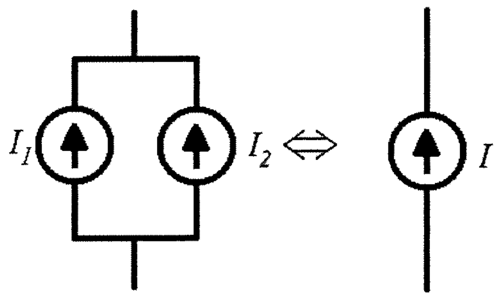
6 Generador de corriente

Un **generador (o fuente) de corriente ideal** es un elemento circuital que mantiene una corriente determinada (que puede o no variar con el tiempo) a través suya independientemente de la tensión que haya en sus bornas. Su símbolo circuital es:



Observaciones

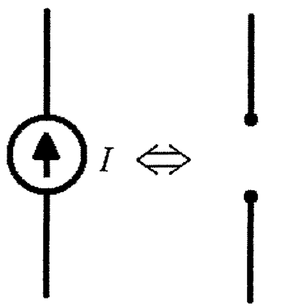
- Cuando asociamos dos o más generadores de tensión en paralelo lo que hacemos es sustituirlos por un solo generador cuyo valor es la suma de todos los generadores. Para el caso de dos generadores en paralelo:



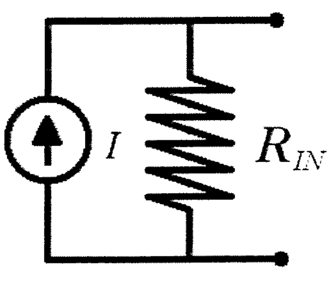
$$I = I_1 + I_2$$

- No se pueden asociar generadores de corriente en serie (Fíjate que la rama en que estuvieran los generadores tendría dos corrientes distintas simultáneamente, cosa que es imposible).

- Anular un generador de corriente significa sustituirlo por un circuito abierto:



- En ocasiones nos darán, como parámetro de un generador de corriente, una resistencia. Esto es porque en la realidad los generadores de corriente presentan una resistencia interna en paralelo con el generador:



7 Leyes de Kirchhoff

Los lemas de Kirchoff van a ser nuestra herramienta fundamental para este curso de análisis de circuitos. Las utilizaremos en la práctica totalidad de los ejercicios. En teoría de circuitos estas leyes son axiomáticas, por consiguiente son aceptadas sin demostración.

7.1 Primera ley de Kirchhoff. Ley de los nudos

Definimos NUDO como aquel punto del circuito donde confluyen 2 o más corrientes

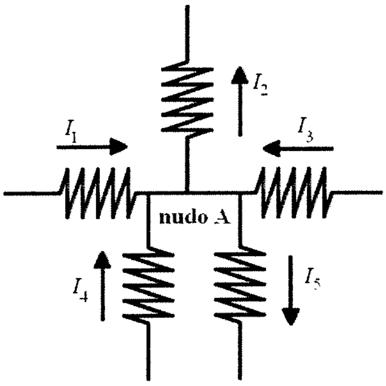
Se enuncia diciendo que:

La suma de las corrientes que confluyen en un nudo es siempre igual a cero

O también:

La suma de las corrientes que "entran" en un nudo es igual a la suma de las corrientes que "salen" del nudo

Por ejemplo, consideremos un nudo genérico de una red cualquiera como el mostrado en la figura. En este caso tenemos que:



Nudo A:

$$I_1 + I_2 + I_4 = I_3 + I_5 \quad ó \quad I_1 + I_2 - I_3 + I_4 - I_5 = 0$$

7.2 Segunda ley de Kirchhoff. Ley de las mallas

Definimos MALLA como un camino cerrado

Se enuncia diciendo que:

La suma de las caídas y subidas de tensión a lo largo de una malla es siempre cero

O también:

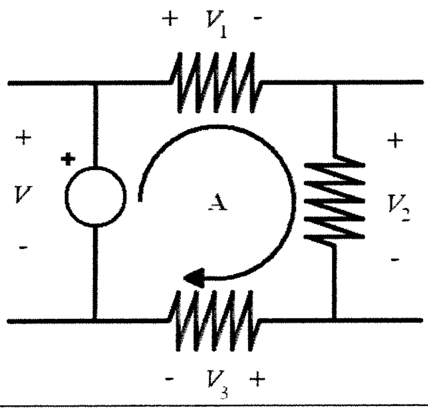
Esto será lo que nosotros utilicemos habitualmente

La suma de las caídas de tensión en una malla es igual a la suma de las elevaciones de tensión en esa misma malla

Para aplicar esta ley fijaremos un sentido de recorrido de la malla (por ejemplo, el que se señala en la siguiente figura) y partiendo de un elemento recorreremos el lazo en el sentido indicado:

- Si los signos de las tensiones de los elementos son primero signo + y luego signo – se considera caída de tensión
- Si los signos de las tensiones de los elementos son primero signo – , y luego signo + se considera elevación de tensión

Algunos profesores utilizan este criterio de signos justo al contrario. Si el sentido de la malla entra por el + va sumando y si entra por el – va restando, pero esto no cambia la ecuación.



Malla A:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad ó \quad V - V_1 - V_2 - V_3 = 0$$

8 Nudo de referencia. Concepto de masa de un circuito.

Lo primero que debemos tener claro para entender el concepto de masa, es que las tensiones o potenciales en un circuito son magnitudes relativas, no absolutas.

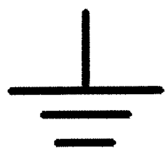
Por tanto, es posible decir: "en esta resistencia hay una diferencia de potencial de 5 voltios". Eso significa que entre un extremo y otro de la resistencia hay una diferencia de potencial de 5 voltios. Fíjate que estamos midiendo la diferencia de tensión entre dos puntos del circuito.

Sin embargo no es posible decir: "en el punto A del circuito hay 5 voltios". Lo que podríamos decir sería: "en el punto A del circuito hay una diferencia de potencial de 5 voltios respecto al punto B".

Pues bien, en la práctica, por comodidad se suele definir un **punto del circuito al que se le asigna un valor de tensión de referencia de 0 voltios**. A ese nudo del circuito se le denomina **nudo de masa**.

Si se ha definido un nudo de masa en el circuito, sí se puede decir: "El nudo A del circuito está a 5 voltios", porque automáticamente se entenderá que lo que se quiere decir en realidad es: "El nudo A del circuito está a 5 voltios respecto a masa", o lo que es lo mismo: "Entre el nudo A del circuito y el nudo de masa, hay una diferencia de potencial de 5 voltios".

Normalmente representaremos el nudo de masa en un circuito mediante el siguiente símbolo:



9 Concepto de tierra en un circuito

Por su parte, el término tierra (en inglés *earth*), como su nombre indica, se refiere al potencial de la superficie de la Tierra. Es un concepto vinculado a la seguridad de las personas, porque éstas se hallan a su mismo potencial por estar pisando el suelo. Si cualquier aparato está a ese mismo potencial no habrá diferencia de tensión entre el aparato y la persona, por lo que no habrá descarga eléctrica peligrosa.

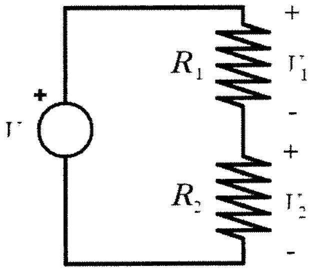
10 Divisor de tensión y de corriente

10.1 Divisor de tensión

Para aplicar esto las resistencias tienen que estar en serie (debe circular por todas ellas la misma corriente)

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$

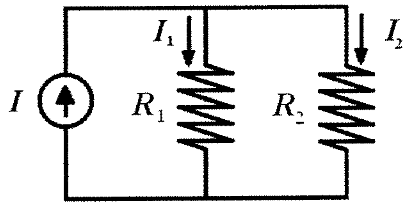


10.2 Divisor de corriente

Para aplicar esto, las resistencias tienen que estar en paralelo (todas ellas con la misma tensión)

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$$

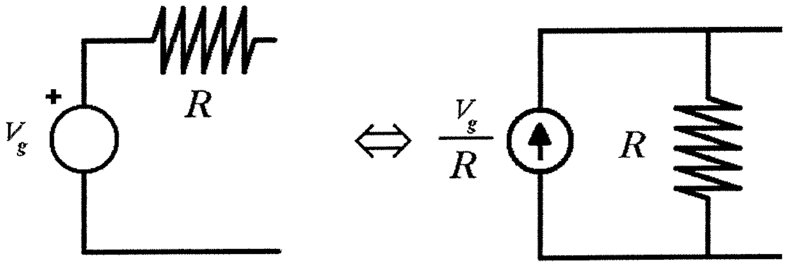
$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I$$



11 Equivalencia de generadores reales

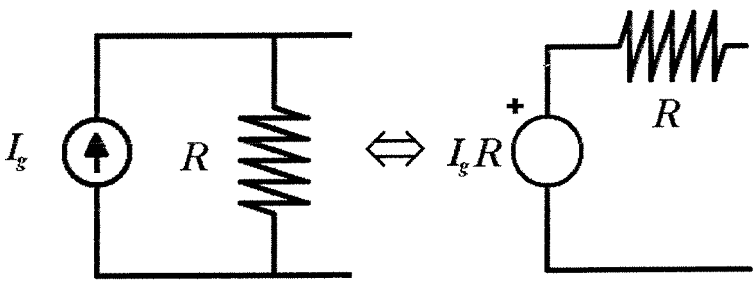
Un generador de tensión real (es decir un generador de tensión ideal V_g en serie con un resistencia R) es equivalente a un generador de corriente real compuesto por un generador de corriente ideal de magnitud $I_g = \frac{V_g}{R}$ y una resistencia R en paralelo.

¡OJO! los generadores de tensión ideales (sin resistencia en serie) no se pueden transformar



Recíprocamente, un generador de corriente real (generador de corriente ideal de magnitud I_g en paralelo con una resistencia R) es equivalente a un generador de tensión real compuesto por un generador de tensión ideal de magnitud $V_g = I_g R$ y una resistencia R en serie.

¡OJO! los generadores de corriente ideales (sin resistencia en paralelo) no se pueden transformar

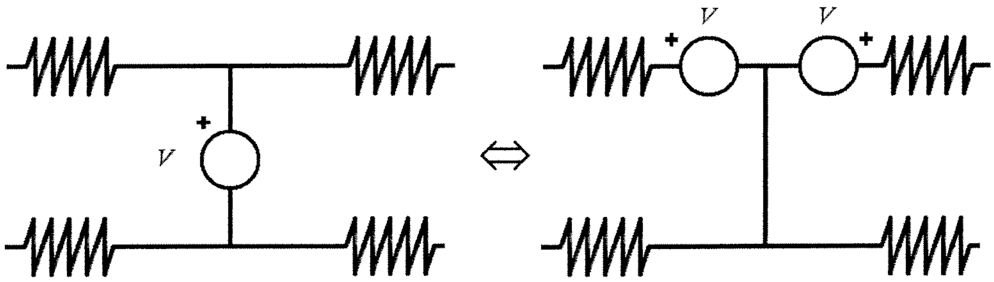


12 Movilidad de generadores de tensión y de corriente

Debido a las propiedades de los nudos y de las mallas los generadores ideales de corriente y tensión se pueden "mover" de las siguientes formas.

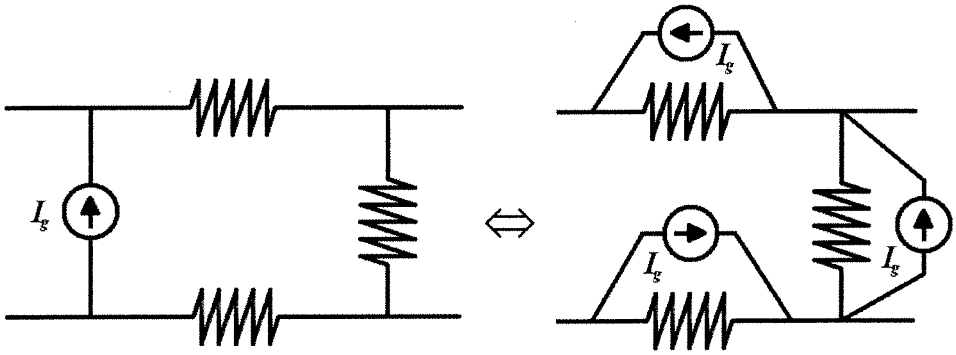
12.1 Generadores de tensión

Se sustituye un generador de tensión por otros de igual valor en otras ramas de manera que no se modifiquen las ecuaciones de las mallas



12.2 Generadores de corriente

Se sustituye un generador de corriente por otros de igual valor en otras ramas de manera que no se modifiquen las ecuaciones de los nudos

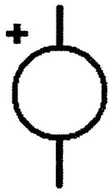


13 Generadores dependientes

Algunos elementos circuitales de más de dos terminales, como los transistores o los amplificadores, tienen ecuaciones de funcionamiento en las que la tensión o la corriente entre dos de sus bornas depende de manera directamente proporcional de la tensión o la corriente que haya entre otros puntos de su circuito, por eso para el análisis de estos dispositivos se requiere un nuevo elemento que es el generador dependiente de corriente o de tensión.

- **Generador de tensión dependiente de tensión**

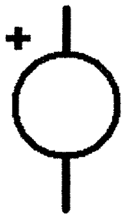
  Se trata de un generador en el que la tensión entre sus bornas es igual a la tensión existente entre otros dos puntos del circuito multiplicada por una constante adimensional (no tiene unidades para medirse ya que mide sólo una proporción) que se llama **ganancia**.



$$V = A \cdot V_1$$

- **Generador de tensión dependiente de corriente**

  En este caso el valor de la tensión entre las bornas del generador viene determinada por la corriente que atraviese un punto del circuito escalada por una **ganancia que tiene unidades de ohmio**. A los amplificadores creados a partir de este tipo de generadores se les llama *amplificadores de transimpedancia.*



$$V = Z \cdot I_1$$

- **Generador de corriente dependiente de tensión**

  En este generador la corriente que lo atraviesa depende directamente de la tensión entre otros dos puntos del circuito multiplicada por una **ganancia** que en este caso **tiene unidades de mhos o siemens**. Los amplificadores creados según este modelo se llaman *amplificadores de transconductancia.*

$$I = G \cdot V_1$$

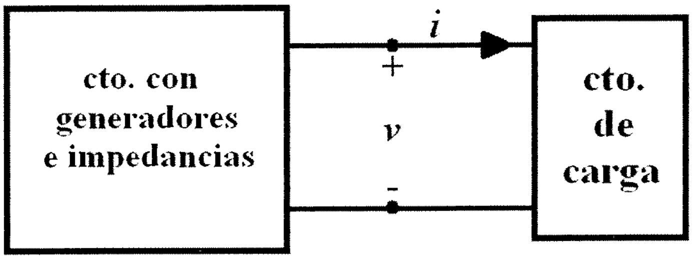
- **Generador de corriente dependiente de corriente**

  Para este último caso de generador dependiente, la corriente que lo atraviesa depende de la corriente que atraviese otro punto del circuito multiplicada por una ganancia adimensional.

$$I = A \cdot I_1$$

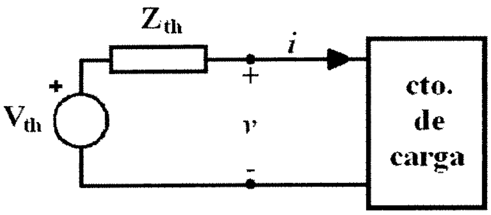
14 Equivalentes de Thevenin y Norton

Un circuito formado por generadores y resistencias, como el de la figura:

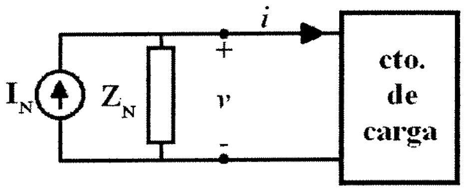


siempre se puede hacer equivalente a:

a) Circuito equivalente de Thevenin
Parámetros a calcular: V_{Th}, Z_{Th}



b) Circuito equivalente de Norton
Parámetros a calcular: I_N, Z_N

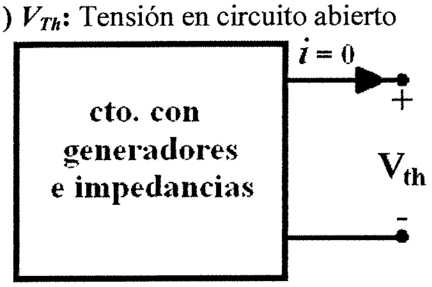


Se cumplen las siguientes relaciones:

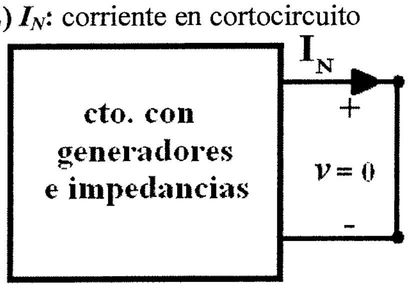
$$\boxed{Z_{th} = Z_N = Z \qquad V_{th} = Z \cdot I_N}$$

Cálculo de los parámetros:

1) V_{Th}**:** Tensión en circuito abierto



2) I_N**:** corriente en cortocircuito

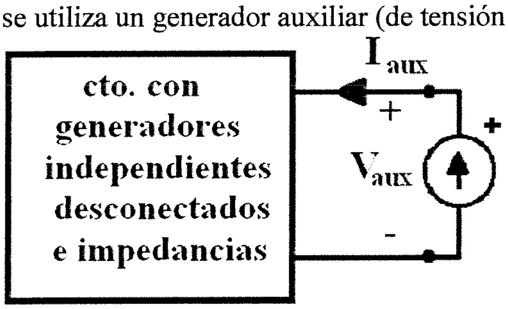


3) Z_{Th}=Z_N**.** Hay varias formas:

3.a) A partir de V_{Th} e I_N: $$Z_{Th} = Z_N = \frac{V_{Th}}{I_N}$$

3.b) Si sólo hay resistencias se desconectan los generadores independientes, la resistencia equivalente del circuito resultante es Z_{Th}=Z_N

3.c) Si hay generadores dependientes se desconectan los generadores independientes y se utiliza un generador auxiliar (de tensión o corriente). Entonces se cumplirá:



$$Z_{th} = Z_N = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

15 Potencia y energía en corriente continua

15.1 Potencia

- **Resistencias**

Las resistencias no almacenan energía. Sólo disipan potencia (Energía disipada por segundo) que se calcula:

$$P = VI = RI^2 = \frac{V^2}{R} \quad \text{(Watios)}$$

- **Generadores**

IMPORTANTE: En un circuito donde existan varios generadores puede suceder que no todos suministren potencia, sino que algunos consuman

Los generadores suministran potencia al circuito:

$$P = V \cdot I \quad \text{(Watios)}$$

siendo I la corriente que atraviesa el generador y V la tensión entre sus bornas (ambas tomadas en el mismo sentido).

- **Balance de potencias:**

La potencia total suministrada a un circuito (en nuestro caso por los generadores) es igual a la potencia total disipada (en nuestro caso por las resistencias):

$$P_{sum} = P_{dis} \Rightarrow P_{gen} = P_{res}$$

15.2 Energía:

Otros elementos como los condensadores y las bobinas no disipan potencia sino que almacenan energía que puede ser liberada de nuevo al circuito, aunque éste proceso no es materia de estudio en esta asignatura.

- **Condensadores**

La energía almacenada entre las bornas de un condensador es:

$$W_C = \frac{1}{2} C V^2 \quad \text{(Julios)}$$

donde C es la capacidad del condensador medida en Faradios. **Los condensadores no disipan potencia.**

- **Bobinas**

La energía almacenada entre las bornas de una bobina es:

$$W_L = \frac{1}{2} L I^2 \quad \text{(Julio)}$$

donde L es la inductancia de la bobina medida en Henrios. **La bobinas no disipan potencia.**

No te preocupes por no recordar mucho los fasores, en clase comentaremos lo que haga falta.

16 Régimen permanente sinusoidal: impedancias.

16.1 Impedancias de los elementos pasivos en RPS

Las impedancias vienen a ser en RPS el equivalente a las resistencias en corriente continua y se manejan de manera muy similar ya que cumplen la ecuación de Ohm.

Sean V e I los fasores asociados a las señales sinusoidales $v(t)$ e $i(t)$ (tensión y corriente sobre el elemento pasivo correspondiente). Definimos la **impedancia** $\boldsymbol{Z}$ de un elemento pasivo en un circuito en RPS como:

$$Z = \frac{V}{I} \quad (\Omega)$$

Impedancia de la resistencia: $Z = \dfrac{V}{I} = R$

Impedancia del condensador: $Z = \dfrac{V}{I} = \dfrac{1}{j\omega C} = \dfrac{-j}{\omega C} = -jx_C$ donde $x_C = \dfrac{1}{\omega C}$

Impedancia de la bobina: $Z = \dfrac{V}{I} = j\omega L = jx_L$ donde $x_L = \omega L$

Muy importante: **La impedancia es un número complejo** en general, al ser el cociente de dos números complejos.

16.2 Asociación de impedancias

Fíjate que la asociación de impedancias en un circuito fasorial cumple las mismas relaciones que la asociación de resistencias.

La impedancia equivalente de la asociación en serie de N impedancias, es:

$$Z = Z_1 + Z_2 + \ldots + Z_N$$

La impedancia equivalente a la asociación en paralelo de N impedancias, cumple la regla:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \ldots + \frac{1}{Z_N}$$ y en particular para sólo 2 impedancias: $$Z_1 // Z_2 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

APÉNDICE 2: PARES ACOPLADOS EN CONTINUA .

Este apéndice sólo pretende mostrar ciertos circuitos integrados típicos, cuyo análisis en continua debéis ser capaces de realizar. Todos ellos (o versiones similares) han caído en ejercicios de examen que hemos realizado en clase, por lo que aquí sólo mostramos un resumen.

1 Par Darlington

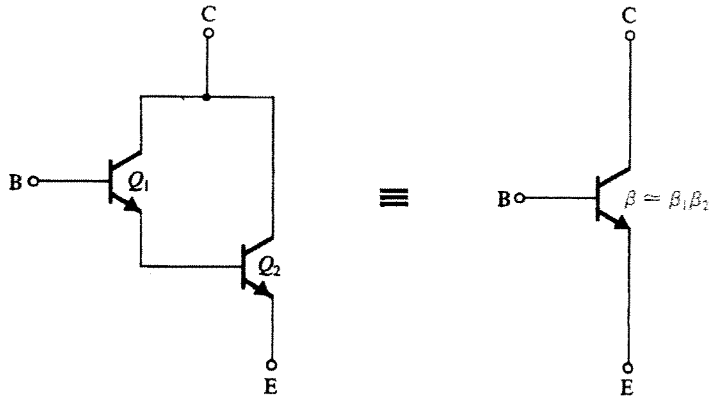
Las etapas de salida no son parte del temario oficial de esta asignatura.

Para aumentar la ganancia de corriente de los transistores de una etapa de salida, y por tanto para reducir la requerida excitación de corriente de base, la configuración Darlington que se ilustra en la figura se utiliza con frecuencia para sustituir a un transistor npn.

También puedes encontrar el par Darlington formado con transistores pnp.

Así, esta configuración equivale a un solo transistor npn que tenga $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$, y casi el **doble de valor de V_{BE}**.

En todos los análisis suponemos valores de β muy grandes. Tienes un análisis más minucioso en numerosos textos, de entre los cuales te recomiendo el *Sedra* ("*Circuitos Microelectrónicos*").



2 Espejos de corriente

A continuación vamos a ver cómo los transistores adaptados, combinados con algunas resistencias, pueden actuar como fuentes de corriente, que resultan útiles en la polarización de circuitos integrados.

Todos los espejos de corriente que vamos a mostrar tienen su correspondiente versión montada con Transistores de Efecto de Campo (FETs).

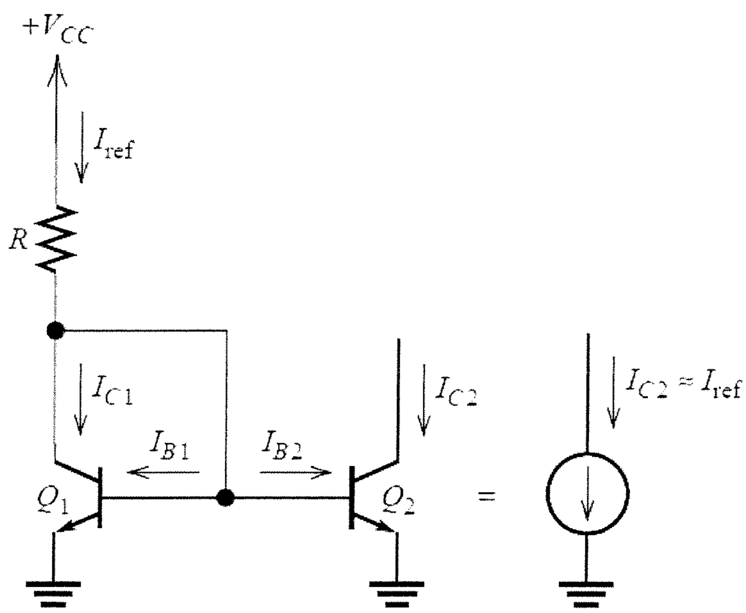
La figura muestra una sencilla fuente de corriente compuesta por dos transistores. Observa que el colector de Q1 está conectado a su base, lo que mantiene a Q1 en activa.

Si los dos transistores están adaptados (es decir, son idénticos), es fácil demostrar que:

$$\boxed{I_{C1} = I_{C2} = I_{ref}}$$

donde

$$\boxed{I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}}$$



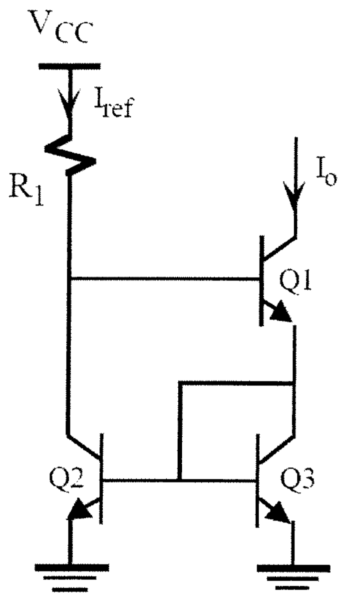
Este circuito se llama "Espejo de corriente" precisamente porque $I_{C1} = I_{C2}$

2.1 Circuitos mejorados de fuente de corriente

Las ventajas e inconvenientes de estos circuitos quedan fuera del objetivo de este apéndice, que sólo quiere introducir ciertos montajes típicos para que te "suenen". A lo largo de este curso analizamos varias de estas configuraciones en ejercicios de examen.

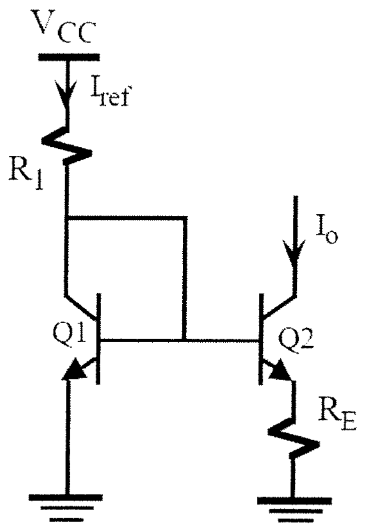
A partir de la estructura del espejo de corriente se obtienen nuevas fuentes de corriente que mejoran algunas de sus prestaciones. En los circuitos siguientes se presentan las mas tipicas basadas en transistores bipolares. La fuente de corriente Wilson proporciona corrientes de salida similares al espejo de corriente aumentando enormemente la impedancia de salida. La fuente cascode presenta una impedancia de salida aun mayor manteniendo niveles de corriente de salida altos.

- **Espejo de Wilson**



$$I_0 \approx I_{ref} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1}$$

- **Fuente de corriente de Widlar**



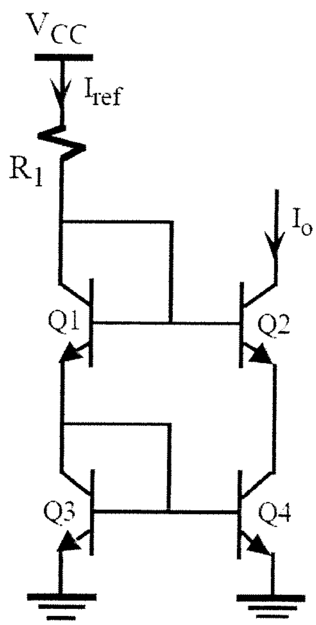
$$I_0 R_E = V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_0}\right)$$ donde

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

Observa cómo la resistencia R_E de la fuente de Widlar provoca que las tensiones V_{BE} no puedan ser iguales. Así, no podemos decir que $I_0 = I_{ref}$, sino dar una relación entre ellas.

Para hallar esa relación, se acude al modelo de Ebers-Moll aproximado para activa.

- **Cascodo**



$$I_0 \approx I_{ref} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1}$$

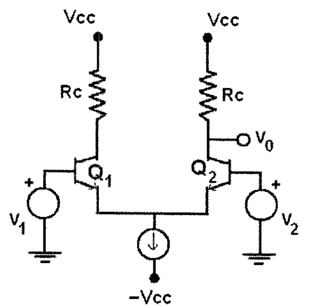
En realidad, el concepto de Cascodo es mucho más amplio. Aquí sólo mostramos uno de los circuitos que siguen dicha configuración, para formar una fuente de corriente.

APÉNDICE 3: AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

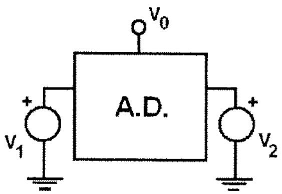
Este apéndice es simplemente un resumen organizado para que lo tengas SIEMPRE presente en los ejercicios de Amplificadores Diferenciales.

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

También lo puedes encontrar como "Par Diferencial"



$\Leftrightarrow$



$$v_o = A_d \underbrace{(v_1 - v_2)}_{v_d} + A_c \underbrace{\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right)}_{v_c}$$

GANANCIA EN MODO DIFERENCIAL

GANANCIA EN MODO COMÚN

$$\mathrm{CMRR} = 20\log\left|\frac{A_d}{A_c}\right|$$

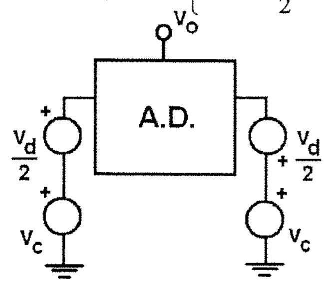
FACTOR DE RECHAZO AL MODO COMÚN

NOTA: se trata de **circuitos simétricos**, con lo que podremos aplicar ciertas propiedades (T-6.3)

ANÁLISIS DE AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

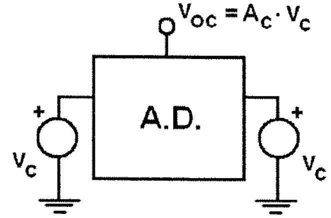
Vamos a hacerlo atacando con señales iguales (**ataque simétrico**) y opuestas (**ataque antisimétrico**)

Tenemos: $\left.\begin{array}{l} v_d = v_1 - v_2 \\ v_c = \dfrac{v_1 + v_2}{2} \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} v_1 = \dfrac{v_d}{2} + v_c \\ v_2 = -\dfrac{v_d}{2} + v_c \end{array}\right.$



ATAQUE SIMÉTRICO
MODO COMÚN

$v_1 = v_2 \rightarrow v_d = 0$

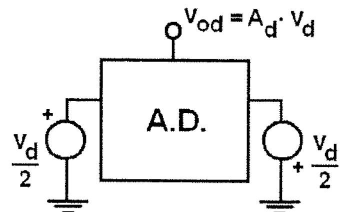


Teniendo el circuito dividido en dos secciones simétricas, podemos aplicar el Teorema de Bartlett:

- Estudiaremos sólo la parte izquierda, dejando en **circuito abierto las ramas de enlace**.
- Los **puntos homólogos** (simétricos) tienen valores de tensión y corriente **idénticos**.

ATAQUE ANTISIMÉTRICO
MODO DIFERENCIAL

$v_1 = -v_2 \rightarrow v_c = 0$

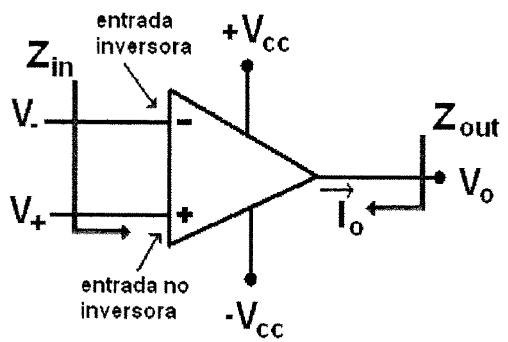


- Estudiaremos sólo la parte izquierda, **cortocircuitando** las **ramas de enlace**.
- Los **puntos homólogos** (simétricos) tienen valores de tensión y corriente **opuestos**.

APÉNDICE 4: AMPLIFICADORES OPERACIONALES .

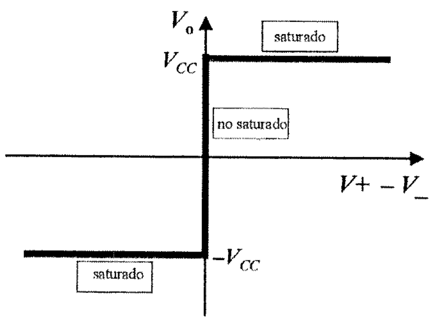
Este apéndice es simplemente un resumen organizado para que lo tengas SIEMPRE presente en los ejercicios de Amplificadores Operacionales.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL



- Margen dinámico limitado por ±Vcc (la tensión de salida no puede superar ±Vcc).
- $I_+ = I_- = 0$

A.O. IDEAL



FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

$$v_O = A_d \cdot v_d = A_d \cdot (V_+ - V_-)$$

La salida es siempre diferencial, es decir, directamente proporcional a la diferencia de tensión a la entrada.

ESTADOS

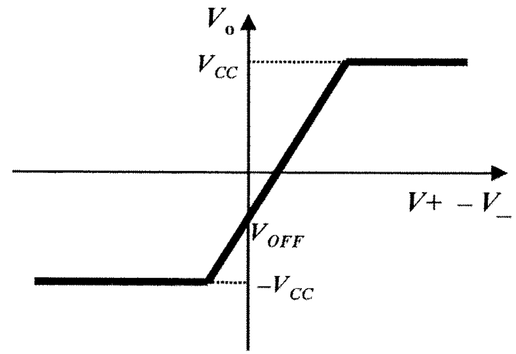
ESTADO	PROPIEDAD
Lineal	$V_+ = V_-$
Saturación	$V_o = \pm V_{cc}$

CORTOCIRCUITO VIRTUAL

OTRAS PROPIEDADES

- $A_d \to \infty$
- $Z_{in} \to \infty$
- $Z_{out} = 0$

A.O. REAL



FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

$$v_O = A \cdot (V_+ - V_-) + V_{OFF}$$

V_{OFF} suele ser dato en los ejercicios

ESTADOS

ESTADO	PROPIEDAD
Lineal	$V_o = A \cdot (V_+ - V_-) + V_{OFF}$
Saturación	$V_o = \pm V_{cc}$

NO HAY C. VIRTUAL

OTRAS PROPIEDADES

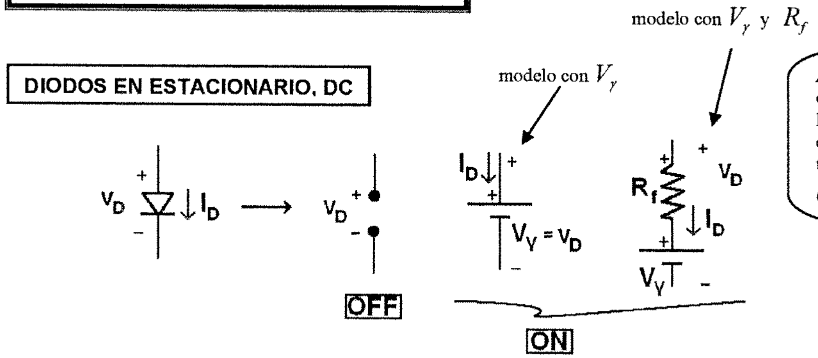
- $A \uparrow\uparrow \neq \infty$
- $Z_{in} \uparrow\uparrow \neq \infty$
- $Z_{out} \downarrow\downarrow \neq 0$

APÉNDICE 5: CONMUTACIÓN CON DIODOS

Este apéndice, a diferencia de los dos anteriores, presenta conceptos que NO están en la teoría "normal". Le prestaremos especial atención en clase.

CONMUTACIÓN CON DIODOS

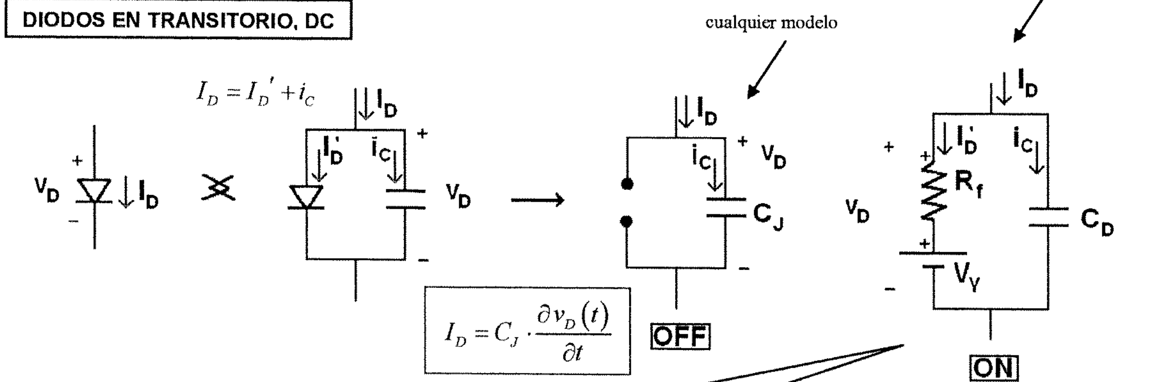
DIODOS EN ESTACIONARIO, DC



Así, por ejemplo, un diodo modelado como ideal, trabajando en el estado ON, lo pasamos a pequeña señal convertido en un cortocircuito (ya que la fuente de tensión continua V_γ que lo modela en ON, se anula en pequeña señal).

DIODOS EN TRANSITORIO, DC

$I_D = I_D' + i_C$



$$I_D = C_J \cdot \frac{\partial v_D(t)}{\partial t}$$

$$I_D = \frac{v_D(t) - V_\gamma}{R_f} + C_D \cdot \frac{\partial v_D(t)}{\partial t}$$

Para el estado ON no nos van a pedir trabajar con el modelo del diodo ideal ya que en estas circunstancias lo sustituiríamos por una fuente de tensión **continua** en **paralelo** con un **condensador**. Así, la corriente a través del condensador sería cero según este modelo.

NOTA: A causa de estos efectos capacitivos, la tensión en bornas de un diodo no puede cambiar bruscamente, ni tampoco su estado.

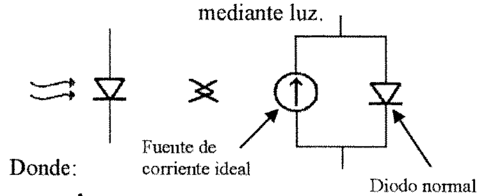
DIODOS EN PEQUEÑA SEÑAL

En esta asignatura, salvo que indiquen lo contrario, para trabajar con diodos en pequeña señal, sólo tenemos que pasar a pequeña señal el circuito equivalente del diodo, según el modelo con el que estemos trabajando (¡¡¡¡SIN CAPACIDADES!!!!).

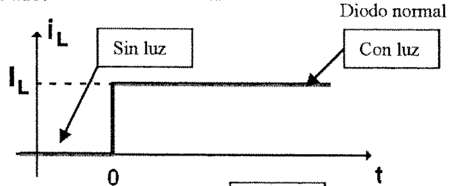
En caso de pedirnos usar un modelo concreto para un diodo en pequeña señal, sería el de la página 2.7, pero esto no suele ocurrir (salvo preguntas aisladas, como ya veremos) ya que no es objeto de estudio de este temario. Ya en CEAN se aborda el estudio de pequeña señal (en todo el dominio de frecuencias) de circuitos con capacidades (no necesariamente de acoplo sólo).

FOTODIODOS

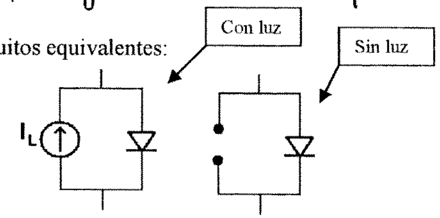
Son diodos que generan corriente al excitarlos mediante luz.



Donde:



Circuitos equivalentes:



NOTA: El estado del diodo ideal no depende de la existencia de luz.

EBAS
Problemas de examen

Ejercicio 1. Suponiendo que los diodos de la Figura 1 [son] iguales e ideales salvo por tener una tensión umbral igual a 0,6 V, indique su estado (ON/OFF) y el valor de la tensión V_O para los valores de V_1 señalados en la tabla. Desarrolle y explique cada caso y escriba los resultados finales en la tabla.

V_1 (V)	D_1	D_2	V_O (V)	
0	ON	ON	5'4V	(0,9 p.)
5	ON	OFF	7'8V	(0,9 p.)
9,4	OFF	OFF	10V	(0,7 p.)

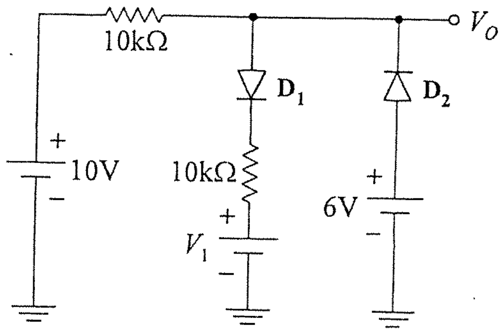
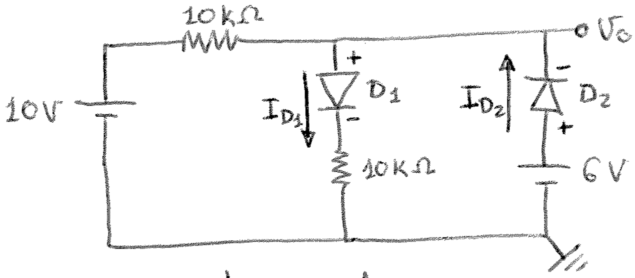


Figura 1

Nota: nos dicen en el enunciado que usamos el segundo modelo (diodo ideal con V_γ)

a) $V_1 = 0 \Rightarrow$ la pila V_1 se convierte en cortocircuito

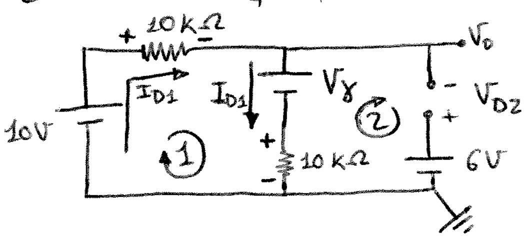


* Suponemos que $D_1 \equiv ON$ y $D_2 \equiv OFF$

* Tenemos que comprobar que $\begin{cases} I_{D1} > 0 \\ V_{D2} \le V_\gamma \end{cases}$

$\boxed{V_\gamma = 0,6\ V}$

El circuito queda:



Kirchhoff:

malla 1: $10 - I_{D1} \cdot 10k - V_\gamma - I_{D1} 10K = 0$

$I_{D1} = \frac{10 - V_\gamma}{20K} = \frac{10 - 0'6}{20K} = 0'47\ mA$

$I_{D1} = 0'47 mA > 0 \Rightarrow D_1 \equiv ON$ ✓correcto

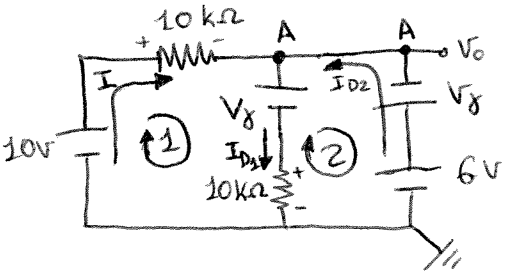
malla 2: $I_{D1} \cdot 10k + V_\gamma + V_{D2} - 6 = 0$

$V_{D2} = 6 - I_{D1} \cdot 10k - V_\gamma = 6 - 0,47\cancel{m} \cdot 10\cancel{K} - 0,6$

$V_{D2} = 0'7\ V \not\le V_\gamma \Rightarrow D_2 \not\equiv OFF$

* Suponemos ahora $\begin{cases} D_1 \equiv ON \\ D_2 \equiv ON \end{cases}$

* Tenemos que comprobar que $\begin{cases} I_{D1} > 0 \\ I_{D2} > 0 \end{cases}$



Kirchhoff:

malla 2: $I_{D1} \cdot 10k + V_\gamma + V_\gamma - 6 = 0$

$I_{D1} = 0,48 mA > 0 \Rightarrow D_1 \equiv ON$ ✓correcto

nudo A: $I + I_{D2} = I_{D1}$; $I = I_{D1} - I_{D2}$

malla 1: $10 - I \cdot 10k - V_\gamma - I_{D1} \cdot 10k = 0$

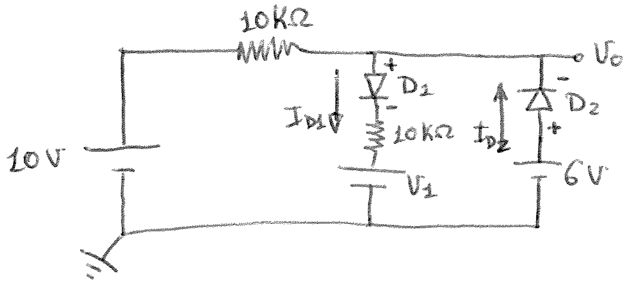
resolviendo el sistema...

$I_{D2} = 20\mu A > 0 \Rightarrow D_2 \equiv ON$ ✓correcto

$\boxed{V_1 = 0 \Rightarrow D_1 \equiv ON,\ D_2 \equiv ON}$

$\boxed{V_1 = 0 \Rightarrow V_1 = 5'4\ V}$

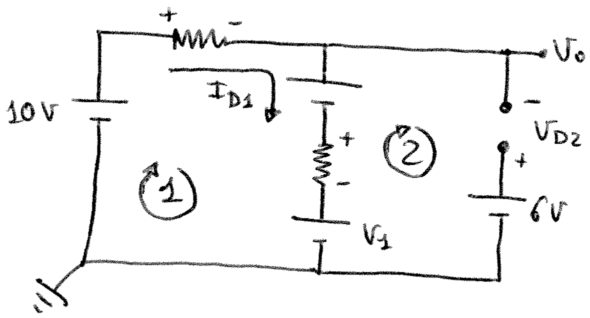
b) $V_1 = 5V \Rightarrow V_1$ ya no es un cortocircuito



Suponemos $\begin{cases} D_1 \equiv ON \\ D_2 \equiv OFF \end{cases}$

tenemos que comprobar que

$I_{D1} > 0 \quad , \quad V_{D2} \leq V_\gamma$



Kirchhoff:

malla 1: $10 - I_{D1} 10k - V_\gamma - I_{D1} 10k - V_1 = 0$

$I_{D1} = 0{,}22\,mA > 0 \Rightarrow D_1 \equiv ON$

malla 2: $V_1 + I_{D1} \cdot 10k + V_\gamma + V_{D2} - 6 = 0$

$V_{D2} = -1{,}8V < V_\gamma \Rightarrow D_2 \equiv OFF$

$$\boxed{V_1 = 5V \Rightarrow D_1 \equiv ON \; , \; D_2 \equiv OFF \; , \; V_o = 7{,}8V}$$

Ejercicio 1

En el circuito de la figura 1.1 los diodos de GaAs D1, D2 y D3 son iguales y sus características I-V pueden aproximarse por el modelo lineal por tramos de la figura 1.2. El conmutador puede estar en una de las dos posiciones señaladas como A y B. Determine:

a) La corriente I_D que atraviesa los diodos con el conmutador en la posición A **(0,8 p.)**
b) La corriente I_D que atraviesa los diodos con el conmutador en B si $R_F = 0$ **(0,8 p.)**
c) La corriente I_D que atraviesa los diodos con el conmutador en B si $R_F = 10\ \Omega$ **(0,4 p.)**

Suponga siempre estado estacionario.

DATOS: $V_{CC} = 10$ V; $I_P = 5$ mA; $R_1 = 3$ kΩ; $R_2 = 2$ kΩ; $V_\gamma = 1$ V.

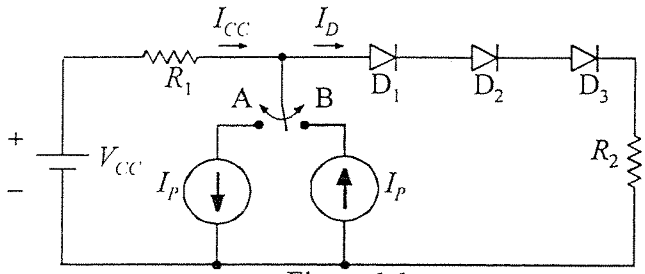


Figura 1.1

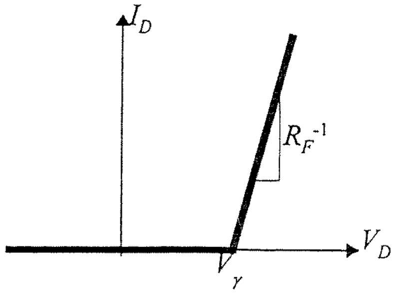
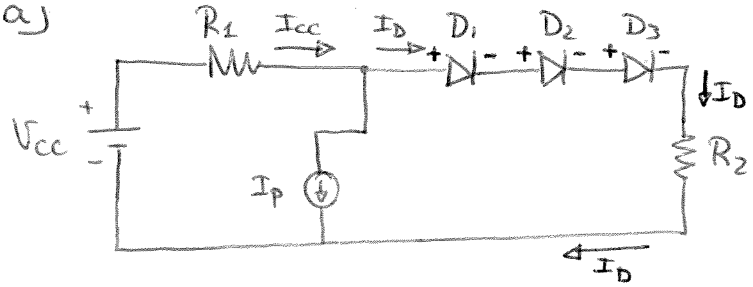


Figura 1.2

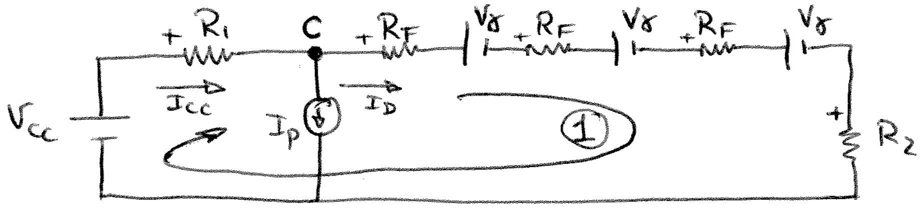
NOTA: Por un generador de corriente en circuito abierto no circula corriente.

a)



$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_D \Rightarrow$ Sólo tenemos dos posibles combinaciones de estado: o los tres diodos ON o los tres OFF, pues basta con que uno esté OFF para que sea un circuito abierto y no deje conducir a los otros.

① Suponemos que $D_1, D_2, D_3 \equiv$ ON por lo que comprobaremos que $I_D > 0$



Cogemos la malla así y no dos mallas pues cogiendo ① nos ahorramos la tensión del gen. corriente, que es una incógnita

Nudo C: $I_{cc} = I_p + I_D$

malla 1: $V_{cc} - I_{cc}R_1 - I_D R_F \cdot 3 - 3V_\gamma - I_D R_2 = 0$

metiendo Nudo C en malla 1: $V_{cc} - (I_p + I_D)R_1 - 3I_D R_F - 3V_\gamma - I_D R_2 = 0$

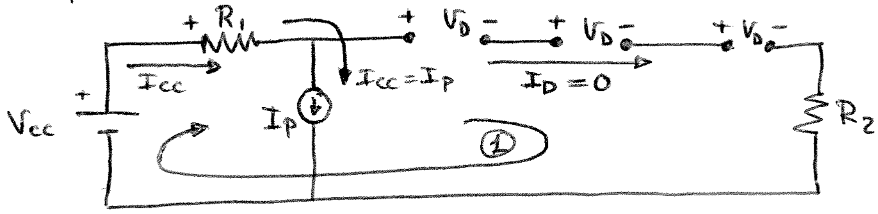
$$V_{cc} - I_p R_1 - I_D(R_1 + 3R_F + R_2) - 3V_\gamma = 0$$

$$I_D = \frac{V_{cc} - I_p R_1 - 3V_\gamma}{R_1 + 3R_F + R_2} = \frac{10 - 5\cancel{m}\cdot 3\cancel{k} - 3\cdot 1}{3k + 3R_F + 2k}$$

$$I_D = \frac{-8}{5k + 3R_F} < 0$$

Los diodos NO pueden estar ON $\Rightarrow$ D_1, D_2, D_3 están OFF

(2) Suponemos ahora $D_1, D_2, D_3 \equiv OFF$
por lo que comprobaremos que $V_{Di} \leq V_\gamma$



$I_D = 0 \Rightarrow V_{R_2} = 0$

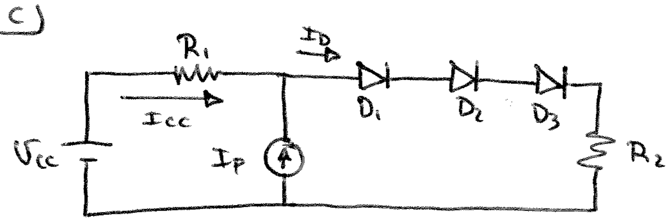
Como en el enunciado nos dice que los tres diodos en serie son iguales, podemos afirmar que tienen la misma tensión.
Por una resistencia por la que no pasa corriente, no cae tensión

malla 1: $V_{cc} - I_{cc} \cdot R_1 - 3V_D = 0$

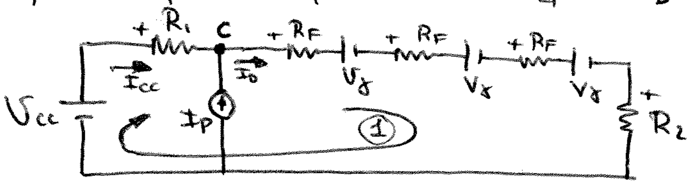
$V_{cc} - I_P R_1 - 3V_D = 0; \quad V_D = \dfrac{V_{cc} - I_P R_1}{3} = \dfrac{10 - 5 \cdot 3}{3}$

$V_D = -1'66\,V \leq V_\gamma \Rightarrow D_1, D_2, D_3 \equiv OFF \Rightarrow \boxed{I_D = 0}$

b, c)



Suponemos $D_1, D_2, D_3 = ON$
por lo que comprobaremos que $I_D > 0$



Nudo C: $I_{cc} + I_P = I_D; \quad I_{cc} = I_D - I_P$

malla 1: $V_{cc} - I_{cc}R_1 - 3I_D R_F - 3V_\gamma - I_D R_2 = 0$

$V_{cc} - (I_D - I_P)R_1 - 3I_D R_F - 3V_\gamma - I_D R_2 = 0$

$V_{cc} + I_P R_1 - I_D (R_1 + 3R_F + R_2) - 3V_\gamma = 0$

$I_D = \dfrac{V_{cc} + I_P R_1 - 3V_\gamma}{R_1 + 3R_F + R_2} =$

$R_F = 0 \Rightarrow I_D = 4'4\,mA$
$I_D > 0 \Rightarrow ON$

$R_F = 10 \Rightarrow I_D = 4'37\,mA$
$I_D > 0 \Rightarrow ON$

$$\boxed{\begin{array}{l} \text{con } R_F = 0 \Rightarrow I_D = 4'4\,mA \\ \text{con } R_F = 10\Omega \Rightarrow I_D = 4'37\,mA \end{array}}$$

Ejercicio 1

Suponiendo que la característica *I-V* de los diodos Zener Z_1 y Z_2 es la representada en la figura 1.1 y que la característica *I-V* del diodo D_1 es la de la figura 1.2, se pide, para el circuito de la figura 1.3, :

a) Calcular I_{D1} y V_{D1} **(0,5 p.)**

b) Sabiendo que el diodo Z_1 está ON, deducir el estado de Z_2 **(1,0 p.)**

c) Calcular I_{Z2} **(0,5 p.)**

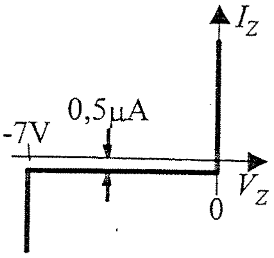


Figura 1.1

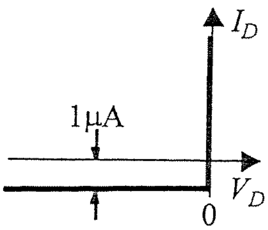


Figura 1.2

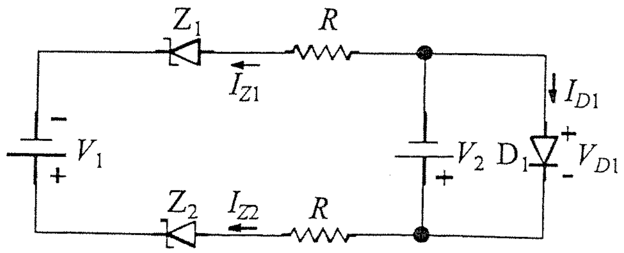
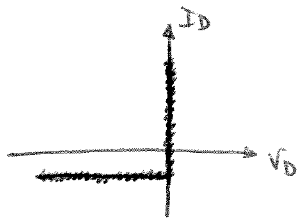


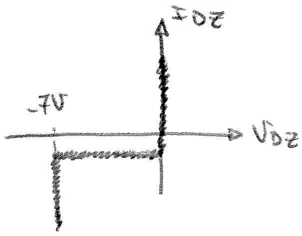
Figura 1.3

DATOS: $R = 1{,}1\ \mathrm{M}\Omega$; $V_1 = 20$ V; $V_2 = 8$ V



$D \equiv ON$ — I_D — $V_D = 0$

$D \equiv OFF$ — V_D + − — $I_D = -1\mu A$



$D \equiv ON$ — I_{DZ}

$D \equiv OFF$ — V_{DZ} + − — $I_{DZ} = 0'5\mu A$

$D \equiv DIS$ — $V_{DZ} = 7V$ — I_{DZ}

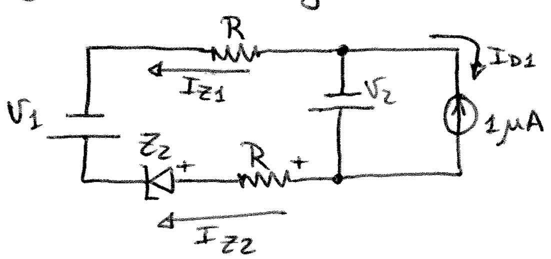
a) I_{D1}? V_{D1}?

D_1 está en paralelo con una fuente de tensión (V_2) pero colocado en sentido opuesto $\Rightarrow \boxed{V_{D1} = -V_2 = -8\,V}$

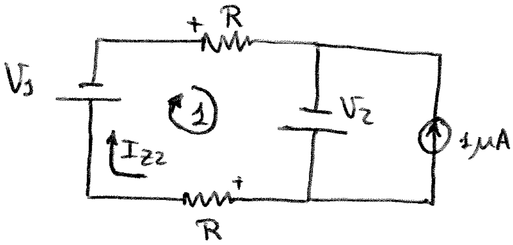
como $V_{D1} = -8\,V < 0 \Rightarrow D_1 \equiv OFF \Rightarrow \boxed{I_{D1} = -1\mu A}$ equivale a un gen. corr.

b, c) $Z_1 \equiv ON$ (equivale a corto circuito)

Con este dato y el resultado del apartado a, el circuito queda:



① Suponemos que $Z_2 \equiv ON \Rightarrow$ comprobaremos que $I_{Z2} > -0,5\mu A$

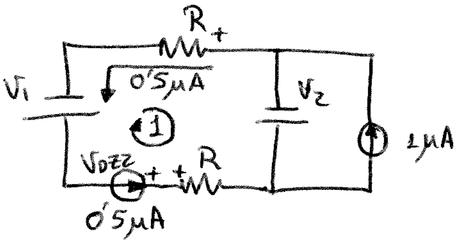


malla 1: $V_2 - V_1 - 2I_{Z2}R = 0$

$$I_{Z2} = \frac{V_2 - V_1}{2R} = \frac{8-20}{2 \cdot 1'1M} = -5'45\mu A$$

$I_{Z2} = -5'45\mu A < -0'5\mu A \Rightarrow Z_2 \not\equiv ON$

② Suponemos que $Z_2 \equiv OFF \Rightarrow$ comprobaremos que $-7 \leq V_{DZ_2} \leq 0$



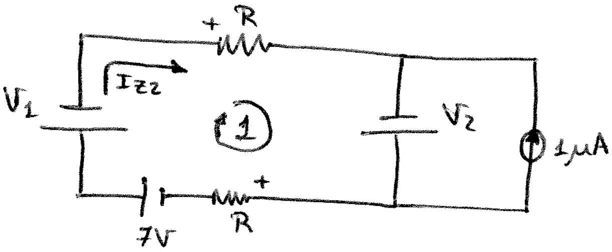
malla 1: $V_2 - V_1 + 2 \cdot 0'5\mu \cdot R - V_{DZ2} = 0$

$V_{DZ2} = V_2 - V_1 + 1\mu R =$

$= 8 - 20 + \cancel{\mu} \cdot 1'1\cancel{M} = -10'9\,V$

$V_{DZ2} = -10'9\,V \notin [-7, 0] \Rightarrow Z_2 \not\equiv OFF$

③ Suponemos que $Z_2 \equiv DIS \Rightarrow$ comprobaremos que $I_{Z2} < -0'5\mu A$



malla 1: $V_2 - V_1 - 2I_{Z2} \cdot R + 7 = 0$

$$I_{Z2} = \frac{V_2 - V_1 + 7}{2R} = \frac{8-20+7}{2 \cdot 1'1M} = -2'27\mu A$$

$I_{Z2} = -2'27\mu A < -0'5\mu A \Rightarrow Z_2 \equiv DIS$

$$\boxed{Z_2 \equiv DIS \Rightarrow I_{Z2} = -2'27\mu A}$$

Ejercicio 1. En la figura 1.1 se presenta un circuito recortador utilizado para limitar el valor de la tensión a la salida, v_O. Se aproxima el funcionamiento del diodo con un modelo lineal por tramos con una resistencia en directa, R_f=0 Ω, una tensión umbral, $V\gamma$=0,5 V, y una tensión de disrupción, $V_Z=\infty$.

a) Calcule y represente la función de transferencia $v_O=f(v_I)$ en este caso. **(1 p)**.

b) Represente la señal a la salida $v_O(t)$ si la señal a la entrada, $v_I(t)$, es la señal triangular de la figura 1.2. **(0,5 p)**.

c) Si se refina el modelo del diodo considerando el valor de R_f=20 Ω, calcule la nueva expresión de la función de transferencia $v_O=f(v_I)$ **(1 p)**.

DATOS: V_B = 1 V, R = 1 kΩ

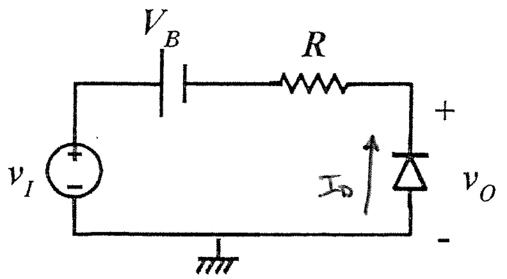


Figura 1.1

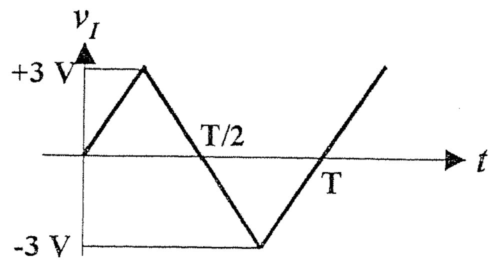
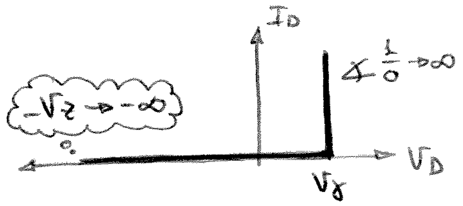


Figura 1.2

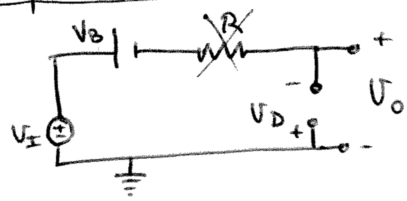
Nos piden usar el 2º modelo del diodo normal (No Zéner)



$R_f = 0$
$V_\gamma = 0'5$
$V_Z \to \infty$

a) $V_o = f(V_I)$

Suponemos $D \equiv OFF$

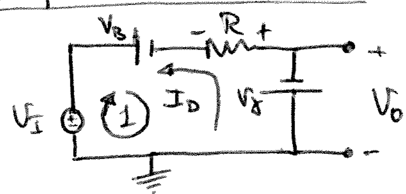


$V_o = V_I - V_B$ $\quad V_I - 1$

Necesitamos: $V_D \leq V_\gamma$
$V_D = -V_o = -V_I + V_B$

$\left.\right\}$ $-V_I + V_B \leq V_\gamma$
$V_I \geq V_B - V_\gamma$ $\quad 0'5\,V$

Suponemos $D \equiv ON$

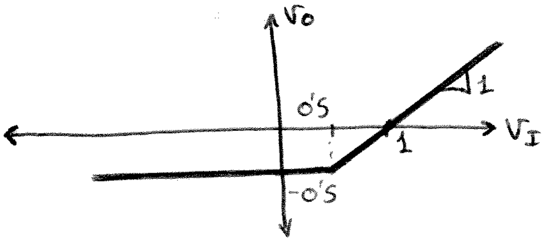


$V_o = -V_\gamma$ $\quad -0'5\,V$

malla 1: $V_I - V_B + I_D R + V_\gamma = 0$

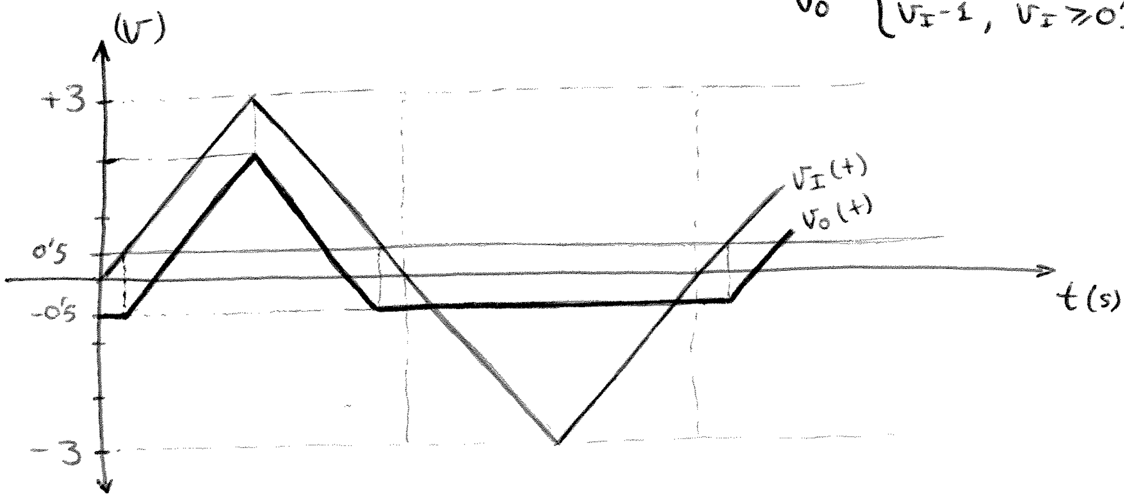
$$I_D = \frac{V_B - V_I - V_\gamma}{R} > 0 \Leftrightarrow V_I < V_B - V_\gamma$$
$0'5\,V$

$$V_o = \begin{cases} -0'5 \;, & V_I < 0{,}5 \\ V_I - 1 \;, & V_I \geq 0{,}5 \end{cases}$$



b) Representar $V_o(t)$ conociendo $V_I(t)$

$$V_o = \begin{cases} -0'5, & V_I < 0'5 \\ V_I - 1, & V_I \geq 0'5 \end{cases}$$



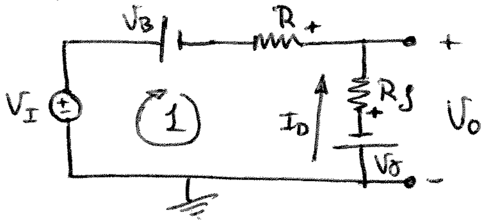
c) Nos piden usar el modelo con V_γ y R_f

Suponemos $D \equiv OFF$

Ya lo estudiamos en a) pues este modelo NO cambia el circuito equivalente de un diodo OFF.

$V_o = V_I - 1 \Leftrightarrow V_I \geq V_B - V_\gamma$

Suponemos $D \equiv ON \Rightarrow I_D > 0$



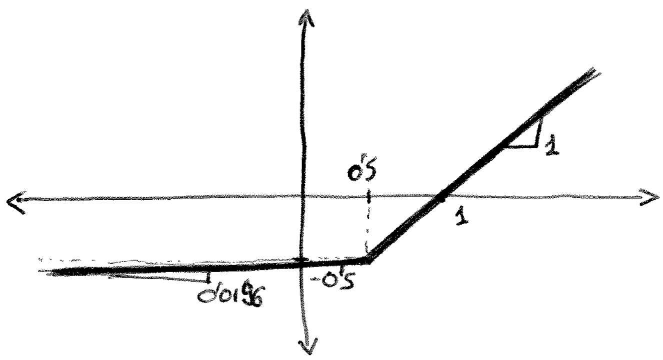
$* \; V_o = -V_\gamma - R_f \cdot I_D = -V_\gamma - \frac{V_B - V_\gamma - V_I}{R + R_f} \cdot R_f$

$$V_o = \frac{R_f}{R+R_f} \cdot V_I - V_\gamma - \frac{V_B - V_\gamma}{R+R_f} = 0'0196\, V_I - 0'5098$$

malla 1: $V_I - V_B + I_D(R + R_f) + V_\gamma = 0$; $I_D = \frac{V_B - V_\gamma - V_I}{R + R_f} > 0 \Leftrightarrow V_B - V_\gamma - V_I > 0$

$V_I < V_B - V_\gamma$

$$V_o = \begin{cases} 0'0196\, V_I - 0'5098, & V_I < 0'5 \\ V_I - 1, & V_I > 0'5 \end{cases}$$



Ejercicio 1. Polarizando en directa un diodo de unión pn en el laboratorio, se han obtenido dos puntos significativos de su curva IV: A (10 mA, 600 mV), B (20 mA, 700 mV). Se ha verificado también que en inversa $V_Z > 20$ V y $r_Z \to \infty$.
Se pide:

a) Encontrar los parámetros V_γ y R_f (tensión de codo y resistencia en directa) del modelo lineal por tramos que se ajusta a los dos puntos medidos **(0,7 p.)**

Con dos diodos iguales que el anterior se construye un circuito limitador de $\pm V_\gamma$ como el de la figura 1.

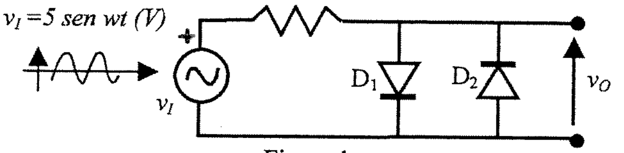


Figura 1

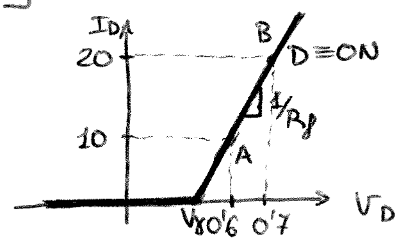
b) Escribir las ecuaciones de la función de transferencia $v_O = f(v_I)$ de este circuito y representarlas gráficamente **(1 p.)**

c) Dibujar la forma de la tensión de salida en función del tiempo, calculando los valores de amplitud **(0,8 p.)**

DATOS: $v_I = 5 \operatorname{sen} \omega t \ (Volts)$; $kT/e = 25 \times 10^{-3} V$; $R = 1k\Omega$

analizamos un diodo (en continua = polarización) y sabemos que está ON. De su curva característica nos dan dos puntos: A (10mA, 600mV), B (20mA, 700mV)

a)



$\boxed{R_f = 10\,\Omega \ ; \ V_\gamma = 0'5\ V}$

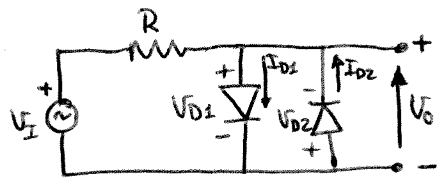
La solución más mecánica es hallar la ecuación de la recta que pasa por A y B y ver su pendiente ($1/R_f$) y abcisa en el origen (V_γ)

Ecuación de la recta que pasa por $\begin{cases}(x_0, y_0)\\(x_1, y_1)\end{cases}$

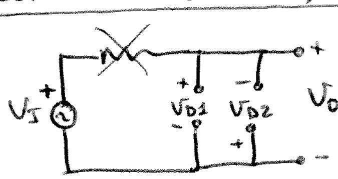
$$\boxed{\frac{x - x_0}{x_1 - x_0} = \frac{y - y_0}{y_1 - y_0}}$$

b) Con dos diodos estudiados con el 3er modelo, montamos:

Punta flecha ⇒ ⊕
Culo flecha ⇒ ⊖



Suponemos $D_1 \equiv OFF$, $D_2 \equiv OFF$ ⇒ $V_{D1} \leq V_\gamma$, $V_{D2} \leq V_\gamma$

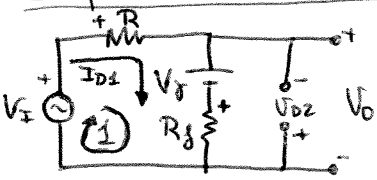


$* \ V_0 = V_I$
$* \ V_{D1} = V_I$
$* \ V_{D2} = -V_I$

$V_I \leq V_\gamma$, $-V_I \leq V_\gamma$

$-V_\gamma \leq V_I \leq V_\gamma$

Suponemos $D_1 \equiv ON$, $D_2 \equiv OFF$ ⇒ $I_{D1} > 0$, $V_{D2} \leq V_\gamma$



malla 1: $V_I - I_{D1}(R + R_f) - V_\gamma = 0$

$I_{D1} = (V_I - V_\gamma)/(R + R_f)$

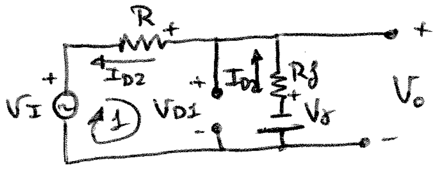
$* \ V_0 = I_{D1} \cdot R_f + V_\gamma = R_f \dfrac{V_I - V_\gamma}{R + R_f} + V_\gamma = 0'0099\, V_I + 0'495 = V_0$

$* \ V_{D2} = -V_0 = -0'0099\, V_I - 0'495 \leq V_\gamma$; $V_I \geq -100'5$

$I_{D1} > 0 \Leftrightarrow V_I - V_\gamma > 0 \Rightarrow V_I > 0'5$

$V_0 = 0'0099\, V_I + 0'495 \Leftrightarrow V_I > 0'5$

Suponemos $D_1 \equiv OFF$, $D_2 \equiv ON \Rightarrow I_{D2} > 0$, $V_{D1} \leq V_\gamma$



$$* \; V_o = -V_\gamma - I_{D2} R_f = -V_\gamma + R_f \frac{V_I + V_\gamma}{R + R_f}$$

$$V_o = 0'0099 V_I - 0'495$$

malla 1: $V_I + I_{D2}(R + R_f) + V_\gamma = 0$

$$I_{D2} = \frac{-V_I - V_\gamma}{R + R_f}$$

$$V_{D1} = V_o = 0'0099 V_I - 0'495 \leq V_\gamma$$

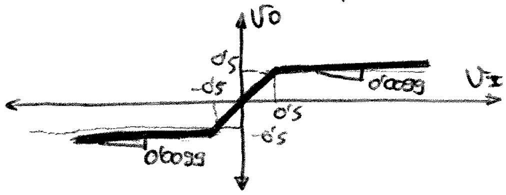
$$V_I \leq \frac{V_\gamma + 0'495}{0'0099} = 100'5$$

$$I_{D2} = \frac{-V_I - V_\gamma}{R + R_f} > 0 \Leftrightarrow -V_I - V_\gamma > 0 \Rightarrow V_I < -0'5$$

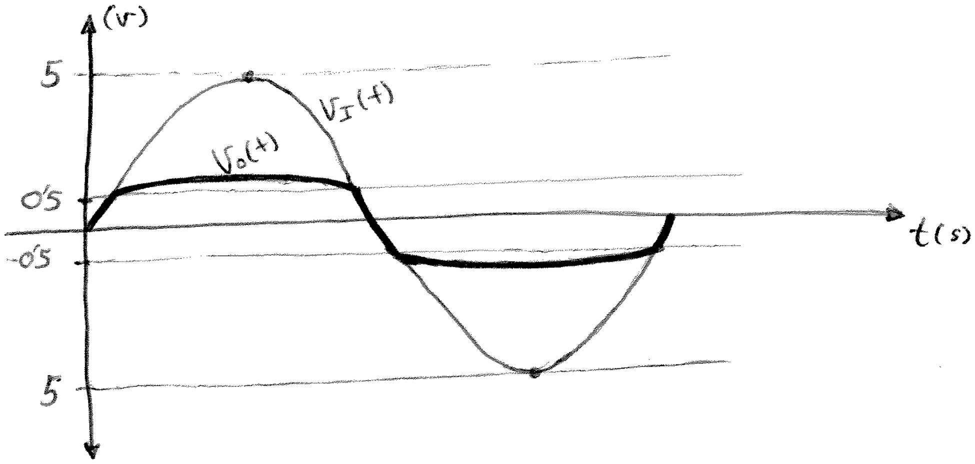
$$V_o = 0'0099 V_I - 0'495 \Leftrightarrow V_I < -0'5$$

Como ya hemos obtenido tramos de la función para todo el dominio de V_I, no hace falta que estudiemos la última combinación de estados (saldría imposible).

$$V_o = \begin{cases} 0'0099 V_I - 0'495, & V_I < -0'5 \\ V_I, & -0'5 \leq V_I \leq 0'5 \\ 0'0099 V_I + 0'495, & V_I > 0'5 \end{cases}$$



c) $V_I = 5 \operatorname{sen}(\omega t)$



De lo único que nos tenemos que preocupar es de calcular dónde estará el nuevo máximo de V_o. Para ello, mediante la función de transferencia calculamos en qué se transforma $V_I = 5$ V. Obtenemos $V_o = 0'5445$.

Ejercicio 1. El circuito de la figura 1.1 es un circuito regulador de tensión. Los cinco diodos son idénticos y se pueden modelar con la ecuación de Shockley.

a) Calcule el valor de R para que la tensión a la salida V_0 sea de 3 V cuando V_I=5 V. **(0,9 p)**
Se quiere mejorar el circuito regulador sustituyendo los diodos por un diodo especial para este tipo de aplicaciones, un diodo zéner que modelamos con el modelo lineal por tramos de la figura 1.2.

b) Dibuje el nuevo circuito, colocando adecuadamente el zéner, y compruebe que la tensión V_0=3 V para V_I=5 V. **(0,8p)**

c) Calcule para este circuito la variación de la tensión de salida respecto a su valor nominal cuando la tensión de entrada V_I aumenta +0,5V sobre el valor nominal de 5V. **(0,8 p)**

NOTA: Dé los valores de resistencia con precisión de ohmio y los de tensión con precisión de mV cuando sea necesario.

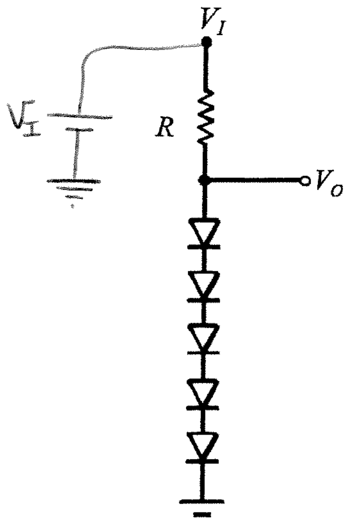


Figura 1.1

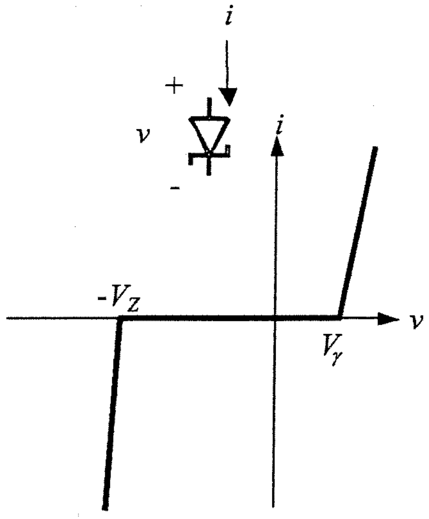
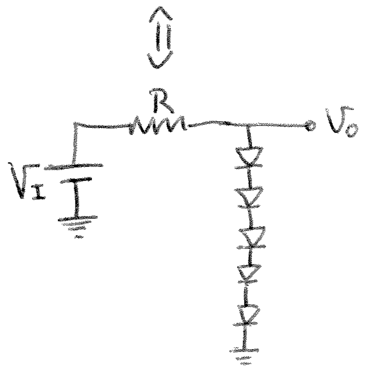


Figura 1.2

DATOS:

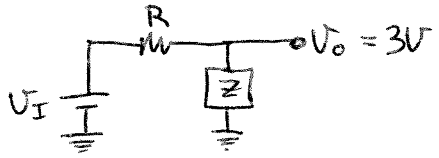
Modelo de Shockley
$I_0=10^{-12}$ A; V_T=0,025 V
$I = I_0\,(\exp V/V_T - 1)$
Diodo zéner
V_γ=0,7 V; r_D=2 Ω
V_Z=2,98 V; r_Z=0,75 Ω



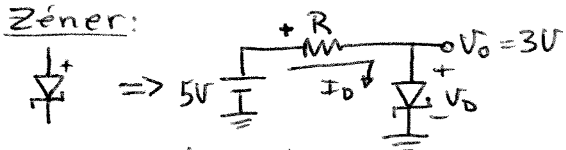
Los 5 diodos son iguales y están en serie
Ec. Shockley:
$$I_D = I_0\left(e^{\frac{V_D}{V_t}} - 1\right)$$

a) ¿ R : $V_I = 5V \Rightarrow V_0 = 3V$?
Por estar los 5 diodos en serie cae por cada uno la misma tensión
$$V_D = \frac{3}{5}(V) = 0'6\ (V)$$
La corriente (común a todos) podemos calcularla con Shockley
$$\left.\begin{aligned} I_D &= I_0\left(e^{V_D/V_t} - 1\right) \\ \text{malla 1: } V_I - I_D R - \underbrace{5\cdot V_D}_{V_0} &= 0 \end{aligned}\right\} I_D = \frac{V_I - V_0}{R} = I_0\left(e^{V_D/V_t} - 1\right)$$
$$\boxed{R = \frac{(5-3)}{10^{-12}\left(e^{0'6/0'025} - 1\right)}} = \boxed{75'5\ \Omega}$$

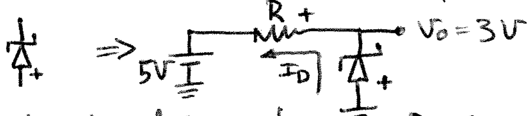
b) Sustituimos los 5 diodos por un Zéner: (modelo $V_\gamma = 0'7V$ $r_D = 2\Omega$ / $V_Z = 2'98V$ $r_Z = 0'75\Omega$)



Zéner:

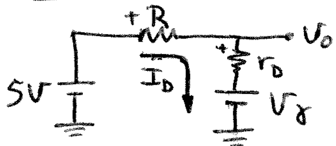
a) 

El diodo debe estar ON porque:
- $V_D = 3V$, mirando la gráfica, estamos en ON
- para que en R caiga tensión (pase de 5V a 3V) es necesario que la I_D sea positiva.

b) 

El diodo debe estar en DIS porque:
- $V_D = -3V < -V_Z$, por la gráfica, estamos en DIS
- para que en R caiga tensión necesitamos $I_D < 0 \Rightarrow D \equiv DIS$.

* OPCIÓN A: $D \equiv ON$



comprobemos que está ON:
necesario que $I_D > 0$

$$V_I - I_D(R + r_D) - V_\gamma = 0$$

$$\boxed{I_D = \frac{V_I - V_\gamma}{R + r_D} = \frac{5 - 0'7}{75'5 + 2} = 55'48\,mA}$$

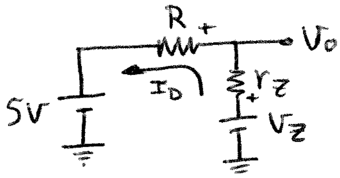
$I_D > 0 \Rightarrow D \equiv ON$

ahora calculamos V_o:

$$\boxed{V_o = V_\gamma + I_D r_D = 0'81\,V \neq 3}$$

$\Rightarrow$ colocando el Zéner ON, $V_o \neq 3 \Rightarrow$ No puede ser ON

* OPCIÓN B: $D \equiv DIS$



comprobemos que está DIS:
necesario que $I_D < 0$

$$V_I + I_D(R + r_Z) - V_Z = 0 \Rightarrow \boxed{I_D = -26'49\,mA}$$

$I_D < 0 \Rightarrow D \equiv DIS$

ahora calculamos V_o:

$$\boxed{V_o = V_Z - I_D r_Z = 2'98 + 26'49m \cdot 0'75 = 3V}$$

colocando $Z \equiv DIS$, $V_o = 3V \Rightarrow$ Opción correcta

c) ¿ΔV_o : $\Delta V_I = 0'5V$?

$$\left.\begin{aligned} V_o &= V_Z - I_D r_Z \\ I_D &= \frac{V_Z - V_I}{R + r_Z} \end{aligned}\right\} V_o = V_Z - \frac{V_Z - V_I}{R + r_Z} \cdot r_Z \; ; \; V_o' = V_Z - \frac{V_Z - V_I'}{R + r_Z} r_Z$$

$$\Delta V_o = V_o' - V_o = \cancel{V_Z} - \frac{\cancel{V_Z} - V_I'}{R + r_Z} r_Z - \left(\cancel{V_Z} - \frac{\cancel{V_Z} - V_I}{R + r_Z} r_Z\right) = \frac{V_I' r_Z - V_I r_Z}{R + r_Z}$$

$$\boxed{\Delta V_o = \Delta V_I \cdot \frac{r_Z}{R + r_Z}}$$

$$\boxed{\Delta V_o = 0'5 \cdot \frac{0'75}{75'5 + 0'75} = 0'005\,V}$$

También podríamos haber calculado el nuevo valor de V_o' ($V_I = 5'5V$) obteniendo así $V_o' = 3'005$. Restando tendríamos el incremento.

JUNIO 2009

Ejercicio 1. La figura 1 muestra el circuito equivalente de dos células solares conectadas en serie. La célula 1 está formada por el diodo D1 y el generador de corriente I_{L1} y la célula 2 está formada por el diodo D2 y el generador de corriente I_{L2}. Estos generadores de corriente corresponden a la generación de corriente que produce la célula cuando el Sol la ilumina. El conjunto está conectado a una resistencia R. La tabla adjunta resume los parámetros de los diodos y generadores de corriente involucrados.

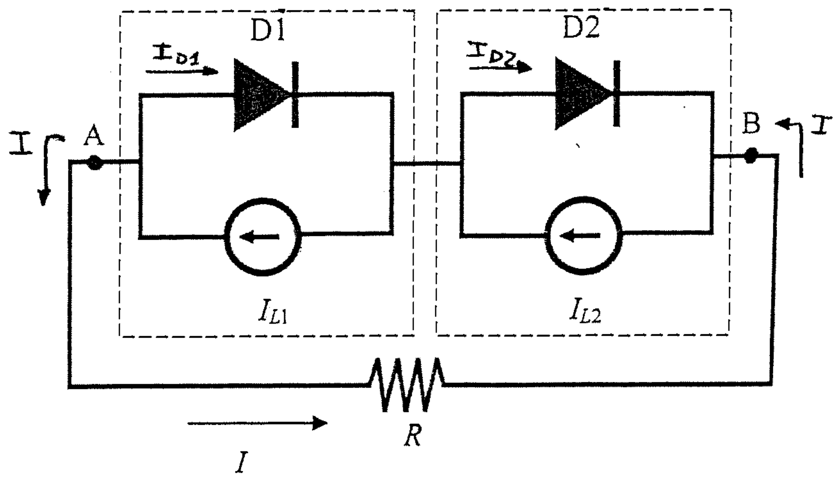


Figura 1

DATOS:

	Célula 1	Célula 2
Modelo diodo	(D1) $I_{D1} = I_{01}\left(\exp\frac{V_{D1}}{V_T} - 1\right)$ Con $I_{01} = 1{,}45 \times 10^{-21}$ mA	(D2) $I_{D2} = I_{02}\left(\exp\frac{V_{D2}}{V_T} - 1\right)$ Con $I_{02} = 3{,}85 \times 10^{-11}$ mA
Otros datos	V_T=0,025 V	

Se le pide:

a) Para $I_{L1} = I_{L2} = 15$ mA, calcular la corriente I cuando R=0 (cortocircuito) **(0,5 p).**

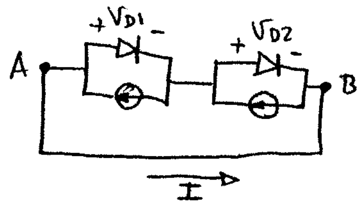
b) Para $I_{L1} = I_{L2} = 15$ mA, calcular la tensión $V_{AB} = V_A - V_B$ cuando $R \to \infty$ (circuito abierto) **(1,2 p).**

c) Si fuese I_{L1}=10 mA e I_{L2}=15 mA ¿cuánto valdría la corriente I en cortocircuito (R=0)? **(0,8 p).**

Haga las aproximaciones que considere necesarias, explicándolas.

a) $I_{L1} = I_{L2} = 15\,mA$ $\quad I??$ $\quad R=0$

$I = I_{L2} - I_{D2} = I_{L1} - I_{D1}$



* $V_{D1} = -V_{D2}$

* $I_{L1} = I_{L2} \Rightarrow I_{D1} = I_{D2}$

Para hallar I necesitamos I_{D1} ó I_{D2} y para ello es necesario hallar V_{D1} ó V_{D2}

$$I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow I_{01}\left(e^{\frac{V_{D1}}{V_t}} - 1\right) = I_{02}\left(e^{\frac{V_{D2}}{V_t}} - 1\right)$$

$$I_{01}\left(e^{\frac{-V_{D2}}{V_t}} - 1\right) = I_{02}\left(e^{\frac{V_{D2}}{V_t}} - 1\right)$$

Para que la igualdad se cumpla es necesario que $V_{D2}=0$, lo vemos con una pequeña demostración:

→ Si $V_{D2}>0$: $A<0$ y $B>0 \Rightarrow A\neq B$

$$\underbrace{I_{01}\left(e^{\frac{-V_{D2}}{V_t}}-1\right)}_{A}=\underbrace{I_{02}\left(e^{\frac{V_{D2}}{V_t}}-1\right)}_{B}$$

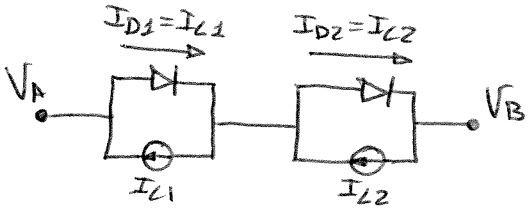
→ Si $V_{D2}<0$: $A>0$ y $B<0 \Rightarrow A\neq B$

sólo queda $\boxed{V_{D2}=0}$

$V_{D2}=0 \Rightarrow I_{D2}=I_{01}(e^{0}-1)=0 \Rightarrow \boxed{I=I_{L2}-0=I_{L2}}$

$\boxed{I=15\,mA}$

b) $I_{L1}=I_{L2}=15\,mA$ $\quad V_{AB}=V_A-V_B$?? $\quad R\to\infty$



$V_{AB}=V_{D1}+V_{D2}$

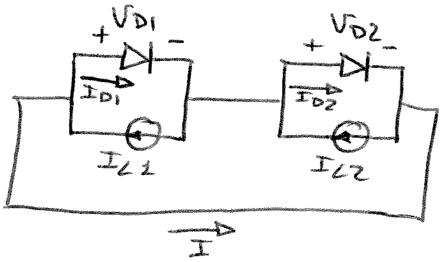
$I_{Di}=I_{0i}(e^{\frac{V_{Di}}{V_t}}-1)\Rightarrow V_{Di}=V_t\ln\left(\frac{I_{Di}}{I_{0i}}+1\right)$

$V_{AB}=V_t\cdot\ln\left(\frac{I_{D1}}{I_{01}}+1\right)+V_t\cdot\ln\left(\frac{I_{D2}}{I_{02}}+1\right)=$

$=V_t\cdot\ln\left(\frac{I_{L1}^2}{I_{01}I_{02}}\right)=1{,}934\,V$

$\boxed{V_{AB}=1{,}934\,V}$

c) I?? $R=0$, $I_{L1}=10mA$, $I_{L2}=15\,mA$



$I=I_{L2}-I_{D2}=I_{L1}-I_{D1}$

* $V_{D1}=-V_{D2}$

* $I_{D2}-I_{D1}=I_{L2}-I_{L1}=5mA$

$I_{02}(e^{\frac{V_{D2}}{V_t}}-1)-I_{01}(e^{\frac{V_{D1}}{V_t}}-1)=5\,mA$; $V_{D1}=-V_{D2}$

Para hallar $I=I_{L2}-I_{D2}$, sólo necesitamos I_{D2}, que requiere de V_{D2}

→ Por el razonamiento que hicimos en a), de forma similar podemos deducir que $V_{D2}>0$, pues si fuera negativo $\neq 5mA$.

→ Además, supondremos que $V_{D2}\gg V_T$ para simplificar la 2ª exponencial.

$I_{02}(e^{\frac{V_{D2}}{V_t}}\ggg 1 - \cancel{1})-\cancel{I_{01}(e^{\frac{-V_{D2}}{V_t}}\lll 1-1)}=5mA \Rightarrow \underbrace{I_{02}\,e^{\frac{V_{D2}}{V_t}}}_{I_{D2}=5mA}=5mA$

$I_{01}\ll I_{02}\,e^{\frac{V_{D2}}{V_t}}$

nos hemos ahorrado calcular V_{D2}, pues ya tenemos I_{D2}

$\boxed{I=I_{L2}-I_{D2}=15mA-5mA=10\,mA}$

JUNIO 2008

Ejercicio 1.

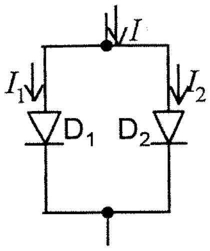


Figura 1.1

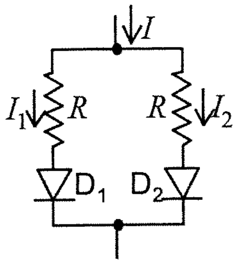


Figura 1.2

Debido a la dispersión inherente al proceso de fabricación, la corriente de saturación de los dos diodos de la Figura 1.1 puede ser diferente hasta en un factor diez. Se supone aquí que ése es el caso, de manera que $I_{S1} = 10 \times I_{S2} = 10^{-14}$ A. Ambos diodos obedecen la ley ideal de Shockley y están a la misma temperatura.

a) Calcule las corrientes que pasan por los diodos y las tensiones en sus terminales cuando están conectados como en la Figura 1.1. **(0,8 p.)**

Para determinada aplicación, la diferencia de corrientes resulta inaceptable y se pretende corregirla introduciendo resistencias en serie como se ve en la Figura 1.2.

b) Calcule las tensiones en ambos diodos para que la diferencia entre las corrientes sea sólo del 10 %, es decir, $I_1/I_2 = 1{,}1$ **(0,5 p.)**

c) Calcule el valor R de la resistencia que hay que introducir para conseguir la relación anterior. **(0,4 p.)**

Los diodos son LEDs que emiten una potencia luminosa proporcional a la corriente directa que circula por ellos, siendo la constante de proporcionalidad $\gamma = 0{,}1$ mW/mA.

d) Calcule la eficiencia energética de la emisión de luz ($\eta \equiv \dfrac{\text{Potencia luminosa emitida}}{\text{Potencia eléctrica consumida}}$) en los dos circuitos. **(0,8 p.)**

DATOS: $I = 1$ mA; $V_t = 0{,}025$ V

a) V_{D1}, V_{D2}, I_1, I_2 ??

$$I_{S1} = 10 I_{S2} = 10^{-14} \text{ A}$$

$$1\text{mA} = I = I_1 + I_2$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_{S1}\cdot\cancel{(e^{V_D/V_t}-1)}}{I_{S2}\cdot\cancel{(e^{V_{D2}/V_t}-1)}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = 10 \text{ ; como están en paralelo } V_{D1} = V_{D2}$$

$$\left.\begin{array}{l} I = I_1 + I_2 \\ I_1 = 10 I_2 \end{array}\right\} \Rightarrow \boxed{I_2 = \frac{I}{11} = 0'091 \text{ mA}} \Rightarrow \boxed{I_1 = 10 I_2 = 0'91 \text{ mA}}$$

Para hallar las tensiones, despejamos V_{Di} de Shockley:

$$I_{Di} = I_{Si}\left(e^{V_{Di}/V_t} - 1\right) \Rightarrow V_{Di} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{Di}}{I_{Si}} + 1\right)$$

$$\boxed{V_{D1} = V_{D2} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_1}{I_{S1}} + 1\right) = 0'025 \cdot \ln\left(\frac{0'91\text{m}}{10^{-14}} + 1\right) = 0'631 \text{ V}}$$

b) V_{D1}, V_{D2} ?? $V_{D1} \neq V_{D2}$ pues no están en paralelo

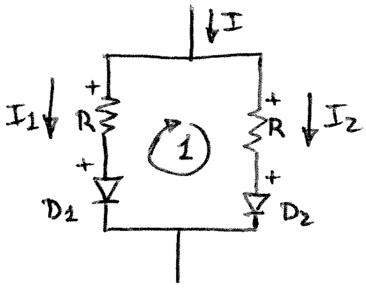
$$\left.\begin{array}{l} 1\text{mA} = I = I_1 + I_2 \\ I_1/I_2 = 1,1 \end{array}\right\} \begin{array}{l} I_1 = 0'524 \text{ mA} \Rightarrow \boxed{V_1 = V_t \ln\left(\frac{I_1}{I_{S1}} + 1\right) = 0'617 \text{ V}} \\ I_2 = 0'476 \text{ mA} \Rightarrow \boxed{V_2 = V_t \ln\left(\frac{I_2}{I_{S2}} + 1\right) = 0'672 \text{ V}} \end{array}$$

seguimos usando $I_{S1} = 10 I_{S2} = 10^{-14}$

c) R??

Sólo tenemos que analizar la malla 1:

$$\left.\begin{array}{l} V_{D1} + I_1 R - I_2 R - V_{D2} = 0 \\ V_{D1} - V_{D2} = R(I_2 - I_1) \end{array}\right\}$$



$$\boxed{R = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_2 - I_1}} = \frac{0'617 - 0'672}{0'476m - 0'524m} = \boxed{1'15\ k\Omega}$$

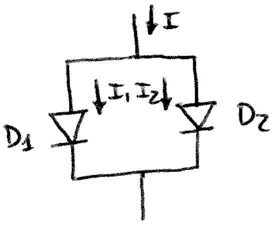
d)

Potencia luminosa $= P_L = \gamma \cdot I$; $\gamma = 0'1\ mW/mA$

Eficiencia energética $= \eta = \dfrac{P_L}{P_c}$

Potencia consumida $= P_c = V \cdot I$

* Circuito 1:

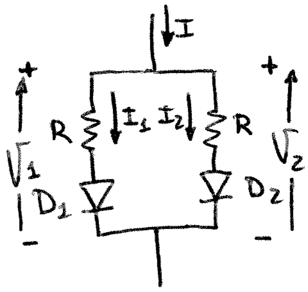


$$P_L = P_{L1} + P_{L2} = \gamma I_1 + \gamma I_2 = \gamma(I_1 + I_2) = \gamma I$$

$$P_c = P_{c1} + P_{c2} = V_{D1} I_1 + V_{D2} I_2 = V_D(I_1 + I_2) = V_D I$$

$$\boxed{\eta = \frac{P_L}{P_c} = \frac{\gamma I}{V_D I} = \frac{\gamma}{V_D} = \frac{0'1}{0'631} = 0'158}$$

* Circuito 2:



$$P_L = \dots = \gamma I$$

$$P_c = P_{c1} + P_{c2} = V_1 I_1 + V_2 I_2 = V(I_1 + I_2) = V I$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_c} = \frac{\gamma I}{V I} = \frac{\gamma}{V} = \frac{0'1}{V_{D1} + I_1 R} = \frac{0'1}{0'617 + 0'524m \cdot 1'15k}$$

$$\boxed{\eta = 0'082}$$

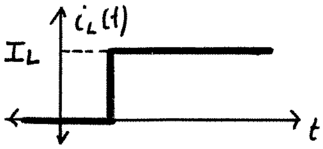
SEPTIEMBRE 2008 MUY RARO : DIFICULTAD ABSURDA

Ejercicio 1.

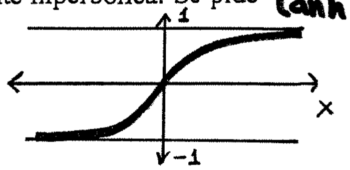
El componente de dos terminales de la Figura 1.1 contiene dos fotodiodos idénticos conectados en serie y en oposición. Cada uno de los fotodiodos puede caracterizarse tal como se indica en la Figura 1.2, es decir, por un diodo ideal en oscuridad en paralelo con una fuente de corriente I_L cuyo valor es proporcional a la potencia luminosa recibida por el fotodiodo. El objetivo de dicho componente es limitar el valor absoluto de la corriente que circula por la rama en la que esté intercalado. Su ecuación característica i=$f(v)$ (ver Figura 1.1 para las definiciones de i y v) puede expresarse como i=I_A tanh[$g(v)$] donde I_A es una constante y tanh es la función tangente hiperbólica. Se pide que calcule:

a) I_A (1,0 pto).

b) La expresión de la función $g(v)$ (1,5 pto).



tanh



DATOS: I_L = 10 μA, I_s=1 μA, V_t = 0,025 V

La característica de diodo ideal en oscuridad es la ecuación de Shockley, es decir, i_D = I_s [exp(v_D/V_t)-1]

La función tangente hiperbólica se puede poner como tanh(x)= [exp(x)-exp(-x)]/[exp(x)+ exp(-x)]

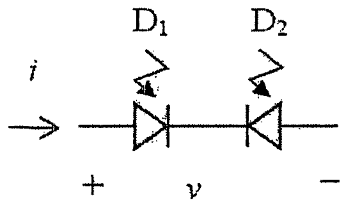


Figura 1.1

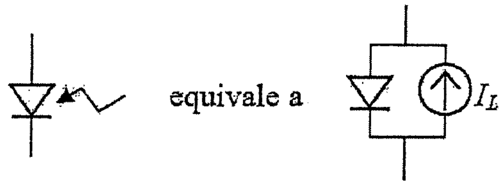
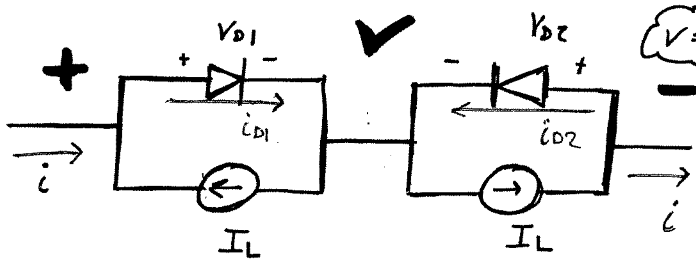


Figura 1.2

DATOS : $\boxed{i_D = \underset{\text{dato}}{\underline{I_s}}\left(e^{\frac{V_D}{V_t}} - 1\right)}$ $\boxed{i = \underset{?}{\underline{I_A}} \tanh \left[\underset{?}{\underline{g(v)}}\right]}$ $\boxed{\tanh = \dfrac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}}}$

$\boxed{V = V_{D1} - V_{D2}}$



a ¿I_A?

Puesto que la función tanh está acotada entre ±1, I_A representa el valor máximo de la corriente que puede atravesar el componente. Sólo tenemos que pensar cuál es esa corriente máxima.

NOTA: piensa, por ejemplo, en una sinusoide como:

$$\boxed{V_M = V_m \cdot \operatorname{sen}(\omega t)}$$

¿Qué es V_m? Es la AMPLITUD, es decir, el valor absoluto del máximo que va a alcanzar V_M

Tenemos : $i = \underline{\underline{I_L}} - \underline{i_{D2}}$ se volverá positivo y máximo en inversa ($V_{D2} \to -\infty$) con un valor $-I_s$ (como está restando se hace positivo)

máxima (ese valor I_L= 10 μA, vaya) cuando hay luz

$$\lim_{V_D \to -\infty} i_D = \lim_{V_D \to -\infty} I_s\left(e^{\frac{V_D}{V_t}} - 1\right) = -I_s$$

Así : $\boxed{I_A = i_{max}} = I_L + I_s = \boxed{11\,\mu A}$

En iluminación y con D2 en inversa

NOTA: No seas becerro!!! No podemos decir que la máxima corriente es ∞, cuando, por ejemplo $D_1 \equiv ON$ y $V_{D1} \to \infty$, ya que esta hipotética corriente infinita se opone a la que presentaría el otro diodo, que va en sentido contrario.

b ¿ $g(v)$? IMPORTANTE: mira siempre al circuito que hemos representado en la página anterior.

Vamos a buscar una expresión para i, e intentaremos adecuarla a:

$$\boxed{i = I_A \cdot \tanh\left[g(v)\right]} = I_A \frac{e^{g(v)} - e^{-g(v)}}{e^{g(v)} + e^{-g(v)}}$$

Recuerda que $V = V_{D1} - V_{D2}$

Mirando por la derecha y por la izquierda, tenemos:

$$i = \overbrace{\underbrace{I_s\left(e^{\frac{V_{D1}}{V_t}} - 1\right)}_{\text{Diodo "normal" } D_1} \underbrace{- I_L}_{\text{fuente de } D_1}}^{\text{por la izda}} = \overbrace{\underbrace{-I_s\left(e^{\frac{V_{D2}}{V_t}} - 1\right)}_{\text{Diodo "normal" } D_2} \underbrace{+ I_L}_{\text{fuente de } D_1}}^{\text{por la dcha}}$$

- Por la izda, despejamos: $\frac{V_{D1}}{V_t} = \ln\left(\frac{i + I_L}{I_s} + 1\right)$
- Por la dcha, despejamos: $\frac{V_{D2}}{V_t} = \ln\left(\frac{I_L - i}{I_s} + 1\right)$

Aquí "sólo" tenemos que despejar i

Restando, conseguimos que aparezca V:

$$\to \frac{V_{D1}}{V_t} - \frac{V_{D2}}{V_t} = \frac{V}{V_t} = \ln\left(\frac{i + I_L}{I_s} + 1\right) - \ln\left(\frac{I_L - i}{I_s} + 1\right) = \ln\left(\frac{\frac{i+I_L}{I_s} + 1}{\frac{I_L - i}{I_s} + 1}\right)$$

$$\to e^{\frac{V}{V_t}} = \frac{i + I_L + I_s}{I_L - i + I_s} \Longrightarrow (I_L + I_s)\, e^{\frac{V}{V_t}} - i\, e^{\frac{V}{V_t}} = i + I_L + I_s$$

$$\to (I_L + I_s)\left(e^{\frac{V}{V_t}} - 1\right) = i\left(e^{\frac{V}{V_t}} + 1\right)$$

multiplico y divido por $e^{-\frac{V}{2V_t}}$

Finalmente:

$$\boxed{i = (I_L + I_s)\frac{e^{\frac{V}{V_t}} - 1}{e^{\frac{V}{V_t}} + 1}} = (I_L + I_s)\frac{e^{\frac{V}{2V_t}} - e^{-\frac{V}{2V_t}}}{e^{\frac{V}{2V_t}} + e^{-\frac{V}{2V_t}}} = (I_L + I_s)\tanh\left(\frac{V}{2V_t}\right)$$

Es decir: $\boxed{g(v) = \frac{V}{2V_t}} = \boxed{\frac{V}{0'05}}$

Ejercicio 2

Este ejercicio trata de estudiar el funcionamiento del transistor de la figura 1 para distintos valores de la tensión V_I. Para simplificar el análisis se supondrá que la característica de entrada del transistor $I_B(V_{BE})$ no depende de la tensión V_{CE} y puede representarse por la característica de un diodo con V_γ=0,7 V y R_f =0 Ω como se ilustra en la Fig. 2. Además, se supondrá que el transistor está caracterizado por β=100, I_{CO}=0 y $V_{CE,sat}$=0 V.

Calcular los valores de I_C, I_E, I_B y V_{CE}, V_{BE}, V_{BC} para V_I=0 V; 5 V y 12 V. Trasladar los resultados a la tabla adjunta.

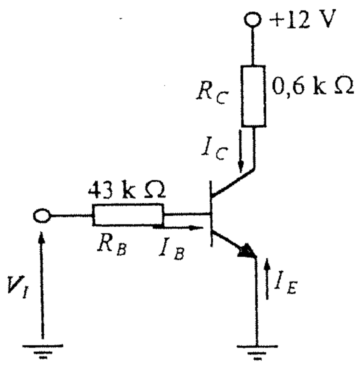


figura 1

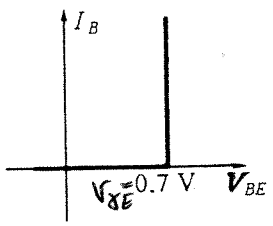
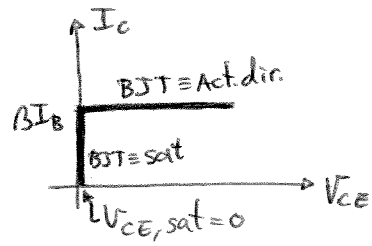
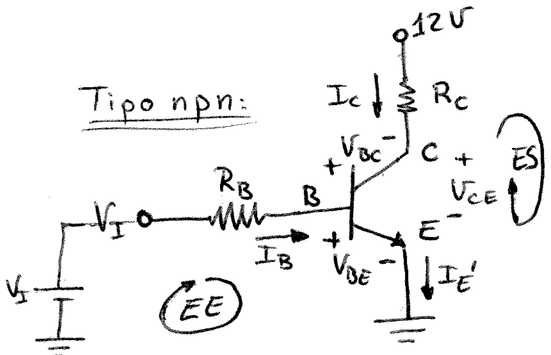


figura 2



V_I (V)	I_C (mA)	I_E (mA)	I_B (mA)	V_{CE} (V)	V_{BE} (V)	V_{BC} (V)	
0	0	0	0	12	0	-12	0,4 p.
5	10	-10'1	0'1	6	0'7	-5'3	0,8 p.
12	20	-20'26	0'26	0	0'7	0'7	0,8 p.

Tipo npn:



Nos cambian el sentido de I_E respecto al estudiado en teoría. Trabajaremos con I'_E sabiendo que $I_E = -I'_E$

malla EE: $V_I - I_B R_B - V_{BE} = 0$
malla ES: $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$
} ecuaciones que siempre se cumplen independientemente del estado y/o modelo de transistor.

a) $V_I = 0$; V_{CE}?? V_{BE}?? V_{BC}?? I_C?? I_E?? I_B?? ⇒ Punto de trabajo o polarización

Suponemos BJT ≡ Act.dir. $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} ; \ I_B > 0 \\ I_C = \beta I_B ; \ V_{CE} \geq 0 \end{cases}$ $V_{CE,sat}=0$

EE: $-I_B R_B - V_{\gamma E} = 0$

$I_B = \dfrac{-V_{\gamma E}}{R_B} = -16,28 \mu A \not> 0$ ⇒ No está en Act. dir.

Suponemos BJT ≡ corte $\begin{cases} I_B = 0 ; \ V_{BE} \leq V_{\gamma E} \\ I_C = 0 ; \ V_{BE} \leq V_{\gamma E} \end{cases}$ $\boxed{V_{BE} = 0}$

EE: $-V_{BE} = 0 \Rightarrow V_{BE} = 0 \leq 0'7 \Rightarrow$ $\boxed{\text{BJT está en corte}}$ $\Rightarrow \boxed{I_B = I_C = 0}$

ES: $V_{CE} - V_{CC} = 0 \Rightarrow \boxed{V_{CE} = V_{CC} = 12}$

"Nudo del BJT":

$I'_E = I_B + I_C = 0 \Rightarrow I_E = -I'_E = 0 \Rightarrow \boxed{I_E = 0}$

"malla del BJT":

$V_{BE} - V_{BC} - V_{CE} = 0 \Rightarrow \boxed{V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = -V_{CC} = -12V}$

b) $V_I = 5V$

Suponemos BJT ≡ Act. dir $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} & ; I_B > 0 \\ I_C = \beta I_B & ; V_{CE} \geq 0 \end{cases}$ $\boxed{V_{BE} = 0'7\ V}$

EE : $V_I - I_B R_B - V_{\gamma E} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_I - V_{\gamma E}}{R_B} = \frac{5 - 0'7}{43k} = 0'1\ mA$

$\boxed{I_C = \beta I_B = 100 \cdot 0'1\ m = 10\ mA}$

ES: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - 10m \cdot 0'6k = 6V$

$\left.\begin{array}{l} \boxed{I_B = 0'1\ mA} > 0 \\ \boxed{V_{CE} = 6V} \geq 0 \end{array}\right\} \Rightarrow \boxed{BJT \equiv Act.\ dir}$

nudo BJT : $I'_E = I_B + I_C = 10'1\ mA \Rightarrow \boxed{I_E = -10'1\ mA}$

malla BJT : $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0'7 - 6 = \boxed{-5,3V = V_{BC}}$

c) $V_I = 12V$

Suponemos BJT ≡ Act. dir $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} & I_B > 0 \\ I_C = \beta I_B & V_{CE} \geq 0 \end{cases}$

EE: $I_B = \frac{V_I - V_{\gamma E}}{R_B} = 0'26\ mA > 0$ ✓

ES: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - 26m \cdot 0'6k$

$I_C = \beta I_B = 26\ mA$

$V_{CE} = -3'76\ V \ngeq 0 \Rightarrow$ NO Act. dir

Como la condición que no se cumple es la segunda...

Suponemos BJT ≡ Sat. $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} & ; I_B > 0 \\ V_{CE} = 0 & ; I_C < \beta I_B \end{cases}$ $\boxed{V_{BE} = 0'7\ V}$ $\boxed{V_{CE} = 0}$

EE: $\boxed{I_B = \frac{V_I - V_{\gamma E}}{R_B} = 0'26\ mA} > 0$ ✓

ES: $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0 \Rightarrow \boxed{I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{0'6k} = 20\ mA} < \beta I_B = 26\ mA$ ✓

nudo del BJT : $I'_E = I_B + I_C = 20'26\ mA \Rightarrow \boxed{I_E = -20'26\ mA}$

malla del BJT : $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0'7\ V \Rightarrow \boxed{V_{BC} = 0'7\ V}$

JUNIO 2009

Ejercicio 2.

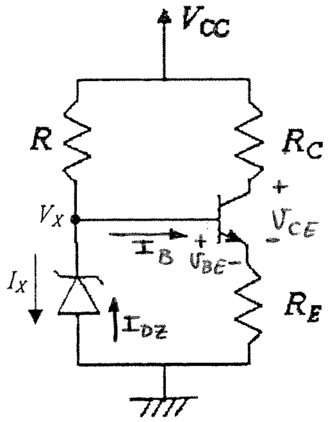


Figura 2

Para el circuito de la figura 2 se le pide calcular:

a) La tensión (V_X) y la corriente (I_X) en el diodo Zéner suponiendo $I_B \approx 0$. Deduzca el estado del diodo (**1 p**).

b) Calcule I_C, I_E, V_{BE} y V_{CE} suponiendo $I_B \approx 0$. Deduzca el estado del transistor (**1 p**).

c) Calcule I_B e indique su sentido (**0,5 p**).

DATOS:
V_{CC}=15 V; R= 1 kΩ, R_C=2 kΩ; R_E=2 kΩ.
Transistor: β=100; $V_{\gamma E}$=0,6 V
Diodo Zéner: $|V_z|$=6,6 V; V_γ=0,5 V

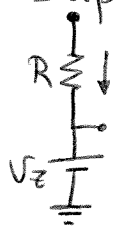
$I_B \approx 0 \not\Rightarrow BJT \equiv$ corte

$I_B \approx 0 \Rightarrow$ despreciaremos I_B

a) V_x?? I_x?? Estado diodo?? $I_B \approx 0$

Gracias a que $I_B \approx 0$ sólo analizaremos malla izquierda.

Suponemos el Zéner ≡ DIS ⇒ $V_{DZ} = -V_Z$; $I_{DZ} < 0$



* $V_x = V_Z = 6'6\,V$
* $I_x = \dfrac{V_{cc} - V_x}{R} = 8'4\,mA \Rightarrow I_{DZ} = -I_x = -8'4\,mA < 0$ (ok)

$\boxed{V_x = 6'6\,V}$ $\boxed{I_x = 8'4\,mA}$ $\boxed{\text{Zéner} \equiv \text{DIS}}$

b) I_c?? I_E?? V_{BE}?? V_{CE}?? Estado transistor?? $I_B \approx 0$

Suponemos BJT ≡ act. dir $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} & I_B > 0 \\ I_c = \beta I_B & V_{CE} \geq V_{CE,sat} \end{cases}$

* $V_x - V_{\gamma E} - I_E R_E = 0 \Rightarrow I_E = \dfrac{V_x - V_{\gamma E}}{R_E} = 3\,mA \approx I_c \Rightarrow I_B = \dfrac{I_c}{\beta} = 30\,\mu A$
  ↳ $I_B > 0$ (ok)
* $V_{CE} = V_{cc} - I_c R_c - I_E R_E = V_{cc} - I_c(R_c + R_E) = 3\,V \geq V_{CE,sat}$ (ok)

Aunque no nos dan el dato, sabemos que $V_{CE,sat} \approx 0{,}02\,V$ generalmente

$\boxed{I_c = 3\,mA}$ $\boxed{I_E = 3\,mA}$ $\boxed{V_{BE} = V_{\gamma E} = 0'6\,V}$ $\boxed{V_{CE} = 3\,V}$ $\boxed{BJT \equiv \text{act. dir}}$

c) I_B?? sentido??

Como calculamos en b) $I_B = 30\,\mu A$ en sentido entrante al BJT, pues es un npn.

$\boxed{I_B = 30\,\mu A}$ sentido entrante

JUNIO 2008

Ejercicio 2. En el circuito de la Figura 2, cada uno de los transistores puede estar en tres estados (corte, activa o saturación) y se pueden modelar mediante el modelo lineal por tramos.

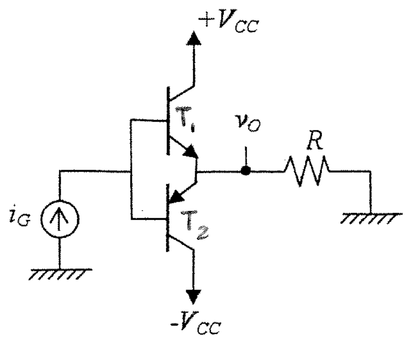


Figura 2

a) Puesto que hay dos transistores, existen 9 combinaciones de estados de los dos transistores. Indique de forma razonada cuales de estas nueve combinaciones NO se pueden dar en este circuito, y escriba "NO" en la casilla correspondiente **(0,5 p.)**

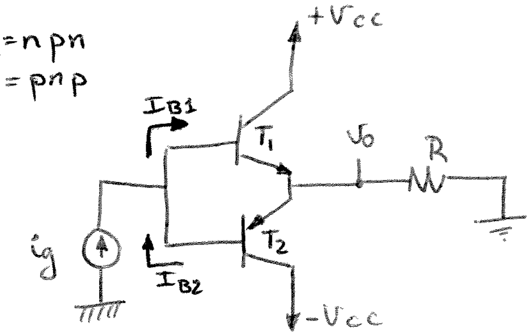
	pnp corte	pnp activa	pnp sat.
npn corte			
npn activa		NO	NO
npn satur.		NO	NO

b) Sólo para valores de $i_G>0$: calcule la expresión de la función de transferencia $v_O=f(i_G)$ y represéntela en un plano v_O-i_G. Para este cálculo no considere la posibilidad de que ambos transistores estén en corte. **(1,5 p.)**

c) Sabiendo que $v_O=f(i_G)$ es tal que $f(-i_G)=-f(i_G)$ (simetría respecto al origen), dibuje la función de transferencia completa e indique en cada tramo de esta función el estado de cada uno de los dos BJT (corte, activa o saturación) **(0,5 p.)**

DATOS: R=1 kΩ; V_{CC}=10 V. Transistores $V_{\gamma E}$=0,7 V; β=99; V_{CEsat}= V_{ECsat}=0,2V

T_1 = npn
T_2 = pnp



a) Es imposible que los dos transistores conduzcan a la vez

si T_1 conduce $\Rightarrow V_{BE1} = V_{\gamma E} \Rightarrow V_{EB2} = -V_{\gamma E} \leq V_{\gamma E} \Rightarrow T_2 \equiv$ corte

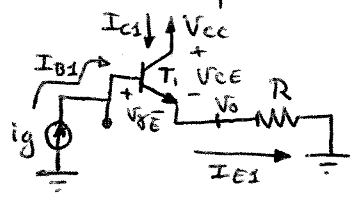
si T_2 conduce $\Rightarrow V_{EB2} = V_{\gamma E} \Rightarrow V_{BE1} = -V_{\gamma E} \leq V_{\gamma E} \Rightarrow T_1 \equiv$ corte

b) con $i_g>0$ calcular $v_o = f(i_g)$; NO considerar corte-corte

$i_g > 0 \Rightarrow T_1$ conduce $\Rightarrow I_{B1} = i_g > 0$ (pues T_1 conduce $\Rightarrow T_2$ corte)

sólo tenemos que estudiar las combinaciones pnp corte-npn act. y pnp corte-npn sat y para cada una de ellas expresar V_o en función de i_g y hallar el rango de valores de i_g.

$\boxed{\text{caso 1}}$: $\left.\begin{array}{l}\text{pnp corte}\\ \text{npn act.}\end{array}\right\} \begin{array}{l} V_{BE1} = V_{\gamma E} \\ I_{C1} = \beta I_{B1}\end{array}$ $\quad V_{CE1} \geq V_{CE,sat}$



$$\boxed{V_o = I_{E1} \cdot R = (\beta+1) I_{B1} \cdot R = (\beta+1) R \cdot i_g = 10^5 i_g}$$

$$V_{CE1} = V_{cc} - V_o = V_{cc} - (\beta+1) R i_g \geq V_{CE}^{sat} ; \; i_g \leq \frac{V_{cc} - V_{CE\,sat}}{(\beta+1) R}$$

$$\boxed{i_g \leq 98 \mu A}$$

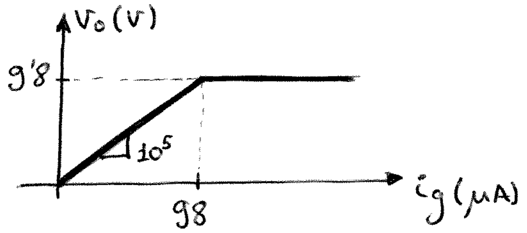
$\boxed{\text{caso 2:}}$ $\left.\begin{array}{l} npn \equiv sat \\ pnp \equiv corte \end{array}\right\} \begin{array}{l} \to V_{BE1} = V_{\gamma E} \\ \to V_{CE1} = V_{CE\,sat} \end{array}$ $I_{C1} < \beta I_{B1}$

$$\boxed{V_o = V_{cc} - V_{CE1} = V_{cc} - V_{CE\,sat} = 9'8\,V}$$

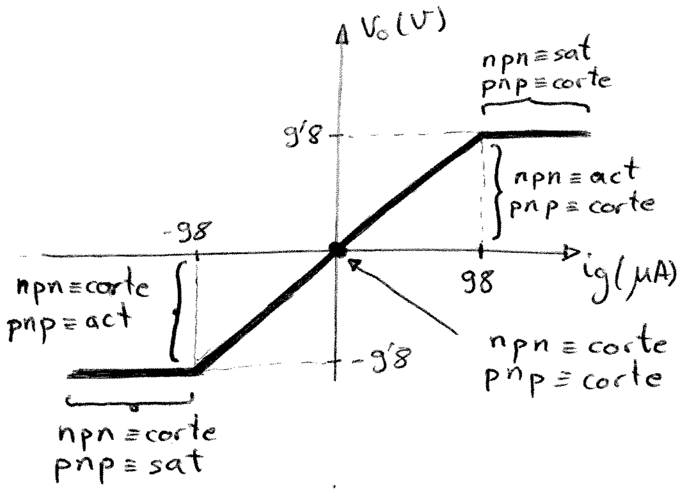
$$\left.\begin{array}{l} I_{B1} = i_g \\ I_{C1} = I_{E1} - I_{B1} = \frac{V_o}{R} - i_g \end{array}\right\} \begin{array}{l} I_{C1} < \beta I_{B1} \\ \frac{V_o}{R} - i_g < \beta i_g \to \boxed{i_g > \frac{V_o}{R(\beta+1)} = 98\mu A} \end{array}$$

Resumiendo...

$$V_o = \begin{cases} 10^5\, i_g & i_g \leq 98\mu A \\ 9'8 & i_g > 98\mu A \end{cases}$$ sólo válido para $i_g > 0$ (dato enunciado)



C) sabiendo que es impar...



Ejercicio 2. Se pretende comparar diferentes modelos del BJT en activa (ver nota) en el cálculo del punto de trabajo del circuito de la figura 2. Sin necesidad de comprobar que el BJT opera en activa, se le pide:

a) Calcular V_{BE}, I_B, V_{CE} e I_C utilizando el modelo lineal por tramos básico **(0.5 p.)**

b) Idem a) utilizando el modelo lineal por tramos avanzado **(1 p.)**

c) Utilizando el modelo de Ebers-Moll aproximado para activa, no es posible alcanzar una solución por resolución analítica. Deducir la ecuación con I_C como única incógnita que se obtiene con este modelo **(1 p.)**

DATOS: $V_{CC} = 5\text{ V}, V_{BB} = 3\text{ V}, R_B = 50\text{ k}\Omega, R_C = 700\ \Omega.$

De los modelos del BJT:

$V_{\gamma E} = 0{,}70\text{ V}, \beta = 100, r_\pi = 2\text{ k}\Omega, V_A = 80\text{ V}, I_0 = 10^{-15}\text{ A}, V_t = 25\text{ mV}$

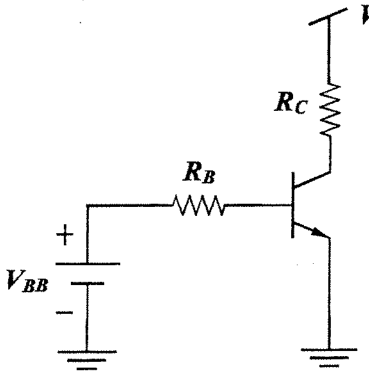


Figura 2

NOTA:

a) Modelo lineal por tramos básico en activa

$I_C = \beta I_B \qquad V_{BE} = V_{\gamma E}$

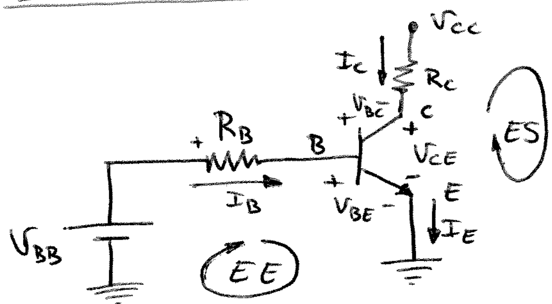
b) Modelo lineal por tramos avanzado en activa

$$I_C = \beta\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)I_B \qquad V_{BE} = V_{\gamma E} + r_\pi I_B$$

c) Modelo de Ebers - Moll aproximado en activa

$$I_C = \beta I_B \qquad I_B = I_O \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)$$

El BJT está en activa!!



$EE: \ V_{BB} - I_B R_B - V_{BE} = 0$

$ES: \ V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$

a) I_B?? I_C?? V_{BE}?? V_{CE}?? (modelo lineal por tramos básico)

$I_C = \beta I_B$

$V_{BE} = V_{\gamma E}$

$EE: \ V_{BB} - I_B R_B - V_{\gamma E} = 0 \Rightarrow \boxed{I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_B} = 46\ \mu A}$

$\boxed{I_C = 100 \cdot 46\mu = 4'6\text{ mA}}$

$\boxed{V_{BE} = 0'7\text{ V}}$

$ES: \ \boxed{V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 1'78\text{ V}}$

b) I_B?? I_C?? V_{BE}?? V_{CE}?? (modelo lineal por tramos avanzado)

$V_{BE} = V_{\gamma E} + r_\pi I_B$

$I_C = \beta\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B$

$EE: \ V_{BB} - I_B R_B - V_{\gamma E} - r_\pi I_B = 0 \Rightarrow \boxed{I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_B + r_\pi} = 44'2\ \mu A}$

$\boxed{V_{BE} = V_{\gamma E} + r_\pi I_B = 0'788\text{ V}}$

$ES: \ V_{CE} + \beta\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B \cdot R_C - V_{CC} = 0$

$\boxed{I_C = 4'52\text{ mA}}$

$$\boxed{V_{CE} = \frac{V_{CC} - \beta I_B R_C}{1 + \frac{\beta R_C}{V_A} I_B} = 1'84\text{ V}}$$

c) Modelo de Ebers-Moll aproximado

$$I_C = \beta I_B$$
$$I_B = I_0\, e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)}$$

$$\left.\begin{aligned} EE:\ & V_{BB} - I_B R_B - V_{BE} = 0 \\ & I_B = I_0\, e^{V_{BE}/V_t} \\ & \cancel{ES:\ V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0} \\ & I_C = \beta I_B \end{aligned}\right\}$$

añade incógnitas innecesarias

$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_B = I_C/\beta$$

$$\left.\begin{aligned} & V_{BB} - \frac{I_C}{\beta} R_B - V_{BE} = 0 \\ & \frac{I_C}{\beta} = I_0\, e^{V_{BE}/V_t} \end{aligned}\right\} \rightarrow V_{BE} = V_t \ln\left(\frac{I_C}{\beta I_0}\right)$$

$$V_{BB} - \frac{I_C}{\beta} R_B - V_t \ln\left(\frac{I_C}{\beta I_0}\right) = 0$$

$$\boxed{3 - 0'5 I_C - 0'025 \ln\left(10^{13} I_C\right) = 0}$$

SEPTIEMBRE 2000

Ejercicio 2. Los tres transistores bipolares del circuito de la figura 2 son idénticos, y para este ejercicio se pueden caracterizar por un modelo lineal por tramos. Se sabe que T_2 está en saturación.

a) De los cuatro estados posibles del transistor (activa directa, saturación, corte y activa inversa), deduzca en cuál de ellos se encuentra T_1. **(0,5 p.)**

b) Calcule el rango de valores de R_D para el que T_3 está en activa. Si no resolvió el apartado a), suponga el transistor T_1 en corte. **(1 p.)**

c) Para $R_D = 60\ \Omega$ el transistor T_3 está en saturación y se mide una caída de tensión en sus bornas de 0,7 V. Calcule los valores de las corrientes I_{C2} e I_{C3} . Compruebe que T_2 y T_3 están en saturación. **(1 p.)**

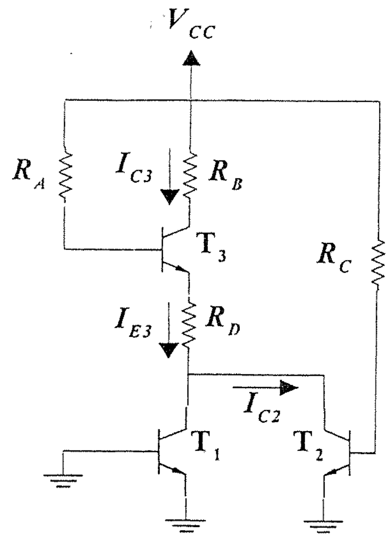
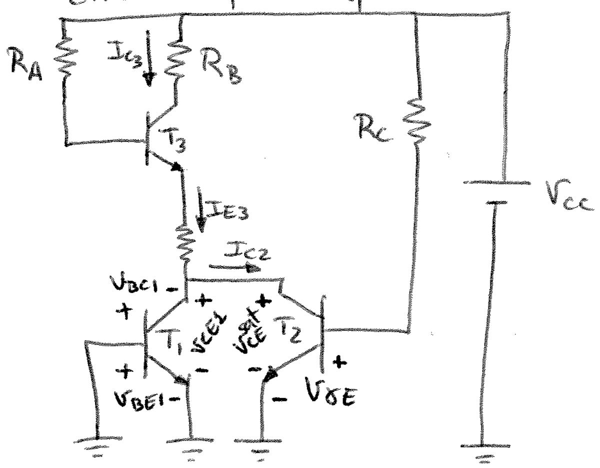


Figura 2

DATOS:
V_{CC}=5 V
R_A=1,7 KΩ
R_B=0,4 KΩ
R_C=6 KΩ

De los transistores:
β=100
$V_{\gamma E}=V_{BE}$(ON)=0,7
V_{CEsat}=0,2V

circuito para apartado a



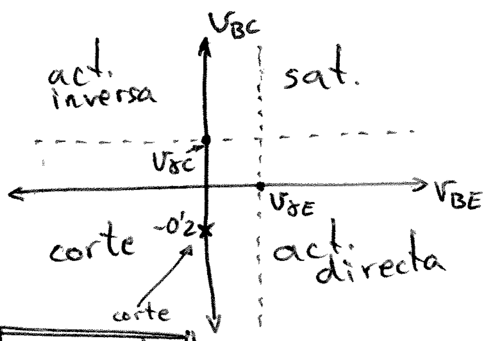
a) Estado T_1 ??

$V_{BE1} = 0$ (pues base y emisor están en corto)

$V_{CE1} = V_{CE}^{sat}$ (pues están en paralelo)

malla del BJT : $V_{BC1} - V_{BE1} + V_{CE1} = 0$

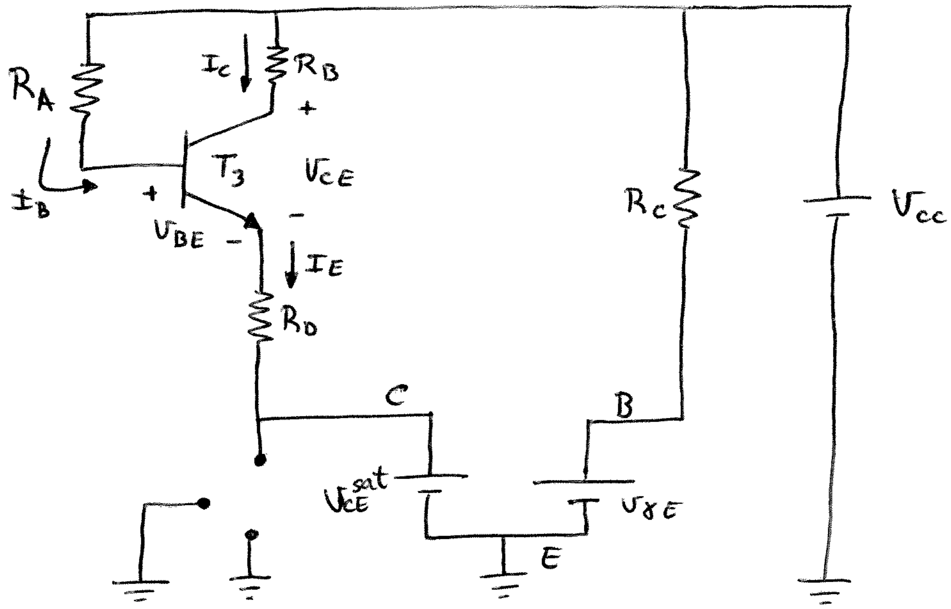
$$\boxed{V_{BC1} = -V_{CE}^{sat} = -0'2\ V}$$



$$\boxed{T_1 \equiv \text{corte}}$$

Sustituimos T_1 y T_2 por sus circuitos equivalentes

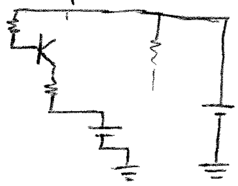
Cambio nomenclatura: $I_{B3} \equiv I_B$, $I_{C3} \equiv I_C$, $I_{E3} \equiv I_E$



b) Rango de valores de R_D tal que $T_3 \equiv$ Act. directa

Partiremos de las EE y ES y las hipótesis de Act. dir para hallar una expresión para I_B y V_{CE}. Sabiendo que en Act. dir se debe cumplir: $I_B > 0$, $V_{CE} \geq V_{CE}^{sat}$ vamos a forzar estas condiciones, y despejar R_D

malla para EE:



$$EE: V_{CE}^{sat} + I_E \cdot R_D + V_{BE} + I_B \cdot R_A - V_{cc} = 0$$

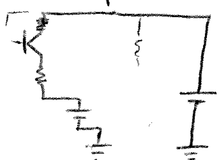
siempre: $I_E = I_B + I_C$

en act. dir: $I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (\beta+1) I_B$

$$V_{CE}^{sat} + (\beta+1) I_B R_D + V_{\gamma E} + I_B R_A - V_{cc} = 0$$

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1) R_D + R_A} > 0 \quad \text{pues} \quad \frac{\text{num} > 0}{\text{denom.} > 0}$$

malla para ES:



$$ES: V_{CE}^{sat} + I_E R_D + V_{CE} + I_C R_B - V_{cc} = 0$$

$$V_{CE}^{sat} + (\beta+1) I_B R_D + V_{CE} + \beta I_B R_B - V_{cc} = 0$$

$$V_{CE}^{sat} + I_B [(\beta+1) R_D + \beta R_B] + V_{CE} - V_{cc} = 0$$

$$V_{CE}^{sat} + \left(\frac{V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1) R_D + R_A} \right) [(\beta+1) R_D + \beta R_B] + V_{CE} - V_{cc} = 0$$

$$V_{CE} = V_{cc} - V_{CE}^{sat} - (\ldots)[\ldots] \geq V_{CE}^{sat}$$

$$V_{cc} - 2V_{CE}^{sat} - \frac{V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1) R_D + R_A} [(\beta+1) R_D + \beta R_B] \geq 0 \; ; \; \frac{(V_{cc} - 2V_{CE}^{sat}) [(\beta+1) R_D + R_A] - (V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E}) \cdot [(\beta+1) R_D + \beta R_D]}{\cancel{(\beta+1) R_D + R_A}} \geq 0$$

denom ≥ 0

$$R_D (\beta+1) [V_{cc} - 2V_{CE}^{sat} - (V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E})] + (V_{cc} - 2V_{CE}^{sat}) R_A - (V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E}) \beta R_B \geq 0$$

$$\boxed{R_D \geq \frac{(V_{cc} - V_{CE}^{sat} - V_{\gamma E}) \beta R_B - (V_{cc} - 2V_{CE}^{sat}) R_A}{(\beta+1)(V_{\gamma E} - V_{CE}^{sat})} = 3'09 \, k\Omega}$$

c) Seguimos usando el mismo circuito

$T_3 \equiv sat \Rightarrow \begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} \\ V_{CE} = V_{CEsat} \end{cases}$

Ya no se cumple $I_E = (\beta+1) I_B$
pero sí $I_E = I_B + I_C$

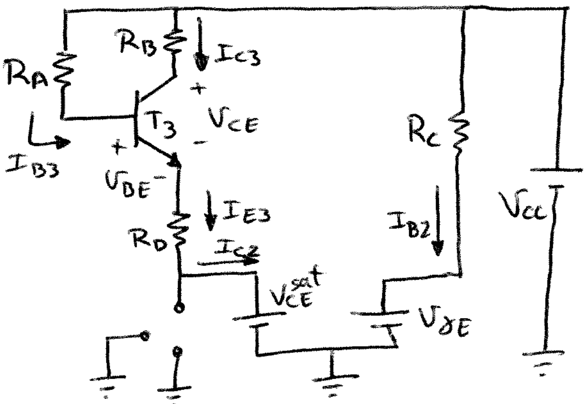
Al final, desharemos el cambio para expresar I_{C2}, I_{C3}

$$\left.\begin{array}{ll} \underline{EE}: & V_{CE}^{sat} + I_E R_D + V_{BE} + I_B R_A - V_{CC} = 0 \\ & V_{CE}^{sat} + (I_B + I_C) R_D + V_{\gamma E} + I_B R_A - V_{CC} = 0 \end{array}\right\} V_{CE}^{sat} + I_B(R_D + R_A) + I_C R_D + V_{\gamma E} - V_{CC} = 0$$

$$\left.\begin{array}{ll} \underline{ES}: & V_{CE}^{sat} + I_E R_D + V_{CE} + I_C R_B - V_{CC} = 0 \\ & V_{CE}^{sat} + (I_B + I_C) R_D + V_{CE}^{sat} + I_C R_B - V_{CC} = 0 \end{array}\right\} 2V_{CE}^{sat} + I_B R_D + I_C(R_D + R_B) - V_{CC} = 0$$

Resolviendo el sistema...
$$\left.\begin{array}{l} \boxed{I_B = 1'99\ mA} > 0 \\ \boxed{I_C = 9'74\ mA} < \beta I_B = 199\ mA \end{array}\right\} \Rightarrow T_3\ SAT$$

Volvemos a la nomenclatura original:



$$\boxed{I_{C3} = I_C = 9'74\ mA}$$

$$\boxed{I_{C2} = I_{E3} = I_{B3} + I_{C3} = 11'73\ mA}$$

Comprobemos que $T_2 \equiv SAT \Rightarrow \begin{cases} I_{C2} < \beta I_{B2} \\ I_{B2} > 0 \end{cases}$

malla:

$V_{\gamma E} + I_{B2} R_C - V_{CC} = 0$

$$\left.\begin{array}{l} \boxed{I_{B2} = \dfrac{V_{CC} - V_{\gamma E}}{R_C} = 0'72\ mA} > 0 \\ \boxed{I_{C2} = 11'73\ mA} < \beta I_{B2} = 72\ mA \end{array}\right\} \Rightarrow T_2\ SAT$$

JUNIO 2001

Ejercicio 2. El conjunto de tres transistores bipolares T1, T2 y T3 acoplados según muestra la figura 2.1 funciona como el transistor npn equivalente representado en la figura 2.2. Se le pide calcular:

a) El parámetro β del transistor equivalente, definido como el cociente I_C/I_B de las corrientes indicadas en la figura 2.2 cuando T1, T2 y T3 operan en activa **(0,9 p)**

b) La mínima tensión V_{CE} en el transistor equivalente para la que T1, T2 y T3 operan en activa con $I_B > 0$. Considere para este apartado el modelo lineal por tramos para los transistores **(0,7 p)**

c) El valor de $V_{BE2}-V_{BE1}$ cuando T1, T2 y T3 operan en activa. Considere para este apartado el modelo de Ebers-Moll para los transistores en activa, y exprese el resultado con tres cifras significativas **(0,9 p)**

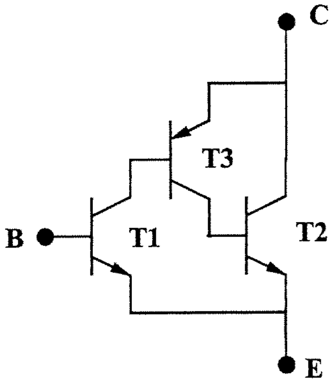


Figura 2.1

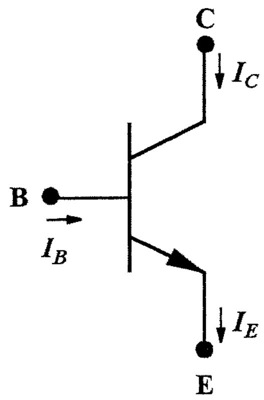


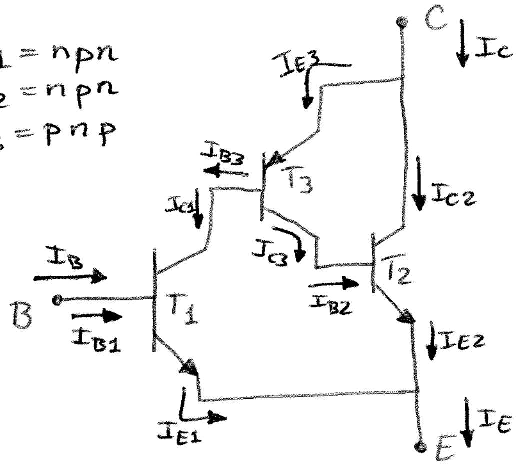
Figura 2.2

DATOS: $V_t = 25$ mV

Para todos los BJT: β=10, $|V_A| \to \infty$

- Modelo lineal por tramos: $V_{\gamma E} \approx 0{,}7$ V, $|V_{CE,sat}| \approx 0{,}2$ V
- Modelo de Ebers-Moll para activa: $I_C = \beta I_B$, $I_B = I_0 \exp(|V_{BE}|/V_t)$

$T_1 = npn$
$T_2 = npn$
$T_3 = pnp$



En el circuito vemos que:

$I_B = I_{B1}$ $\qquad I_C = I_{E3} + I_{C2}$

$I_{C1} = I_{B3}$ $\qquad I_E = I_{E1} + I_{E2}$

$I_{B2} = I_{C3}$

Por tener T_1, T_2, T_3 en Act. Directa:

$I_{Ci} = \beta I_{Bi}$

$I_{Ei} = (\beta+1) I_{Bi}$

a) β_{eq}?? ; $I_C = \beta_{eq} I_B$

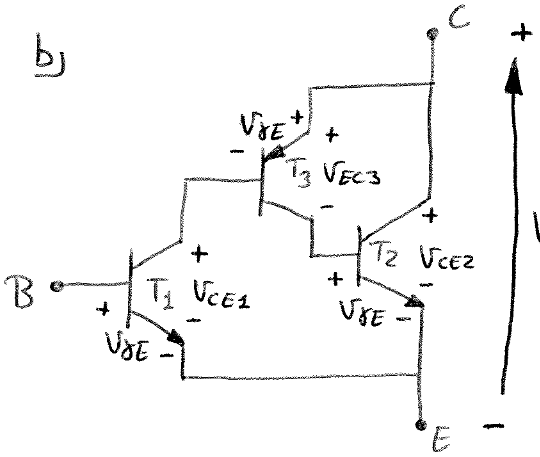
$$I_{E3} = (\beta+1) I_{B3} = (\beta+1) I_{C1} = (\beta+1)\beta I_{B1} = (\beta^2+\beta) I_B$$

$$I_{C2} = \beta I_{B2} = \beta I_{C3} = \beta\cdot\beta I_{B3} = \beta^2 I_{C1} = \beta^2 \cdot \beta I_{B1} = \beta^3 I_B$$

$$I_C = I_{E3} + I_{C2} = (\beta^2+\beta) I_B + \beta^3 I_B = \underbrace{(\beta^3+\beta^2+\beta)}_{\beta_{eq}} I_B$$

$$\beta = 10 \Rightarrow \boxed{\beta_{eq} = \beta^3+\beta^2+\beta = 1110}$$

b)



$V_{CE\,min}$??

$T_1, T_2, T_3 \equiv$ Act. dir

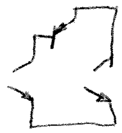
$I_B > 0 \Rightarrow I_{B1}, I_{B2}, I_{B3} > 0$

Tenemos que forzar: $V_{CE1}, V_{CE2}, V_{EC3} \geq V_{CE}^{sat}$ y lo haremos en función de V_{CE}

Además, podemos usar: $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{EB3} = V_{\gamma E}$

$V_{CE2} = V_{CE} \geq V_{CE}^{sat} \rightarrow \boxed{V_{CE} \geq 0'2\,V}$ [1]

malla 1: $V_{CE1} = V_{CE} - V_{\gamma E} \geq V_{CE}^{sat}$



$V_{CE} \geq V_{CE}^{sat} + V_{\gamma E}$

$\boxed{V_{CE} \geq 0'9\,V}$ [2]

malla 2: $V_{CE3} = V_{CE} - V_{\gamma E} \geq V_{EC}^{sat}$

$\boxed{V_{CE} \geq 0'9\,V}$ [3]

viendo [1], [2], [3] ... $\boxed{V_{CE\,min} = 0'9\,V}$

c) $V_{BE2} - V_{BE1}$??

Modelo de Ebers-Moll aproximado para activa: $I_C = \beta I_B$

$I_B = I_o e^{\frac{|V_{BE}|}{V_t}}$

✱ $I_{B2} = I_o e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}} \longrightarrow I_{B2} = \beta^2 I_{B1} = I_o e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}}$

✱ $I_{B1} = I_o e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}}$

$I_{B2} = I_{C3} = \beta I_{B3} = \beta I_{C1} = \beta \cdot \beta I_{B1} = \beta^2 I_{B1}$

Dividimos las dos expresiones y despejamos $V_{BE2} - V_{BE1}$

$$\frac{\beta^2 I_{B1}}{I_{B1}} = \frac{I_o\, e^{V_{BE2}/V_t}}{I_o\, e^{V_{BE1}/V_t}} \Rightarrow \beta^2 = e^{\left(\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_t}\right)} \Rightarrow \ln \beta^2 = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_t}$$

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_t \cdot \ln(\beta^2)$$

$$\boxed{V_{BE2} - V_{BE1} = 0'115\,V}$$

JUNIO 2007

Ejercicio 3.
El dispositivo de dos terminales de la figura está formado por un transistor bipolar *npn* y otro *pnp* cuyos parámetros del modelo de Ebers Moll i_{ES}, I_{CS}, α_F y α_R son idénticos.

a) La tensión v_{A1} en función de v_{A2} exclusivamente.

b) La tensión v_B en función de *i* exclusivamente.

c) La ecuación característica *i* en función de *v*.

DATOS: Transistores: $\alpha_F = 0{,}99; \alpha_R = 0{,}5; I_{cs} = 1pA; \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}, V = 25mV$.

SUGERENCIA: Para mayor simplicidad en los apartados a) y b) denote con $f(x)$ a la función $f(x) = \exp(x/V_1) - 1$.

$V = V_B - V_{A1} - V_{A2}$

$V_{A1} = V_{BC1}$

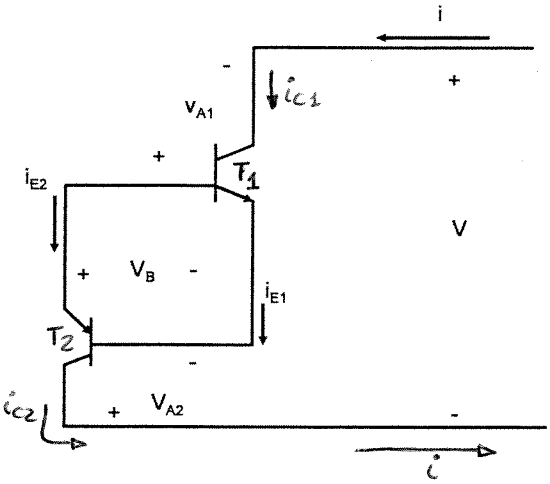
$V_B = V_{BE1}$

$V_B = V_{EB2}$

$V_{A2} = V_{CB2}$

$f(x) = e^{x/V_1} - 1$

$i = i_{C1} = i_{C2} = i_{E1} + i_{E2}$



a) V_{A1} en función de V_{A2}?? con Ebers-Moll

T_1: $i_{C1} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC1}}{V_t}} - 1\right)$; $V_{BE1} = V_B$, $V_{BC1} = V_{A1}$

* $i = \alpha_F I_{ES} \cdot f(V_B) - I_{CS} f(V_{A1})$ [1]

$i_{E1} = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC1}}{V_t}} - 1\right)$; $V_{BE1} = V_B$, $V_{BC1} = V_{A1}$

* $i_{E1} = I_{ES} f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_{A1})$ [2]

T_2: * $i = \alpha_F \cdot I_{ES} f(V_B) - I_{CS} f(V_{A2})$ [3]

* $i_{E2} = I_{ES} f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_{A2})$ [4]

igualando [1] y [3] ...

$\alpha_F \cancel{I_{ES} f(V_B)} - \cancel{I_{CS}} f(V_{A1}) = \alpha_F \cancel{I_{ES} f(V_B)} - \cancel{I_{CS}} f(V_{A2})$

$f(V_{A1}) = f(V_{A2}) \Rightarrow e^{\frac{V_{A1}}{V_t}} - 1 = e^{\frac{V_{A2}}{V_t}} - 1 \Rightarrow \boxed{V_{A1} = V_{A2}} = V_A$

las 4 ecuaciones se quedan en 3:

$i = \alpha_F I_{ES} \cdot f(V_B) - I_{CS} \cdot f(V_A)$ [1]

$i_{E1} = I_{ES} \cdot f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_A)$ [2]

$i_{E2} = I_{ES} \cdot f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_A)$ [3]

b) V_B en función de i??

Sumando [2] y [3]...

$$i = i_{E1} + i_{E2} = 2 I_{ES} f(V_B) - 2\alpha_R I_{CS} f(V_A)$$

retomando [1]...

$$i = \alpha_F I_{ES} f(V_B) - I_{CS} f(V_A)$$

multiplicamos la segunda por $2\alpha_R$ y restamos:

$$i\underbrace{(1-2\alpha_A)}_{0\ (\alpha_R = 0'5)} = I_{ES} f(V_B)(2 - 2\alpha_R\alpha_F)$$

$$f(V_B) = 0 \Rightarrow e^{V_B/V_t} - 1 = 0 \Rightarrow \boxed{V_B = 0}$$

c) i en función de V??

tenemos: $i = -I_{CS} f(V_A)$, pues $f(V_B) = 0$

sabemos: $V = V_B - V_{A1} - V_{A2}$; $V_{A1} = V_A = V_{A2}$; $V_B = 0$

$$V = -2V_A \Rightarrow V_A = -\frac{V}{2}$$

$$\boxed{i = -I_{CS} f\left(\frac{-V}{2}\right) = -I_{CS}\left(e^{-\frac{V}{2}/V_t} - 1\right)}$$

Ejercicio 2. En los circuitos de las figuras 2.1 y 2.2 la estimación de la corriente i_L no puede realizarse mediante modelos aproximados lineales por tramos. Por ello se le pide que calcule, utilizando el modelo de Ebers-Moll:

a) La expresión de i_L en función de v_G para el circuito de la figura 2.1 cuando el BJT opera en activa **(0,6 p)**
b) El valor de v_G (con tres cifras significativas) para el que el transistor se satura **(0,7 p)**
c) Ídem **a)** para el circuito de la figura 2.2 **(1,2 p)**

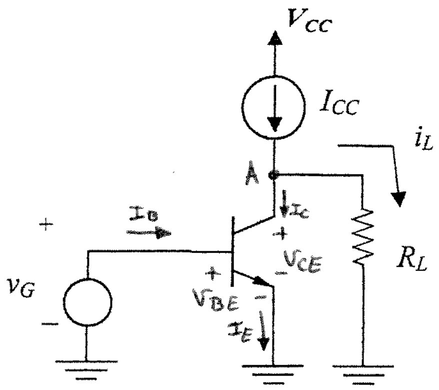


Figura 2.1

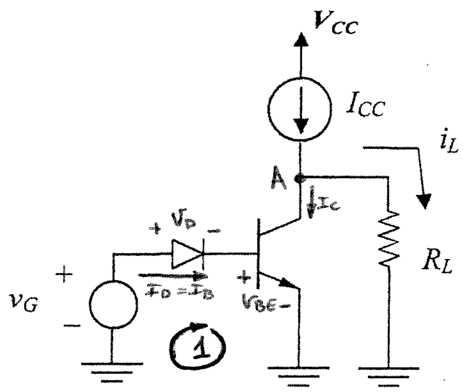


Figura 2.2

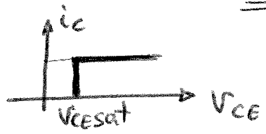
DATOS: I_{CC}= 100 mA.
Para el diodo: $i_D \approx I_S \exp(v_D/V_t)$
Para los BJT: $\beta = 100$, $V_t = 25$ mV, $I_0 = 1$ pA, $V_{CE,SAT} = 0$ V.
En activa: $i_C \approx \beta i_B$, $i_B \approx I_0 \exp(v_{BE}/V_t)$

a) $i_L = f(v_g)$?? BJT ≡ act ⇒ $i_C \approx \beta i_B$, $i_B \approx I_o \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$

nudo A: $I_{cc} = i_L + i_c \Rightarrow i_L = I_{cc} - \beta i_B = I_{cc} - \beta I_o e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$

$$\boxed{i_L = I_{cc} - \beta I_o e^{V_g/V_t}} = \boxed{0'1 - (10^{-10} \cdot e^{40 V_g})}$$

b) V_g?? BJT ≡ sat



El BJT se satura cuando V_{CE} alcanza $V_{CE,sat}$

$$V_{CE} = R_L \cdot i_L = R_L \cdot (I_{cc} - \beta I_o e^{V_g/V_t}) = V_{CEsat} = 0$$

$$\boxed{V_g = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{cc}}{\beta I_o}\right) = 0'518\ V}$$

c) $i_L = f(v_g)$?? BJT ≡ act (circuito figura 2.2) $i_D \approx I_S e^{V_D/V_t}$

$i_L = I_{cc} - i_c = I_{cc} - \beta i_B$

$$\left.\begin{array}{l} \text{malla 1: } V_g - V_D - V_{BE} = 0 \\ \text{Ebers-Moll: } i_B = I_o e^{V_{BE}/V_t} \\ \text{Shockley: } i_D = I_S e^{V_D/V_t} \\ \quad i_D = i_B \end{array}\right\} \left.\begin{array}{l} V_{BE} = V_g - V_D \\ i_B = I_o e^{\frac{V_g - V_D}{V_t}} \\ i_D = I_S e^{V_D/V_t} \end{array}\right\} \begin{array}{l} i_B \cdot i_D = I_o \cdot I_S \cdot e^{\frac{V_g - \cancel{V_D} + \cancel{V_D}}{V_t}} \\ i_B^2 = I_o I_S e^{V_g/V_t} \\ i_B = \sqrt{I_o I_S} \cdot e^{V_g/2V_t} \end{array}$$

$$\boxed{i_L = I_{cc} - \beta\left(\sqrt{I_o I_S}\, e^{V_g/2V_t}\right)}$$

SEPTIEMBRE 2003

Ejercicio 2. Se pretende utilizar un BJT real para una aplicación en la que operará con altas corrientes. Como consecuencia de ello, el efecto de la resistencia parásita asociada a la región semiconductora del colector (que es la región menos dopada) no es despreciable. Este efecto puede estudiarse con el circuito equivalente de la figura 2, en la que se muestra un BJT convencional con una resistencia en el terminal de colector. A este conjunto (BJT convencional + resistencia de colector) se le denominará *BJT de alta corriente*. Como se puede ver el *BJT de alta corriente* es un dispositivo de 3 terminales.

a) Exprese la ecuación característica $I_C = I_C\ (I_B,\ V_{C'E})$ de estática del *BJT de alta corriente* cuando el BJT convencional está funcionando en activa. Exprese esta ecuación característica en función de los parámetros R_S, β_0 y V_A **(0,9 p.)**.

b) En el plano I_C, $V_{C'E}$ de las curvas características de salida del *BJT de alta corriente*, represente la región en la que el BJT convencional opera en activa **(0,8 p.)**.

c) Calcule el parámetro de pequeña señal $r_0 = (\partial i_C / \partial v_{C'E})^{-1}$ del *BJT de alta corriente* en el punto de trabajo $I_B = 20$ mA suponiendo que el BJT convencional está en activa. **(0,8 p.)**.

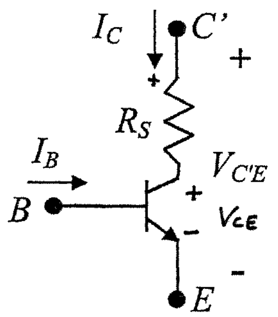


Figura 2

DATOS:

$R_S = 2\ \Omega$.

Para el BJT convencional la ecuación en activa y estática teniendo en cuenta el efecto Early es $\boxed{I_C = \beta_0\left(1+\dfrac{V_{CE}}{V_A}\right)I_B}$

$\beta_0 = 100$; $V_A = 60$ V; $V_{CE,sat} = 0{,}2$ V

$\boxed{a}$ ¿ $I_C = f(I_B, V_{C'E})$? (Datos: β_0, V_A)

- $V_{C'E} = I_C R_S + V_{CE} \Rightarrow V_{CE} = V_{C'E} - I_C \cdot R_S$
- $I_C = \beta_0\left(1 + \dfrac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B = \beta_0\left(1 + \dfrac{V_{C'E} - I_C R_S}{V_A}\right) I_B$

Ya lo tenemos, sólo hay que despejar I_C

$$I_C\left(1 + \frac{R_S I_B \beta_0}{V_A}\right) = \beta_0 I_B\left(1 + \frac{V_{C'E}}{V_A}\right)$$

Finalmente:

$$\boxed{I_C} = \frac{\beta_0 I_B\left(1 + \dfrac{V_{C'E}}{V_A}\right)}{1 + \dfrac{R_S I_B \beta_0}{V_A}} = \boxed{\frac{\beta_0 I_B\left(V_A + V_{C'E}\right)}{V_A + R_S I_B \beta_0}}$$

www.simplyjarod.com

b Nos piden representar la región en la que el BJT NORMAL está en activa, pero en vez de usar V_{CE}, ponerlo en función de $V_{C'E}$, esto es, en un plano $(I_C, V_{C'E})$:

proponemos las cond. es para el normal y despejamos para el otro

- **FRONTERA CON CORTE**: $I_B > 0$ (la frontera es $I_B = 0$)

Lo "traducimos" a los datos que nos piden: $\boxed{I_C > 0}$ (la frontera es $I_C = 0$)

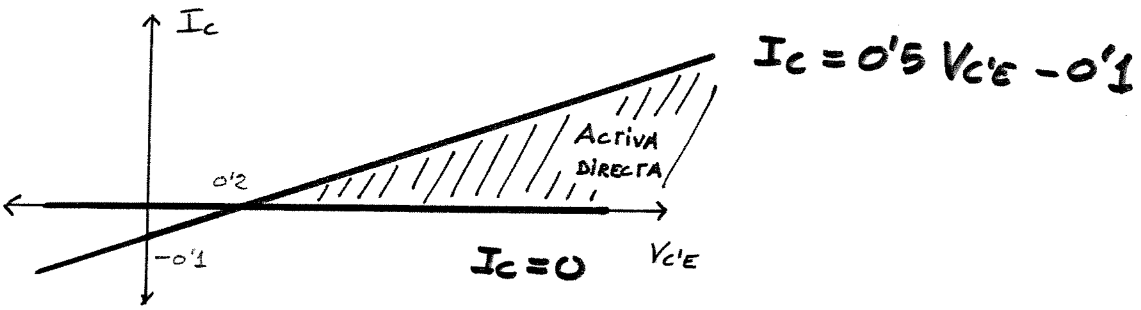
- **FRONTERA CON SATURACIÓN**: $V_{CE} \geq V_{CE,SAT}$

Para traducirlo, sólo tenemos que poner V_{CE} en función de $V_{C'E}$ $(V_{CE} = V_{C'E} - I_C R_S)$:

$$\boxed{V_{C'E} \geq V_{CE,sat} + I_C R_S} \quad \left(\text{la frontera es } I_C = \frac{V_{C'E} - V_{CE,sat}}{R_S} = 0'5\,V_{C'E} - 0'1 \right)$$

Ahora tenemos que representar estas relaciones

(dibujamos las fronteras y después pensamos en la región dada por el signo de desigualdad):



c Dato: $I_B = 20\ mA$, BJT ≡ ACTIVA DIRECTA

$$r_o = \frac{1}{\dfrac{\partial i_C}{\partial V_{C'E}}} = \frac{1}{\dfrac{\partial}{\partial V_{C'E}}\left[\dfrac{\beta_o I_B (V_A + V_{C'E})}{V_A + R_S I_B \beta_o}\right]} = \frac{1}{\dfrac{\beta_o I_B}{V_A + R_S I_B \beta_o}} =$$

$$= \frac{V_A + R_S I_B \beta_o}{\beta_o I_B} = \frac{V_A}{\beta_o I_B} + R_S = \frac{60}{100 \cdot 20 \cdot 10^{-3}} + 2 = \boxed{32\ \Omega}$$

ya teníamos, en el apartado a, la expresión de I_C en función de $V_{C'E}$

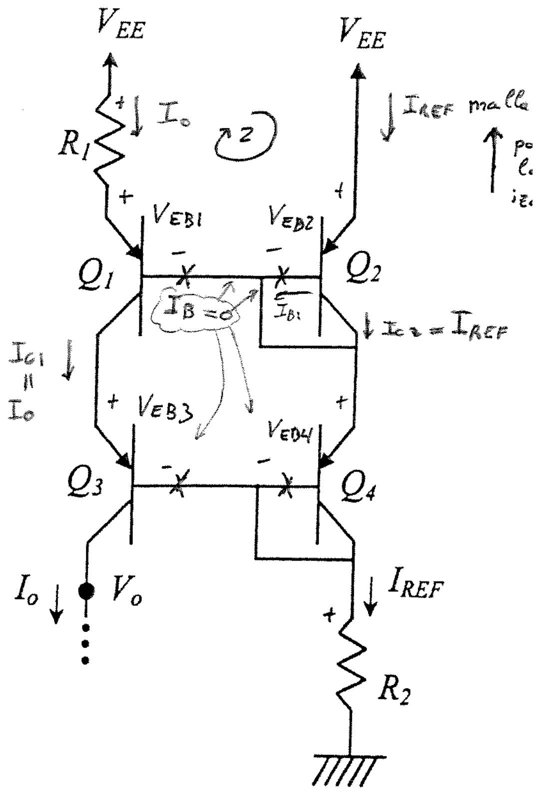
NOTA: Esta fórmula de r_o la tenemos en la página 3.10

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4 muestra una fuente de corriente compuesta por cuatro transistores pnp. Sabiendo que todos los transistores operan en activa, calcule:

a) La corriente I_{REF} suponiendo $V_{EB2} \cong V_{EB4} \cong 0{,}6$V **(0,7 p.)**
b) El valor de la resistencia R_1 para que la corriente I_0 sea 5 veces menor que I_{REF}. Desprecie las corrientes de base respecto a las demás del circuito. **(1 p.)**
c) Las tensiones V_{EB1}, V_{EB2}, V_{EB3} y V_{EB4} con tres cifras significativas, considerando que para todos los transistores $\boxed{I_C \cong I_S \exp\frac{V_{EB}}{V_T}}$ **(0,8 p.)**

Aprox activa (para todo el ejercicio!)

DATOS: $R_2 = 4{,}4$ kΩ $V_T = 0{,}025$ V
$V_{EE} = 10$ V $I_S = 7{,}5 \cdot 10^{-14}$A



DATOS
$V_{EB2} = V_{EB4} = 0'6$ V

a) ¿I_{REF}?

MALLA 1

$$I_{REF} \cdot R_2 + V_{EB4} + V_{EB2} - V_{EE} = 0$$

$$\boxed{I_{REF}} = \frac{V_{EE} - V_{EB4} - V_{EB2}}{R_2} = \frac{10 - 0'6 - 0'6}{4'4 \cdot 10^3} = \boxed{2 \text{ mA}}$$

b) ¿R_1?

DATOS
$* \; I_o = \frac{I_{REF}}{5} = 0'4$ mA (ya no valen los valores de V_{EB} anteriores)
$* \; I_{Bi} = 0$

MALLA 2

$$V_{EB1} + I_o R_1 - V_{EB2} = 0$$

Sustituimos aquí:
$$V_{EB1} = V_t \cdot \ln \frac{I_{c1}}{I_S} = V_t \ln \frac{I_o}{I_S}$$
$$V_{EB2} = V_t \cdot \ln \frac{I_{c2}}{I_S} = V_t \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_S}$$

$$V_t \cdot \ln \frac{I_o}{I_S} + I_o \cdot R_1 - V_t \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_S} = 0$$

$$\boxed{R_1} = \frac{V_t \left[\ln \frac{I_{REF}}{I_S} - \ln \frac{I_o}{I_S}\right]}{I_o} = \frac{V_t \ln \frac{I_{REF} / \cancel{I_S}}{I_o / \cancel{I_S}}}{I_o} = \frac{V_t \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_o}}{I_o} =$$

$$= \frac{0'025 \cdot \ln \frac{2}{0'4}}{0'4 \cdot 10^{-3}} = \boxed{100'6 \; \Omega}$$

c) ¿V_{EBi}?

$$\boxed{V_{EB1}} = V_t \cdot \ln \frac{I_{c1}}{I_s} = V_t \cdot \ln \frac{I_o}{I_s} = 0'025 \cdot \ln \frac{0'4 \cdot 10^{-3}}{7'5 \cdot 10^{-14}} =$$

$$= \boxed{0'560 \text{ v} = V_{EB3}}$$

$$\boxed{V_{EB2}} = V_t \cdot \ln \frac{I_{c5}}{I_s} = V_t \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_s} = 0'025 \cdot \ln \frac{2 \cdot 10^{-3}}{7'5 \cdot 10^{-14}} =$$

$$= \boxed{0'600 \text{ v} = V_{EB4}}$$

Ejercicio 2

Con el circuito de la figura, que contiene un BJT en saturación, se desea analizar la influencia de las aproximaciones de las tensiones en el cálculo de las corrientes. Para ello se va a realizar un cálculo más preciso de las tensiones y corrientes del BJT mediante un proceso iterativo. Si se aplica al circuito una tensión $v_I = 10V$, se pide:

a) Obtener un valor aproximado de I_E e I_C. Para ello suponga $V_{CE} = 0{,}1V$ y $V_{BE} = 0{,}6V$.

b) Utilizando las ecuaciones de Ebers-Moll y los valores de I_E e I_C obtenidos en el apartado a), calcular unos nuevos valores de V_{CE} y V_{BE}.

c) Con los valores de V_{BE} y V_{CE} calculados en el apartado b) obtener unos nuevos valores de I_E e I_C.

d) ¿Cuánto difieren, en tanto por ciento, los valores de I_E e I_C en los apartados a) y c)?

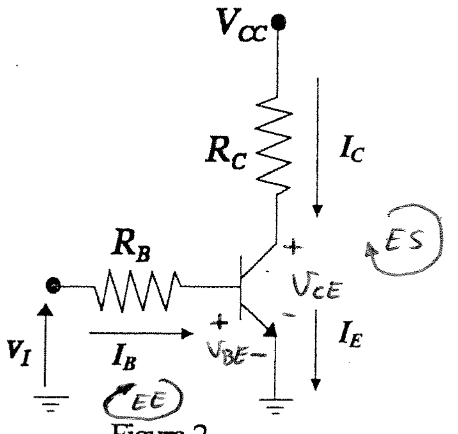


Figura 2

DATOS:

Del circuito:
$R_B = R_C = 1\ \text{k}\Omega$
$V_{CC} = 15$ V
$v_I = 10$ V

Del BJT:
$I_{ES} = 10^{-13}$A
$\alpha_F = 0{,}99$
$\alpha_R = 0{,}1$
$I_{CS} = 9{,}9.10^{-13}$A
$V_T = 25$ mV

a) I_E?? I_C?? $V_{CE} = 0{,}1V$; $V_{BE} = 0'6V$ BJT ≡ sat

EE: $V_I - I_B R_B - V_{BE} = 0$ $\qquad I_E = I_B + I_C$

ES: $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$

EE: $I_B = \dfrac{V_I - V_{BE}}{R_B} = \dfrac{10 - 0'6}{1k} = 9'4\ mA$

ES: $I_C = \dfrac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \dfrac{15 - 0'1}{1k} = \boxed{14'9\ mA = I_C}$ $\qquad \boxed{I_E = 9'4_m + 14'9_m = 24'3\,mA}$

b) V_{BE}?? V_{CE}?? $I_C = 14'9\ mA$ $I_E = 24'3\ mA$

$$I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$$
$$I_C = \alpha_F \underbrace{I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right)}_{x} - \underbrace{I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)}_{y}$$

$I_E = x - \alpha_R y$
$I_C = \alpha_F x - y$
multiplicamos la 2º por α_R y restamos 1ª − 2ª

$x = \dfrac{I_E - \alpha_R I_C}{1 - \alpha_R \alpha_F} = 25'32 \cdot 10^{-3} A = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) \Rightarrow \boxed{V_{BE} = V_t \cdot \ln\left(\frac{x}{I_{ES}} + 1\right) = 0'656V}$

$y = \alpha_F x - I_C = 10'16 \cdot 10^{-3} A = I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right) \Rightarrow V_{BC} = V_t \cdot \ln\left(\frac{y}{I_{CS}} + 1\right) = 0'576V$

malla del BJT: $\boxed{V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} = 0'080V}$

c) I_E?? I_C?? $V_{CE} = 0'08\ V$; $V_{BE} = 0'656\ V$

EE: $I_B = \dfrac{V_I - V_{BE}}{R_B} = 9'344\ mA$

ES: $\boxed{I_C} = \dfrac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \boxed{14'92\ mA}$

$\boxed{I_E} = I_B + I_C = \boxed{24'26\ mA}$

d) ΔI_C?? ΔI_E??

$I_C = 14'9\ mA$

$I'_C = 14'92\ mA$

$\Delta I_C = 0'02\ mA$

$14'9 \longrightarrow 100\%$

$0'02 \longrightarrow x$

$\Delta I_C = 0'34\ \%$

$\Delta I_E = -0'16\ \%$

JUNIO 1998

Ejercicio 2

En el circuito de la figura 2 el voltímetro ideal V mide la tensión entre los terminales de colector y base del transistor bipolar pnp. Se le pide:

a) Indicar la región de funcionamiento del transistor. **(0,5 p.)**

b) Obtener mediante el modelo de Ebers-Moll la tensión medida por el voltímetro. Exprese dicha tensión en voltios con tres cifras decimales. **(1 p.)**

c) Calcular el valor de la corriente de colector I_C y su sentido. **(0,5 p.)**

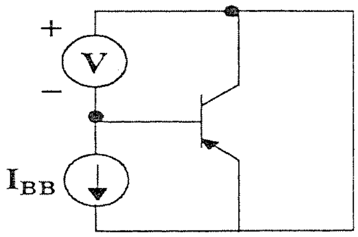


Figura 2

DATOS: $kT = 25$ meV, $I_{BB} = 0{,}1$ mA

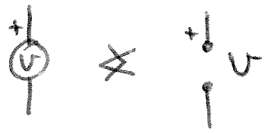
Parámetros del transistor:

$\alpha_F = 0{,}98$

$\alpha_R = 0{,}49$

$I_{ES} = 10^{-12}$ A

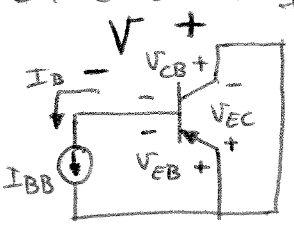
Voltímetro ideal $\Rightarrow R \to \infty$

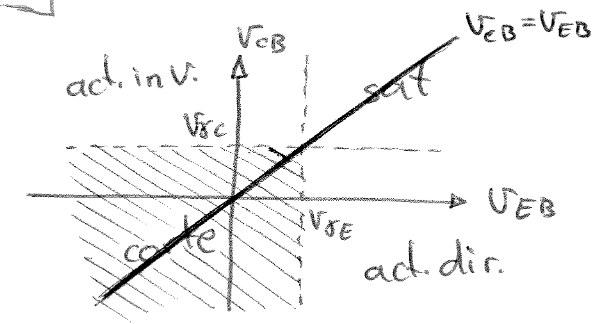


Teorema de reciprocidad

$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$

El circuito queda:





a) $I_B = I_{BB} = 0'1 \text{ mA} > 0 \Rightarrow$ No está en corte

$V_{EC} = 0$ (cortocircuito entre Emisor y Colector) $\Rightarrow V_{CB} = V_{EB}$

Como no nos dan el dato, suponemos: $V_{\gamma E} = V_{\gamma C}$

Vemos en la gráfica que el punto de trabajo caerá en la región de saturación fijo (sobre la recta $V_{CB} = V_{EB}$)

b) V_{CB}?? (modelo Ebers-Moll)

$I_B = I_{BB} = 0'1$ mA y además $I_B = I_E - I_C$

$$I_{BB} = \underbrace{I_{ES}\left(e^{V_{EB}/V_t} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{V_{EB}/V_t} - 1\right)}_{I_E} - \underbrace{\left[\alpha_F I_{ES}\left(e^{V_{EB}/V_t} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{V_{EB}/V_t} - 1\right)\right]}_{I_C}$$

$$I_{BB} = \left(e^{V_{CB}/V_t} - 1\right)\left(I_{ES} - \alpha_R I_{CS} - \alpha_F I_{ES} + I_{CS}\right) = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)\left(1 - \alpha_F - \alpha_F + \frac{\alpha_F}{\alpha_R}\right)$$

$$\boxed{V_{CB} = V_t \ln\left(\frac{I_{BB}}{I_{ES}\left(1 - 2\alpha_F + \frac{\alpha_F}{\alpha_R}\right)} + 1\right) = 0'460 \text{ V}}$$

c) I_c??

$$I_c = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_t}} - 1\right) - \underbrace{I_{CS}}_{\frac{\alpha_F I_{ES}}{\alpha_R}}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right) =$$

$V_{EB} = V_{CB}$

$$= \alpha_F I_{ES}\left(e^{V_{CB}/V_t} - 1\right)\left(1 - \frac{1}{\alpha_R}\right) = -98'1\ \mu A$$

El valor de I_c es de $98'1\ \mu A$ en sentido entrante al BJT

Ejercicio 2. En el circuito de la figura 2:

a) Calcule la tensión que se mediría entre la base y el colector V_{BC}, con precisión hasta el mV, sin hacer ninguna aproximación acerca del valor de I_{ES} **(1 p.)**.

b) Sabiendo que I_E =14 mA, calcule I_{ES} **(1 p.)**.

c) Suponga ahora, que donde antes se midió la tensión V_{BC} se coloca ahora un generador de tensión continua de 650 mV con el positivo en el terminal de base del transistor. Calcule la corriente de colector, con precisión hasta el mA, e indique su sentido **(0,5 p.)**.

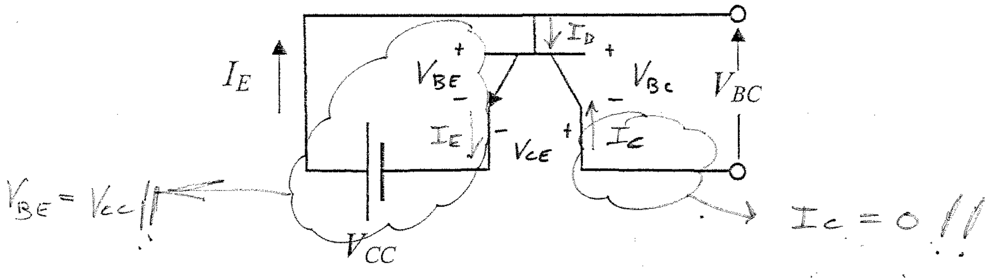


Fig. 2

DATOS: V_{CC}=0,625 V; α_R=0,818; I_{CS}=10^{-12} A; $V_t = kT/q$=0,025 V

Ecuaciones de Ebers-Moll:

- $I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$ [1]
- $I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$ [2]

Además: $\boxed{\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}}$

$\boxed{a}$ ¿V_{BC}?

$$[2] \quad I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$$

$\longrightarrow V_{BE} = V_{cc}$

$\longrightarrow I_C = 0$

$\longrightarrow \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$

$$0 = \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CC}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$$

$$\cancel{I_{CS}}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right) = \alpha_R \cancel{I_{CS}}\left(e^{\frac{V_{CC}}{V_t}} - 1\right)$$

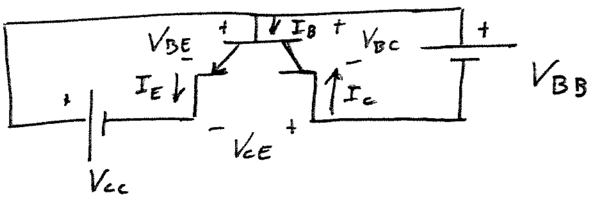
$$\boxed{V_{BC}} = V_t \cdot \ln\left[\alpha_R\left(e^{\frac{V_{CC}}{V_t}} - 1\right) + 1\right] = \boxed{0'620\ V}$$

$\boxed{b}$ ¿ I_{ES} ?

[1] $$I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$$

$$\boxed{I_{ES}} = \frac{I_E + \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)}{e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1} = \boxed{8'64 \cdot 10^{-13} A}$$

$\boxed{c}$ Cambian el circuito (por lo tanto NO valen los datos hallados), ¿ I_C ?



$V_{BB} = 0'650 \ V$

$$\boxed{\begin{array}{l} V_{BE} = V_{CC} \\ V_{BC} = V_{BB} \\ \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} \end{array}}$$

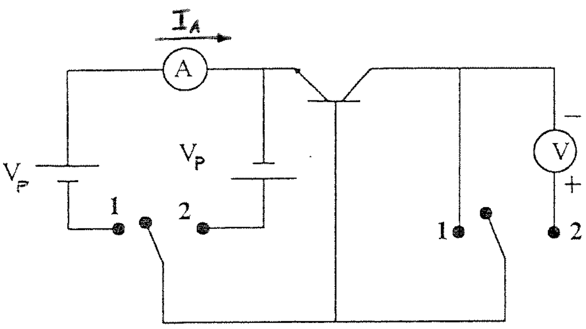
$$\boxed{I_C} = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right) =$$

$$= \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CC}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BB}}{V_t}} - 1\right) = \boxed{-0'136 \ A}$$

Así pues, la corriente de colector es de $0'136$ A, saliendo del transistor.

Ejercicio 2

En un laboratorio de homologación de dispositivos se desea conocer algunos parámetros de un transistor bipolar recién fabricado. Para ello, se habilita el circuito de la Figura en el que el conmutador C conecta **simultáneamente** las dos posiciones 1 o las dos posiciones 2. Si se conoce por otros medios el parámetro α_F=0,9 calcular:



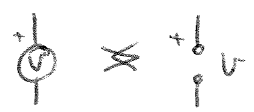
a) El parámetro I_{ES} si el conmutador está en la posición 1 y el amperímetro A registra una corriente de 10^{-6} A. **(0,7 p)**

b) El parámetro I_{CS} cuando el conmutador está en la posición 2, si la tensión medida por el voltímetro V, es 0,58 V. **(1 p.)**

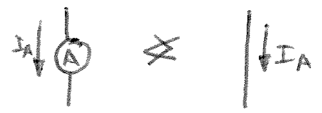
c) El parámero α_R. **(0,3 p.)**

Datos: Vp = 0,60 V, kT/e=0,025 V, el voltímetro V y el amperímetro A son ideales, (resistencia interna del amperímetro nula y del voltímetro infinita)

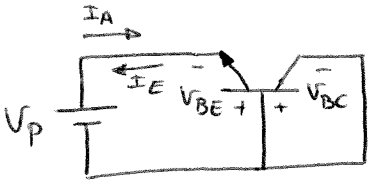
Voltímetro ideal



Amperímetro ideal



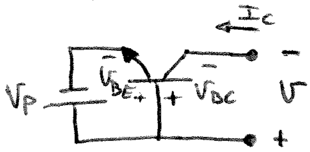
a) I_{ES}?? conmutador en pos 1, $I_A = 10^{-6}$ A



$$\begin{cases} V_{BC} = 0 \ (\text{cortocircuito}) \\ I_E = -I_A \\ V_{BE} = -V_p \end{cases}$$

$$I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - \cancel{\alpha_R I_{cs}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)}^{\,1-1=0} \ ; \ \boxed{I_{ES} = \frac{-I_A}{e^{\frac{-V_p}{V_t}} - 1} = I_A = 10^{-6}\,A}$$

b) I_{cs}?? conmutador en pos 2, $V = 0'58V$



$$\begin{cases} I_c = 0 \\ V_{BE} = V_p \\ V_{BC} = V \end{cases}$$

$$I_c = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - I_{cs}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right) = 0$$

$$\boxed{I_{cs} = \frac{\alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_p}{V_t}} - 1\right)}{e^{V/V_t} - 1} = 2 \cdot 10^{-6}\,A}$$

c) α_R??

Teorema de reciprocidad:

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{cs}$$

$$\boxed{\alpha_R = \frac{\alpha_F I_{ES}}{I_{cs}} = \frac{0'9 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-6}} = 0'45}$$

PROBLEMA 3. Los tres transistores MOST de las figuras 3.1-3.3 son transistores de acumulación. Cuando funcionan en régimen de saturación, su corriente de drenador viene dada por la ecuación $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$ donde $|V_T| = 2$ V y $k = 2$ mA $\cdot$ V^{-2}. Advierta que hay transistores de canal n y de canal p

a) Para cada circuito, determinar si el transistor se encuentra funcionando en corte, en la región gradual o en la región de saturación **(1 p.)**

b) Para el (o los) transistores que se encuentren funcionando en la región de saturación, calcular la corriente de drenador I_D y la tensión drenador fuente V_{DS} indicando claramente su signo **(1 p.)**

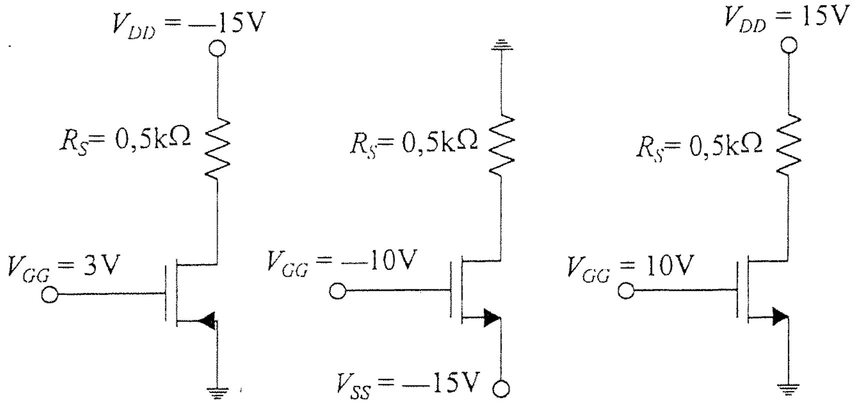
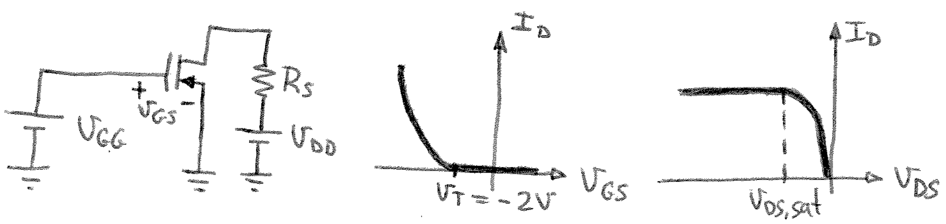


Figura 3.1 Figura 3.2 Figura 3.3

En saturación: $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$; $|V_T| = 2V$
$k = 2mA/V^2$

Figura 3.1

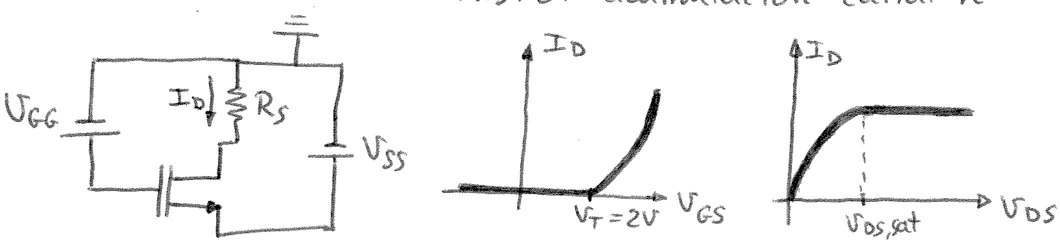
MOSFET acumulación de canal p



Vemos en el circuito que: $V_{GG} = V_{GS} = 3V > V_T \Rightarrow \boxed{FET \equiv Corte}$

Figura 3.2

MOSFET acumulación canal n



Vemos en el circuito que: $V_{GS} = V_{GG} - V_{SS} = -10 - (-15) = 5V$
$V_{GS} = 5V > V_T \Rightarrow FET \equiv$ conducción

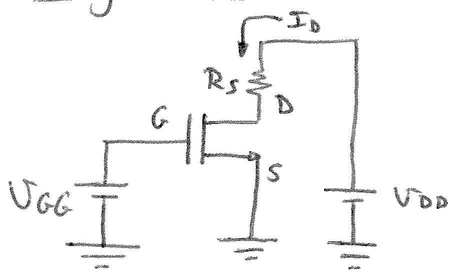
Suponemos FET ≡ Sat $\Rightarrow I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \iff \begin{cases} V_{GS} \geq V_T \\ V_{DS} \geq V_{DS,sat} \end{cases}$

$\boxed{I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 2m(5-2)^2 = 18\,mA}$

malla: $\boxed{V_{DS} = -V_{SS} - I_D R_S = -(-15) - 18\cancel{m} \cdot 0'5\cancel{K} = 6\,V} \geq V_{DS,sat}$

$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = 3\,V$ $\boxed{\boxed{FET \equiv sat}}$

Figura 3.3



MOSFET acumulación canal n
(mismas gráficas que 3.2)

Vemos que: $\boxed{V_{GS} = V_{GG} = 10\,V} \geq V_T = 2V$

FET ≡ conducción

Suponemos FET ≡ sat $\Rightarrow I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \iff \begin{cases} V_{GS} \geq V_T \\ V_{DS} \geq V_{DS,sat} \end{cases}$

$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = 2m(10-2)^2 = 128\,mA$

malla: $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S = 15 - 128\cancel{m} \cdot 0'5\cancel{K} = -49\,V \not\geq V_{DS,sat}$

$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = 8\,V$

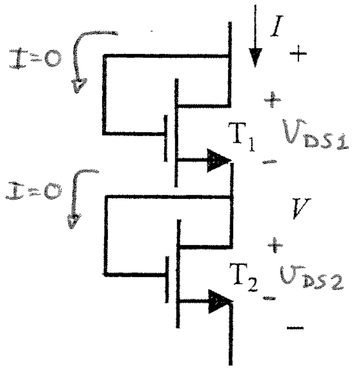
El FET No puede estar en saturación $\Rightarrow \boxed{\boxed{FET \equiv gradual}}$

Ejercicio 3. El componente de dos terminales de la figura 3.1 está formado por 2 MOST de canal n de acumulación. La característica de este componente es igual a la que tiene el componente de la figura 3.2 si sus parámetros son ajustados adecuadamente.

a) Calcular la expresión de k_3 y V_{T3} en función de k_1, k_2, V_{T1} y V_{T2} para que las características *V-I* de los componentes de las figuras 3.1 y 3.2 sean idénticas **(2 p.)**

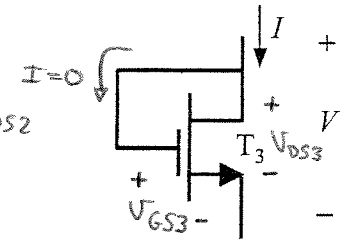
b) ¿Cuánto vale I si $V = V_{T1} + V_{T2}$? **(0,5 p.)**.

DATOS: En saturación $i_D = k_i\,(V_{GS} - V_{Ti})^2$, $V_{Ti} > 0$, i = 1, 2, 3



$V = V_{DS1} + V_{DS2}$

Figura 3.1



$V = V_{DS3}$

$V_{GS3} = V_{DS3}$

Figura 3.2

Vemos en los circuitos: $\begin{cases} I = I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} \\ V = V_{DS3} = V_{DS1} + V_{DS2} \\ V_{GSi} = V_{DSi} \quad \forall i = 1,2,3 \end{cases}$

a) k_3, V_{T3} ?? Dato: En saturación $i_D = k_i\,(V_{GS} - V_{Ti})^2$

Vamos a buscar una expresión como $I_{D3} = k_3\,(V_{GS3} - V_{T3})^2$ para identificar k_3 y V_{T3}.

NOTA: Vamos a demostrar que T_1, T_2 y T_3 NO están en gradual y por lo tanto podemos usar la ecuación.

Cuando en un MOSFET de acumulación de canal n cortocircuitamos G y D, aseguramos que NO está en gradual.

Para que un FET de estas características esté en saturación y no en gradual, se debe cumplir: $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$

cortocircuito: $V_{DS} = V_{GS} \Rightarrow V_{GS} \geq V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T \Rightarrow V_T \geq 0$

$$I_{D1} = I_{D3} = k_1\,(V_{GS1} - V_{T1})^2\ ;\ V_{GS1} = V_{DS1} \quad \sqrt{\frac{I_{D3}}{k_1}} = V_{DS1} - V_{T1}$$

$$I_{D2} = k_2\,(V_{GS2} - V_{T2})^2 = I_{D3}\ ;\ V_{GS2} = V_{DS2} \quad \sqrt{\frac{I_{D3}}{k_2}} = V_{DS2} - V_{T2}$$

sumando ...

$$\sqrt{I_{D3}}\left(\frac{1}{\sqrt{k_1}} + \frac{1}{\sqrt{k_2}}\right) = V_{DS3} - (V_{T1} + V_{T2})\ ;\ V_{DS1} + V_{DS2} = V_{DS3} = V_{GS3}$$

$$I_{D3} = \left(\frac{V_{DS3} - (V_{T1} + V_{T2})}{\frac{1}{\sqrt{k_1}} + \frac{1}{\sqrt{k_2}}}\right)^2$$ identificando ...

$$\boxed{k_3 = \left(\frac{1}{\frac{1}{\sqrt{k_1}} + \frac{1}{\sqrt{k_2}}}\right)^2 \qquad V_{T3} = V_{T1} + V_{T2}}$$

b) I?? $\quad V = V_{T1} + V_{T2}$

Recordamos que: $\quad I = I_{D3}$

$$V = V_{DS1} + V_{DS2} = V_{DS3} = V_{GS3}$$

por lo que podemos usar la expresión del apartado a)

$$\boxed{I = k_3\left[(V_{T1}+V_{T2}) - (V_{T1} + V_{T2})\right]^2 = 0}$$

Ejercicio 3. Para una determinada aplicación en que se desea duplicar la capacidad de conducción de corriente del transistor MOS de canal n, se ha decidido conectar otro transistor similar en paralelo, como muestra la Figura 3. En el caso ideal en que ambos transistores fueran idénticos, el dispositivo conjunto que forman se comportaría como un único transistor equivalente de parámetro κ igual al doble del de los transistores individuales, y de la misma tensión umbral.

No obstante, se ha detectado que las tensiones umbrales de ambos transistores son diferentes, lo que le aparta del funcionamiento ideal indicado, como pretende ilustrar este ejercicio. A pesar de ello, el dispositivo conjunto se comporta como un MOSFET de canal n en cuanto a que tiene V_T y $V_{DS,SAT}$

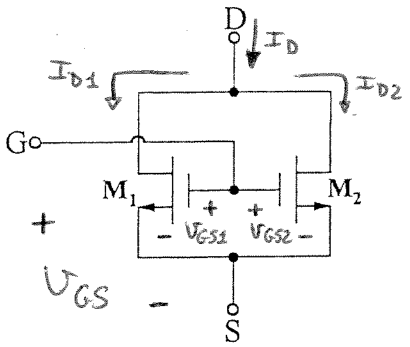


Figura 3

Obtener razonadamente para el dispositivo conjunto:

a) Su tensión umbral V_T **(0,8 p.)**

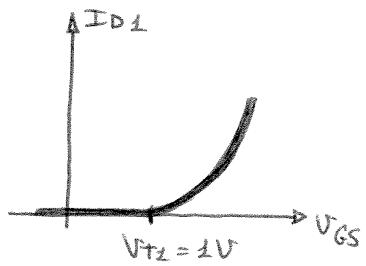
b) La tensión $V_{DS,SAT}$ para $V_{GS} = 3$ V **(0,8 p.)**

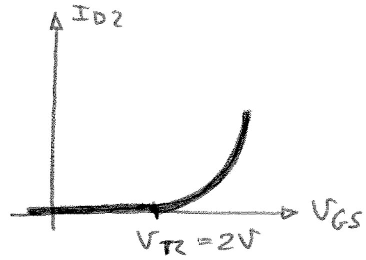
c) La expresión de la característica $I_D = f(V_{GS})$ para saturación (activa), es decir, M_1 y M_2 en saturación **(0,9 p.)**

DATOS: $\kappa_1 = \kappa_2 = 1$ mA/V^2, $V_{T1} = 1$ V, $V_{T2} = 2$ V,
En saturación $I_D = \kappa\,(V_{GS}-V_T)^2$

$V_{GS} = V_{GS1} = V_{GS2}$

a) V_T ??



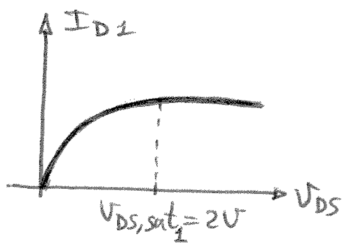


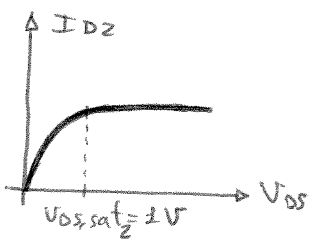
V_T es la tensión tal que si $V_{GS} < V_T$ el conjunto se corta.
Es necesario que los dos FETs se corten para que el conjunto se corte (es decir, si uno conduce, el conjunto conduce, pues $I_D = I_{D1} + I_{D2}$). Así, $\boxed{V_T = 1V}$

Por ejemplo, para $V_{GS} = 1'5V$ $\left\{ \begin{array}{l} M_2 \equiv \text{corte} \\ M_1 \equiv \text{conducción} \end{array} \right\}$ el conjunto No está en corte

b) $V_{DS,sat}$?? $V_{GS} = 3V$

Nos tiene que salir que: $\boxed{V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = 3 - 1 = 2V}$





$V_{DS,sat_1} = V_{GS} - V_{T1} = 2V$ $V_{DS,sat_2} = V_{GS} - V_{T2} = 1V$

$V_{DS,sat}$ es la tensión tal que si $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$ el conjunto entra en saturación. Es necesario que los dos FETs estén en saturación para que el conjunto esté en sat. (con que uno esté en gradual, el conjunto está en gradual)

Así, $\boxed{V_{DS,sat} = 2\,V}$

Por ejemplo, para $V_{DS} = 1'5\,V$ $\left\{\begin{matrix} M_2 \equiv \text{sat} \\ M_1 \equiv \text{gradual} \end{matrix}\right\}$ El conjunto está en gradual

c) $I_D = f(V_{GS})$?? $M_1, M_2 \equiv \text{sat}$

$$I_D = I_{D1} + I_{D2} = k\,(V_{GS1} - V_{T1})^2 + k\,(V_{GS2} - V_{T2})^2$$

por estar en paralelo $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$

$$\boxed{I_D = k\,(2V_{GS}^2 - 6\,V_{GS} + 5)\ (A)}$$

JUNIO 2003

Ejercicio 3.

Para el circuito de la figura 3.1:

a) Calcule la corriente i_O en función de las señales de entrada v_I y v_2. Suponga que todos los FET están en saturación. **(0,9 p.)**.

Para el circuito de la figura 3.2:

b) Calcule la relación v_O/v_I suponiendo que los FET están en saturación **(0,7 p.)**.

c) Sabiendo que los FET no entran en región gradual, ¿en qué rango de valores de v_O los FET operan en saturación? **(0,9 p.)**.

DATOS: $R = 1\ \text{k}\Omega$

Ambos FET son NORMAL-ON (de deplexión), con $\kappa = 1\ \text{mA/V}^2$; $|V_T| = 1\ \text{V}$

NOTA: No se necesita el valor de V_{DD} para resolver el ejercicio.

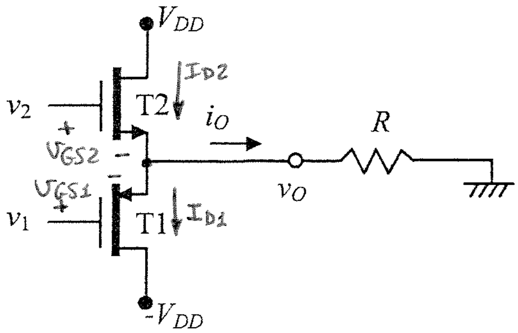


Fig. 3.1

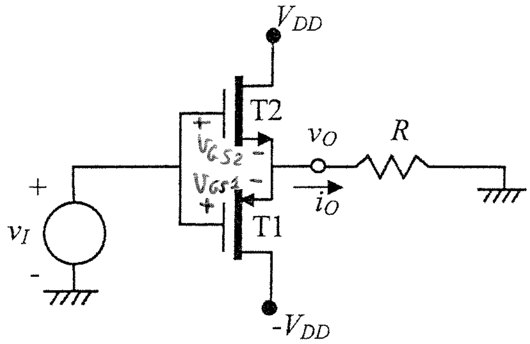
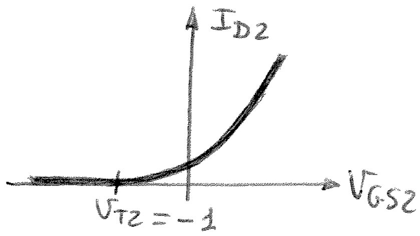
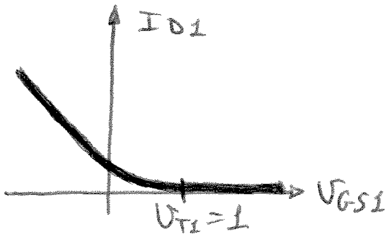


Fig. 3.2





a) $i_o = f(v_1, v_2)$?? FET ≡ sat

por mallas:

$\left.\begin{array}{l} V_{GS2} = V_2 - V_o \\ V_{GS1} = V_1 - V_o \end{array}\right\}$

$$i_o = I_{D2} - I_{D1} = k(V_{GS2} - V_{T2})^2 - k(V_{GS1} - V_{T1})^2$$

$$i_o = k\Big[\underbrace{(V_2 - V_o - V_{T2})^2}_{a^2} - \underbrace{(V_1 - V_o - V_{T1})^2}_{b^2}\Big]$$

$(a+b)(a-b) = a^2 - b^2$

$$i_o = k\Big[(V_2 - V_o - \underbrace{V_{T2}}_{-(-1)} + V_1 - V_o - \underbrace{V_{T1}}_{+1})(V_2 - \cancel{V_o} - V_{T2} - V_1 + \cancel{V_o} + V_{T1})\Big]$$

$$i_o = k\left[(V_2 + V_1 - 2V_o)(V_2 - V_1 + 2)\right] = k\left[V_2^2 - \cancel{V_1 V_2} + 2V_2 + \cancel{V_1 V_2} - V_1^2 + 2V_1 + \right.$$

$$\left. - 2V_o(V_2 - V_1 + 2)\right] = k(V_2^2 + 2V_2 + 2V_1 - V_1^2) - 2k(R\,i_o)(V_2 - V_1 + 2)$$

$$\boxed{i_o = \frac{k(V_2^2 - V_1^2 + 2V_2 + 2V_1)}{1 + 2(V_2 - V_1 + 2)}}$$

b) V_o/V_i ?? $T_1, T_2 \equiv sat$

Los dos circuitos son iguales, teniendo en cuenta que en el segundo se han cortocircuitado V_1 y V_2; es decir, en el segundo, $V_I = V_1 = V_2$

Por esto podemos usar la expresión anterior.

$$i_o = \frac{k(\cancel{V_I^2} - \cancel{V_I^2} + 2V_I + 2V_I)}{1 + 2(\cancel{V_I} - \cancel{V_I} + 2)}$$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{k\,4V_i}{5} \quad ; \quad k \cdot R = 1 \quad \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{4}{5}}$$

c) V_o ?? $T_1, T_2 \equiv sat$?? $T_1, T_2 \neq$ gradual

Nota: No tenemos que forzar la condición que separa saturación de gradual.

$V_{GS1} = V_{GS2} = V_I - V_o$

$V_I = 1{,}25\,V_o$

T_1 : $V_{GS1} \leq V_{T1}$

$V_I - V_o \leq V_{T1}$

$1'25V_o - V_o \leq V_{T1} \Rightarrow \boxed{V_o \leq V_{T1}/0'25 = 4\,V}$

T_2 : $V_{GS2} \geq V_{T2} \Rightarrow \boxed{V_o \geq -4\,V}$

$$\left.\begin{array}{l} \\ \end{array}\right\} \boxed{\begin{array}{c} -4 \leq V_o \leq 4 \\ |V_o| \leq 4 \end{array}}$$

Ejercicio 3. En el circuito inversor CMOS de la figura 3.1 los dos MOSFET (M_1 y M_2) tienen el mismo valor absoluto de la tensión umbral $|V_{T1}|=|V_{T2}|$ y la misma constante $\kappa_p=\kappa_n$. Los dos son normalmente off. Cuando están trabajando en saturación cumplen las respectivas ecuaciones que se indican en las figuras 3.2 y 3.3. Calcular:

a) La región del plano (v_I, v_O) en la que los dos MOSFET trabajan en saturación. **(1 p.)**

b) La expresión de v_I en función de v_O cuando los dos MOSFET están trabajando en saturación y la corriente i=0. **(1 p.)**

c) Dibuje en el plano (v_I, v_O) la región calculada en a) y la característica de transferencia calculada en b) **(0,5 p.)**

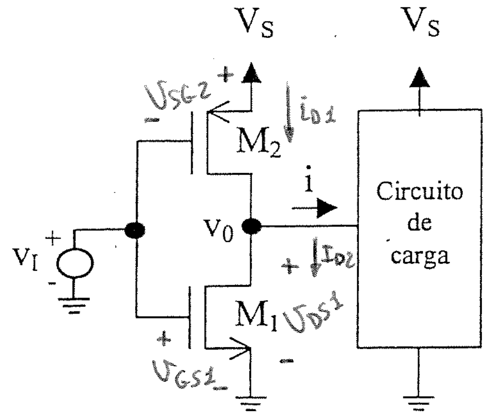
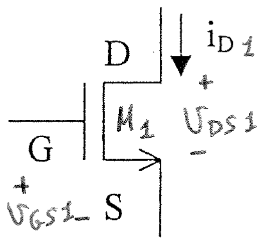
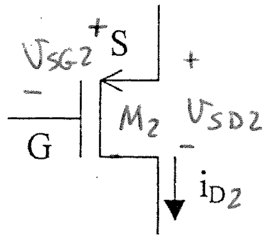


Figura 3.1



$i_{D1}=\kappa(v_{GS1}-|V_T|)^2$

Figura 3.2

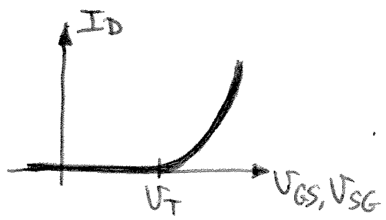


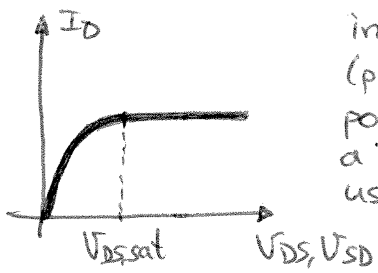
$i_{D2}=\kappa(v_{SG2}-|V_T|)^2$

Figura 3.3

DATOS: $\kappa = 1$ mA/V^2, $|V_T|$=1V, V_S=10V, $|V_{T1}| = |V_{T2}|$

normalmente off ≡ acumulación





Nota: en este ejercicio nos invierten el sentido de V_{GS2} (ponen V_{SG}), del Most de canal p, por lo que entonces NO vamos a invertir las gráficas, usaremos las mismas que para un canal n.

a) Región del plano (V_I, V_O) con M_1, M_2 ≡ sat

$M_1 \equiv sat \iff \begin{cases} V_{GS1} \geq V_T \\ V_{DS1} \geq V_{DS,sat} \end{cases}$ $\quad V_{GS1} = V_I \Rightarrow V_I \geq V_T \Rightarrow \boxed{V_I \geq 1}$

$V_{DS1} = V_O \Rightarrow V_O \geq V_{DS,sat}$

$V_O \geq V_{GS1} - V_T \Rightarrow \boxed{V_O \geq V_I - 1}$

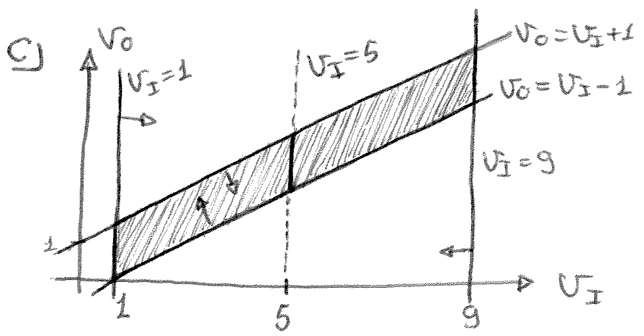
$M_2 \equiv sat \iff \begin{cases} V_{SG2} \geq V_T \\ V_{SD2} \geq V_{SD,sat} \end{cases}$ $\quad V_{SG2} = V_S - V_I \Rightarrow V_I \leq V_S - V_T \Rightarrow \boxed{V_I \leq 9}$

$V_{SD2} = V_S - V_O \Rightarrow V_S - V_O \geq V_{SG2} - V_T$

$V_S - V_O \geq V_S - V_I - V_T$

$\boxed{V_O \leq V_I + 1}$

c)



b) $V_I = f(V_O)$? $i=0 \Rightarrow i_{D1} = i_{D2}$

$\cancel{K}(V_{GS1}-|V_T|)^2 = \cancel{K}(V_{SG2}-|V_T|)^2 \Rightarrow V_{GS1} = V_{SG2}$

$\Rightarrow V_I = V_S - V_I \Rightarrow \boxed{V_I = \frac{V_S}{2} = 5}$

Ejercicio 2.

a) Calcule la corriente I_A suponiendo que T_1 está en saturación, T_2 en activa y que $V_A = 2$ V **(1 p.)**

b) Si $V_A \le V_T$, ¿cuál es el estado de T_2? **(0,5 p.)**

c) ¿Existe algún valor de V_A que hace que T_2 entre en saturación, y en ese caso cuál es? (Suponga T_1 en la región lineal, en la que se comporta como una resistencia controlada por la tensión puerta-fuente) **(1 p.)**

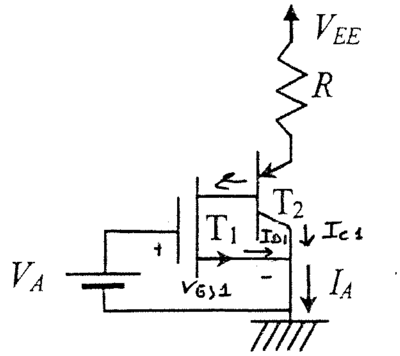


Figura 2

DATOS:

T_1: $k = 1\dfrac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ $V_T = 1\text{V}$; en saturación $I_D = k(V_{GS}-V_T)^2$

T_2: $\beta = 100$ $V_{EB}(ON) = V_{\gamma E} = 0{,}7\text{V}$ $V_{ECsat} = 0{,}2\text{V}$

$V_{EE} = 10\text{V}$ $R = 10\Omega$

* $I_{B2} = I_{D1}$
* $V_{GS1} = V_A$

$\boxed{a}$ ¿I_A? $T_1 \equiv$ SATURACIÓN
$T_2 \equiv$ ACTIVA DIRECTA $\boxed{V_A = 2\text{V}}$

$$\boxed{I_A} = I_{D1} + I_{C2} = (\beta+1)K(V_A - V_T)^2 = 101 \cdot 10^{-3}(2-1)^2 = \boxed{101 \text{ mA}}$$

* $I_{D1} = K(V_{GS1} - V_T)^2 = K(V_A - V_T)^2$
* $I_{C2} = \beta I_{B2} = \beta I_{D1} = \beta K (V_A - V_T)^2$

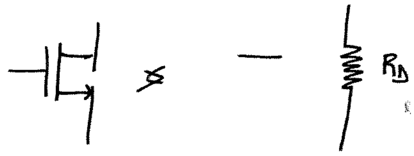
$\boxed{b}$ ¿Estado T_2? $V_A \le V_T$

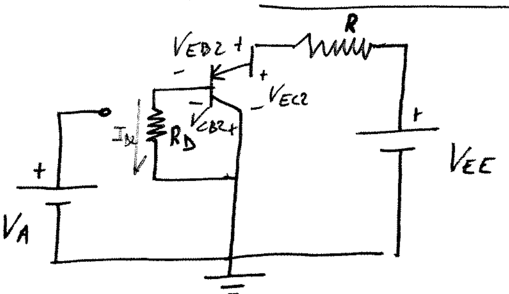
$$V_A \le V_T \Rightarrow V_{GS1} \le V_T \Rightarrow \boxed{T_1 \equiv \text{CORTE}} \Rightarrow I_{D1} = 0 \Rightarrow \boxed{I_{B2} = 0}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{T_2 \equiv \text{CORTE}}$$

$\boxed{c}$ ¿V_A? $\boxed{T_2 \Rightarrow \text{SATURACIÓN}}$ $T_1 \equiv$ óhmica





Suponiendo $T_2 \equiv$ SAT $\Rightarrow \begin{cases} V_{EB2} = V_{\gamma E} \\ V_{EC2} = V_{EC,sat} \end{cases}$

$$I_{B2} = \frac{-V_{CB2}}{R_D} = \frac{-(V_{EB2} - V_{EC2})}{R_D} = \frac{V_{EC2} - V_{EB2}}{R_D} = \frac{-0'5}{R_D} < 0$$

NO CUMPLE LA 1ª CONDICIÓN DE SAT. $I_B > 0$

$$\boxed{\nexists\, V_A \,/\, T_2 \equiv \text{SAT}}$$

Ejercicio 4. En el circuito de la figura 4 los transistores Q1 y Q2 son MOST de acumulación en tanto que el Q3 es de deplexión. Se supone que todos operan en la región de saturación.
De estos transistores se conoce además que:

- Q1 y Q2 son iguales y su ecuación de transferencia es $I_D = 100\,(V_{GS}-4)^2$, donde I_D se expresa en mA y V_{GS} en voltios.
- Q3 responde a la ecuación de transferencia $I_D = 100\,(V_{GS}+2)^2$, donde I_D se expresa en mA. y V_{GS} en voltios.

Q_1, Q_2 iguales: $I_D = 100(V_{GS}-4)$

Q_3 : $I_D = 100\,(V_{GS}+2)^2$

Se pide:

a) El valor de V_{DS2} **(1 p.)**.
b) El valor de I_{D1} **(1 p.)**.
c) Compruebe si el transistor Q3 esta realmente en saturación. **(0,5 p.)**

$I_{D2} = I_{D3}$

$V_{GS3} = 0$

$V_{DS2} = V_{GS2}$

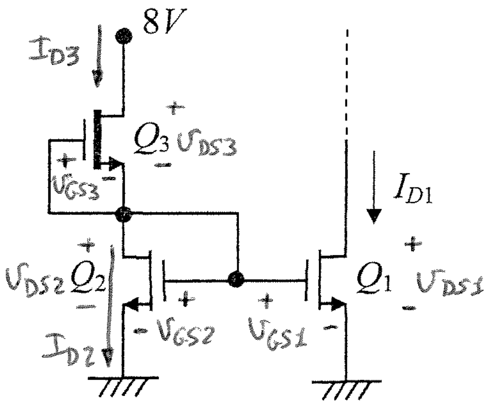
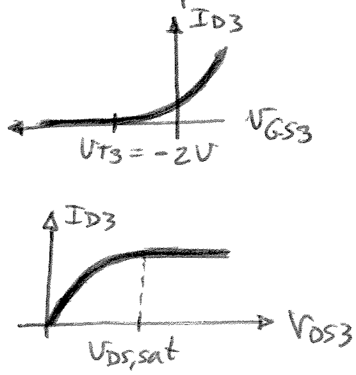


Figura 4

Q_3: Most deplexión



a) V_{DS2}??

$I_{D2} = I_{D3}$

$\cancel{100}\,(V_{GS2}-4)^{\cancel{2}} = \cancel{100}\,(\cancel{V_{GS3}}^{\,0}+2)^{\cancel{2}} \Rightarrow \boxed{V_{GS2} = 2+4 = 6V}$

b) I_{D1}??

$\boxed{I_{D1}} = 100\,(V_{GS1}-4)^2 = 100\,(V_{DS2}-4)^2 = 100\,(6-4)^2 = \boxed{400\,mA}$

c) $Q_3 \equiv sat$ realmente??

tenemos que comprobar: $\begin{cases} V_{GS3} \geq V_{T3} \\ V_{DS3} \geq V_{DS,sat} \end{cases}$

$V_{GS3} = 0 \geq V_{T3} = -2$ (o.k.)

$\left.\begin{array}{l} V_{DS3} = 8 - V_{DS2} = 2 \\ V_{DS,sat} = V_{GS3} - V_{T3} = 2 \end{array}\right\}\ 2 \geq 2$ (o.k.)

$V_{DS3} = V_{DS,sat}$

estamos justo en el límite entre gradual y saturación.

JUNIO 2009

Ejercicio 4.

Para el circuito de la figura, suponiendo que todos los transistores trabajan en saturación, se pide:

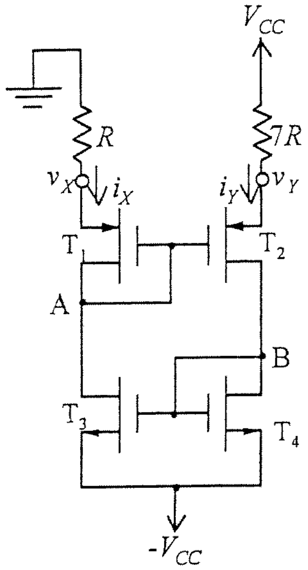
a) Expresar i_X en función, exclusivamente, de i_Y (0,6 p.)

b) Expresar v_Y en función, exclusivamente, de v_X (0,6 p.)

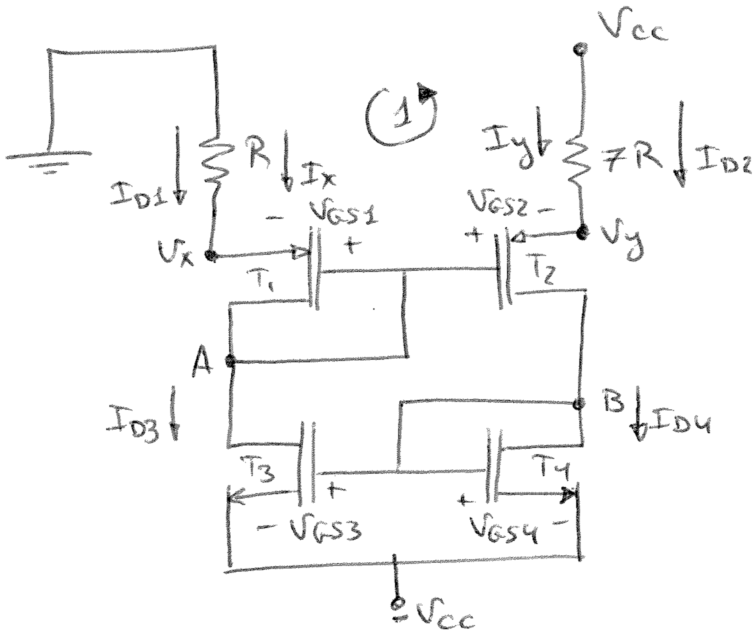
Para $R = 1$ kΩ, $V_{CC} = 6$ V:

c) Calcular i_Y y v_X (0,6 p.)

d) Calcular las tensiones en los nodos A y B (0,7 p.)



DATOS. Todos los transistores son de acumulación (normalmente OFF). T_1 y T_2 son iguales con $\kappa_p = 0{,}25$ mA·V^{-2}, $|V_{Tp}| = 0{,}5$ V. T_3 y T_4 son iguales con $\kappa_n = 1{,}0$ mA·V^{-2}, $|V_{Tn}| = 1{,}0$ V. Ignore el efecto Early.



a) $i_x = f(i_y)$??

$i_x = I_{D1} = I_{D3}$

$i_y = I_{D2} = I_{D4}$

Además: $V_{GS3} = V_{GS4}$

como $T_3 \equiv T_4$ y están en sat: $I_{D3} = I_{D4}$

$\boxed{i_x = i_y}$

b) $V_y = f(v_x)$?? $T_1 \equiv T_2$ en sat

$I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow V_{GS1} = V_{GS2}$

sólo analizamos malla 1:

$V_x + \cancel{V_{GS1}} - \cancel{V_{GS2}} - V_y = 0 \Rightarrow \boxed{V_x = V_y}$

c) $R = 1\,k\Omega$, $V_{cc} = 6\,V$ $\quad i_y, V_x$??

malla 1: $-i_x R + \cancel{V_{GS1}} - \cancel{V_{GS2}} + i_y 7R - V_{cc} = 0$

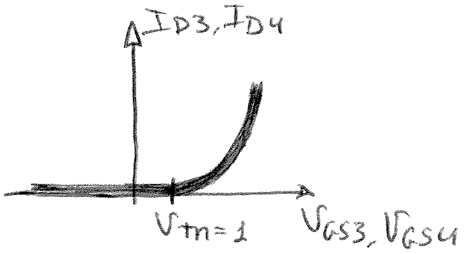
$$i_y(6R) = V_{cc} \Rightarrow \boxed{i_y} = \frac{V_{cc}}{6R} = \boxed{1\,mA}$$

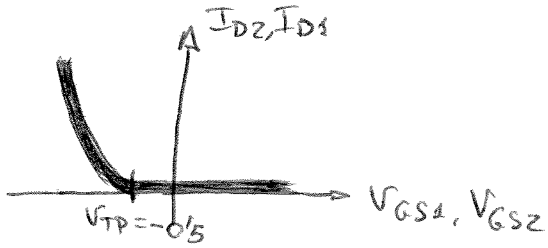
desde masa: $\boxed{V_x} = -i_x R = -i_y R = \boxed{-1\,V}$

d) V_A, V_B??

$I_{D1} = i_y = K(V_{GS1} - V_{T1})^2 \Rightarrow V_{GS1} = V_{T1} \pm \sqrt{\frac{i_y}{K}} = \left\langle \begin{array}{l} \oplus \leq V_{TP} \\ \ominus = -2'5\,V \end{array} \right.$

$I_{D4} = i_x = K(V_{GS4} - V_{T4})^2 \Rightarrow V_{GS4} = V_{T4} \pm \sqrt{\frac{i_y}{K}} = \left\langle \begin{array}{l} \oplus = 2\,V \\ \ominus \geq V_{Tn} \end{array} \right.$





$\boxed{V_A} = V_x + V_{GS1} = -1 + (-2'5) = \boxed{-3'5\,V}$

$\boxed{V_B} = -V_{cc} + V_{GS4} = -6 + 2 = \boxed{-4\,V}$

Ejercicio 3. El circuito de la Figura 3.1 utiliza un transistor JFET de canal n de deplexión (normal-ON) en estática. Para altas tensiones V_{DS}, la unión pn entre puerta y drenador de dicho transistor T_1 entra en disrupción. La Figura 3.2 muestra la curva característica de salida en fuente común de T_1 para $V_{GS} = V_{GG}$, en la que se observa que presenta un nuevo tramo vertical cuando $V_{DS} = V_{DS,max}$. Como consecuencia, en el circuito de la Figura 3.1 el transistor T_1 puede operar en un nuevo estado (disrupción) dependiendo del valor de R. Este efecto puede modelarse utilizando como circuito equivalente de T_1 el mostrado en la Figura 3.3, que consta de un transistor T_2 ideal (es decir, sin disrupción) y un diodo Zener.

Se le pide que calcule:

a) La tensión $V_{DS,max}$ que se muestra en la Figura 3.2 **(0,5 p)**.

b) La corriente I_G para R = 5 kΩ, sabiendo que T_1 NO opera en gradual **(1 p)**.

c) La corriente I_G para R = 1 kΩ, sabiendo que T_1 NO opera en gradual **(1 p)**.

DATOS:

V_{DD}= 24 V, V_{GG}= –2 V

Tensión de disrupción del diodo Zener: $|V_Z|$ = 10 V

De T_2: κ=1 mA/V^2, V_T= –4 V

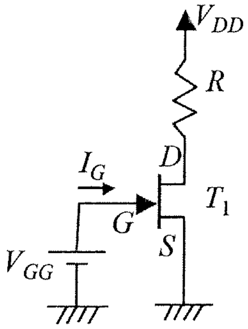


Figura 3.1

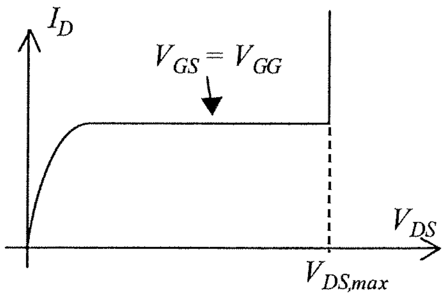


Figura 3.2

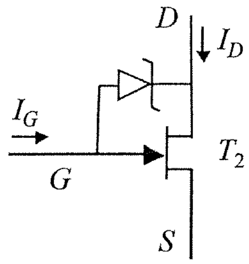
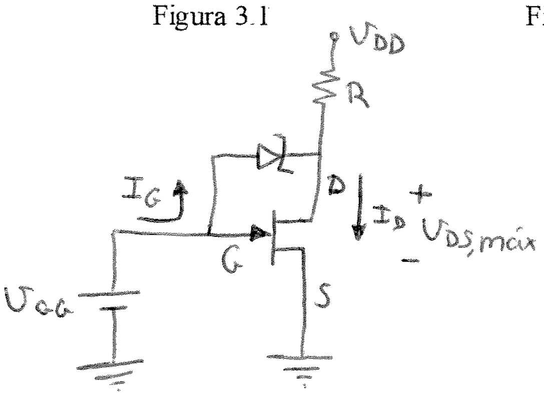
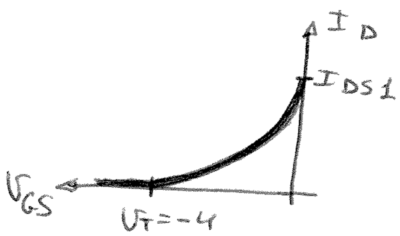


Figura 3.3



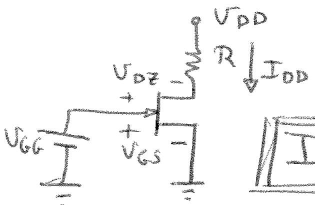


a) $V_{DS,max}$?? Es la tensión V_{DS} cuando $\begin{cases} FET = SAT \\ ZÉNER = DIS \end{cases}$

$$\boxed{V_{DS\,max} = V_{GG} + V_Z = -2 + 10 = 8V}$$

b) I_G?? $R = 5k\Omega$ $T_1 \neq$ gradual $\Rightarrow$ No comprobaremos $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$

Suponemos: FET = sat , ZÉNER = OFF



FET: $I_D = k\,(V_{GS} - V_T)^2 \rightarrow V_{GS} \geq V_T$

Z: $I_G = 0 \rightarrow V_{DZ} \in [-V_Z, V_\gamma]$

$$\boxed{I_G = 0}$$

$V_{GS} = V_{GG} = -2V \geq V_T = -4V$ (correcto)

$$\boxed{V_{DZ} = V_{GG} + I_D R - V_{DD} = V_{GG} + k\,(V_{GS} - V_T)^2 R - V_{DD} = -6V}$$ (correcto)

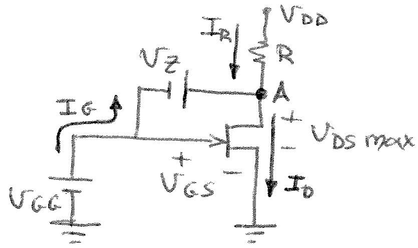
c) I_G ?? $R = 1\,k\Omega$

Repitiendo las suposiciones y cuentas del apartado anterior...

$V_{GS} = -2V \geq V_T$ (ok)

$V_{DZ} = -22\,V \notin [-V_Z, V_\gamma]$ (error)

Suponemos ZÉNER = DIS, FET = SAT



FET: $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} \geq V_T$

Z: $V_{DZ} = -V_Z \Rightarrow I_G < 0$

$V_{GS} = V_{GG} = -2\,V$ (ok)

nudo A: $I_G = I_R - I_D = \dfrac{V_{DD} - V_{DS\,max}}{R} - k(V_{GS} - V_T)^2 = -12mA$

$\boxed{I_G = -12\,mA} < 0$ (ok)

 ASEQUIBLE (quizá demasiado intuitivo. Os cuesta empezarlo)

Ejercicio 1. El circuito detector de impulsos de la figura 1.1 produce una indicación visible de los pulsos de corriente positivos y negativos. El circuito está formado por un divisor de resistencias conectado a un circuito rectificador compuesto por los diodos, D_1 y D_2, y los LEDs D_3 y D_4. El *J-FET* de canal n, en saturación, fija la corriente directa de los LEDs a un valor constante. Esto hace que la potencia luminosa emitida por los LEDs sea la misma para un rango de valores de la entrada de impulsos de corriente.

a) Explique cualitativamente y de manera razonada el estado de los 4 diodos cuando la señal de entrada sea la mostrada en la figura 1.2. **(0,5 p)**

b) Calcule el valor de la corriente directa de los LEDs cuando están en ON. **(0,5 p)**

c) Calcule el mínimo valor de I_0 necesario para que el circuito funcione con el J-FET en saturación. **(1,5 p)**

DATOS: $R_1 = R_2 = 100\ \Omega$; I_0=100 mA
Diodos: Modelo lineal por tramos con $V_\gamma = 0.7$ V
J-FET: $\kappa = 0{,}625$ mA/V^2; $|V_T| = 4$V.

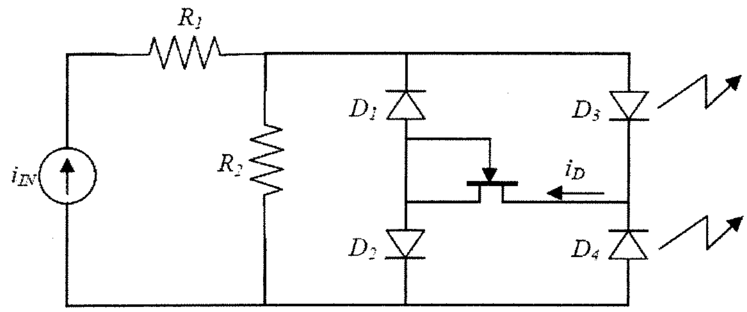


Figura 1.1

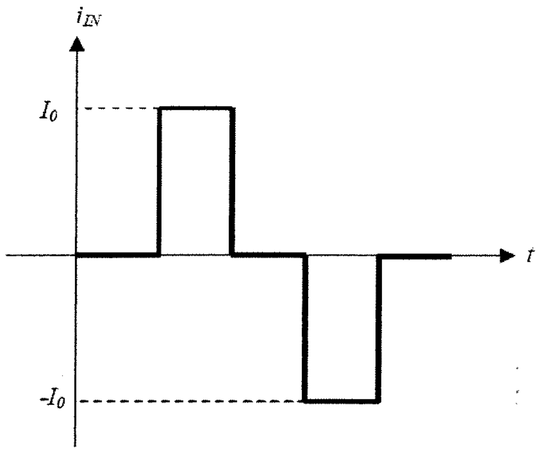


Figura 1.2

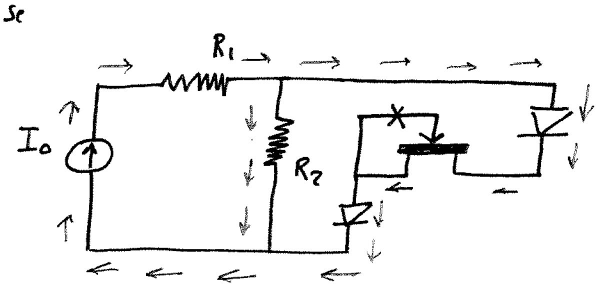
a IMPORTANTE: Piden explicación cualitativa, es decir, ni una sola cuenta!!!

La señal de entrada i_{IN} tiene tres valores fijos: 0, I_0, $-I_0$. Vamos a analizar la situación para cada uno de ellos:

☒ $\boxed{i_{IN} = 0}$ Nadie da corriente al circuito, tenemos todos los diodos OFF.

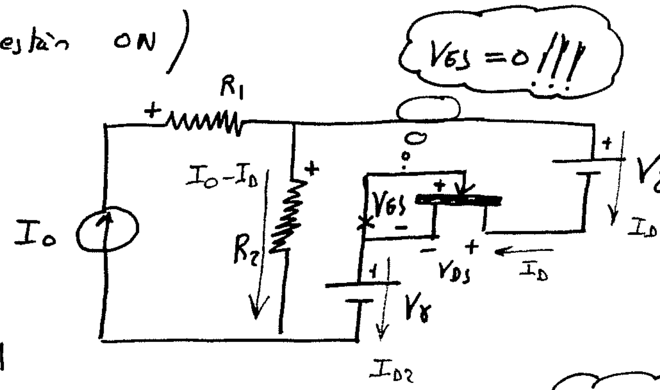
☒ $\boxed{i_{IN} = I_0}$ Esta corriente positiva fluirá por D_3 y por D_2 (su colocación es favorable al sentido de esta corriente), con lo que $D_3, D_2 \equiv$ ON. Por su parte, D_1 y D_4 están colocados de manera que se oponen a esta corriente: $D_1, D_4 \equiv$ OFF

NOTA: se ve además como la corriente por los LEDs va a quedar fijada por el FET



☒ $\boxed{i_{IN} = -I_0}$ Con un razonamiento similar al anterior, llegamos a la conclusión de que ahora la corriente fluye por D_1 y D_4 (en sentido antihorario), mientras que D_3 y D_2 se oponen a dicha corriente. Así: $\underline{D_1, D_4 \equiv ON}$ $\underline{D_2, D_3 \equiv OFF}$

b ¿ $I_{D1}, I_{D2}, I_{D3}, I_{D4}$? (cuando están ON)



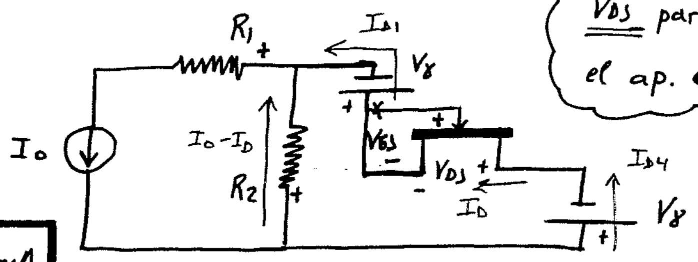
☒ Cuando $\boxed{i_{IN} = I_0}$ tenemos:

<u>Suponiendo JFET ≡ SAT</u>

$$I_D = K\left(V_{GS} - V_T\right)^2 = K \cdot V_T^2 = 10\,mA$$

Además, se observa que: $\boxed{I_{D3} = I_{D2} = I_D = 10\,mA}$

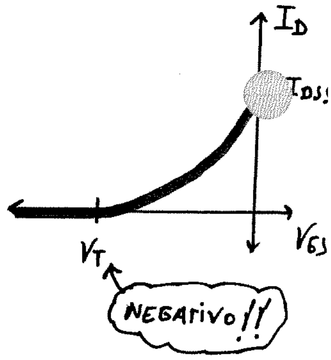
Fíjate en dónde está $\underline{V_{DS}}$ para el ap. **c**



☒ Cuando $\boxed{i_{IN} = -I_0}$ tenemos:

La situación es similar a la anterior, con: $\boxed{I_{D1} = I_{D4} = I_D = 10\,mA}$

c ¿ I_{0min} / JFET ≡ saturación ?



Para que el JFET esté en saturación, se tiene que cumplir que:

$\longrightarrow$ $\boxed{V_{GS} \geq V_T}$ Se cumple seguro, ya que $\left\{ \begin{array}{l} V_{GS} = 0 \\ V_T = -4\,V \end{array} \right.$

$\longrightarrow$ $\boxed{V_{DS} \geq V_{DS,sat}}$ Es lo que vamos a forzar, en cada situación del circuito, teniendo en cuenta que $\underline{V_{DS,sat}} = V_{GS} - V_T = 0 - (-4) = \underline{4\,V}$

Usaremos los dos del apartado b:

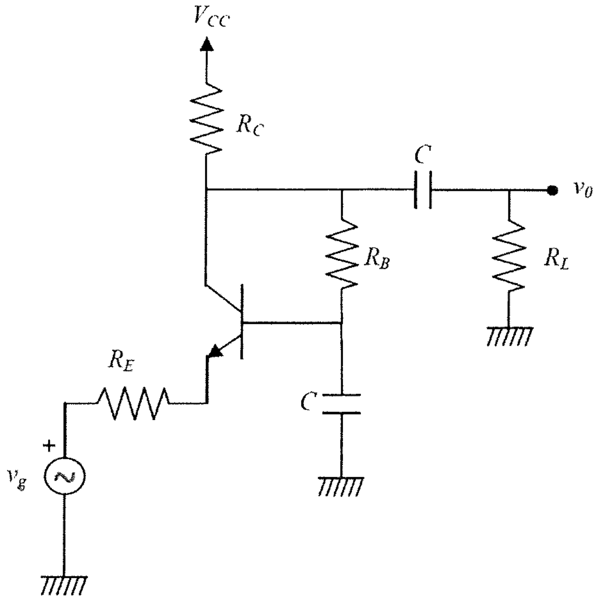
☒ $\boxed{i_{IN} = I_0}$ $V_{DS} = (I_0 - I_D) R_2 - 2V_\gamma \geq V_{DS,sat} \longrightarrow I_0 \geq \dfrac{V_{DS,sat} + 2V_\gamma}{R_2} + I_D = 64\,mA$

☒ $\boxed{i_{IN} = -I_0}$ $V_{DS} = (I_0 - I_D) R_2 - 2V_\gamma$ (...) es la misma cuenta!!

Conclusión: se tiene que cumplir que $I_0 \geq 64\,mA$, luego $\boxed{I_{0min} = 64\,mA}$

Ejercicio 2. El circuito de la figura 2.1 representa un amplificador en base común. Se le pide calcular:

a) El punto de trabajo del transistor (I_C, I_B, V_{BE} y V_{CE}). **(0,8 p)**
b) Los parámetros del circuito equivalente en pequeña señal del transistor y dibujar el circuito equivalente en pequeña señal. **(0,7 p)**
c) La ganancia de tensión, $A_V = v_0/v_g$. **(1 p)**



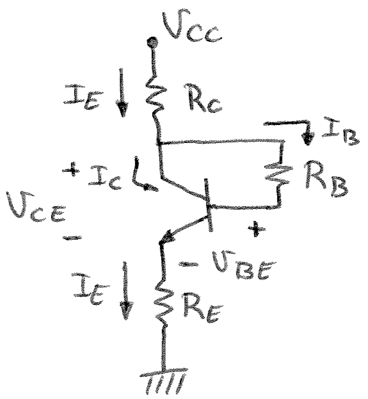
DATOS
$V_{CC} = 5$ V;
$R_C = 2$ kΩ; $R_E = 100$ Ω;
$R_B = 50$ kΩ; $R_L = 1$ kΩ ;
$V_t = 25$ mV ; $C \to \infty$

BJT:
$\beta = 100$; $V_{\gamma E} = 0{,}7$ V ;
$V_{CE,sat} = 0{,}2$ V; $V_A \to \infty$

Figura 2.1

a) Punto de trabajo del transistor (I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE})??

Análisis en CC:
→ anulamos fuentes C.A.
→ todos los condensadores → abierto



suponemos BJT ≡ act. dir.

comprobaremos: $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} & I_B > 0 \\ I_C = \beta I_B & V_{CE} \geq V_{CE,sat} \end{cases}$

EE: $\underbrace{I_E}_{(\beta+1)I_B} R_E + V_{\gamma E} + I_B R_B + \underbrace{I_E}_{(\beta+1)I_B} R_C - V_{CC} = 0$

$I_B\left[(\beta+1)(R_E+R_C)+R_B\right] + V_{\gamma E} - V_{CC} = 0$

$\boxed{I_B} = \dfrac{V_{CC} - V_{\gamma E}}{(\beta+1)(R_E+R_C)+R_B} = \boxed{16'4\ \mu A} > 0$ (o.k.)

$\boxed{I_C = \beta I_B = 1'64\ mA}$

ES: $\boxed{V_{CE}} = V_{CC} - I_E(R_C+R_E) = \boxed{1'52\ V} \geq V_{CE,sat}$ (o.k).

$\boxed{V_{BE} = V_{\gamma E} = 0'7\ V}$

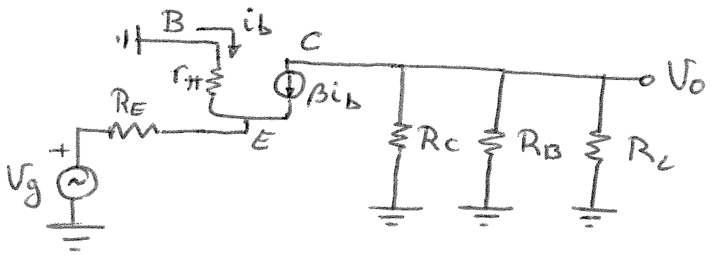
b) Circuito equivalente en pequeña señal:

→ anulamos fuentes c.c.

→ $(C \to \infty) \Rightarrow$ cortos

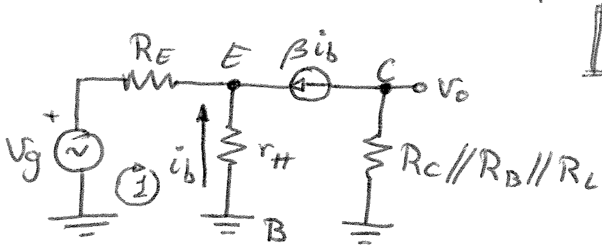
→ BJT ⇒ modelo en peq. señal

$V_A \to \infty \Rightarrow$ No hay efecto Early



Ahora reordenamos el circuito

$$\boxed{r_\pi = \frac{V_t}{I_B} = 1'52\,k\Omega}$$



c) ganancia de tensión $A_v = \frac{V_o}{V_g}$??

nudo C: $V_o = -\beta i_b (R_C // R_B // R_L)$

malla 1: $V_g + (\beta+1) i_b R_E + i_b r_\pi = 0$; $V_g = -i_b[(\beta+1)R_E + r_\pi]$

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{\cancel{-}\beta \cancel{i_b} (R_C // R_B // R_L)}{\cancel{-}\cancel{i_b}[(\beta+1)R_E + r_\pi]}$$

$$R_C // R_B // R_L = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L}} = 657,9\,\Omega \Rightarrow \boxed{A_v = 5'7}$$

 FÁCIL (sobre todo porque hemos hecho uno parecido, pero más chungo)

Ejercicio 3. La figura 3.1 representa un par de transistores acoplados en continua que se utiliza en el circuito de la figura 3.2. Los transistores trabajan en activa. Se pide:

a) Calcular el valor de β del transistor equivalente al par de la figura 3.1. ¿El transistor equivalente se comporta como npn o pnp? ¿Qué condiciones deben cumplirse para que el par funcione correctamente (con los 2 transistores en activa)? **(1 p)**

b) Calcular la expresión de la resistencia de entrada y de la ganancia en corriente en pequeña señal del circuito de la figura 3.2 en función de los parámetros de los transistores en pequeña señal (β_1, β_2, $r_{\pi 1}$ y $r_{\pi 2}$) y de los componentes del circuito. **(1,5 p)**

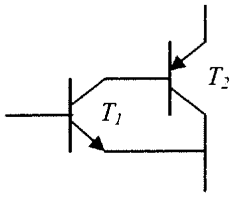


Figura 3.1

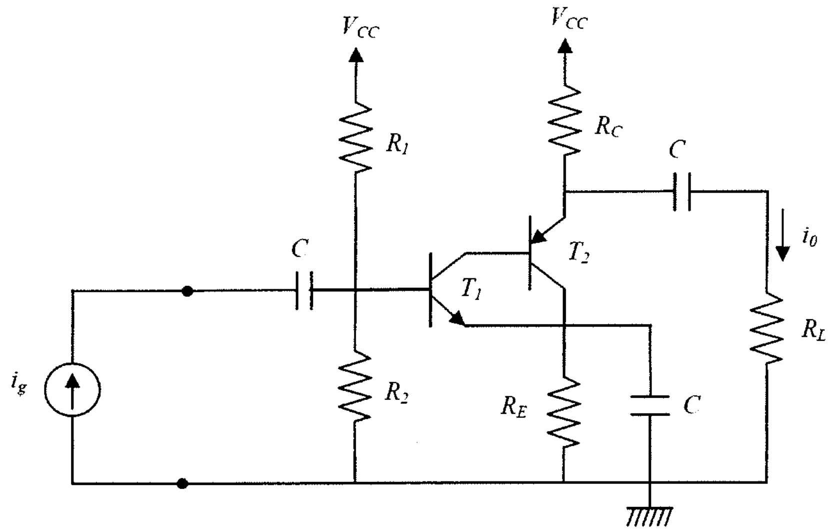
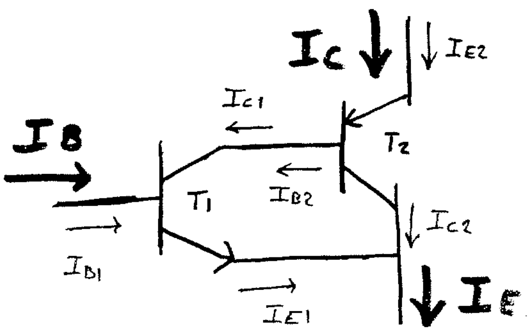


Figura 3.2

DATOS: $C \to \infty$
Para T_1: $V\gamma_{E1}$=0,7V; $V_{CE1,sat}$ = 0,2 V; β_1=200; $r_{\pi 1}$; $V_{A1} \to \infty$
Para T_2: $V\gamma_{E2}$=0,7V; $V_{EC2,sat}$ = 0,2 V; β_2=100; $r_{\pi 2}$; $V_{A2} \to \infty$

a

Cálculo de β_{eq}



Fijando I_{B1} como corriente de base del par acoplado, I_B, y observando que es entrante, sabemos ya que I_C debe ser también entrante (le adjudicamos I_{E2}), e I_E debe ser saliente (le adjudicamos $I_{E1} + I_{C2}$).

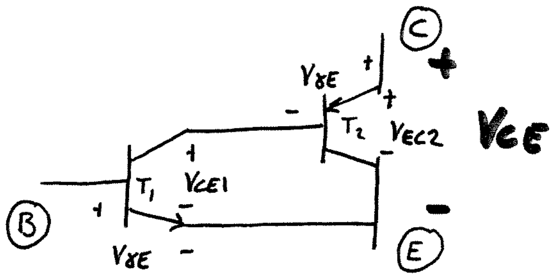
Por el sentido de las corrientes, el conjunto se comporta como un npn.

Para hallar β_{eq} buscamos una expresión como $\boxed{I_C = \beta_{eq} \cdot I_B}$ recordando que $T_1, T_2 \equiv$ ACT. DIR.:

podemos simplificar

$$\boxed{I_C} = I_{E2} = (\beta_2+1) I_{B2} = (\beta_2+1) I_{C1} = (\beta_2+\cancel{1}) \beta_1 I_{B1} = \boxed{\beta_2 \beta_1 I_B} \qquad \boxed{\beta_{eq} = \beta_2\beta_1 = 2\cdot 10^4}$$

Condiciones para mantener $T_1, T_2 \equiv ACT$



Vamos a centrarnos en expresar las condiciones que deben cumplir V_{CE} e I_B (del par) para satisfacer las necesidades individuales de T_1 y T_2

* Respecto a las corrientes, observamos en la figura de la página anterior que basta con que $\boxed{I_B > 0}$ para que $I_{B1} > 0$ e $I_{B2} > 0$.

* Vamos ahora a forzar que las tensiones colector - emisor sean mayores que la de saturación :

$$\rightarrow V_{EC2} = \boxed{V_{CE} \geq V_{EC,sat}} = 0'2 \Longrightarrow V_{CE} \geq 0'2\,v$$

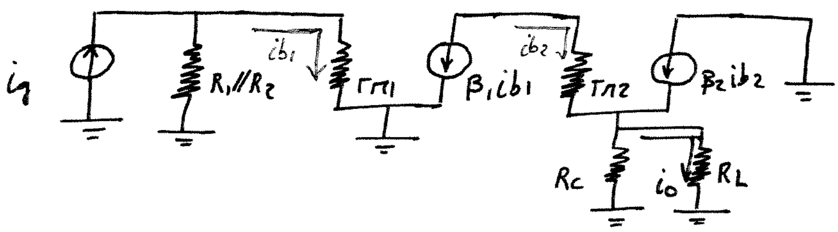
$$\rightarrow V_{CE1} = \boxed{V_{CE} - V_{\gamma E} \geq V_{CE,sat}}$$

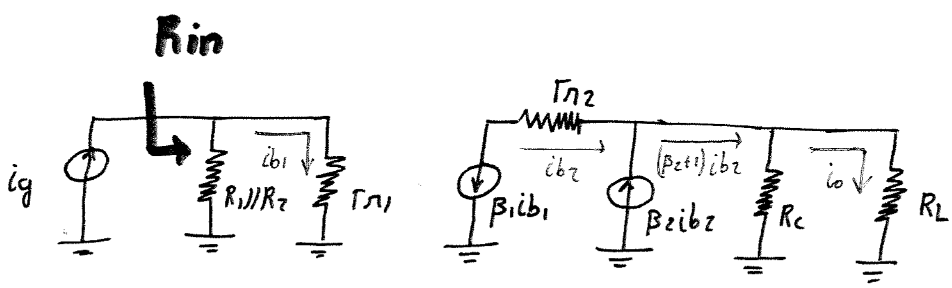
$$V_{CE} \geq V_{CE,sat} + V_{\gamma E} = 0'9 \Longrightarrow V_{CE} \geq 0'9$$

De las dos condiciones, nos quedamos con la más restrictiva (hacemos la intersección):

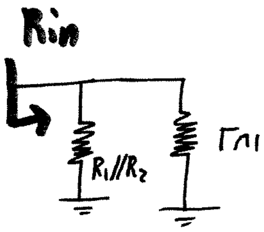
$$\boxed{V_{CE} \geq 0'9\,v}$$

b ¿ Rin, Ai ? Análisis en pequeña señal :





$\boxed{R_{in}}$ Para este cálculo basta con estudiar la parte izquierda del circuito:



$$\boxed{R_{in} = R_1 /\!/ R_2 /\!/ r_{\pi 1}}$$

$$\boxed{A_i = \frac{i_o}{i_g}}$$

DIVISOR DE CORRIENTE

$$* \quad i_{b1} = \frac{R_1/\!/R_2}{(R_1/\!/R_2) + r_{\pi 1}} \, i_g \longrightarrow \frac{i_{b1}}{i_g} = \frac{R_1/\!/R_2}{(R_1/\!/R_2) + r_{\pi 1}}$$

$$* \quad i_o = \frac{R_C}{R_C + R_L} (\beta_2 + 1) i_{b2} = -\frac{R_C}{R_C + R_L} (\beta_2 + 1) \beta_1 i_{b1} \longrightarrow \frac{i_o}{i_{b1}} = -\frac{R_C}{R_C + R_L} (\beta_2 + 1) \beta_1$$

$i_{b2} = -\beta_1 i_{b1}$

DIVISOR DE CORRIENTE

Finalmente:

$$A_i = \frac{i_o}{i_g} = \frac{i_o}{\cancel{i_{b1}}} \cdot \frac{\cancel{i_{b1}}}{i_g} = \boxed{-\frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_1/\!/R_2}{(R_1/\!/R_2) + r_{\pi 1}} (\beta_2 + 1) \beta_1}$$

ellos quitaron el 1 de $\beta_2 + 1$

Ejercicio 2. En el circuito de la Figura 2 haga las aproximaciones e hipótesis que considere oportunas, comprobándolas posteriormente, y calcule:

a) La corriente de emisor en continua, I_E, indicando su sentido (**0,7 pto**); obtenga el modo de funcionamiento (o región de polarización) en que se encuentra el transistor (**0,4 pto**).
b) La impedancia de entrada Z_e en pequeña señal y frecuencias medias (**0,9 pto).**
c) La ganancia de tensión v_o/v_s en pequeña señal y frecuencias medias (**0,5 pto**).

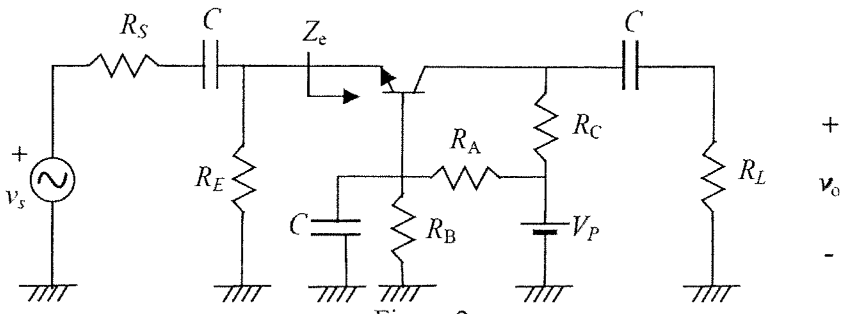
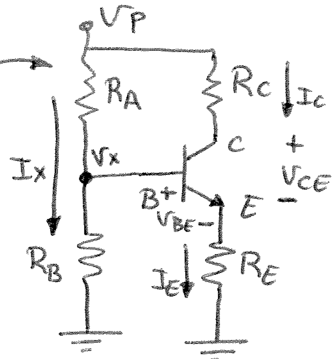


Figura 2

Datos: R_s=50 Ω; R_A=1 kΩ; R_B=2 kΩ; R_E=9,3 kΩ; R_C=4 kΩ; R_L=750 Ω; V_P=15 V; V_t=0,025 V; $C \to \infty$
Del transistor: $V_{\gamma E}$ = 0,7 V; β= 100; V_{CEsat} = 0,2 V; $V_A \to \infty$

a) I_E?? sentido?? estado BJT?? (Análisis en CC)

circuito autopolarizado (circ. famoso)

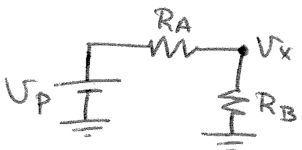


Tenemos 3 formas de analizarlo:
- A pelo: sistema de 4 con 4
- mediante Thévenin desde B
- aproximando $I_B \gtrsim 0$

haremos el 3º: $I_B = 0$

$I_B << I_C, I_E, I_X$

- Calculamos V_X: (por divisor de tensión)



$$V_X = \frac{V_P \cdot R_B}{R_A + R_B} = 10\,V$$

- EE: $V_X - V_{\gamma E} - I_E R_E = 0 \Rightarrow \boxed{I_E = 1\,mA} \approx I_C$

BJT act. dir.

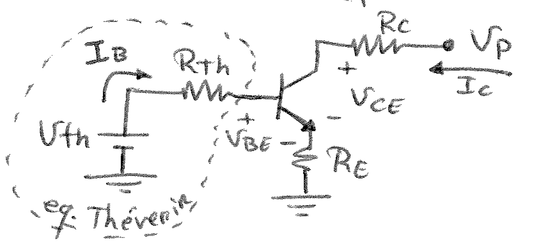
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 10\,\mu A \quad \begin{matrix} >0 \\ \ll I_E, I_C \end{matrix}$$

$$I_X = \frac{V_P - V_X}{R_A} = 5\,mA \gg I_B$$

ES: $V_{CE} = V_P - I_C R_C - I_E R_E = V_P - I_C(R_C + R_E) = 1'7\,V \geq V_{CE,sat}$

Análisis en continua (usando el eq. Thévenin):

El circuito quedará:

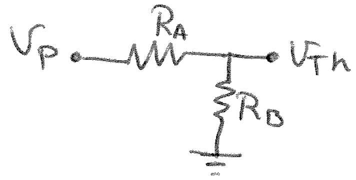


EE: $V_{Th} - I_B R_{Th} - V_{\gamma E} - I_E R_E = 0$

ES: $I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C - V_P = 0$

Cálculo de V_{Th} y R_{Th}:

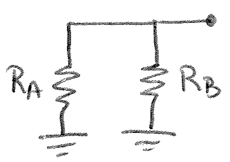
V_{Th}: es la tensión desconectando el resto del circuito



$$\boxed{V_{Th} = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_P = 10\ V}$$

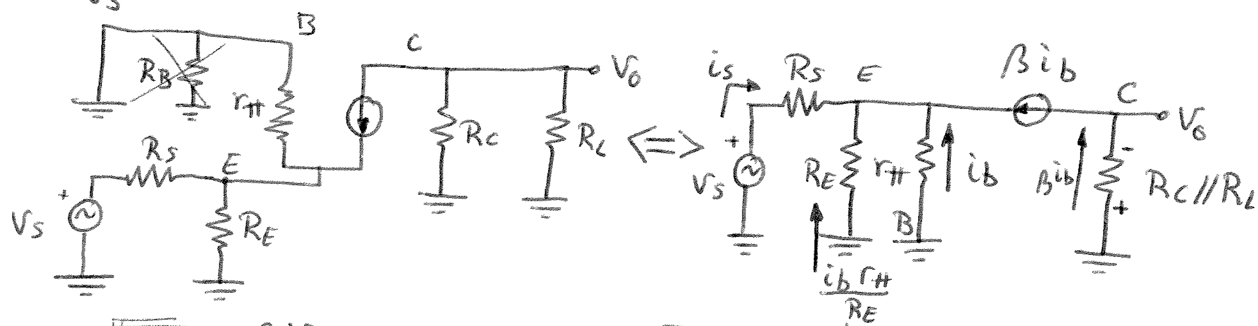
R_{Th}: es la resistencia equivalente desconectando el resto del circuito y anulando los generadores dependientes (tensión y corriente)

Si hay gen. dependientes: tenemos que meter gen. aux.



$$R_{Th} = R_A // R_B$$

c) $\frac{V_o}{V_s}$?? Análisis en peq. señal y frecuencias medias



$$\boxed{r_\pi = \frac{\beta V_t}{I_C} = \frac{100 \cdot 0'025}{1m} = 2'5\ k\Omega}$$

nudo C: $V_o = -\beta i_b \cdot (R_C // R_L)$

malla: $V_s - i_s R_s + i_b r_\pi = 0$

nudo E: $i_s + i_b \frac{r_\pi}{R_E} + i_b + \beta i_b = 0$

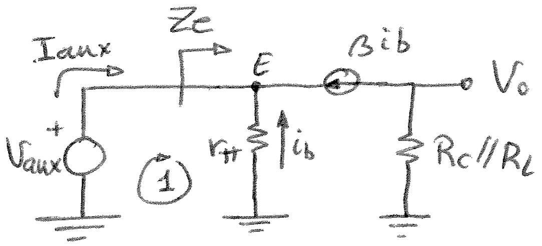
$$i_s = -i_b \left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1 \right)$$

$$V_s + i_b \left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1 \right) R_s + i_b r_\pi = 0$$

$$V_s = -i_b \left[\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1 \right) R_s + r_\pi \right]$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = \frac{+\beta \cancel{i_b} (R_C // R_L)}{+\cancel{i_b} \left[\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1 \right) R_s + r_\pi \right]} = \frac{\beta \left(\frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} \right)}{\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1 \right) R_s + r_\pi} = 8'3}$$

b) impedancia de entrada Z_e (peq. señal y frec. medias)



$\beta+1 \approx \beta$

$$\left.\begin{array}{l} \underline{\text{malla } 1}: \; V_{aux} = -i_b r_\pi \\ \underline{\text{nudo } E}: \; I_{aux} = -i_b(\beta+1) \end{array}\right\} \boxed{Z_e = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = \frac{+\cancel{i_b} r_\pi}{+\cancel{i_b}(\beta+1)} = 25\,\Omega}$$

Ejercicio 2. En el circuito de la Figura 2 haga las aproximaciones e hipótesis que considere oportunas, comprobándolas posteriormente, y calcule:

a) La corriente de emisor en continua, I_E, indicando su sentido (**0,7 pto**); obtenga el modo de funcionamiento (o región de polarización) en que se encuentra el transistor (**0,4 pto**).

b) La impedancia de entrada Z_e en pequeña señal y frecuencias medias (**0,9 pto**).

c) La ganancia de tensión v_o/v_s en pequeña señal y frecuencias medias (**0,5 pto**).

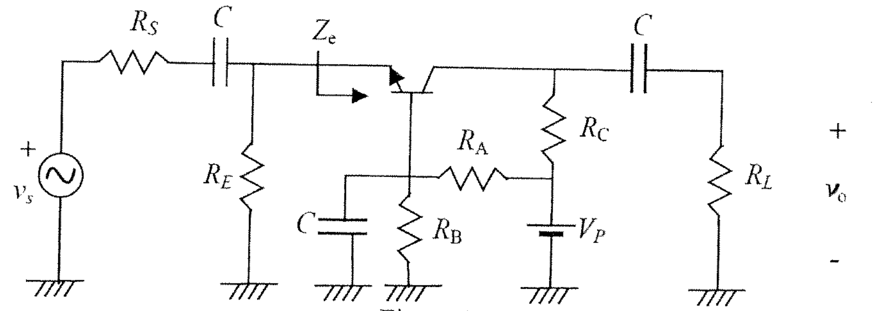
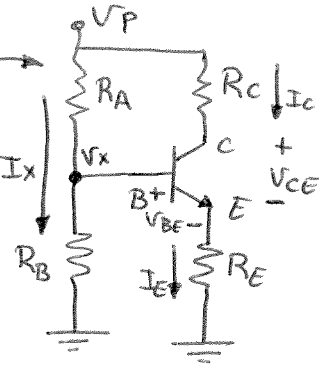


Figura 2

Datos: R_s=50 Ω; R_A=1 kΩ; R_B=2 kΩ; R_E=9,3 kΩ; R_C=4 kΩ; R_L=750 Ω; V_P=15 V; V_t=0,025 V; $C \to \infty$
Del transistor: $V_{\gamma E}$ = 0,7 V; β = 100; V_{CEsat} = 0,2 V; $V_A \to \infty$

a) I_E?? sentido?? estado BJT?? (Análisis en CC)

circuito autopolarizado (circ. famoso)



Tenemos 3 formas de analizarlo:

- A pelo: sistema de 4 con 4
- mediante Thévenin desde B
- aproximando $I_B \approx 0$

haremos el 3º: $I_B = 0$

$I_B \ll I_C, I_E, I_X$

- Calculamos V_X: (por divisor de tensión)

$$V_X = \frac{V_P \cdot R_B}{R_A + R_B} = 10\,V$$

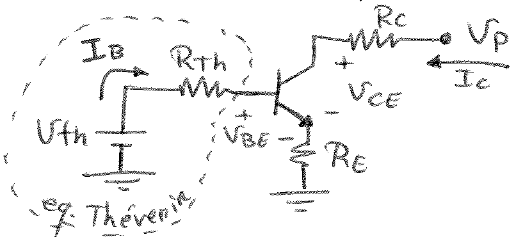
- EE: $V_X - V_{\gamma E} - I_E R_E = 0 \Rightarrow \boxed{I_E = 1\,mA} \approx I_C$

BJT act. dir.

$$\begin{cases} I_B = \dfrac{I_C}{\beta} = 10\mu A \quad >0, \ \ll I_E, I_C \\ I_X = \dfrac{V_P - V_X}{R_A} = 5\,mA \gg I_B \\ ES: V_{CE} = V_P - I_C R_C - I_E R_E = V_P - I_C(R_C + R_E) = 1'7\,V > V_{CE,sat} \end{cases}$$

Análisis en continua (usando el eq. Thévenin):

El circuito quedará:

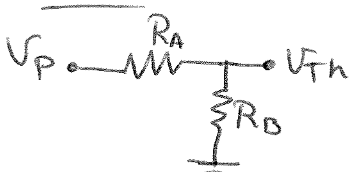


EE: $V_{Th} - I_B R_{Th} - V_{\gamma E} - I_E R_E = 0$

ES: $I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C - V_P = 0$

Cálculo de V_{Th} y R_{Th}:

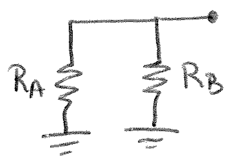
$\underline{V_{Th}}$: es la tensión desconectando el resto del circuito



$$\boxed{V_{Th} = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_P = 10\,V}$$

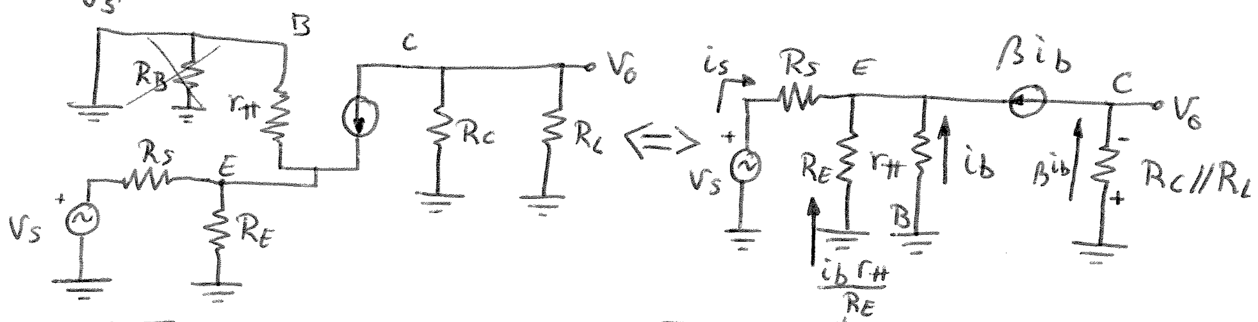
$\underline{R_{Th}}$: es la resistencia equivalente desconectando el resto del circuito y anulando los generadores dependientes (tensión y corriente)

Si hay gen. dependientes: tenemos que meter gen. aux.



$$R_{Th} = R_A // R_B$$

c) $\frac{V_o}{V_s}$?? Análisis en peq. señal y frecuencias medias



$$\boxed{r_\pi = \frac{\beta V_t}{I_C} = \frac{100 \cdot 0'025}{1\,m} = 2'5\,k\Omega}$$

nudo C: $V_o = -\beta i_b \cdot (R_C // R_L)$

malla: $V_s - i_s R_s + i_b r_\pi = 0$

nudo E: $i_s + i_b \frac{r_\pi}{R_E} + i_b + \beta i_b = 0$

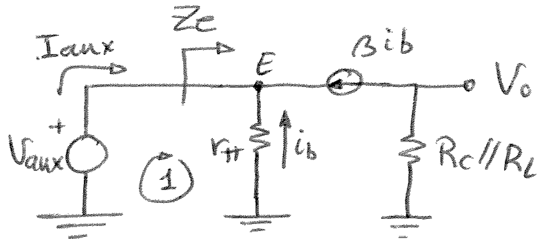
$$\left.\right\} \quad i_s = -i_b\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1\right)$$

$$V_s + i_b\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1\right) R_s + i_b r_\pi = 0$$

$$V_s = -i_b\left[\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1\right) R_s + r_\pi\right]$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = \frac{+\beta \cancel{i_b}\,(R_C // R_L)}{+\cancel{i_b}\left[\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1\right) R_s + r_\pi\right]} = \frac{\beta\left(\frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}\right)}{\left(\frac{r_\pi}{R_E} + \beta + 1\right) R_s + r_\pi} = 8'3}$$

b) impedancia de entrada Z_e (peq. señal y frec. medias)



$$\beta+1 \approx \beta$$

malla 1: $V_{aux} = -i_b r_\pi$

nudo E: $I_{aux} = -i_b (\beta+1)$

$$\left.\begin{matrix} V_{aux} = -i_b r_\pi \\ I_{aux} = -i_b(\beta+1) \end{matrix}\right\} \boxed{Z_e = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}} = \frac{+\cancel{i_b} r_\pi}{+\cancel{i_b}(\beta+1)} = \boxed{25\,\Omega}$$

Ejercicio 3. Para el amplificador seguidor de emisor de la figura:

a) Calcule el punto de polarización (V_{CE}, I_C), comprobando que el transistor está en activa. **(0,5 p.)**

b) Dibuje el circuito equivalente para la pequeña señal. Considere que en pequeña señal la fuente de corriente se comporta como una resistencia de valor R_{eq}=100 kΩ. **(0,5 p.)**

c) Calcule la ganancia de tensión de pequeña señal v_o/v_i **(0,5 p.)**

d) Halle el margen dinámico a la salida, que viene dado por la máxima amplitud de la señal sinusoidal v_o a partir de la cual el transistor deja de funcionar en activa. **(1 p.)**

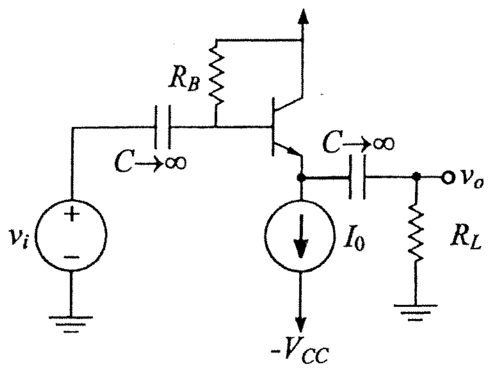
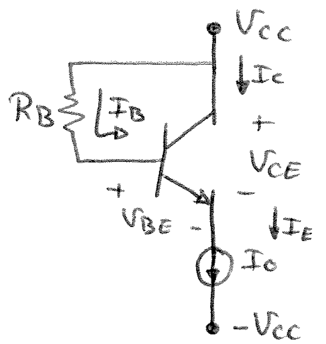


Figura 3

DATOS:
V_{CC} =5 V, R_B = 462 kΩ
I_0=1 mA, R_L = 1 kΩ
β = 200, $V_{BE} = V_{\gamma E}$ = 0,7 V, V_{CESAT} = 0,2 V,
$V_T = kT/e$ = 0,025 V

a) V_{CE}?? I_C ?? comprobando activa

Análisis en CC



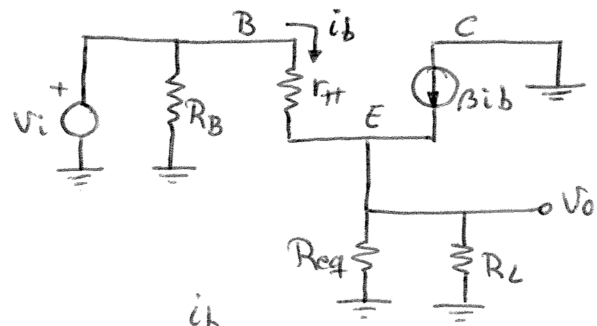
$I_E = I_o = (\beta+1) I_B \Rightarrow I_B = 4{,}98 \mu A > 0$ (o.k.)

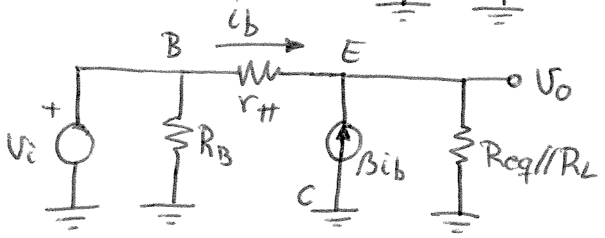
$I_c = \beta I_B = 0'996 \text{ mA} \simeq 1 \text{ mA}$

$V_{CE} = V_{\gamma E} + I_B R_B = 3 V \geq V_{CE,sat}$ (o.k.)

b) circuito eq. en peq. señal y frec. medias ; I_o= 100 kΩ

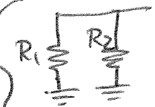
$$\boxed{r_\pi = \frac{\beta V_t}{I_c} = 5 k\Omega}$$





c) Ganancia de tensión en p.s.: V_o/V_i

$$V_o = (\beta+1)\, i_b\, (R_{eq} /\!/ R_L)$$
$$V_i - i_b r_\pi - V_o = 0 \Rightarrow i_b = \frac{V_i - V_o}{r_\pi}$$



$R_1 /\!/ R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$

si $R_1 \gg R_2$

$\frac{R_1 R_2}{\cancel{R_1}+R_2} = R_2 = R_1 /\!/ R_2$

$$V_o = (\beta+1)\frac{V_i - V_o}{r_\pi}(R_{eq} /\!/ R_L)$$
$$V_o\left[1 + \frac{\beta+1}{r_\pi}(R_{eq} /\!/ R_L)\right] = V_i \frac{\beta+1}{r_\pi}(R_{eq} /\!/ R_L)$$
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{\beta+1}{r_\pi}(R_{eq} /\!/ R_L)}{1 + \frac{\beta+1}{r_\pi}(R_{eq} /\!/ R_L)} = \frac{(\beta+1)(\cancel{R_{eq}} /\!/ R_L)}{r_\pi + (\beta+1)(\cancel{R_{eq}} /\!/ R_L)}$$

pues $R_{eq} \gg R_L$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{(\beta+1) R_L}{r_\pi + (\beta+1) R_L} = 0'976}$$

d) margen dinámico de salida??

$I_c = 1\,mA$

$V_{CE} = 3V$

El BJT se satura cuando: $V_{CE} + v_{ce} = V_{CE,sat}$

$$v_{ce} = -V_o \Rightarrow V_{CE} - V_o = V_{CE,sat} \Rightarrow \boxed{V_o = 2'8\,V}$$

El BJT se corta cuando $I_c + i_c = 0$

$\rightarrow i_c = \beta i_b$

$\rightarrow V_o = (\beta+1) i_b (R_{eq} /\!/ R_L)$ (ap. c))

$$V_o = \frac{(\beta+1)(R_{eq} /\!/ R_L)\, i_c}{\beta} \Rightarrow i_c = \frac{\beta}{(\beta+1)} \frac{1}{(R_{eq} /\!/ R_L)} V_o$$

$R_{eq} \gg R_L$
$\beta \gg 1$

$$I_c + \frac{\beta}{(\beta+1)(R_{eq} /\!/ R_L)} V_o = 0 \Rightarrow V_o = -I_c \frac{\cancel{(\beta+1)}(\cancel{R_{eq}} /\!/ R_L)}{\cancel{\beta}}$$

$$\boxed{V_o \approx -I_c R_L = -1V}$$

$$\boxed{MD = \min\{|2'8|, |-1|\} = 1\,V}$$

SEPTIEMBRE 2003

colector común ≡ seguidor de emisor

Ejercicio 3. El circuito de la figura 3 presenta un amplificador con dos etapas en cascada, la primera en colector común y la segunda en emisor común, separadas en el dibujo por la raya discontinua. Un análisis aproximado del circuito de polarización ha dado los siguientes valores de continua: $I_{C1} \approx I_{E1}=1$ mA; $I_{C2} \approx I_{E2}=1$ mA; $V_{CE1}=5{,}7$ V; $V_{CE2}=1{,}4$ V. Se pretende realizar un análisis parcial del circuito de pequeña señal, abordando el problema etapa por etapa.

a) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal de la segunda etapa, dando el valor de los parámetros del circuito equivalente de pequeña señal del BJT **(0,5 p)**.

b) Calcular, para la segunda etapa, la resistencia de entrada R_{in2} y la ganancia de tensión v_o/v_{o1} **(0,5 p)**.

c) Indicar el margen dinámico a la salida asociado al transistor T_2 **(0,5 p)**.

d) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal de la primera etapa, sustituyendo la segunda por su R_{in2} y dando el valor de los parámetros de pequeña señal **(0,5 p)**.

e) Calcular la ganancia de tensión de la primera etapa v_{o1}/v_i y la ganancia de tensión total v_o/v_i **(0,5 p)**.

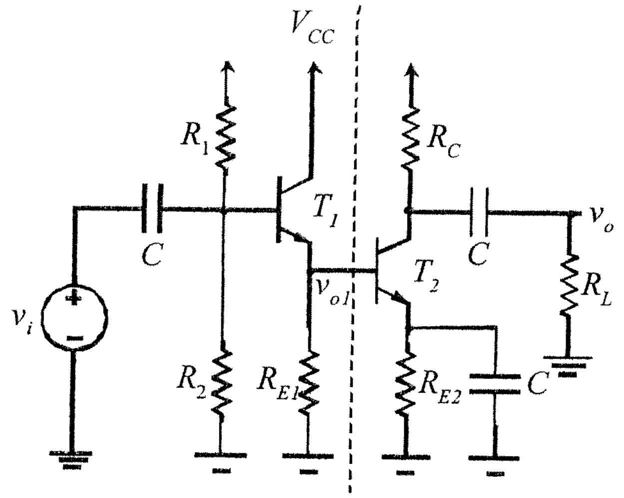
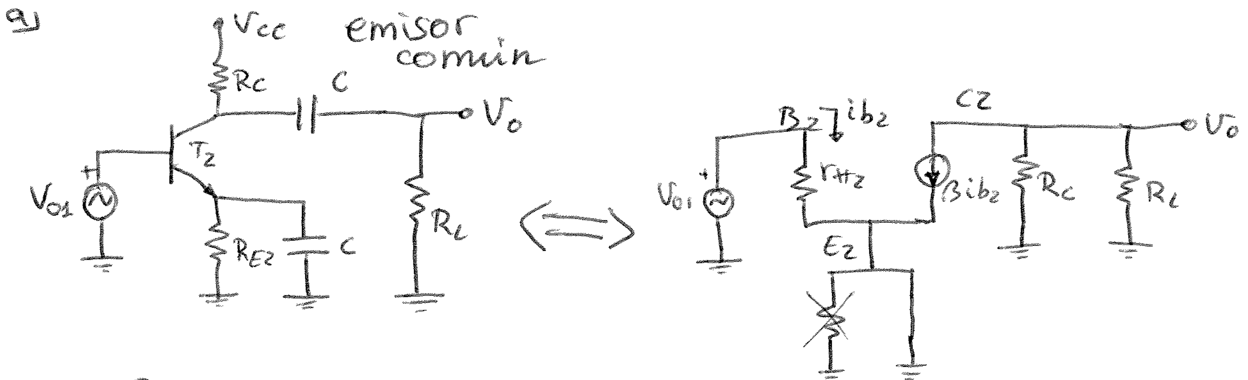


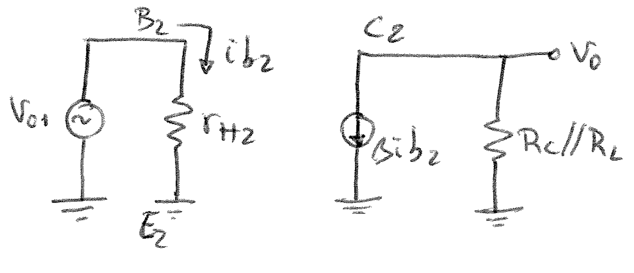
Figura 3

DATOS
$R_1=R_2=100$ kΩ
$R_{E1}=4{,}3$ kΩ
$R_{E2}=3{,}6$ kΩ
$R_C=R_L=4$ kΩ
$V_{CC}=10$V
$C \to \infty$
Para ambos transistores
$V_T=0{,}025$ V
$V_{\gamma E}=0{,}7$ V
$V_{CEsat}=0{,}2$ V
$\beta=100$
$r_o \to \infty$

Cuando dividimos un circuito en etapas, al estudiar una de ellas individualmente, la etapa anterior la modelamos como un generador de tensión, y la etapa siguiente la modelamos como su resistencia a la entrada.

a)



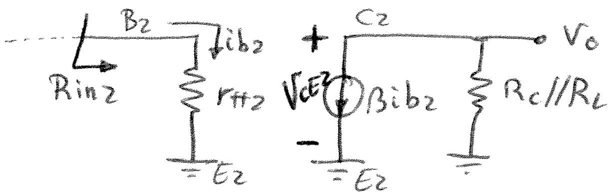


con $r_{\pi 2} = \frac{\beta V_t}{I_{C2}} = 2'5\ k\Omega$

b) ganancia de tensión V_o/V_{o1}

$$\left.\begin{array}{l} V_o = -\beta i_{b2}(R_c//R_L) \\ V_{o1} = i_{b2}\cdot r_{\pi 2} \end{array}\right\} \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_{o1}} = \frac{-\beta \cancel{i_{b2}}(R_c//R_L)}{\cancel{i_{b2}}\cdot r_{\pi 2}} = \frac{-\beta\cdot 2k}{r_{\pi 2}} = -80}$$

resistencia de entrada R_{in2}



$$\boxed{R_{in2} = r_{\pi 2} = 2'5\,k\Omega}$$

c) margen dinámico a la salida de T_2

∗ T_2 se satura si : $V_{CE2} + v_{ce2} = V_{CE,sat}$

$$v_{ce2} = V_o \Rightarrow \boxed{V_o = V_{CE,sat} - V_{CE2} = -1'2\,V}$$

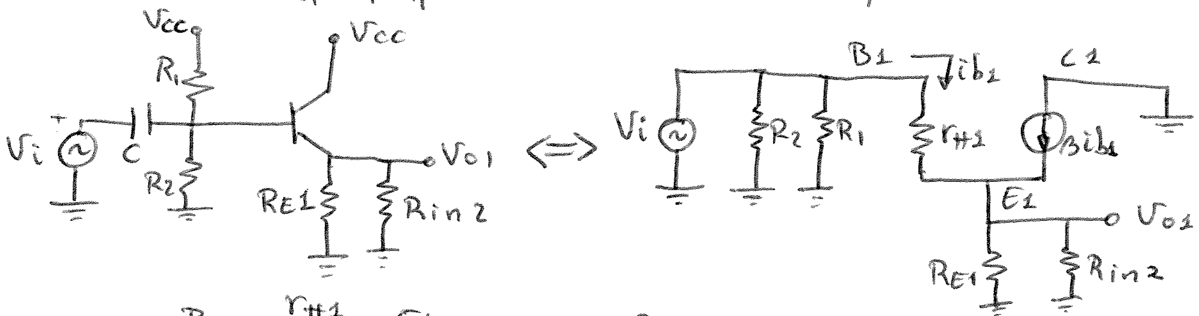
∗ T_2 se corta si : $I_{C2} + i_{c2} = 0$

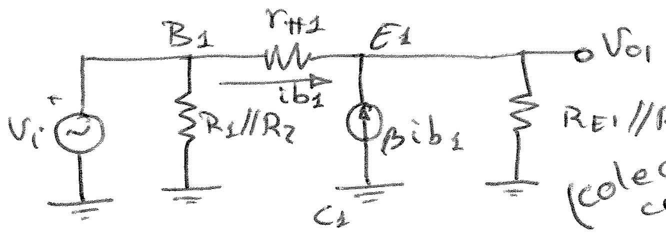
$$\left.\begin{array}{l} i_{c2} = \beta i_{b2} \\ V_o = -\beta i_{b2}(R_c//R_L) \\ V_o = -i_{c2}(R_c//R_L) \\ i_{c2} = -\dfrac{V_o}{R_c//R_L} \end{array}\right\} \quad I_{C2} - \frac{V_o}{R_c//R_L} = 0 \Rightarrow I_{C2}(R_c//R_L) = V_o$$

$$\boxed{V_o = 2\,V}$$

$$M.D. = \min\{|-1{,}2|, |2|\} \Rightarrow \boxed{M.D. = 1'2\,V}$$

d) circuito eq. pequeña señal 1ª etapa





(colector común)

e) ganancia V_{o1}/V_i

$$\left.\begin{array}{l} V_{o1} = (\beta+1)\, i_{b1}(R_{E1}//R_{in2}) \\ V_i - i_{b1} r_{\pi 1} - V_{o1} = 0 \\ i_{b1} = \dfrac{V_i - V_{o1}}{r_{\pi 1}} \end{array}\right\} \boxed{\frac{V_{o1}}{V_i} = 0'98}$$

ganancia total V_o/V_i

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{o1}}\cdot\frac{V_{o1}}{V_i} = -78'4}$$

Ejercicio 3.

Para el circuito amplificador con BJT's de la figura 3 se le pide calcular:

a) La corriente de polarización I_L. Suponga que los dos transistores operan en activa **(0,8 p.)**

b) El valor de la resistencia R_L para el que $V_L = 0$. Compruebe la hipótesis sobre el estado de los transistores **(0,7 p.)**

c) La ganancia de corriente de pequeña señal, $A_I = \frac{i_l}{i_g}$ **(1 p.)**

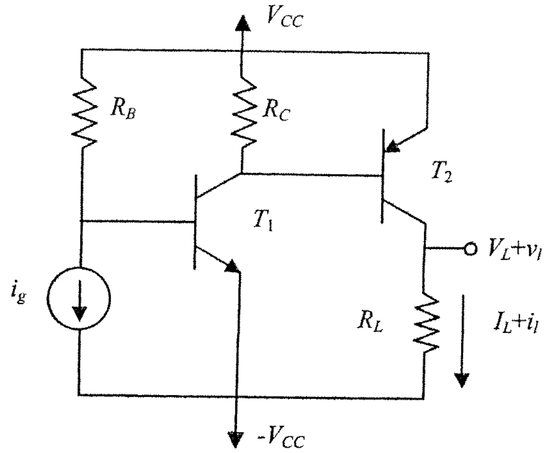


Figura 3

DATOS:

$V_t = 25$ mV, $V_{CC} = 5$ V, $R_B = 475$ kΩ, $R_C = 700$ Ω

Para T_1 (npn): $\beta_1 = 100$, $V_{A1} \to \infty$, $V_{\gamma E1} = 0,5$ V, $V_{CEsat1} = 0,2$ V

Para T_2 (pnp): $\beta_2 = 50$, $V_{A2} \to \infty$, $V_{\gamma E2} = 0,7$ V, $V_{ECsat2} = 0,2$ V

NOTA: Considere despreciables los efectos capacitivos de los transistores.

a) $I_L = I_{C2} = 50 mA$

$I_{B1} = 0'02 mA$ $\quad$ $I_{B2} = 1 mA$

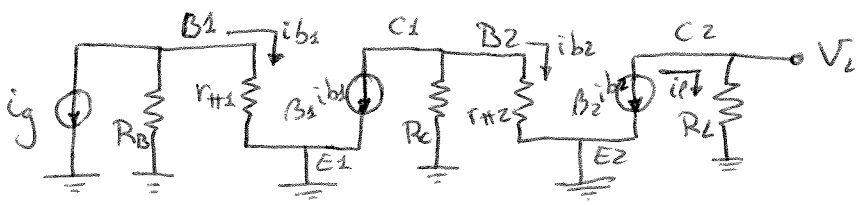
$I_{C1} = 2 mA$ $\quad$ $I_{C2} = 50 mA$

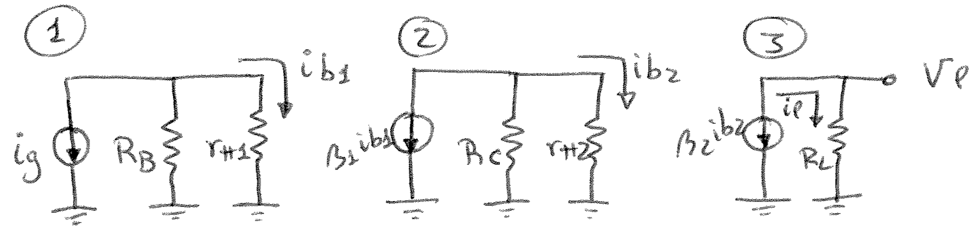
$V_{CE1} = 9'3 V$ $\quad$ $V_{EC2} = 10 - 50 \cdot 10^{-3} \cdot R_L$

b) $R_L = \frac{V_{CC}}{I_L} = 100 \Omega$

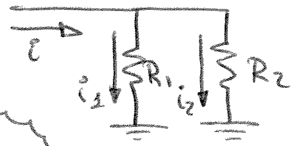
c) ganancia de corriente en peq. señal, $A_I = \frac{i_l}{i_g}$

circuito equivalente en peq. señal:





Divisor de corriente:



$$i_1 = \frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot i$$

$$i_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2}\, i$$

③ $$i_l = -\beta_2\, i_{b2} \Rightarrow \frac{i_l}{i_{b2}} = -\beta_2$$

② $$i_{b2} = \frac{-R_C}{R_C+r_{\pi 2}}\,\beta_1\, i_{b1} \Rightarrow \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-R_C\beta_1}{R_C+r_{\pi 2}}$$

① $$i_{b1} = \frac{-R_B}{R_B+r_{\pi 1}}\cdot i_g \Rightarrow \frac{i_{b1}}{i_g} = \frac{-R_B}{R_B+r_{\pi 1}}$$

$$A_I = \frac{i_l}{i_g} = \frac{i_l}{\cancel{i_{b2}}}\cdot\frac{\cancel{i_{b2}}}{\cancel{i_{b1}}}\cdot\frac{\cancel{i_{b1}}}{i_g} = -\beta_2\cdot\frac{-R_C\beta_1}{R_C+r_{\pi 2}}\cdot\frac{-R_B}{R_B+r_{\pi 1}}$$

$$\left.\begin{aligned} r_{\pi 1} &= \frac{V_t}{I_{B1}} = 1'25\,k\Omega \\ r_{\pi 2} &= \frac{V_t}{I_{B2}} = 25\,\Omega \end{aligned}\right\} \Rightarrow \boxed{A_I = -4.815}$$

Ejercicio 2. Para el amplificador en base común de la figura 2 se sabe que el transistor está en activa. Un análisis aproximado del circuito de polarización da los valores I_C=1 mA y V_{CE}= 2 V, que son los que tomaremos como base para el análisis de pequeña señal que se propone.

a) Dibuje el circuito de pequeña señal, indicando el valor del parámetro r_π **(0,8 p.)**
b) Calcule la ganancia de corriente i_o/i_g. **(0,8 p.)**
c) Calcule el margen dinámico de la señal v_o a la salida, definida como la máxima amplitud de la tensión simétrica a la salida v_o que asegura que el transistor ni se corta ni se satura. **(0,9 p.)**

DATOS: β = 100; V_γ = 0,7 V; $V_{CE,sat}$ = 0.2 V; V_t = 0.025 V; $V_A \to \infty$
V_{CC} = 10 V; R_1 = 6,3 kΩ; R_2 = 3,7 kΩ; R_E = 3 kΩ; R_C = R_L = 5 kΩ; $C \to \infty$

BASE COMÚN

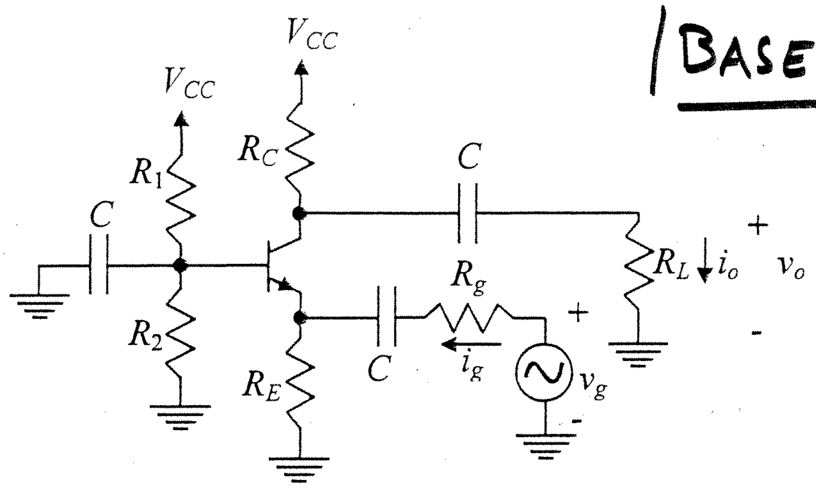
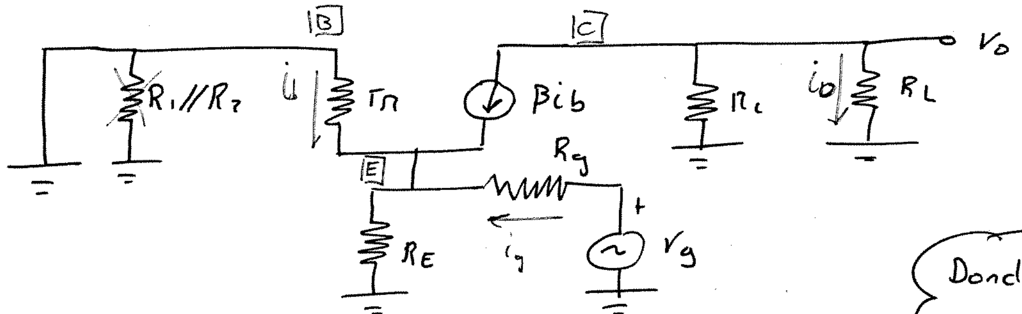
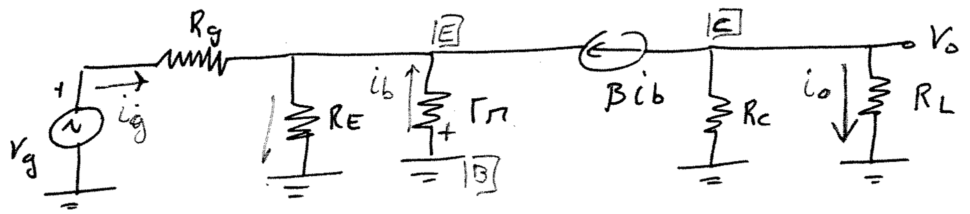


Figura 2

a) Circuito eq. peq. señal y frec. medias.



Donde : $r_\pi = \dfrac{0'025 \cdot 100}{10^{-3}} = 2'5$



b) ojo! la tensión en E es dato! $V_E = -i_b r_\pi$

Por divisor de corriente a la derecha: $i_o = -\dfrac{R_c}{R_L + R_c}\beta i_b \Rightarrow i_b = \dfrac{-(R_L+R_c)}{\beta R_c}$

Nudo E $\quad i_g + i_b + \beta i_b = -\dfrac{i_b r_\pi}{R_E} \Rightarrow i_g = -i_b\left(\beta + 1 + \dfrac{r_\pi}{R_E}\right)$

$$i_g = \frac{R_L + R_C}{\beta R_C} \cdot i_o \left(\beta + 1 + \frac{r_\pi}{R_E}\right)$$

$$\boxed{\frac{i_o}{i_g}} = \frac{\beta R_C}{(R_L + R_C)\left(\beta + 1 + \frac{r_\pi}{R_E}\right)} = \frac{\beta R_C R_E}{(R_L+R_C)\left[(\beta+1)R_E + r_\pi\right]} =$$

$$= \frac{100 \cdot 5\cancel{K} \cdot 3\cancel{K}}{(5+5)\cancel{K}\left[101 \cdot 3\cancel{K} + 2'55\cancel{K}\right]} = \boxed{0'49}$$

C) MARGEN DINÁMICO:

▪ Para que el BJT se sature: $V_{CE} + v_{ce} = V_{CE,sat}$

* $V_{CE} = 2\,V$
* $v_{ce} = V_o + i_b r_\pi = V_o - \frac{V_o}{\beta(R_C // R_L)} r_\pi = V_o\left(1 - \frac{r_\pi}{\beta(R_C//R_L)}\right)$

$$V_o = -\beta i_b \cdot (R_C // R_L)$$
$$\downarrow$$
$$i_b = -\frac{V_o}{\beta(R_C//R_L)}$$

$$2 + V_o\left(1 - \frac{r_\pi}{\beta(R_C//R_L)}\right) = 0'2$$

$$\boxed{V_o} = \frac{0'2 - 2}{1 - \frac{r_\pi}{\beta(R_C//R_L)}} = \frac{0'2 - 2}{1 - \frac{2'\cancel{5}}{100 \cdot 2'\cancel{5}}} = \boxed{-1'81\,V}$$

▪ Para que el BJT se corte: $\boxed{I_C + i_c = 0}$

* $I_C = 1\,mA$
* $i_c = \beta i_b = -\frac{V_o}{R_C//R_L}$

$$1\,mA - \frac{V_o}{R_C//R_L} = 0 \Rightarrow \boxed{V_o} = 1\,mA \cdot R_C//R_L = \boxed{2'5\,V}$$

$$\boxed{M_D = 1'81\,V}$$

Ejercicio 3. El circuito de la figura 3 es un amplificador de pequeña señal de dos etapas. Se pide:

a) Calcular el punto de polarización de los dos transistores, es decir, la corriente de colector I_C (indicando su sentido) y la tensión V_{CE}. ¿Cuál es el nivel de continua en el nodo de salida, V_O? **(1,0 p)**
b) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal **(0,5 p)**
c) Calcular la ganancia de tensión $A_v = v_o/v_g$ y la impedancia de entrada $R_i = v_g/i_g$ **(1,0 p)**

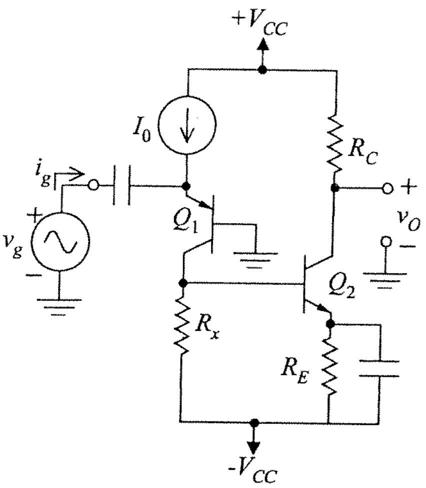


Figura 3

DATOS:
$V_{CC} = 5$ V; $R_C = 5$ kΩ; $R_E = 1$ kΩ; $R_X = 1{,}6$ kΩ; $I_0 = 1$ mA.
$V_t = 0{,}025$ V.
$V_{\gamma E} = 0{,}6$ V, $\beta = 100$, $V_A \rightarrow \infty$ (para ambos transistores)

Los dos condensadores del circuito tienen una capacidad muy elevada, de tal manera que su impedancia es despreciable a la frecuencia de la señal. La fuente de corriente continua es ideal.

a) Análisis en cc

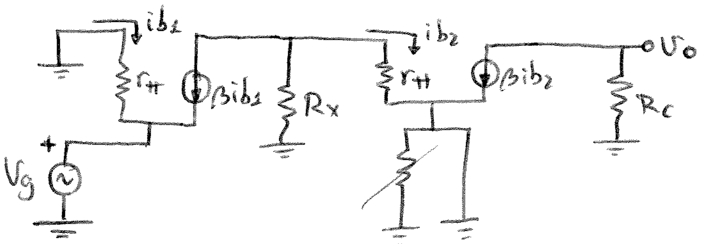
$I_{B1} = 9'9\,\mu A$ $\qquad$ $I_{B2} = 9'59\,\mu A$

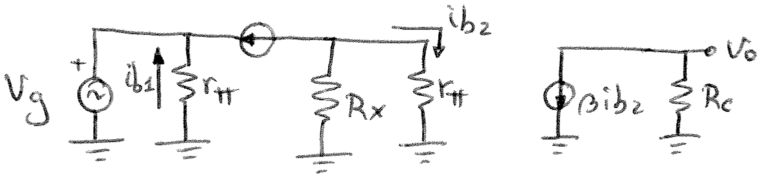
$I_{C1} = 0'99\,mA \approx 1\,mA$ $\qquad$ $I_{C2} = 0'959\,mA \approx 1\,mA$

$V_{CE1} = 4'03\,V$ $\qquad$ $V_{EC2} = 4'23\,V$

$$\boxed{V_o = V_{cc} - I_{C2}R_c = 0\,V}$$

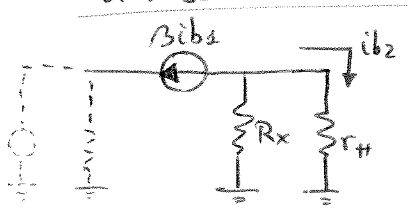
b) circuito eq. pequeña señal





c1) ganancia de tensión $A_v = \frac{V_o}{V_g}$??

divisor de corriente:



$V_o = -\beta i_{b2} \cdot R_c \Rightarrow \frac{V_o}{i_{b2}} = -\beta R_c$

$i_{b2} = \frac{R_x}{R_x + r_\pi} (-\beta i_{b1}) \Rightarrow \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-\beta R_x}{R_x + r_\pi}$

$V_g = -i_{b1} \cdot r_\pi \Rightarrow \frac{i_{b1}}{V_g} = \frac{-1}{r_\pi}$

$$A_v = \frac{V_o}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{V_g} = (-\beta R_c) \frac{(-\beta R_x)}{R_x + r_\pi} \cdot \frac{(-1)}{r_\pi}$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{-\beta^2 R_c R_x}{r_\pi (R_x + r_\pi)} = -7804}$$

c2) impedancia de entrada $R_i = \frac{V_g}{i_g}$??

$$\left.\begin{array}{l} V_g = -i_{b1} r_\pi \\ i_g = -(\beta+1) i_{b1} \end{array}\right\} \boxed{R_i = \frac{V_g}{i_g} = \frac{r_\pi}{\beta + \cancel{1}} = 25\,\Omega}$$

Ejercicio 3. El circuito de la figura 3 representa un amplificador CMOS que trabaja en frecuencias medias y pequeña señal. Se pide:

a) Demostrar que la tensión continua de salida es $V_O = 0$ **(0,3 p).**
b) El punto de trabajo (I_D, V_{GS}, V_{DS}) para ambos transistores **(0,5 p).**
c) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal, calculando la ganancia de tensión v_o/v_i. **(0,9 p).**
d) Calcular el margen dinámico de la tensión de salida v_o, sabiendo que está limitado por la entrada de alguno de los transistores en zona gradual (la configuración del circuito CMOS hace que baste con comprobarlo para uno de los dos transistores) **(0,8 p).**

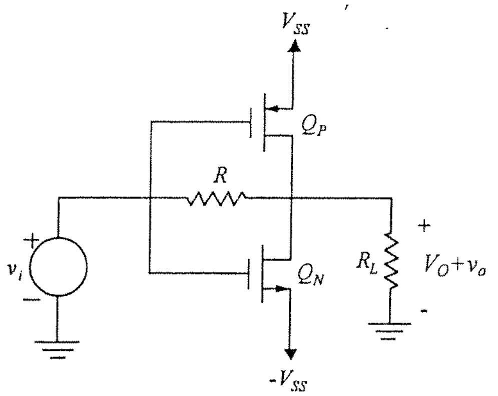
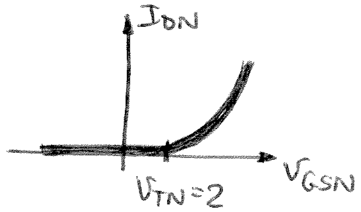
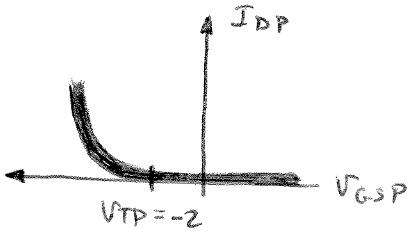


Figura 3

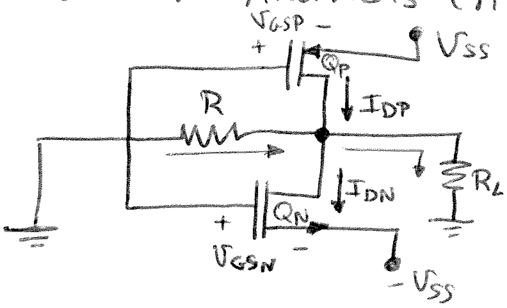
DATOS:
$V_{SS}= 5$ V;
$R = 1$ MΩ; $R_L = 1$ kΩ

MOST de acumulación (normalmente OFF):
$\kappa_N=\kappa_P=1$ mA/V^2
$|V_{TN}| = |V_{TP}| = 2$ V
$V_A \to \infty$
Para el MOST de canal n, en saturación:
$I_D=\kappa_N(V_{GS}-V_T)^2$





a) $V_O=0$?? Análisis en CC



$V_{GSN} = V_{SS} = 5$ V
$V_{GSP} = -V_{SS} = -5$ V

como son transistores con idénticos parámetros (pero uno canal n y otro p), si se da el caso $V_{GSN} = -V_{GSP}$ tenemos: $I_{DP} = I_{DN}$

nudo salida: $-\frac{V_O}{R} = \frac{V_O}{R_L}$
única solución $\underline{V_O = 0}$

b) I_{DP}? I_{DN}? V_{GSN}? V_{GSP}? V_{DSN}? V_{DSP}?

Q_N) $\boxed{V_{GSN} = 5V} \geq V_{TN}$

$\boxed{V_{DSN} = V_{SS} = 5V} \geq V_{DSNsat}$

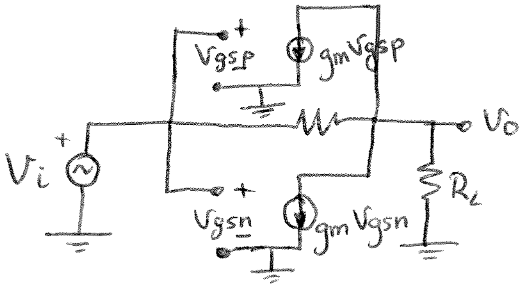
$\boxed{I_{DN} = k(V_{GSN}-V_{TN})^2 = 9\ mA}$

Q_P) $\boxed{V_{GSP} = -5V}$

$\boxed{V_{DSP} = -5V}$

$\boxed{I_{DP} = 9mA}$

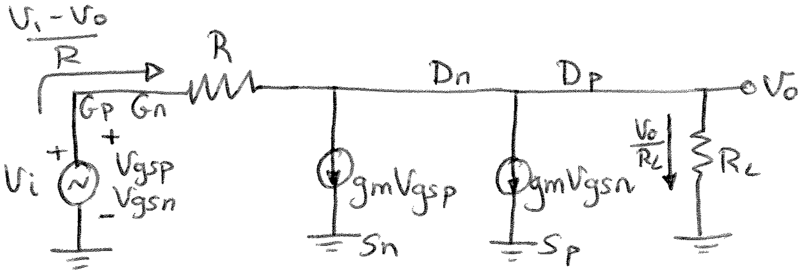
c) circuito eq. peq. señal Ganancia tensión $\frac{V_o}{V_i}$??



$g_m = 2\sqrt{K I_D}$

por ser $I_{DN} = I_{DP}$

$$\boxed{g_m = g_{m1} = g_{m2} = 2\sqrt{K I_D} = 6\,mS}$$



nudo salida: $\frac{V_i - V_o}{R} = g_m V_{gsn} + g_m V_{gsp} + \frac{V_o}{R_L}$

$1/R \ll 1/R_L$
$1/R \ll 2g_m$

$V_i\left(\frac{1}{R} - 2g_m\right) = V_o\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_L}\right) \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{\cancel{\frac{1}{R}} - 2g_m}{\frac{1}{R_L} + \cancel{\frac{1}{R}}}$

$\frac{V_o}{V_i} = -2g_m R_L$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = -12}$$

d) MD ?? < no entran en gradual
sólo comprobando 1 transistor

Q_N entra en gradual si $V_{DSN} = V_{DSN,sat}$

$V_{DSN} + V_{dsn} = (V_{GSN} + V_{gsn}) - V_{TN}$

buscamos el valor de V_o que hace que se cumpla:

$\cancel{V_{DSN}} + V_{dsn} = \cancel{V_{GSN}} + V_{gsn} - V_{TN}$

$$\left.\begin{array}{l} V_{dsn} = V_o \\ V_{gsn} = V_i = \frac{V_o}{-12} \end{array}\right\} \frac{-V_o}{12} - V_{TN} = V_o \Rightarrow V_o \frac{13}{12} = -V_{TN}$$

$V_o = -V_{TN}\frac{12}{13} = -1'85\ V$

$$\boxed{MD = |-1'85| = 1'85\ V}$$

Ejercicio 3. En el circuito amplificador de la figura 3:

a) Calcule el punto de trabajo del JFET y demuestre que está en saturación. **(1 p.)**
b) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal y a frecuencias medias. **(0,5 p.)**
c) Calcule la transconductancia, g_m. **(0,3 p.)**
d) Calcule la ganancia en tensión, v_o/v_i. **(0,7 p.)**

Realice las simplificaciones que considere oportunas, explicándolas.

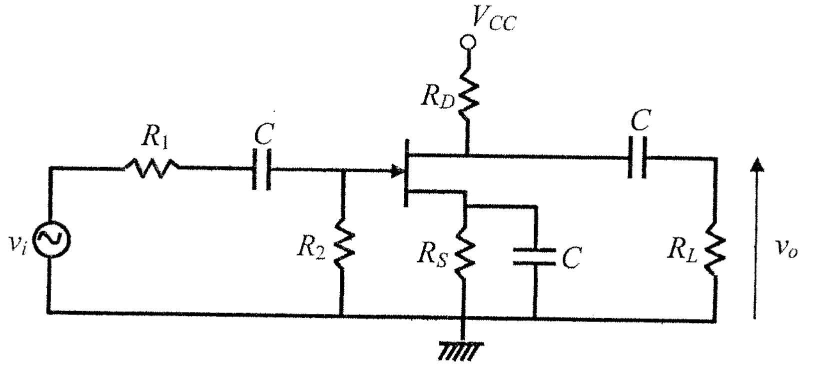


Figura 3

DATOS

Del circuito: R_1= 1 kΩ; R_2= 10 MΩ; R_S= 0,3 kΩ; R_D= 1 kΩ; R_L= 20 kΩ; V_{CC}= 10 V; C → ∞.

Del JFET: $|V_t|$ = 4 V, k=0,625 mA/V^2,
Ec. de saturación: $I_D = k(V_{GS} - V_t)^2$

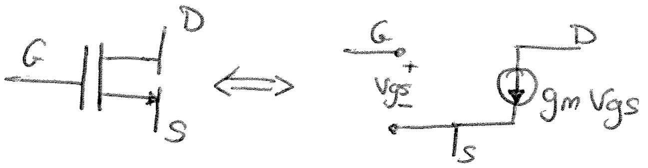
a) $I_D = 4,4\ mA$

$V_{GS} = -1,32\ V$

$V_{DS} = 4'28\ V$

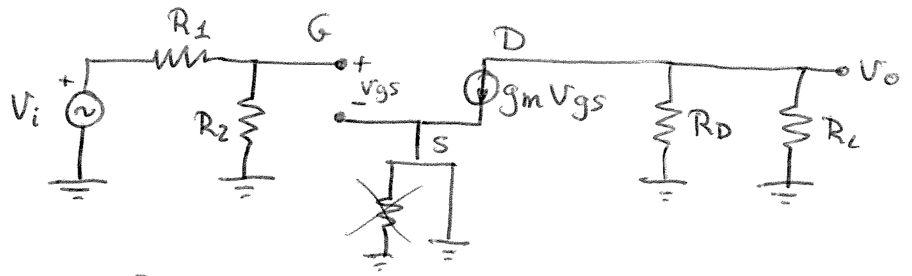
$I_D = \ldots = \left\langle \begin{array}{l} \cancel{39'82}\ mA \\ 4'4\ mA \end{array}\right.$

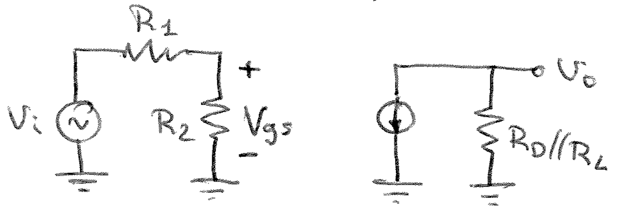
b) circuito equivalente en pequeña señal



$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\Big|_Q = 2k(V_{GS} - V_T)\Big|_Q$

Q ≡ punto de trabajo





c) gm??

$$\boxed{g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\Big|_Q = 2k(V_{GS} - V_T)\Big|_Q = 2\cdot 0'625\,m\,(-1'32 + 4) = 3,35\,mS}$$

d) ganancia de tensión V_o/V_i

$$\left.\begin{aligned} V_o &= -g_m V_{gs} (R_D // R_L) \\ V_{gs} &= \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_i \\ V_i &= \frac{R_1+R_2}{R_2} V_{gs} \end{aligned}\right\} \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m V_{gs} (R_D // R_L)}{\frac{R_1+R_2}{R_2} V_{gs}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m R_2 (R_D // R_L)}{R_1+R_2}$$

$$R_L \gg R_D \Rightarrow R_D // R_L \approx R_D$$

$$R_2 \gg R_1 \Rightarrow R_1 + R_2 \approx R_2$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = -g_m R_D = -3'35}$$

Ejercicio 2. La disrupción entre drenador y puerta en un JFET puede modelarse como un JFET en el que no hubiera ninguna disrupción junto con un diodo zéner entre drenador y puerta, tal como se indica en el interior de la zona de puntos de la figura 2. En el circuito de la figura se conoce el valor de I=1 mA y V_{DS}=5 V.

Para ese punto de polarización existen dos posibles valores de V_{GS}, uno (V_{GS1}) en el que el diodo zener no está en disrupción, y otro (V_{GS2}) en el que sí lo está. Se pide:

a) Calcular V_{GS1} **(0,5 p.)**
b) Calcular V_{GS2} **(0,5 p.)**
c) Calcular la impedancia de salida en pequeña señal R_{01} para V_{GS} = V_{GS1}, teniendo en cuenta que R_L es la resistencia de carga **(0,5 p.)**
d) Calcular lo mismo (R_{02}) para V_{GS} = V_{GS2} **(1,0 p.)**

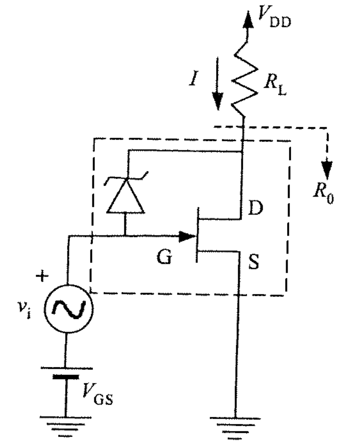
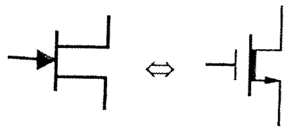


Figura 2

DATOS:

Para las condiciones del problema, el JFET es equivalente a un MOSFET de canal n de deplexión (*FET normalmente ON*):



En saturación, $i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2$

I_{DSS} = 4 mA; V_T = - 4 V; $V_A \rightarrow \infty$

Diodo zéner, modelo lineal por tramos con V_γ = 0,7 V; V_Z = 8 V

Expresión de I_D para un JFET

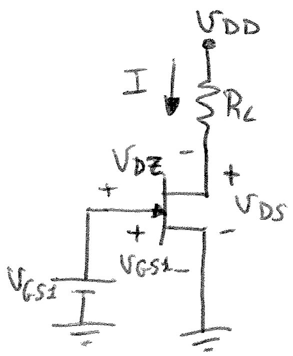
$$i_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = k\frac{V_T^2}{V_T^2}(V_{GS}-V_T)^2 = kV_T^2\left(\frac{V_{GS}-V_T}{V_T}\right)^2 =$$

$$= kV_T^2\left(V_{GS}/V_T - 1\right)^2 ;\ I_{DSS} = kV_T^2 \Rightarrow i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$$

$$(3-5)^2 = (5-3)^2$$

a) $V_{GS1} \equiv V_{GS}$?? Zéner ≠ DIS

Suponemos Zéner ≡ OFF $\begin{cases} I_{DZ} = 0 \\ i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_T}\right)^2 \end{cases}$ $V_{DZ} \in [-V_Z, V_\gamma]$, $V_{GS1} \geq V_T$, $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$



$* \; i_D = I = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_T}\right)^2 \Rightarrow V_{GS1} = \left(1 \pm \sqrt{\frac{I}{I_{DSS}}}\right)V_T \Rightarrow$

$\Rightarrow \cancel{V_{GS1} = -6V}$

$V_{GS1} = -2V \geq V_T \Longrightarrow \boxed{V_{GS1} = -2V}$

$* \; V_{DS} = 5V \geq V_{DS,sat}$ (o.k.)

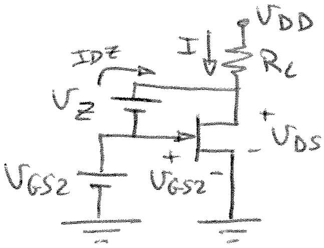
$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = -2 + 4 = 2V$

$* \; V_{DZ} = V_{GS1} - V_{DS} = -2 - 5 = -7V \in [-8, 0'7]$

b) $V_{GS2} \equiv V_{GS}$?? Zéner $\equiv$ DIS

Zéner $\equiv$ DIS $\Rightarrow V_{DZ} = -V_Z \Rightarrow I_{DZ} < 0$

JFET $\equiv$ sat $\Rightarrow i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS2}}{V_T}\right)^2 \Rightarrow \begin{cases} V_{GS2} \geq V_T \\ V_{DS} \geq V_{DS,sat} \end{cases}$



* $\boxed{V_{GS2}} = V_{DS} - V_Z = 5 - 8 = \boxed{-3\,V} \geq V_T$ (ok)

* $V_{DS} = 5V \geq V_{DS,sat}$ (ok)

$V_{DS,sat} = V_{GS2} - V_T = -3 - (-4) = 1V$

* $I_{DZ} = i_D - I = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS2}}{V_T}\right)^2 - I = -0'5\,mA < 0$ (o.k.)

Ejercicio 3. En la figura 3 el transistor Q1 forma parte de un amplificador de tensión con carga activa, formada por los transistores Q2 y Q3, que se pueden considerar idénticos y a la misma temperatura. Sabiendo que el circuito trabajará en frecuencias medias, se pide:

a) Para el espejo de corriente formado por los transistores Q2 y Q3, calcule el valor de R para que $I_0 = 2$ mA. En este apartado desprecie el efecto Early en los transistores **(0,4 p.)**

b) Para el transistor Q1, calcule los valores de continua I_{D1} y V_{GS1}. Suponga en este apartado que el espejo de corriente colocado entre los puntos A y B funciona como una fuente de corriente ideal ($Req \to \infty$) de valor I_0=2 mA **(0,5 p.)**

c) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal de todo el circuito (Q1, Q2 y Q3) y demuestre, razonadamente, que la impedancia equivalente del espejo de corriente vista desde el drenador de Q1 (punto A) es el parámetro de pequeña señal r_0 del transistor Q2 **(0,8 p.)**

d) Calcule la ganancia en tensión $A_v = v_o/v_f$ para $R_f = 100\ \Omega$ y $R_f = 0\ \Omega$ **(0,8 p.)**

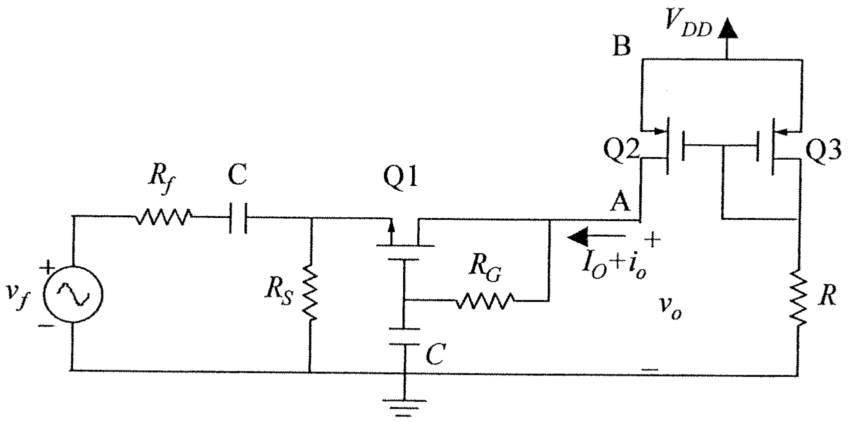


Figura 3

DATOS:

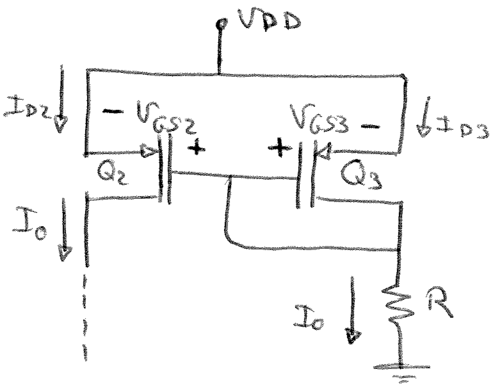
Q1: NMOS de acumulación (normalmente OFF)
$V_T = 1$ V; $\kappa = 1$ mA/V^2; $V_A \to \infty$

Q2, Q3: PMOS de acumulación (normalmente OFF)
$V_T = 4$ V; $\kappa = 1$ mA/V^2; $V_A = 50$ V
$r_0 \approx V_A / I_D$

$R_G = 5$ MΩ; $R_S = 1$ kΩ; $V_{DD} = 10$V; $C \to \infty$

a) R ?? $I_o = 2mA$

Análisis en continua

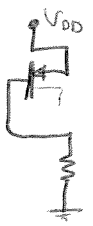


$$V_{GS2} = V_{GS3} \Rightarrow I_{D2} = I_{D3} = I_o$$

$$I_o = I_{D3} = k\,(V_{GS3} - V_{T3})^2$$

$$V_{GS3} = \underbrace{V_{T3}}_{-4\,V} \pm \sqrt{\frac{I_o}{k}} = \begin{cases} -5{,}41\ V \le V_{T3} \\ \cancel{-2'58}\ V \end{cases}$$

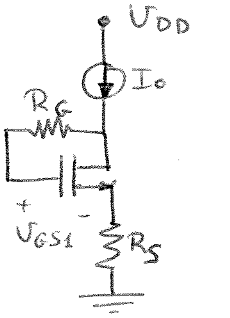
malla: $I_o R - V_{GS3} - V_{DD} = 0$



$$\boxed{R = \frac{V_{DD} + V_{GS3}}{I_o} = 2'3\ k\Omega}$$

b) I_{D1}, V_{GS1} ??

Análisis en continua

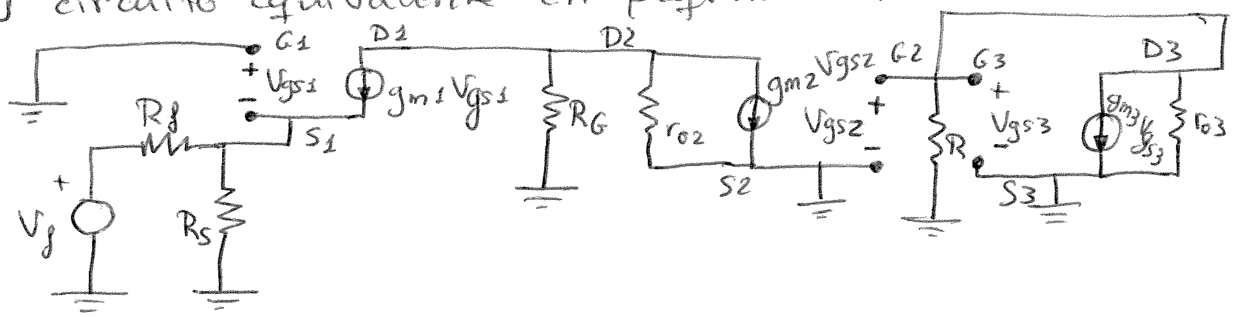


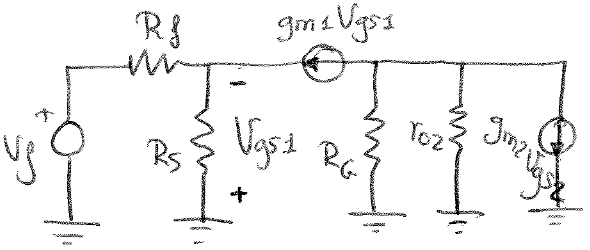
$$\boxed{I_{D1} = I_o = 2mA}$$

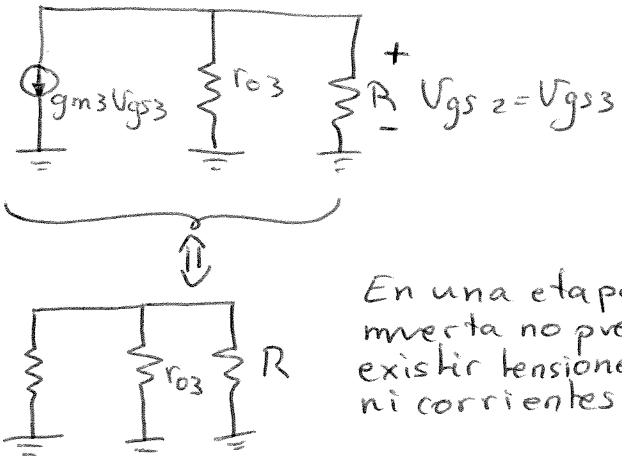
$$I_{D1} = K(V_{GS1} - V_{T1})^2$$

$$\boxed{V_{GS1} = V_{T1} \pm \sqrt{\frac{I_{D1}}{K}}} = \left\langle \begin{array}{l} \boxed{2'41\ V} \\ \cancel{-0'41\ V} \end{array} \right.$$

c) circuito equivalente en pequeña señal

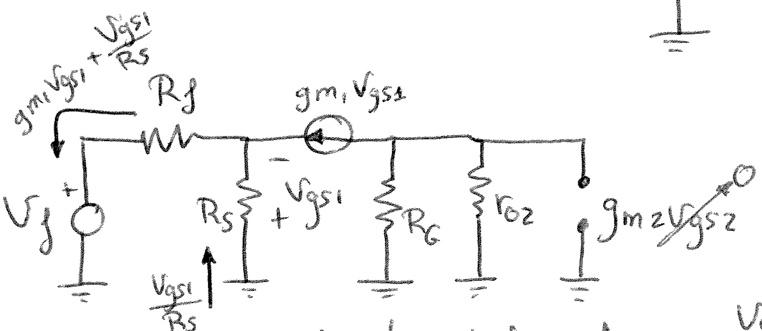






$$\frac{V_{gs3}}{i} = \frac{V_{gs3}}{g_{m3}V_{gs3}} = \frac{1}{g_{m3}}$$

En una etapa muerta no pueden existir tensiones ni corrientes



$$g_{m1} = 2K(V_{GS1} - V_{T1}) = 2'82 mS$$

$$r_{o2} = \frac{V_A}{I_{D2}} = 25\ k\Omega$$

d) Ganancia de tensión $A_v = \frac{V_o}{V_g}$

$$V_o = -g_{m1}V_{gs1}(r_{o2} // R_G)$$

$$V_g = -R_g V_{gs1}\left(\frac{1}{R_s} + g_{m1}\right) - V_{gs1} = -V_{gs1}\left[\left(\frac{1}{R_s} + g_{m1}\right)R_g + 1\right]$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_g}$$

$$A_v = \frac{-g_{m1}V_{gs2}(r_{o2}//R_G)}{-V_{gs1}\left[\left(\frac{1}{R_s} + g_{m1}\right)R_g + 1\right]} = \begin{cases} R_g = 0\Omega \rightarrow \boxed{A_v = 70'5} \\ R_g = 100\Omega \rightarrow \boxed{A_v = 51'1} \end{cases}$$

Ejercicio 2.

La figura muestra un circuito amplificador en fuente común realizado con el transistor MOS de deplexión (normalmente ON) T_1 polarizado con una fuente de corriente I_{DD} que se puede suponer ideal a todos los efectos. En pequeña señal y frecuencias medias, el conjunto de dos terminales formado por el transistor T_2 (MOST de acumulación o normalmente OFF) y la resistencia R_2 se comporta como una resistencia equivalente R_{EQUIV}.

Se le pide calcular:

a) El valor V_L e I_L, verificando que los transistores operan en saturación.

b) El valor de $R_{EQUIV} = v_l / i_l$.

c) El valor de la transimpedancia v_l / i_g de pequeña señal y frecuencias medias del circuito.

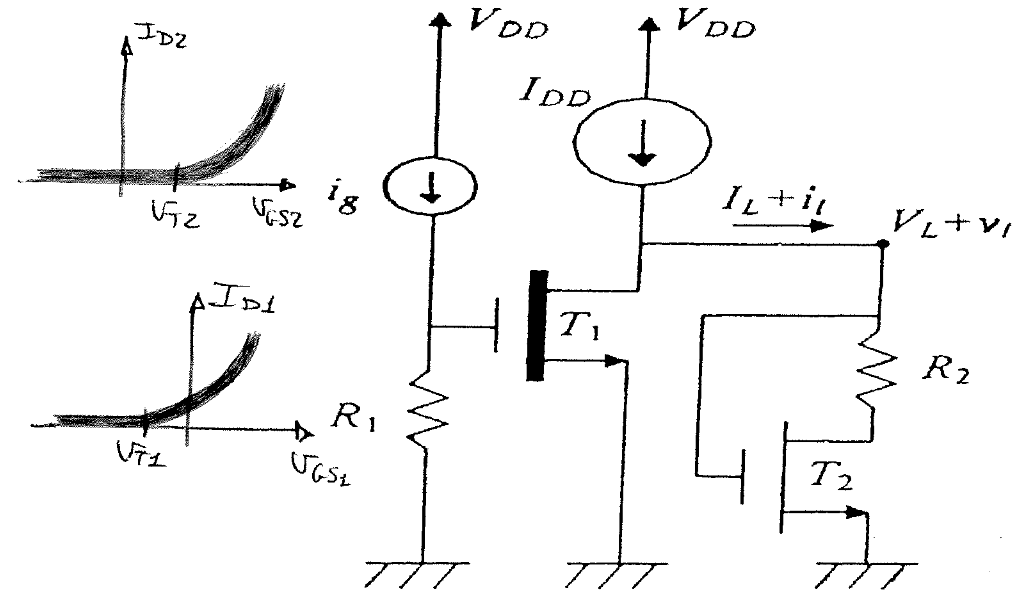
DATOS:

$V_{DD} = 20V, I_{DD} = 5mA, R_1 = 10k\Omega, R_2 = 125\Omega$

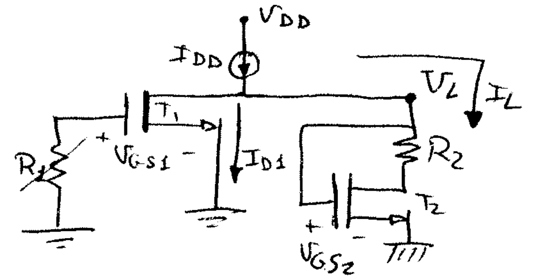
Para ambos MOSFET:

$i_D = k(v_{GS} - V_T)^2$ en saturación.

$|V_{T1}| = |V_{T2}| = 1V, k_1 = k_2 = 1mA/V^2$



a) V_L?? I_L?? saturación (Análisis en continua)



$V_{GS1} = 0 \geq V_{T1}$

$\boxed{I_L} = I_{DD} - I_{D1} = I_{DD} - k(V_{GS1} - V_{T1})^2 =$

$= 5 - 1 = \boxed{4mA} = I_{D2}$

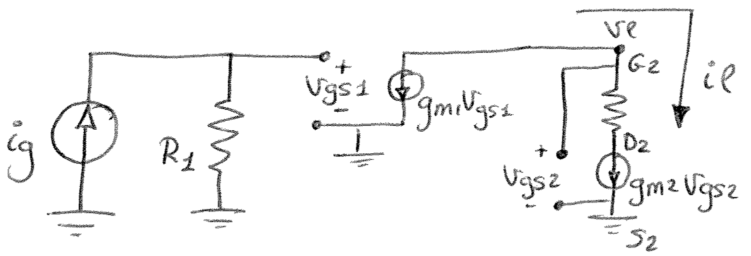
$I_{D2} = k(V_{GS2} - V_{T2})^2$

$V_{GS2} = V_{T2} \pm \sqrt{\frac{I_{D2}}{k}} = \boxed{3V = V_L} \geq V_{T2}$

$V_{DS1} = V_L = 3V \geq V_{DS,sat1}$

$V_{DS2} = V_L - I_L R_2 = 2'5\ V \geq V_{DS,sat2}$

b) $R_{eq} = \frac{v_\ell}{i_\ell}$?? Análisis en peq. señal



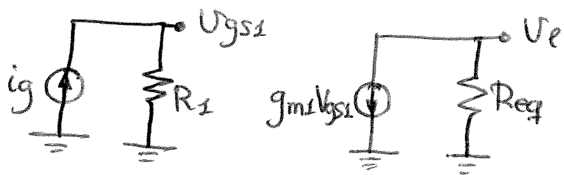
$$i_\ell = g_{m2} v_{gs2}$$

$$v_\ell = v_{gs2}$$

$$R_{eq} = \frac{v_\ell}{i_\ell} = \frac{v_{gs2}}{g_{m2} v_{gs2}} = \frac{1}{g_{m2}}$$

$$g_{m2} = 2k(V_{GS2} - V_{T2}) = 4mS \Rightarrow \boxed{R_{eq} = 250\,\Omega}$$

c) $\frac{v_\ell}{i_g}$??



$$v_\ell = -g_{m1} v_{gs1} \cdot R_{eq}$$

$$i_g = \frac{v_{gs1}}{R_1}$$

$$g_{m1} = 2K(V_{GS1} - V_{T1}) = 2mS$$

$$\boxed{\frac{v_\ell}{i_g}} = \frac{-g_{m1} \cancel{v_{gs1}} R_{eq}}{\cancel{v_{gs1}} / R_1} = -g_{m1} R_{eq} R_1 = \boxed{-5\,k\Omega}$$

Ejercicio 4.

En el amplificador diferencial de la figura la fuente corriente es ideal, es decir, su resistencia equivalente en pequeña señal es infinita. Pese a ello, el factor de rechazo al modo común (*CMRR*) del circuito no es infinito debido al efecto Early de los transistores. Se pide:

a) Analizar el circuito en continua, calculando I_C y V_{CE} de los dos transistores. Desprecie el Efecto Early sólo en este apartado.

b) Calcular la ganancia en modo común y pequeña señal $A_c = \frac{v_0}{v_{ic}}$ para $v_{i1} = v_{i2} = v_{ic}$.

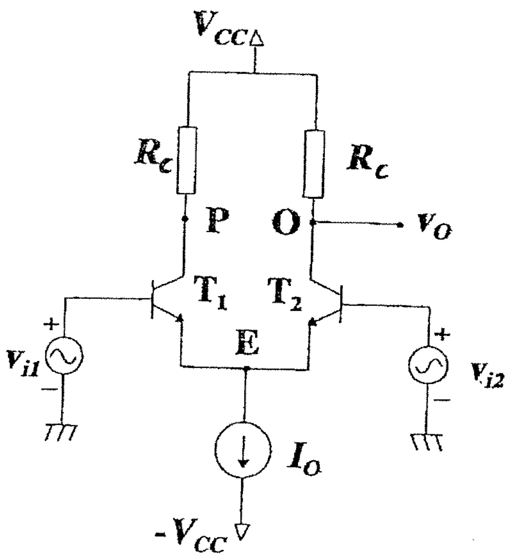
c) Calcular la ganancia en modo diferencial y pequeña señal $A_d = \frac{v_0}{v_{id}}$ para $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$.

d) Calcular el factor de rechazo al modo común en dB.

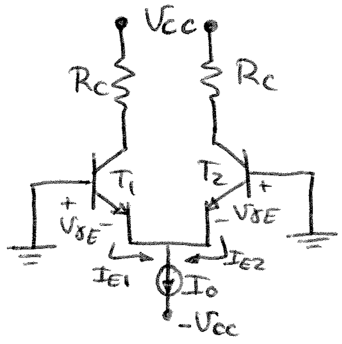
DATOS:

$R_C = 10k\Omega; V_{CC} = 15V; I_0 = 2mA$.

$\beta = 100; V_{\gamma E} \cong 0,7V; V_A = 50V; V_C = 0,025V$.



a) Análisis en continua I_C?? V_{CE}?? sin efecto Early



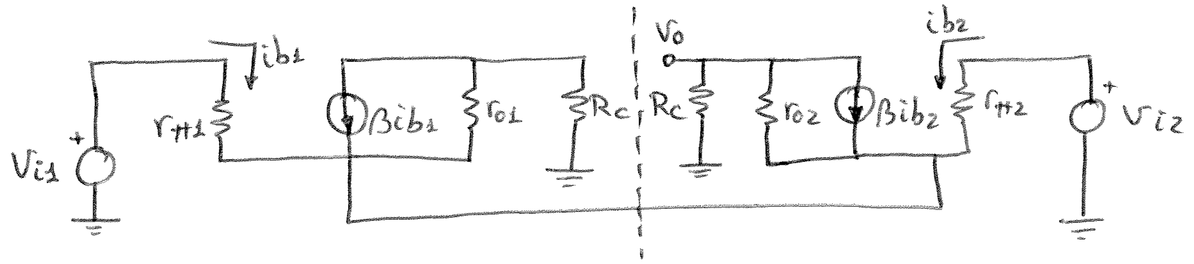
por simetría: $I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_0}{2} = (\beta+1) I_B$

$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_0}{2(\beta+1)}$

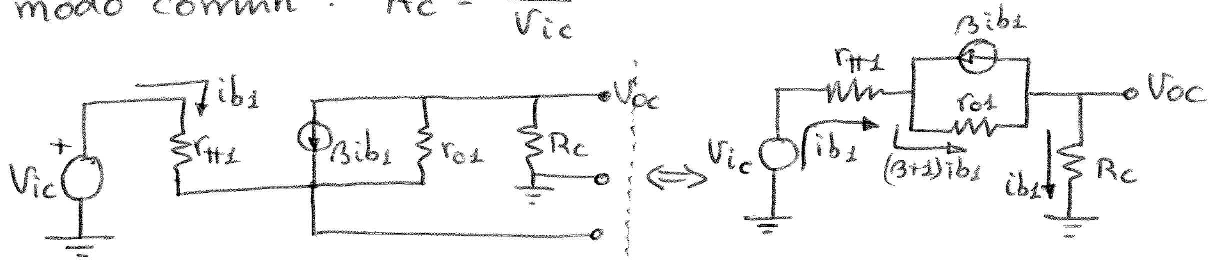
$$\boxed{I_{C1} = I_{C2} = \frac{\beta}{2(\beta+1)} I_0 = \frac{I_0}{2} = 1\,mA}$$

$$\boxed{\begin{aligned} V_{CE1} &= V_{CC} - I_{C1} R_C + V_{\gamma E} = 5'7\,V \\ V_{CE2} &= V_{CC} - I_{C2} R_C + V_{\gamma E} = 5'7\,V \end{aligned}}$$

circuito equivalente en pequeña señal:



b) modo común : $A_c = \dfrac{V_{oc}}{V_{ic}}$

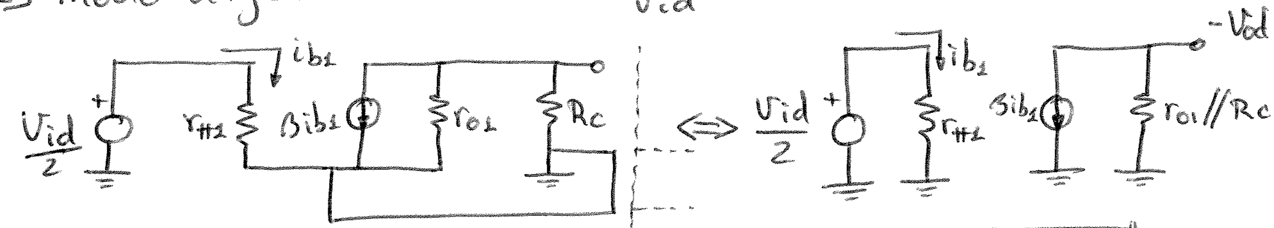


$$\left.\begin{array}{l} V_{oc} = i_{b1} \cdot R_c \\ V_{ic} = i_{b1}\left[r_{\pi 1} + (\beta+1)\, r_{o1} + R_c\right] \end{array}\right\} \boxed{A_c = \dfrac{V_{oc}}{V_{ic}} = \dfrac{R_c}{r_{\pi 1} + (\beta+1) r_{o1} + R_c} = 0'002}$$

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta V_t}{I_{c1}} = 2'5\ k\Omega$$

$$r_{o1} = \frac{V_A}{I_{c1}} = 50\ k\Omega$$

c) modo diferencial : $A_d = \dfrac{V_{od}}{V_{id}}$



$$\left.\begin{array}{l} -V_{od} = -\beta i_{b1}\,(r_{o1} /\!/ R_c) \\ V_{id} = 2 i_{b1}\, r_{\pi 1} \end{array}\right\} \boxed{A_d = \dfrac{V_{od}}{V_{id}} = \dfrac{\beta\,(r_{o1} /\!/ R_c)}{2\, r_{\pi 1}} = 167}$$

d) CMRR??

$$\boxed{CMRR = 20 \log \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = 20 \log \left|\frac{167}{0'002}\right| = 98'5\ dB}$$

Ejercicio 5. El amplificador diferencial de la figura 5.1 es completamente simétrico y la fuente de corriente continua es ideal.

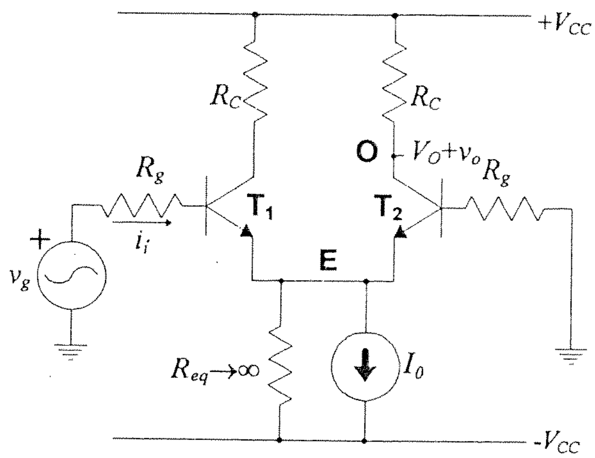


FIG. 5.1

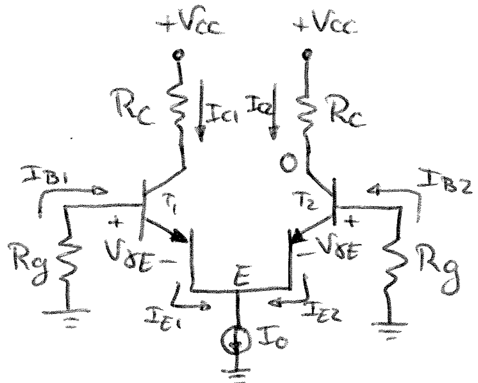
a) Calcular la tensión continua en los nodos O (V_O) y E (V_E) (0,6 p.)

b) Calcular la ganancia en pequeña señal v_o/v_g (1,0 p.)

c) Expresar la corriente i_i en función de v_g (0,4 p.)

DATOS:
V_{CC} = 15 V; R_C = 10 kΩ;
R_g = 600 Ω; I_0 = 2 mA;
kT/e = 0,025 V
Transistores:
V_{BE} = 0,7 V; $\beta = h_{fe}$ = 100;
$r_\pi = h_{ie} = \beta(kT/e)/I_C$; $r_o^{-1} = h_{oe} = 0$

a) circuito en continua:



por simetría:

$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_0}{2} = (\beta+1) I_B$

$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_0}{2(\beta+1)}$

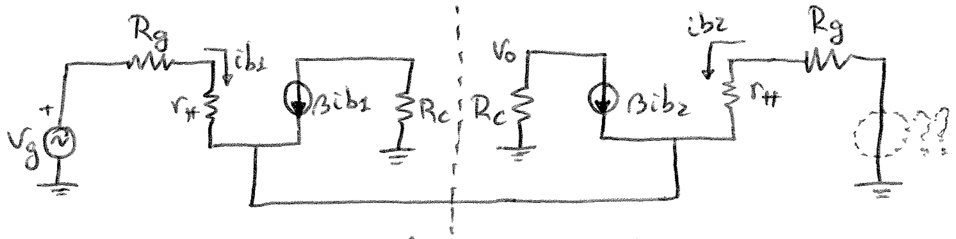
$I_{C1} = I_{C2} = \frac{\beta}{2(\beta+1)} I_0$

$V_E = -I_{B2}\cdot R_g - V_{\gamma E} = -\frac{I_0}{2(\beta+1)} R_g - V_{\gamma E}$

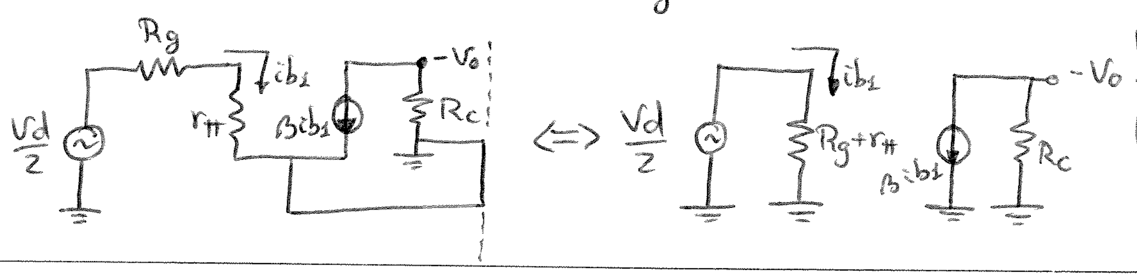
$\boxed{V_E = -0'706 \text{ V}}$

$\boxed{V_0 = V_{cc} - I_{c2}R = V_{cc} - \frac{\beta}{2(\cancel{\beta+1})} I_0 \cdot R = 5 \text{ V}}$

b) circuito en peq. señal:



modo diferencial: $A_d = \frac{V_{od}}{V_g}$



$\begin{cases} V_{od} = \beta i b_1 R_c \\ \frac{V_d}{2} = i b_1 (R_g + r_\pi) \end{cases}$

Cuando falta una pila:

$V_d \rightarrow V_g \qquad A_d = \dfrac{V_{od}}{V_g}$

$V_c \rightarrow \dfrac{V_g}{2} \qquad A_c = \dfrac{V_{oc}}{V_g}$

$V_{od} = \beta i_{b1} R_c$

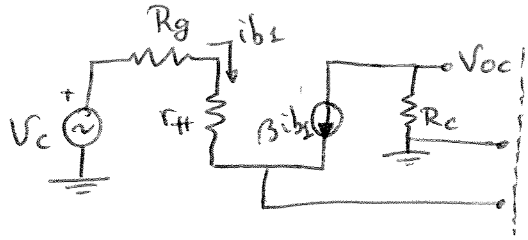
$\dfrac{V_g}{2} = i_{b1}(R_g + r_\pi)$

$V_{od} = A_d V_g$

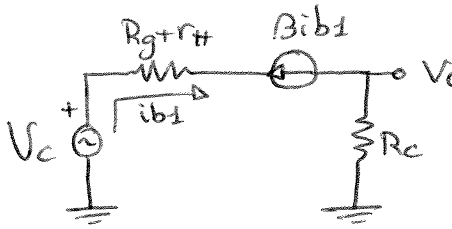
$$\boxed{A_d = \frac{V_{od}}{V_g} = \frac{\beta R_c}{2(R_g + r_\pi)} = 161}$$

$$\boxed{r_\pi = r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta V_t}{I_c} = 2'5\,k\Omega}$$

modo común: $A_c = \dfrac{V_{oc}}{V_g}$



$\Leftrightarrow$



$V_{oc} = A_c \cdot V_g$

$i_{b1} = -\beta i_{b1} \Leftrightarrow i_{b1} = 0$

$V_{oc} = i_{b1} \cdot R_c = 0 \Rightarrow \boxed{A_c = 0}$

Por superposición:

$V_o = V_{od} + V_{oc} = A_d V_g + A_c V_g \Rightarrow V_o = (A_d + A_c) \cdot V_g$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_g} = A_d + A_c = 161 + 0 = 161}$$

sólo tiene sentido el concepto de ganancia total cuando hay sólo una fuente de entrada.

Por superposición tendremos que la ganancia total es la ganancia en modo diferencial más la ganancia en modo común.

c) $i_i = f(v_g)$??

Se ve en el circuito que $i_i = i_{b1}$

por superposición: $i_{b1} = i_{b1}d + i_{b1}c$

$$\left.\begin{array}{l} i_{b1}d = \dfrac{V_g}{2(R_g + r_\pi)} \\ i_{b1}c = 0 \end{array}\right\} \boxed{i_{b1}} = \frac{V_g}{2(R_g + r_\pi)} + 0 = \boxed{\frac{V_g}{6'2}\ (mA)}$$

Ejercicio 3. En el circuito de la figura 3, calcule:

a) La corriente de polarización I_D **(0.5 p.)**
b) La ganancia en modo diferencial v_{o1d}/v_{i1} **(1 p.)**
c) La ganancia en modo común v_{o1c}/v_{i1} **(1 p.)**

DATOS
R= 1 kΩ; I_o=2 mA
R_{eq}=1 MΩ (resistencia equivalente de la fuente de corriente I_o en alterna)
Los transistores M1 y M2 son iguales, trabajan en saturación y los valores de sus parámetros de circuito equivalente en pequeña señal son: g_m=2 mS, $1/r_o$=0

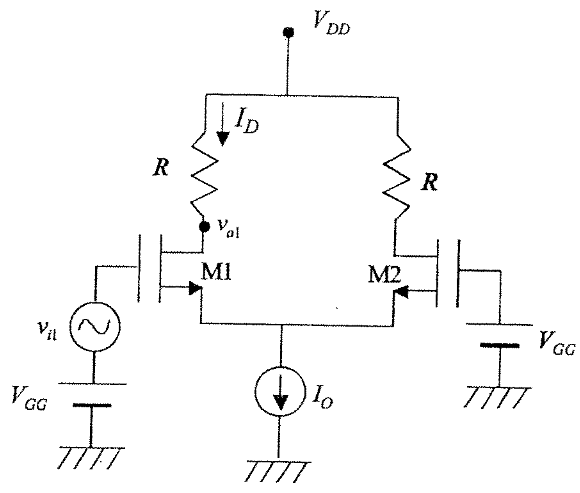
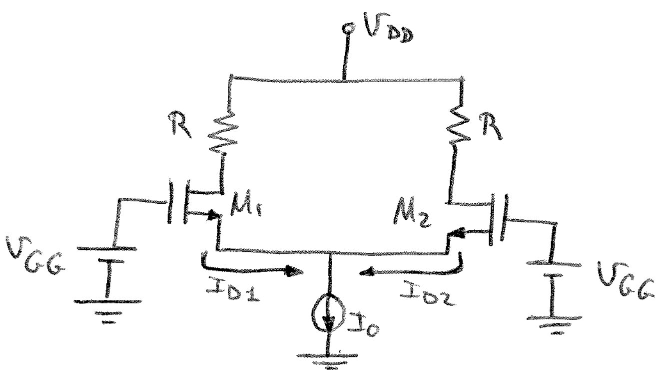


Figura 3

a) I_D?? Análisis en continua



Por simetría:

$$I_D = I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_o}{2}$$

$$\boxed{I_D = 1\,mA}$$

Amplificadores diferenciales sin fuente V_{i2} ($V_{i2}=0$):

Para $V_{i2}=0$ tenemos:

$$V_d = V_{i1} - V_{i2} = V_{i1}$$

$$V_c = \frac{V_{i1}+V_{i2}}{2} = \frac{V_{i1}}{2}$$

Además, redefinimos:

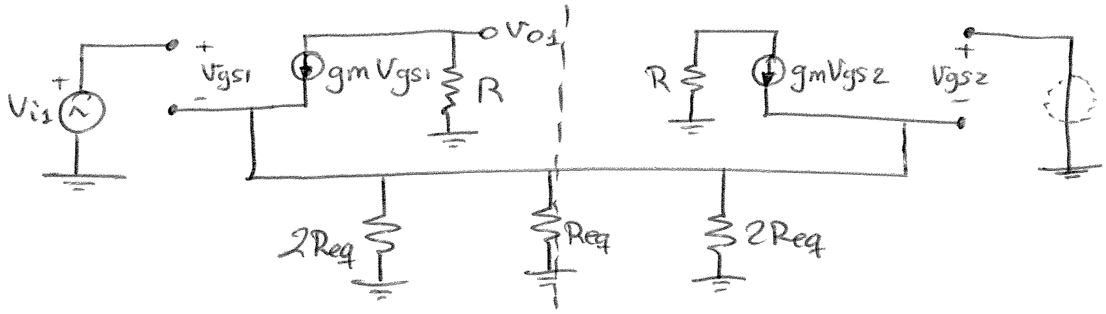
$$A_d = \frac{V_{od}}{V_{i1}}$$

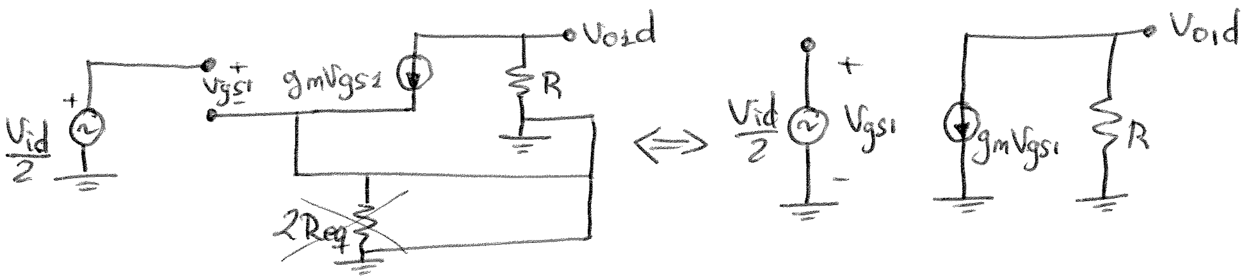
$$A_c = \frac{V_{oc}}{V_{i1}}$$

Abordaremos el circuito como siempre, utilizando el teorema de Bartlett estudiando el modo común y diferencial, pero al final sustituiremos que $V_d = V_{i1}$, $V_c = \frac{V_{i1}}{2}$ y despejaremos con las nuevas definiciones $A_d = \frac{V_{od}}{V_{i1}}$ y $A_c = \frac{V_{oc}}{V_{i1}}$

b) Ganancia en modo diferencial $A_d = \frac{V_{o1d}}{V_{i1}}$

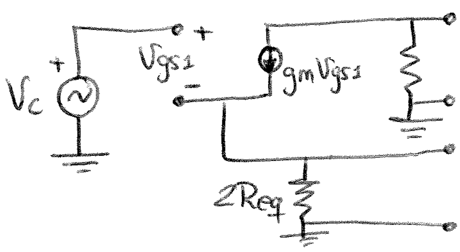
circuito equivalente en pequeña señal:

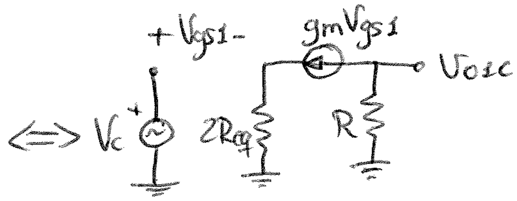




$$\left.\begin{array}{l} V_{o1d} = -g_m V_{gs1} \cdot R \\ V_{gs1} = \frac{V_{id}}{2} \end{array}\right\} \quad \left.\begin{array}{l} V_{o1d} = -g_m \frac{V_{id}}{2} R \\ V_{o1d} = -g_m \frac{V_{id}}{2} R \end{array}\right\} \quad \boxed{A_d = \frac{V_{o1d}}{V_{i1}} = \frac{-g_m R}{2} = -1}$$

c) Ganancia en modo común $A_c = \frac{V_{o1c}}{V_{i1}}$





* $V_{o1c} = -g_m V_{gs1} R$
* $V_c - V_{gs1} - g_m V_{gs1} 2R_{eq} = 0$

$V_c = V_{gs1}(1 + 2g_m R_{eq})$

$V_{i1} = 2V_{gs1}(1 + 2g_m R_{eq})$

$$A_c = \frac{V_{o1c}}{V_{i1}} = \frac{-g_m R}{2(1+2g_m R_{eq})}$$

$$\boxed{A_c = -2'5 \cdot 10^{-4}}$$

Ejercicio 4. El circuito de la Figura 4 es un amplificador diferencial en que los dos transistores son idénticos y trabajan a la misma temperatura.

a) Calcule el punto de trabajo en continua (I_C, V_{CE}) de ambos transistores y demuestre que no depende del valor de R_E ni de R_L. **(0,9 p.)**

Para una excitación diferencial de pequeña señal como la mostrada en la figura:

b) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal, utilizando las propiedades de simetría del circuito y la excitación. **(0,8 p.)**

c) Calcule el margen de valores posibles de la ganancia $A_v = v_O/v_d$ si R_E se puede variar entre 0 (cortocircuito) e ∞ (circuito abierto) **(0,8 p.)**

DATOS: $V_{CC} = 9$ V; $R_C = 10$ kΩ; $R_L = 1$ kΩ; $I_0 = 0,5$ mA
Las fuentes de corriente continua son ideales.
$V_{BE} \cong 0,6$ V, $V_T = 0,025$ V, $\beta = 100$, $r_\pi = \beta V_T/I_C$, $r_o \to \infty$

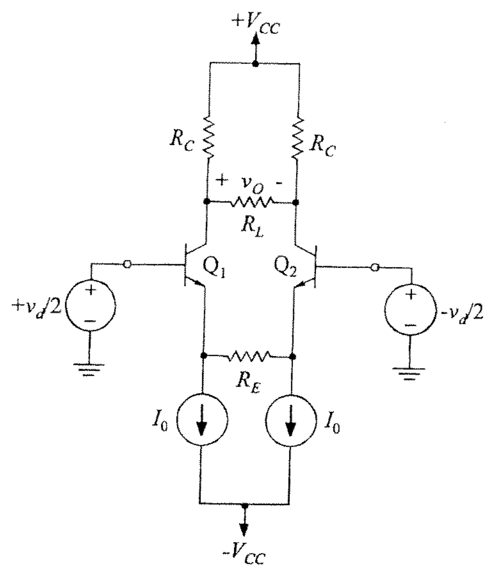
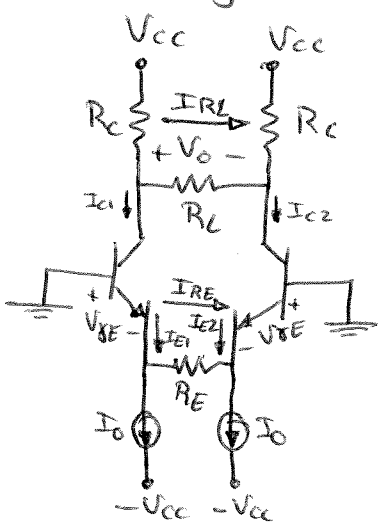


Figura 4

a) Punto trabajo en continua I_C, V_{CE}??



malla: $-V_{\gamma E} - I_{RE} \cdot R_E + V_{\gamma E} = 0$

$\underline{I_{RE} = 0} \Rightarrow I_{E1} = I_0 = I_{E2}$

$$\left.\begin{array}{l} I_{E1} = I_0 = I_{E2} = (\beta+1) I_B \\ I_{B1} = I_{B2} = \dfrac{I_0}{\beta+1} \\ I_{C1} = I_{C2} = \dfrac{\beta}{\beta+1} I_0 \approx I_0 \end{array}\right\}$$

$$\boxed{I_{C1} = I_{C2} = 0'5 \, mA}$$

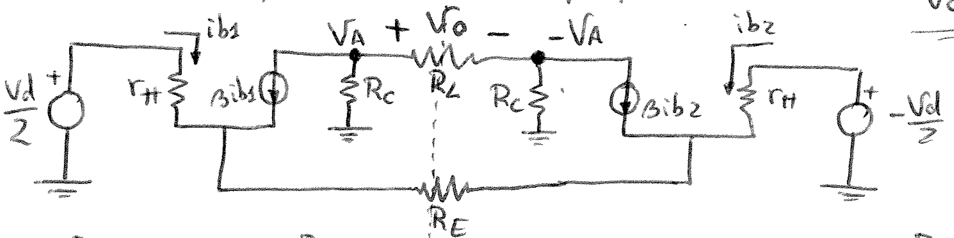
Por el modelo de Ebers-Moll, si dos BJT tienen la misma temperatura ($V_t = 0'025$ V), la misma I_C y la misma V_{BE} ($V_{\gamma E}$) entonces, por pelotas, $V_{BC1} = V_{BC2}$.

$\underline{-\cancel{V_{BC1}} - I_{RL} \cdot R_L + \cancel{V_{BC2}} = 0} \Rightarrow \underline{I_{RL} = 0}$

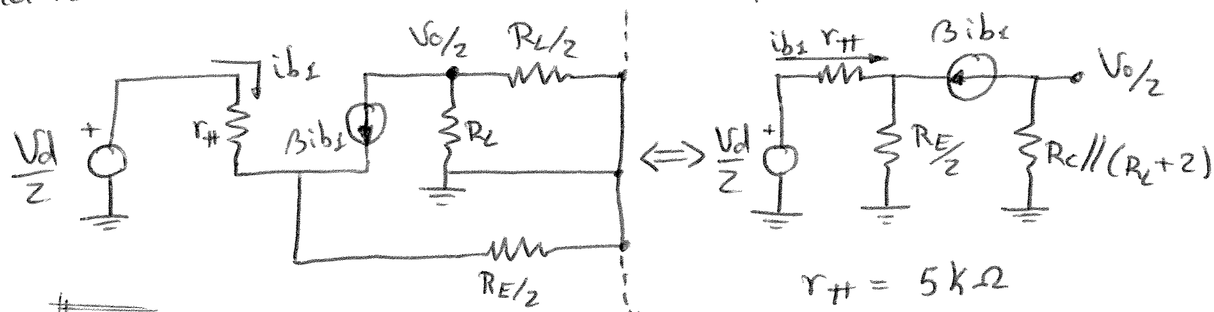
$$\boxed{V_{CE1} = V_{CE2} = V_{cc} - I_{c1} R_c + V_{\gamma E} = 4'6 \text{ V}}$$

b) circuito equivalente en pequeña señal:

$\underline{V_o = V_A - (-V_A) = 2 V_A}$



Como tenemos un circuito simétrico alimentado de manera antisimétrica, podemos aplicar el tma Bartlett:



$r_\pi = 5\,k\Omega$

c) $\boxed{A_V = \frac{V_o}{V_d} = \begin{cases} \xrightarrow{R_E=0} A_V = -10 \\ \xrightarrow{R_E\to\infty} A_V = 0 \end{cases}}$

SEPTIEMBRE 2008 TODO ESTE EJERCICIO ES DE ANÁLISIS EN CC

Ejercicio 4. El circuito diferencial de la Figura 4 maneja grandes señales y se usa como conmutador en aplicaciones digitales. Los transistores son idénticos, la fuente de corriente es ideal y se consideran despreciables los efectos capacitivos. Se pide:

a) Suponiendo ambos transistores en activa, calcule las expresiones $i_{E1}=f(v_{I1}+V_R)$ e $i_{E2}=f(v_{I1}+V_R)$. Para este apartado, use para los transistores el modelo de Ebers-Moll con los parámetros α e I_{ES} **(0,8 p)**.

Para el análisis de los próximos apartados use el modelo lineal por tramos para los transistores, con $V_{\gamma E}$=0,7 V, V_{CEsat}=0,2 V y β>> 1.

b) Para v_{I1}>>-V_R indique el valor máximo de v_{I1} que asegura que los transistores no entran en saturación **(0,5 p)**.

c) Para v_{I1}= -0,7 V, calcule el valor de la tensión de salida v_O **(0,6 p)**.

d) Para v_{I1}= -1,7 V, calcule el valor de la tensión de salida v_O **(0,6 p)**.

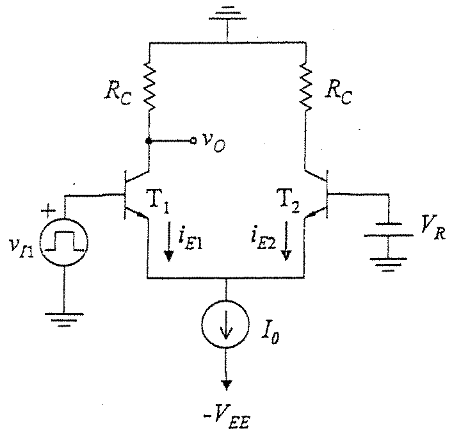


Figura 4

DATOS:
V_R= 1,3 V; R_C= 0,25 kΩ; I_0 = 4 mA
V_t= 0,025 V

NOTA: Los valores numéricos de α, I_{ES} y V_{EE} no son necesarios para contestar las preguntas formuladas

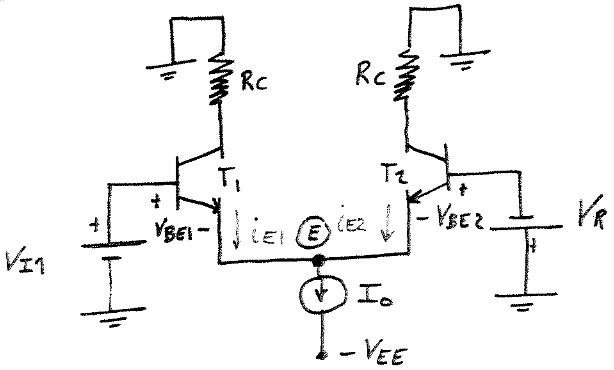
a) $¿\, i_{E1} = f(V_{I1}+V_R)\,,\ i_{E2} = f(V_{I1}+V_R)\,?$

DATO: $T_1, T_2 \equiv$ ACTIVA

USAREMOS EL MODELO DE EBERS-MOLL APROX PARA ACTIVA DIRECTA !!!

$i_E = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$

A lo mejor os viene bien pensar en la pila de V_{I1} como una pila de C.C. que haremos cambiar a un valor cte u otro, según nos de. Es decir:



$* \; i_{E1} = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}}$

$* \; V_{BE1} = V_{I1} - V_E$

$i_{E1} = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{I1}-V_E}{V_t}}$

NO NOS DAN I_{ES} !!

$* \; i_{E2} = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}}$

$* \; V_{BE2} = -V_R - V_E$

$i_{E2} = I_{ES} \cdot e^{\frac{-V_R-V_E}{V_t}}$

Dividiendo ambos obtenemos: [1] $\boxed{\dfrac{i_{E1}}{i_{E2}} = e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}}$

Además, analizando el nodo E, tenemos [2] $\boxed{i_{E1} + i_{E2} = I_o}$

sólo tenemos que resolver el sistema, hallando i_{E1}, i_{E2}

[1] $i_{E1} = i_{E2} \cdot e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}$

[2] $i_{E2}\, e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}} + i_{E2} = I_o \Longrightarrow \boxed{i_{E2} = \dfrac{I_o}{1+e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}}}$

[1] $$\boxed{i_{E1} = \frac{I_o}{1+e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}} \cdot e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}} = \boxed{\frac{I_o}{1+e^{-\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}}}$$

dividiendo numerador y denominador por $e^{\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}$

USAMOS YA EL MODELO LINEAL POR TRAMOS

b ¿ $V_{I1\text{-}max}$ / $T_1, T_2 \not\equiv sat$? DATO $V_{I1} >> -V_R$

Gracias al dato, tenemos:

$$\boxed{i_{E1} = \frac{I_o}{1+e^{-\frac{V_{I1}+V_R}{V_t}}} = \frac{I_o}{1+e^{-\frac{V_{I1}-(\cancel{-V_R})}{V_t}}} \approx I_o}$$

T_1 conduce

Suponemos V_{I1} un valor grande, que se vuelve más grande al dividir entre V_t (0'025), lo que hace que tengamos, en el denominador, una exponencial con exponente MUY negativo, que aproximamos por cero.

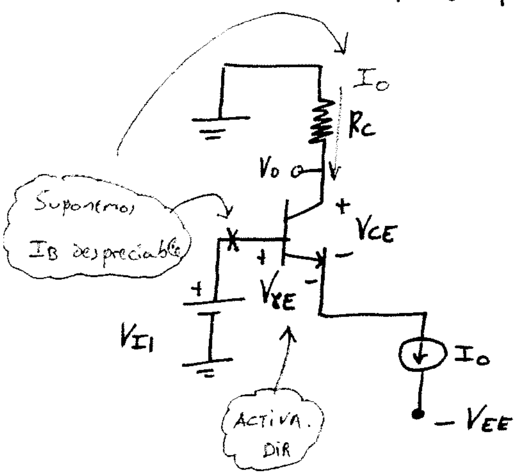
$$\boxed{i_{E2} = \frac{I_o}{1+e^{\frac{V_{I1}+\cancel{V_R}}{V_t}}} \approx 0}$$

$T_2 \equiv$ CORTE

Siguiendo un razonamiento similar, pero ahora tenemos exponente positivo, suponiendo esa exponencial muy grande, tenemos $i_{E2} \approx 0$

Así, sólo tenemos que forzar que T_1 NO entre en saturación ($V_{CE1} \geq V_{CE,sat}$)

Con T_2 en corte, nos queda:



$$V_{CE} = \boxed{V_{\gamma E} - V_{I1} - I_o \cdot R_c \geq V_{CE,sat}}$$

$$\boxed{V_{I1}} \leq V_{\gamma E} - I_o R_c - V_{CE,sat} = \boxed{-0'5\,v}$$

Así: $\boxed{V_{I1\text{-}max} = -0'5\,v}$

c) ¿ V_o ? DATO: $V_{I1} = -0'7\,V$ (T_1 en activa!!)

Efectivamente, tenemos: (ya con el dato)

- $i_{E1} = \dfrac{I_o}{1 + e^{-\frac{V_{I1} + V_R}{V_t}}} = I_o$ { comprobado!! sale clavao!!

- $i_{E2} = \dfrac{I_o}{1 + e^{\frac{V_{I1} + V_R}{V_t}}} \simeq 0$ { sale $1'51 \cdot 10^{-13}$

De manera que T_1 conduce y T_2 NO. (además, hemos visto que $T_1 \equiv ACT$)

Echando entonces un vistazo al circuito del apartado b, tenemos:

Suponiendo despreciable I_B

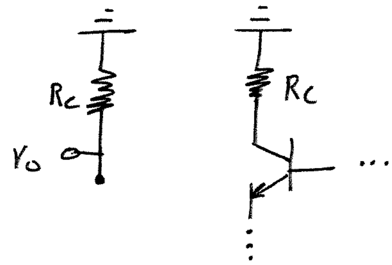
$$\boxed{V_o} = -I_o \cdot R_C = \boxed{-1\,V}$$

d) ¿ V_o ? DATO: $V_{I1} = -1'7\,V$

Volvemos a calcular los valores de {
- $i_{E1} = (\cdots) = 0$ { sale $4'5 \cdot 10^{-10}$
- $i_{E2} = (\cdots) = I_o$

De manera que $T_1 \equiv$ corte y $T_2 \equiv$ conduce.

Esté como esté T_2, (ACT ó SAT) si T_1 no conduce, tenemos:



$$\boxed{V_o = 0}$$

Ejercicio 4. En el amplificador diferencial de la figura 4 se ha ajustado el valor de la corriente de polarización I_{PP} para conseguir que la ganancia en modo común sea nula. En esa situación y en ausencia de señal ($v_{i1}= v_{i2}=0$) se ha medido la tensión continua entre la base y el emisor V_{BE} = 630 mV. Se pide que calcule:

a) La corriente de drenador I_D del transistor MOST en continua (ausencia de señal) **(0,5 p.)**

b) La corriente I_{PP} ajustada, es decir, la que hace que la tensión de pequeña señal de salida v_o sea nula cuando $v_{i1}= v_{i2}= v_c$ (modo común) **(1 p.)**

c) El cociente $\beta v_m/v_d$ para $v_{i1}=-v_{i2}= v_d/2$ (modo diferencial), siendo v_m la tensión de pequeña señal del nodo M **(1 p.)**

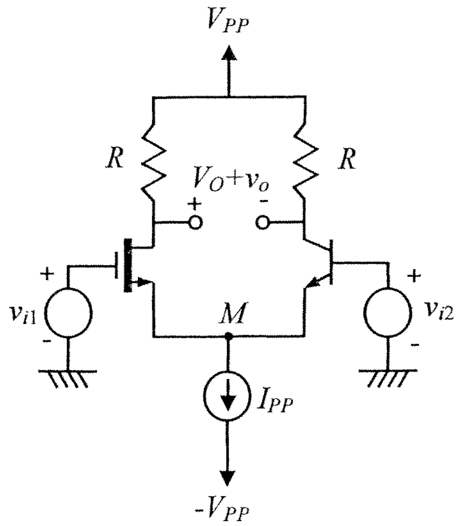
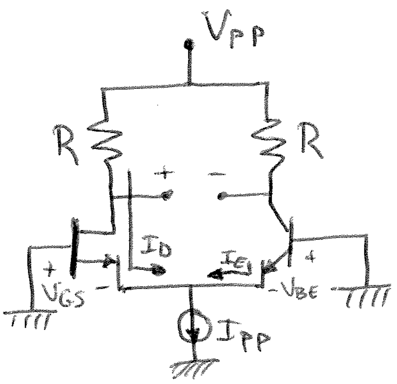


Figura 4

DATOS:
$V_t= kT/e = 25$ mV
La fuente de corriente I_{PP} es ideal
$V_{PP}> 0$ y es lo suficientemente grande para que ambos transistores operen siempre en activa.
De los transistores:
MOST: $i_D= \kappa(v_{GS}-V_T)^2$; $\kappa= 2$ mA/V^2; $V_T= -0{,}37$ V (es decir, MOST de deplexión)
BJT: β=100
NOTA: Los valores numéricos de R y V_{PP} no son necesarios para contestar las preguntas formuladas.

a) I_D?? Análisis en c.c. ¡Ojo! el cto. no es simétrico



$\boxed{I_D} = k(V_{GS}-V_T)^2 =$

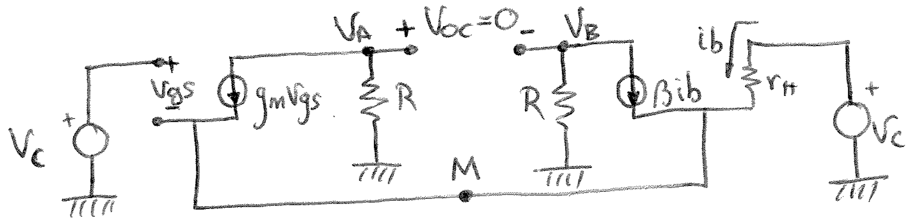
$= 2m(0'63+0'37)^2 = \boxed{2\ mA}$

$-V_{GS}+V_{BE}=0$

$V_{GS}=V_{BE}$

b) I_{PP}?? $V_{oc}=0$ Análisis en p. señal modo común

$I_{PP}=I_D+I_E$; $I_E=(\beta+1)I_B$; $r_\pi = \frac{V_t}{I_B}$



$V_{oc}=0 \Rightarrow V_A=V_B$

* $V_A=V_B \Rightarrow -g_m V_{gs} R = -\beta i_b R \Rightarrow g_m V_{gs} = \beta i_b$

* $i_b = \frac{V_c-V_m}{r_\pi} = \frac{V_{gs}}{r_\pi} \Leftarrow V_c - V_m = V_{gs}$ (observar circuito)

Sustituyendo: $g_m V_{gs} = \beta \frac{V_{gs}}{r_\pi}$

sabemos: $\left\{ \begin{array}{l} g_m = 2k(V_{GS}-V_T) \\ r_\pi = V_t/I_B \ ;\ I_B = \frac{I_E}{\beta+1} \end{array} \right\}$

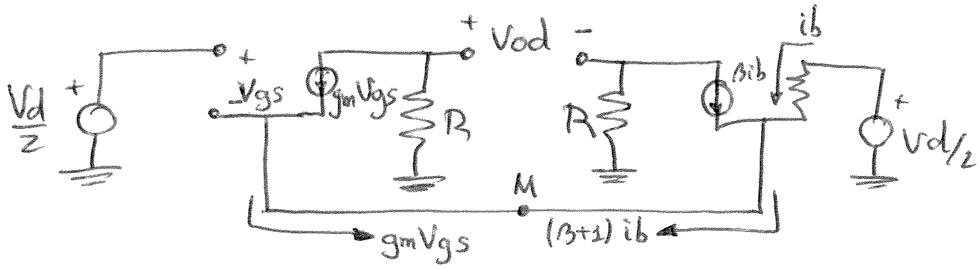
$2k(V_{gs}-V_T) = \frac{\beta I_B}{V_t} = \frac{\beta}{\beta+1}\cdot\frac{I_E}{V_t}$

$\boxed{I_E = \frac{\beta+1}{\beta} V_t 2k(V_{GS}-V_T) = 0'1\ mA}$

$\boxed{I_{PP} = I_D+I_E = 2'1\ mA}$

c) $\frac{\beta V_m}{V_d}$?? Análisis en peq. señal Modo diferencial

Como el circuito no es simétrico $\Rightarrow$ No podemos usar Bartlett



$$\left.\begin{aligned} &* \ \frac{V_d}{2} - V_{gs} - V_m = 0 \\ &* \ -\frac{V_d}{2} - i_b r_\pi - V_m = 0 \\ &* \ g_m V_{gs} = -(\beta+1) i_b \end{aligned}\right\} \text{sistema 3 ecs. 3 incóg.}$$

$$i_b = \frac{-\left(\frac{V_d}{2} + V_m\right)}{r_\pi} \qquad V_{gs} = \frac{-(\beta+1) i_b}{g_m}$$

$$\frac{V_d}{2} + \frac{(\beta+1) i_b}{g_m} - V_m = 0$$

$$\frac{V_d}{2} - \frac{\beta+1}{g_m} \frac{\left(\frac{V_d}{2} + V_m\right)}{r_\pi} - V_m = 0$$

Del apartado anterior sacamos la r_π

$r_\pi = \beta / g_m$

$$\frac{V_m}{V_d} = \frac{-1}{2(2\beta+1)} \Rightarrow \boxed{\beta \frac{V_m}{V_d} = \frac{-\beta}{2(2\beta+1)} \simeq \frac{-1}{4} = -0'25}$$

Ejercicio 4. La figura 4.1 muestra un circuito receptor de comunicaciones ópticas, que utiliza un amplificador operacional (AO) para amplificar la fotocorriente generada por un fotodiodo en inversa, que aparece representado como un generador de corriente I_G. El margen dinámico de la tensión de salida del AO está limitado por las tensiones de alimentación, como se indica en la figura 4.2. Considerando que las demás características del AO son ideales, se le pide:

a) Expresar I_O en función de I_G cuando el AO opera en régimen lineal (el tramo vertical de la figura 4.2) **(1,0 p.)**
b) Calcular el valor de I_G para el que el AO se satura con valor $+V_{CC}$ **(0,6 p.)**
c) Expresar I_O en función de I_G cuando el AO opera en régimen saturado con valor $+V_{CC}$ **(0,9 p.)**

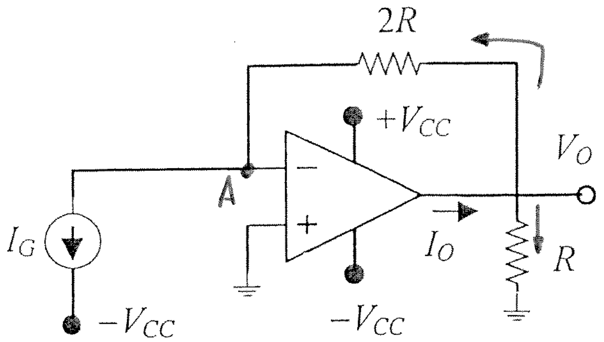


Figura 4.1

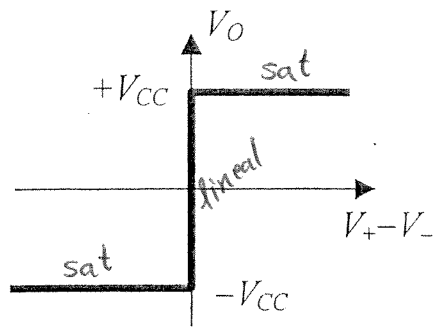


Figura 4.2

DATOS: $V_{CC} = 10$ V, $R = 10$ kΩ. Del fotodiodo: $|V_Z| = 15$ V

a) $I_O = f(I_G)$?? A.O. (ideal) ≡ lineal $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_+ = V_- = 0 \text{ (masa)} \end{cases}$

$$\left.\begin{array}{l} \text{Nudo O: } I_O = \dfrac{V_O}{R} + \dfrac{V_O - V_-}{2R} \\ \text{Nudo A: } I_G = \dfrac{V_O - V_-}{2R} \end{array}\right\} \left.\begin{array}{l} I_O = \dfrac{3V_O}{2R} \\ I_G = \dfrac{V_O}{2R} \end{array}\right\} \boxed{I_O = 3 I_G}$$

b) I_G?? A.O. se satura con $V_O = +V_{CC}$

Hallaremos el valor de I_G para el cual, en lineal, $V_O = +V_{CC}$

$$I_G = \frac{V_O}{2R} \Rightarrow \boxed{I_G = \frac{V_{CC}}{2R} = \frac{10}{20\,k} = 0'5\ mA}$$

c) $I_O = f(I_G)$?? A.O. (ideal) ≡ sat con $+V_{CC}$ $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_O = +V_{CC} \\ V_+ \neq V_- \end{cases}$

Sólo tenemos que volver al apart. a)

$$I_O = \frac{V_O}{R} + I_G \Rightarrow I_O = \frac{V_{CC}}{R} + I_G = \frac{10}{1\,k} + I_G$$

$$\boxed{I_O = I_G + 1 (mA)}$$

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4 tiene un amplificador operacional ideal que está alimentado a V_{CC}= 10 V y -V_{CC}=-10 V. Se pide:

a) Calcular el valor de la componente continua de la tensión de salida, V_O. **(1 p)**
b) Calcular el valor de la componente alterna de la tensión de salida $v_o(t)$. **(0.5 p)**
c) Teniendo en cuenta las tensiones de alimentación del amplificador operacional, representar la forma de la tensión a la salida del circuito $v_O(t)=V_O+v_o(t)$. **(0.5 p)**
d) Calcular el margen dinámico de la señal de entrada en alterna $v_g(t)$ para que el amplificador operacional no entre en saturación a V_{CC}. **(0.5 p)**

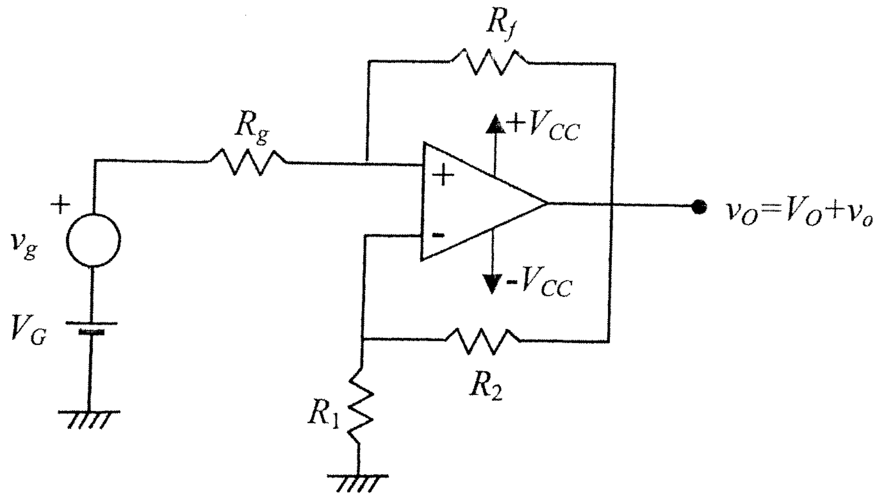
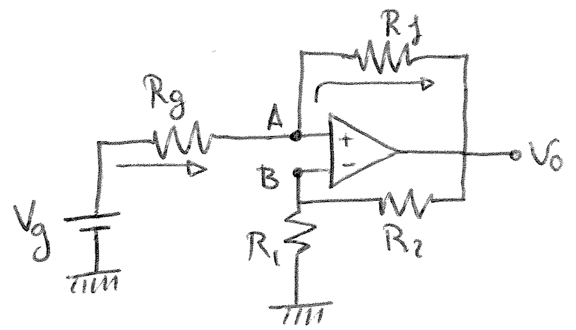


Figura 4

DATOS:
R_1=R_2=2 kΩ; R_g=5 kΩ; R_f=10 kΩ;
v_g=3 cos(ωt) V; V_G=1V.

El cto. se analiza igual en CC que en CA, es decir, no hay un circuito equivalente para el A.O. en peq. señal.

a) V_o ?? continua A.O. Ideal ≡ lineal $\begin{cases} I_- = I_+ = 0 \\ V_+ = V_- \end{cases}$



nudo A: $\frac{V_G - V_+}{R_g} = \frac{V_+ - V_o}{R_f}$

$$\frac{V_G}{R_g} - V_+\left(\frac{1}{R_g}+\frac{1}{R_f}\right) = -\frac{V_o}{R_f}$$

nudo B: $V_- = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_o$

$$\frac{V_G}{R_g} - \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(\frac{1}{R_g}+\frac{1}{R_f}\right)V_o = \frac{-V_o}{R_f} \Rightarrow \frac{V_G}{R_g} = V_o\left[\frac{R_1}{R_1+R_2}\left(\frac{1}{R_g}+\frac{1}{R_f}\right) - \frac{1}{R_f}\right]$$

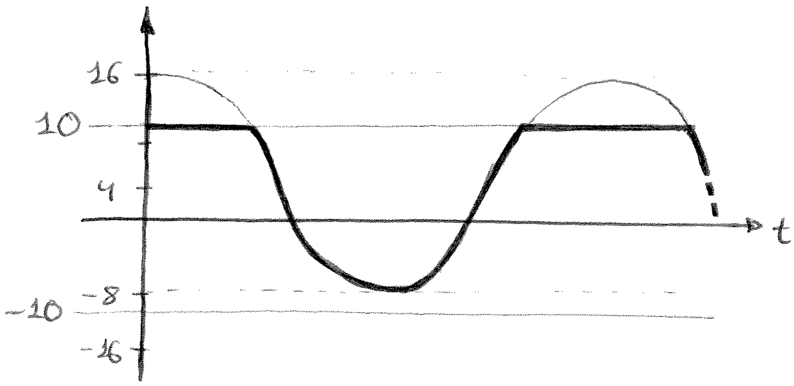
$$\boxed{V_o = \ldots = \frac{2R_f}{R_f-R_g} V_G = 4\,V_G = 4\text{ V}}$$

b) $v_o(t)$?? alterna (pequeña señal)

Podemos aprovechar las mismas ecuaciones del apartado anterior, pues es el mismo circuito, pero con la pila cambiada.

$$\boxed{v_o(t) = 4\,v_g(t) = 4 \cdot 3\cos(\omega t) = 12\cos(\omega t)\text{ V}}$$

c) $V_o(t) = V_o + v_o(t) = 4 + 12\cos(\omega t)$



A la salida no puede haber una señal que sobrepase los +10, -10 V

d) M.D. a la entrada:

Máxima amplitud de tensión alterna pura que puede haber a la entrada para que el A.O. no entre en saturación, es decir, la señal a la salida no supere $\pm V_{cc}$ (suponiendo que mantenemos un OFFSET de $V_o = 4$ V)

Vemos en la gráfica que a la salida la amplitud de $v_o(t)$ podrá ser, como mucho: $V_{cc} - V_o = 6$ V. Como sabemos que $V_o = 4\,V_g$, a la entrada, la amplitud máxima será:

$$\frac{6}{4} = \boxed{1'5\text{ V}}$$

PROBLEMA 5.- El Amplificador Operacional (A. O) del circuito de la Fig.7 tiene impedancia de entrada infinita. Suponiendo que la salida v_O depende de la diferencia de las entradas ($v_+ - v_-$) como indica la Fig.8, calcular:

a) La relación v_O/v_I suponiendo el A. O. no saturado ($v_+=v_-$). **(0.7 p)**

b) El valor máximo y mínimo de v_I para mantener el A. O. no saturado. El A. O. se satura cuando la tensión de salida v_O adquiere el valor V_{CC} o $-V_{CC}$. **(0.6 p)**

Suponga ahora que la dependencia de la salida v_O respecto a la diferencia de las entradas v_+-v_-, es como muestra la Fig. 9.

c) Suponiendo que se mantiene la impedancia de entrada infinita, calcular la dependencia de v_O respecto de v_I en función de v_{OFF} y de v_{IFF}. suponiendo el A.O. no saturado. El A.O. no está saturado cuando se cumple: $-V_{CC} < v_O < V_{CC}$. **(0,7 p.)**

Datos: $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{k}\Omega$; $V_{CC} = 12$ V

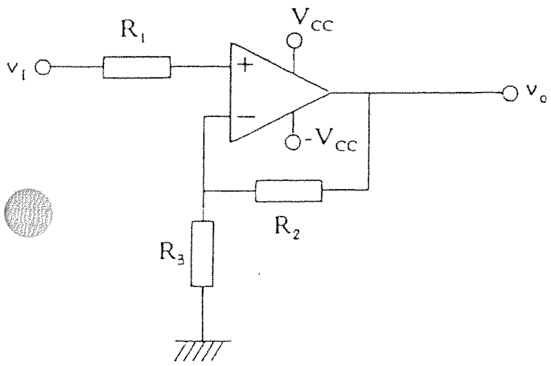


Fig. 7

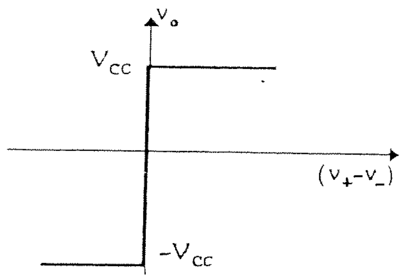


Fig. 8

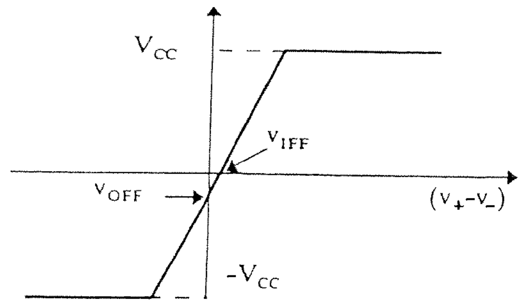
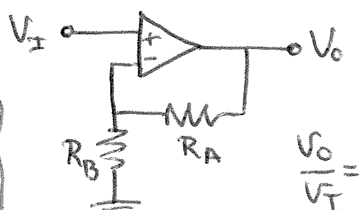


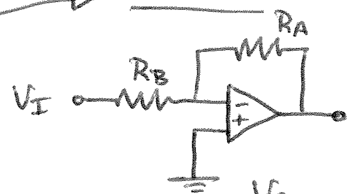
Fig. 9

Configuraciones básicas con A.O.

C.A.N.I. — A.O. Ideal — C.A.I.

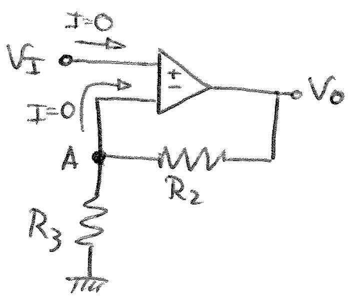


$$\frac{V_O}{V_I} = 1 + \frac{R_A}{R_B}$$



$$\frac{V_O}{V_I} = -\frac{R_A}{R_B}$$

a) $\frac{V_O}{V_I}$?? A.O. ideal = lineal $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \quad (Z_i \to \infty) \\ V_+ = V_- = V_I \end{cases}$



nudo A: divisor tensión

$$V_I = V_- = V_A = V_O \frac{R_3}{R_2+R_3}$$

$$\boxed{\frac{V_O}{V_I} = \frac{R_2+R_3}{R_3} = 1 + \frac{R_2}{R_3}} = 2 \quad (R_2 = R_3)$$

b) $V_{I\,max}$?? $V_o = +V_{cc}$

$V_{I\,min}$?? $V_o = -V_{cc}$

Conocemos $V_o = 2V_I$

$V_o = +V_{cc} \Rightarrow \boxed{V_{I\,máx} = \frac{V_{cc}}{2} = 6\,V}$

$V_o = -V_{cc} \Rightarrow \boxed{V_{I\,min} = \frac{-V_{cc}}{2} = -6\,V}$

c) $V_o = f(V_I)$??

A.O. NO Ideal ≡ lineal $\begin{cases} I_+ = I_- \\ V_o = A(V_+ - V_-) + V_{OFF} \end{cases}$

No se cumple el principio de cortocircuito virtual (pues el A.O. es no ideal)

$$V_- = \frac{R_3}{R_2+R_3} V_o$$

A es la pendiente de la recta que pasa por: $(0, V_{OFF})$ y $(V_{IFF}, 0)$

$$A = \frac{-V_{OFF}}{V_{IFF}}$$

$$V_o = A\left(V_I - \frac{R_3}{R_2+R_3} V_o\right) + V_{OFF}$$

$$V_o\left(1 + \frac{AR_3}{R_2+R_3}\right) = AV_I + V_{OFF}$$

$$V_o = \frac{AV_I + V_{OFF}}{1 + \frac{AR_3}{R_2+R_3}} = \frac{V_{OFF} - \frac{V_{OFF}}{V_{IFF}} V_I}{1 - \frac{V_{OFF} R_3}{V_{IFF}(R_2+R_3)}} = \frac{2V_{OFF} V_{IFF} - 2V_{OFF} V_I}{2V_{IFF} - V_{OFF}}$$

Ejercicio 4 El amplificador operacional de la figura 4.1 es ideal excepto en su tensión de *offset*, que es distinta de cero, y en su ganancia, que no es infinita. Como consecuencia, el voltaje de salida del AO en régimen lineal (no saturado) se puede modelar como $v_O = A\,(v_+ - v_-) + V_{off}$

a) Calcular el valor de v_O cuando $v_I = 0$ **(1,2 p.)**

b) Calcular el valor de v_I para el que $v_O = 0$. **(1,3 p.)**

DATOS: $A = 10^5$, $V_{off} = 10$ V, $R_2 = 10$ kΩ, $R_1 = 1$ kΩ

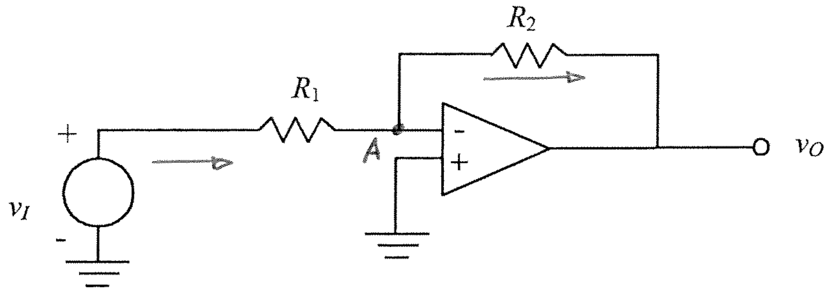
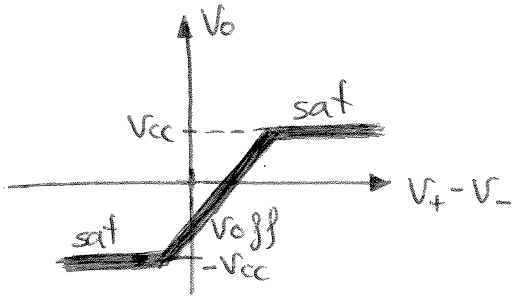


Figura 4.1



Hallaremos primero una relación $V_o = f(V_I)$ para después despejar lo que nos piden en ambos apart.

$$A.O.(\text{real}) \equiv \text{lineal} \begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_o = A(\underbrace{V_+}_{0} - V_-) + V_{off} \end{cases}$$

$$V_- = \frac{-V_o + V_{off}}{A}$$

$$V_o = A(V_+ - V_-) + V_{off}$$

nudo A: $\dfrac{V_i - V_-}{R_1} = \dfrac{V_- - V_o}{R_2}$

$$V_o = \frac{V_{off}(R_1 + R_2) - A R_2 V_i}{R_1 + R_2 + A R_1}$$

a) V_o ?? $V_i = 0$

$$\boxed{V_o = 1'1\ mV}$$

b) V_i ?? $V_o = 0$

$$\boxed{V_i = 0'11\ mV}$$

Ejercicio 1. El fotodiodo del circuito de la figura 1.1 se puede modelar mediante el circuito equivalente de la figura 1.2. En oscuridad desde mucho tiempo atrás, recibe a partir de $t = 0$ una iluminación tal que produce una corriente fotogenerada constante $I_L = 10\ \mu A$ como muestra la figura 1.3. Se pide:

a) Calcular la tensión de salida en estado estacionario en oscuridad ($t < 0$) y en iluminación ($t \to \infty$) **(1,0 p.)**
b) Expresar la variación de la tensión de salida en función del tiempo t para $t > 0$ **(1,0 p.)**
c) Calcular el tiempo de conmutación t_{LH} que se define como el que tarda la tensión de salida en alcanzar el 90 % de su valor final desde que se establece la iluminación **(0,5 p.)**

DATOS: $V_{CC} = 5$ V; $R = 100$ kΩ; $\ln(10) \cong 2{,}3$; el diodo en inversa ($v_D \leq V_\gamma = 0{,}7$ V) en régimen transitorio equivale a una capacidad de valor $C_J = 10$ pF y en estado estacionario a un circuito abierto, siempre en paralelo con la fuente de corriente proporcional a la iluminación.

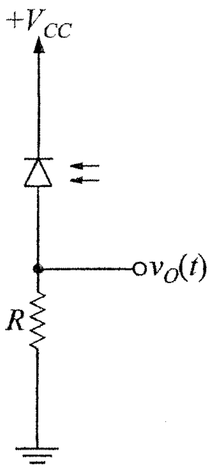


Figura 1.1

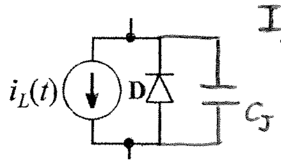


Figura 1.2

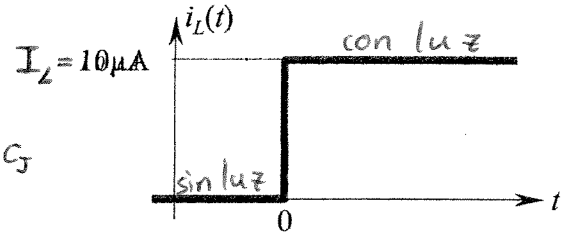
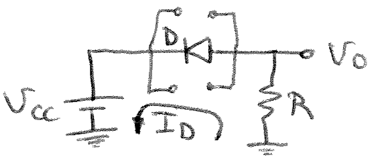
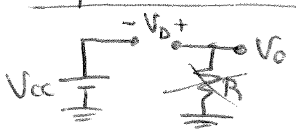


Figura 1.3

a.1) V_o?? Estado estacionario en oscuridad ($t<0$)
Régimen estacionario ⇒ condensador → cto. abierto
sin luz ⇒ no hay fuente de corriente



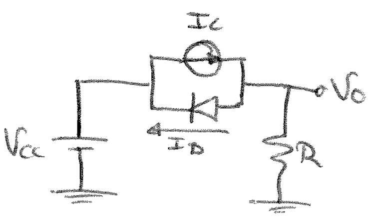
suponemos D ≡ OFF:



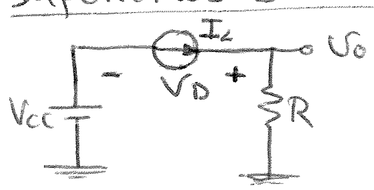
$V_D = -V_{cc} \leq V_\gamma$ (o.k.)

$\boxed{V_o(t) = 0 \quad \text{con } t<0}$

a.2) V_o?? Estado estacionario en iluminación ($t \to \infty$)
Régimen estacionario ⇒ condensador → cto. abierto
con luz ⇒ $i_L(t) = I_L = 10\mu A$



suponemos D ≡ OFF:



$V_D = V_o - V_{cc} = 1 - 5 \leq V_\gamma$ (o.k.)

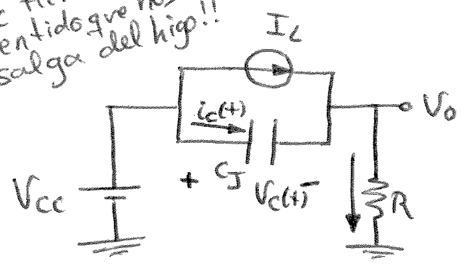
$\boxed{V_o(t) = I_L \cdot R = 1\,V \ (t\to\infty)}$

b) V_o?? $t>0$

Régimen transitorio ⇒ hay condensador
con luz ⇒ hay fuente I_L

D=OFF ← Ponemos siempre el estado en el que se empieza el transitorio. En $t=0$ aparece un condensador que fuerza que V_D no pueda cambiar de modo brusco: El diodo no cambiará bruscamente de estado

ic tiene el sentido que nos salga del higo!!



$$V_o(t) = (I_L + i_c)R = I_L R + C_J R \frac{\partial V_c(t)}{\partial t} =$$

$$= I_L R + C_J R \frac{\partial}{\partial t}(V_{cc} - V_o(t))$$

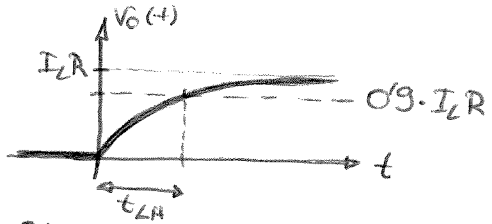
$$\underbrace{C_J R}_{\tau} \frac{\partial V_o(t)}{\partial t} + \underbrace{V_o(t)}_{+1} = \underbrace{I_L R}_{CF}$$

$$V_o(t=0) = CI = 0$$

$$V_o(t=0^-) = 0 = V_o(t=0^+)$$

principio de continuidad de tensión en V_c obliga a que V_o sea también continua

$$V_o(t) = (CI - CF)e^{-\frac{t}{\tau}} + CF = -I_L R e^{-\frac{t}{C_J R}} + I_L R = I_L R\left(1 - e^{-\frac{t}{C_J R}}\right)$$



c) t_{LH}??

$$V_o(t_{LH}) = I_L R\left(1 - e^{-\frac{t_{LH}}{C_J R}}\right) = 0'9 \cdot I_L \cdot R$$

$$e^{-\frac{t_{LH}}{R C_J}} = 0'1 \Rightarrow \boxed{t_{LH} = -C_J R \ln(0'1) = 2'3 \mu s}$$

JUNIO 2005

Ejercicio 4. El fotodiodo **D** del circuito de la Figura 4.1, presenta en inversa una capacidad parásita entre sus terminales $C = 10$ nF. El circuito equivalente del diodo incluyendo la fotogeneración y la capacidad parásita se muestra en la Figura 4.2. Por tanto, el fotodiodo iluminado se puede modelar como un diodo convencional en paralelo con una fuente de corriente constante de valor i_L y en paralelo con un condensador de valor C.

Para t<0, el fotodiodo no está iluminado. A partir de $t = 0$ recibe una iluminación constante que genera una foto corriente $i_L = 1$ mA. Se pide:

a) Calcular la tensión de salida v_O con el diodo en oscuridad ($t \leq 0$) **(0,7 p.)**

b) Calcular la tensión de salida v_O cuando el diodo lleve mucho tiempo iluminado ($t \to \infty$) **(0,7 p.)**

c) Calcular cuánto tiempo después del comienzo de la iluminación (t_f) la tensión de salida alcanza su valor final **(0,8 p.)**

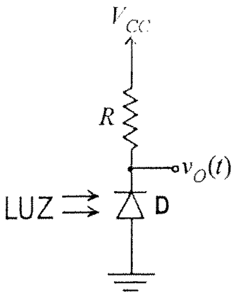


Figura 4.1

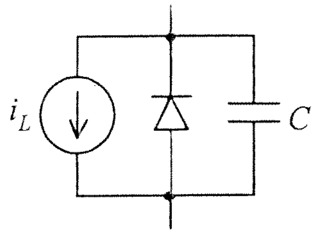
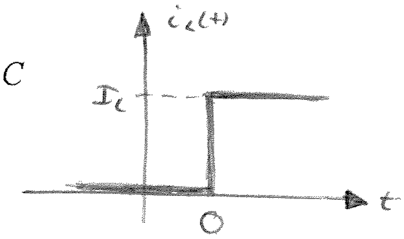


Figura 4.2



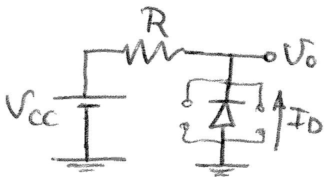
DATOS: $R = 100$ kΩ; $V_{CC} = 5$ V   Modelo lineal por tramos del diodo: $V_\gamma = 0$

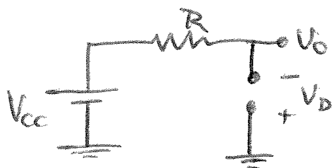
a) $V_o(t)$?? En oscuridad ($t \leq 0$)

Régimen estacionario: no hay condensador

sin luz: no hay fuente I_L

Suponemos D≡OFF:





$V_o(t) = V_{CC}$ $(t<0)$

$V_D = -V_{CC} \leq V_\gamma$ (o.k.)

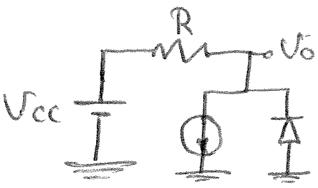
por el principio de continuidad de tensión:

$V_o(t=0^-) = V_o(t=0^+) = V_{CC} = 5\,V \Rightarrow \boxed{V_o(t) = 5\,V \;(t \leq 0)}$

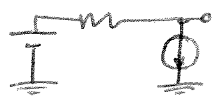
b) $V_o(t)$?? Iluminado ($t \to \infty$)

Régimen estacionario: no hay condensador

con luz: hay fuente I_L



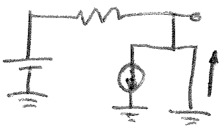
Suponemos D≡OFF:



$V_o(t) = V_{CC} - I_L R = -95\,V$

$V_D = -V_o = 95 \not\leq V_\gamma$ (mal)

Suponemos D≡ON:



$\boxed{V_o(t) = 0 \quad (t \to \infty)}$

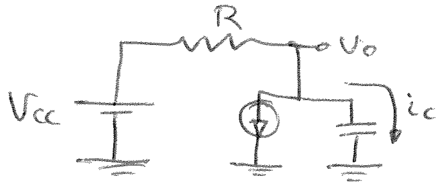
$I_D > 0$ (o.k.)

c) t_g?? $V(t_g)=0$

$V_o(t)$?? $t>0$

$$V_o(t) = (C_I - C_F)\,e^{-\frac{t}{\tau}} + C_F$$

Régimen transitorio: hay condensador
hay luz: hay fuente I_L
D ≡ OFF (es así como empieza)



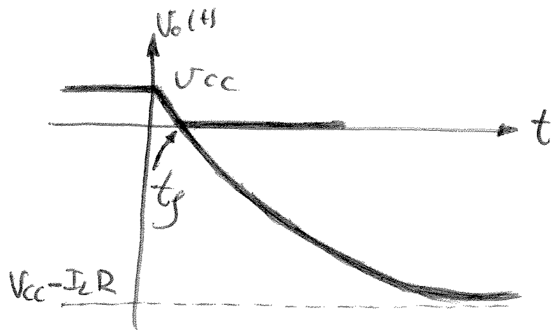
$$V_o(t) = V_{cc} - [I_L + i_c(t)]R =$$
$$= V_{cc} - I_L R - CR\frac{\partial V_o(t)}{\partial t}$$

$$\left.\begin{array}{l} CR\dfrac{\partial V_o}{\partial t} + V_o(t) = V_{cc} - I_L R \\ V_o(t=0) = C_I = V_{cc} \end{array}\right\}$$

$$V_o(t) = (\cancel{V_{cc}} - \cancel{V_{cc}} + I_L R)\,e^{-t/CR} + V_{cc} - I_L R$$

$$V_o(t=t_g) = I_L R \cdot e^{-t_g/CR} + V_{cc} - I_L R = 0$$

$$e^{-t_g/CR} = 1 - \frac{V_{cc}}{I_L R} \longrightarrow \boxed{t_g = -CR\cdot\ln\left(1 - \frac{V_{cc}}{I_L R}\right) = 51'3\,\mu s}$$



Ejercicio 5

El conmutador de la figura 5.1, tras mucho tiempo en la posición A, pasa en $t = 0$ a la posición B. Se pide:

a) Calcular el voltaje y la corriente del diodo justo antes del cambio de posición del conmutador (en $t = 0^-$) **(0,4 p.)**

b) Lo mismo, justo después del cambio (en $t = 0^+$) **(0,4 p.)**

c) Lo mismo, mucho tiempo después del cambio (cuando $t \to \infty$) **(0,4 p.)**

d) Calcular el tiempo t_{ON} que tarda el diodo en ponerse en directa ($v_D \geq V_\gamma$) desde que cambia la posición del conmutador **(0,8 p.)**

NOTA: Por un generador de corriente en circuito abierto no circula corriente.

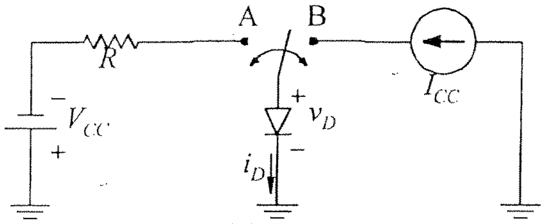


Figura 5.1

Las ecuaciones del diodo en régimen dinámico pueden aproximarse linealmente por tramos como:

$$v_D \leq V_\gamma \Rightarrow i_D \cong C_J \frac{dv_D}{dt}$$

$$v_D \geq V_\gamma \Rightarrow i_D \cong \frac{v_D - V_\gamma}{R_F} + C_D \frac{dv_D}{dt}$$

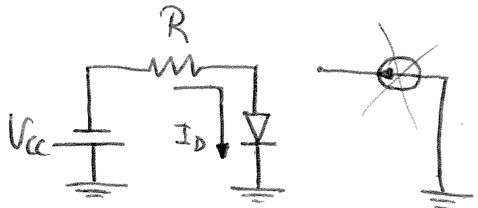
DATOS: $V_{CC} = 5$ V; $R = 1$ kΩ; $I_{CC} = 1$ mA

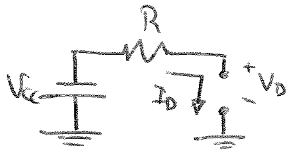
Diodo: $V_\gamma = 0{,}7$ V; $R_F = 5$ Ω; $C_J = 0{,}5$ nF; $C_D = 0{,}5$ μF;

a) V_D?? I_D?? $(t = 0^-)$ (posición A)

Régimen estacionario: no hay condensador

suponemos $D \equiv OFF$:



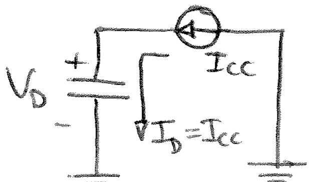


$\boxed{I_D(t) = 0 \quad (t < 0)}$
$\boxed{V_D(t) = -V_{cc} = -5\,V}$

$V_D \leq V_\gamma$ (o.k.)

b) V_D?? I_D?? $(t = 0^+)$ (posición B)

Régimen transitorio: { hay condensador
$D \equiv OFF$ ← así empieza el transitorio, porque el condensador evita los saltos bruscos de tensión, y por lo tanto evita también cambios bruscos de estado.

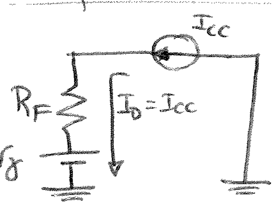


$\boxed{I_D = I_{cc} = 1\,mA}$ $\boxed{V_D(t = 0^+) = -V_{cc} = -5\,V}$

c) I_D?? V_D?? $(t \to \infty)$ (posición B)

Régimen estacionario: no hay condensador

suponemos $D \equiv ON$:

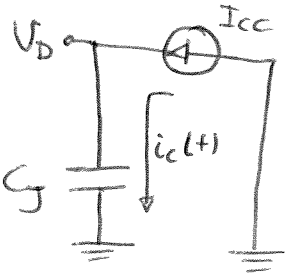


$\boxed{I_D = I_{cc} = 1\,mA} > 0$ (o.k.)
$\boxed{V_D = V_\gamma + I_D R_F = 0'705\,V}$

d) t_{ON} ?? $V_D(t_{ON}) = V_\gamma$ (posición B)

→ Primero calculamos la expresión de $V_D(t)$: $t>0$

Régimen transitorio: $\begin{cases} \text{hay condensador} \\ D \equiv OFF \end{cases}$



$$I_{CC} = i_C(t) = C_J \frac{\partial V_D(t)}{\partial t}$$

$$\frac{\partial V_D(t)}{\partial t} = \frac{I_{CC}}{C_J} \qquad V_D(t=0) = -V_{CC}$$

$$V_D(t) = \int \frac{I_{CC}}{C_J} dt = \frac{I_{CC}}{C_J} \cdot t + C$$

$$V_D(0) = \frac{I_{CC}}{C_J} \cdot 0 + C \Rightarrow C = -V_{CC}$$

$$\boxed{V_D(t) = \frac{I_{CC}}{C_J} t - V_{CC}}$$

→ Ahora calculamos t_{ON}:

$$V_D(t_{ON}) = \frac{I_{CC}}{C_J} t_{ON} - V_{CC} = V_\gamma \Rightarrow \boxed{t_{ON} = (V_\gamma + V_{CC}) \frac{C_J}{I_{CC}} = 2'85\mu s}$$

Ejercicio 4.

El circuito de la figura 4.1, utilizado para desplazar el nivel de continua de la señal de entrada, se excita con el pulso dibujado en la figura 4.2.

a) Calcule el valor de la tensión en bornas de la capacidad v_C y la tensión de salida v_O para el estado estacionario en el intervalo $t < 0$ **(0,5 p.)**.

b) En $t = 0$ se produce la transición y v_I pasa a valer -5 V. Indique el valor de la tensión de salida v_O y el estado del diodo en el instante $t = 0^+$ **(0,5 p.)**.

c) Obtenga la ecuación diferencial que rige la evolución de v_C en el intervalo $0 < t < T$, y calcule la expresión de $v_O(t)$ en ese caso **(1 p.)**.

d) En $t=T$ la tensión a la entrada vuelve a cambiar al valor V_F. Si $T = 1$ ms, indique el valor de la tensión de salida v_O y el estado del diodo en el instante $t = T^+$ **(0,5 p.)**.

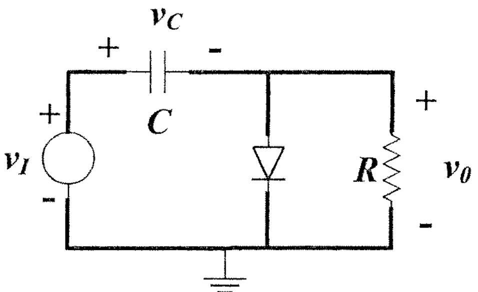


Figura 4.1

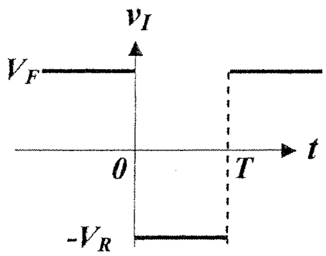


Figura 4.2

DATOS:

$C = 100\ \mu F$; $R = 100\ \Omega$: $V_F = 7$ V; $V_R = 5$ V

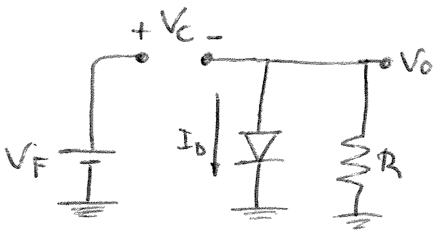
Para el diodo:

Modelo con tensión de codo $V_\gamma = 0{,}5$ V y resistencia en directa $r_F = 1\Omega$.

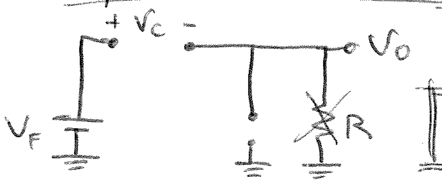
Efectos capacitivos internos despreciables

a) V_c?? V_o?? $(t<0)$

Régimen estacionario: $\begin{cases} \text{el condensador es un cto. abierto} \\ V_I = V_F = 7\,V \end{cases}$



suponemos D ≡ OFF:

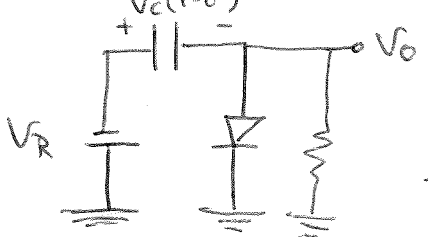


$\boxed{V_o = 0} \leq V_\gamma$ (o.k.)

$\boxed{V_c = V_F = 7\,V}$ $(t<0)$

b) V_o?? estado Diodo?? $(t=0^+)$

Régimen transitorio: $\begin{cases} \text{aparece el condensador} \\ V_I = -V_R \end{cases}$



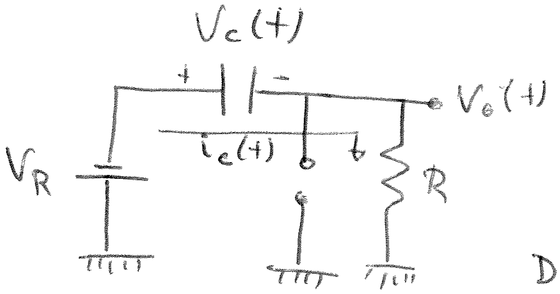
$\boxed{V_o(t=0^+) = -V_R - V_c(t=0^+) = -12\,V} \leq V_\gamma$

Nota: El condensador evita que V_c cambie bruscamente:

$V_c(t=0^-) = V_c(t=0^+) = V_F$

c) EDO para $V_c(t)$?? $V_o(t)$?? $0 < t < T$

Régimen transitorio: $\left\{ \begin{array}{l} \text{hay condensador} \\ V_I = -V_R \\ D \equiv OFF \end{array} \right\}$ apartado b)



$$i_c(t) \cdot R + V_c(t) + V_R = 0$$

$$\underbrace{CR}_{\tau} \frac{\partial V_c(t)}{\partial t} + V_c(t) = \underbrace{-V_R}_{CF}$$

De b) tenemos: $V_c(t=0) = V_F$

Vamos a solucionar la EDO para hallar $V_c(t)$ y después despejaremos la expresión de $V_o(t)$:

$$V_c(t) = (CI - CF)\, e^{-t/\tau} + CF = (V_F + V_R)\, e^{-t/CR} - V_R$$

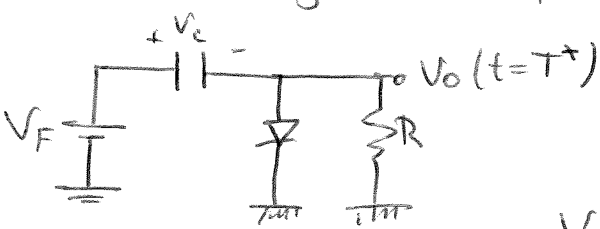
Finalmente: $V_o(t) = -V_R - V_c(t) = -\cancel{V_R} - (V_F + V_R)\, e^{-t/CR} + \cancel{V_R}$

$$\boxed{V_o(t) = -12\, e^{-100t}\ V}$$

d) V_o?? Estado Diodo?? $t = T^+$

Régimen transitorio: $\left\{ \begin{array}{l} \text{hay condensador} \\ V_I = V_F \end{array} \right.$

El circuito, justo después de la transición es:



$$V_c(t=T^+) = V_c(t=T^-) = (V_F + V_R)\, e^{-T/CR} - V_R$$

$$V_c(t=T^+) = 5'86\ V$$

malla: $V_o(t=T^+) = V_F - V_c(t=T^+) = 1'14\ V \geq V_\gamma \Rightarrow D \equiv ON$

$$\boxed{V_o(t=T^+) = 1'14\ V} \geq V_\gamma \Rightarrow \boxed{D \equiv ON}$$

FEBRERO 2009

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4.1 está formado por un generador de corriente, un transistor npn y un condensador. El generador de entrada suministra una señal como la mostrada en la figura 4.2.

a) Para $t < 0$, diga el estado en el que se encuentra el transistor. Calcule el valor de la tensión en el condensador, $v_{C1}(t)$. **(0,5p)**
b) Para $t \to \infty$, diga el estado en el que se encuentra el transistor y calcule el valor de la tensión en el condensador, $v_{C1}(t)$. **(0,5p)**
c) Calcule la tensión y la corriente en el condensador para $t > 0$, $v_{C1}(t)$ e $i_{C1}(t)$ y la corriente de colector del transistor, $i_C(t)$ para $t > 0$. Represente gráficamente estas tres variables. **(1,5p)**

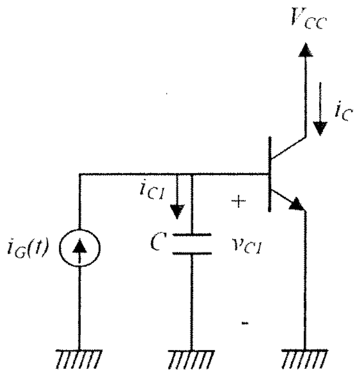


Figura 4.1

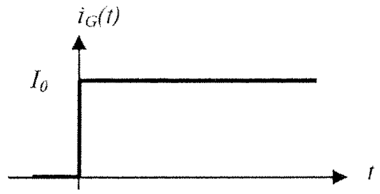


Figura 4.2

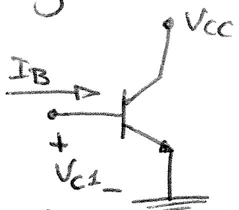
DATOS:
V_{CC}= 5V; C_1=10pF; I_0=10 µA

TRANSISTOR BIPOLAR:
$V_{\gamma E}$=0,7V; $V_{CE,sat}$=0,2V; β=100

Considere despreciables los efectos capacitivos del transistor

a) Estado BJT?? V_{C1}?? $(t<0)$

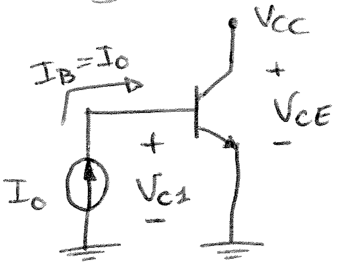
Régimen estacionario: $\begin{cases} \text{condensador} \to \text{cto. abierto} \\ i_G(t) = 0 \quad \text{(cto. abierto)} \end{cases}$



$I_B = 0$ (abierto) $\Rightarrow$ $\boxed{\text{BJT} \equiv \text{corte} \Rightarrow V_{C1} = 0}$

b) Estado BJT?? V_{C1}?? $(t \to \infty)$

Régimen estacionario: $\begin{cases} \text{condensador} \to \text{cto. abierto} \\ i_G(t) = I_0 \end{cases}$



suponemos BJT ≡ act. dir.:

$I_B = I_0 > 0$ (o.k.)

$V_{CE} = V_{CC} = 5 \geq V_{CE,sat}$ (o.k.)

$$\boxed{V_{C1} = V_{BE} = V_{\gamma E} = 0'7\ V}$$

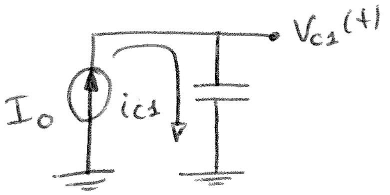
c) $V_{C1}(t)$?? $i_{C1}(t)$?? $i_C(t)$?? $(t>0)$

→ Vamos a centrarnos en $V_{C1}(t)$ primero:

Régimen transitorio: hay condensador

$i_G(t) = I_0$

BJT ≡ corte ← Así empieza el transitorio. Antes de $t=0$ teníamos $V_{C1}(t)=0 \leq V_{\gamma E}$. Cuando llegue el transitorio el condens. evita que esta tensión cambie bruscamente: El transistor NO cambia de estado de golpe.



$$I_0 = i_{C1}(t) = C\,\frac{\partial V_{C1}(t)}{\partial t}$$

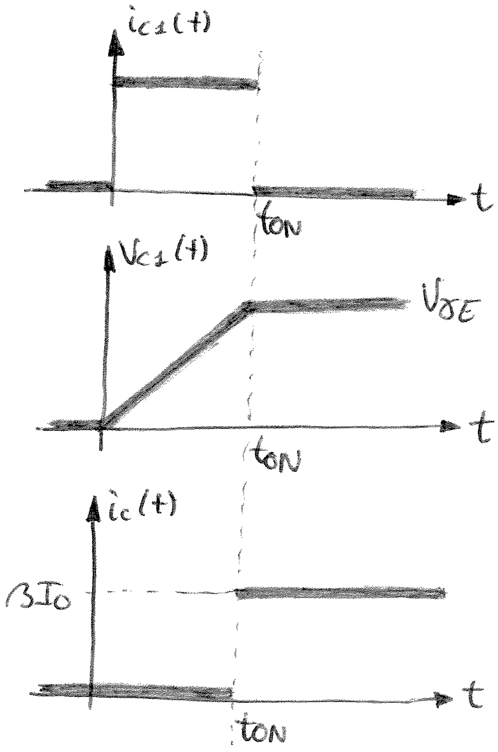
$$\frac{\partial V_{C1}(t)}{\partial t} = \frac{I_0}{C} \quad ; \quad V_{C1}(t=0^-) = V_{C1}(t=0^+) = 0$$

$$V_{C1}(t) = \int \frac{I_0}{C}\,dt = \frac{I_0}{C}t + \cancel{C}^{\,0} = \frac{I_0}{C}t \Rightarrow \boxed{V_{C1}(t) = \frac{I_0}{C}t} \quad (t>0)$$

Esta expresión sólo se cumple hasta que $V_{C1}(t)$ alcance $V_{\gamma E}$, en el que BJT ≡ act. dir ⇒ $V_{C1} = V_{\gamma E}$

→ Vamos a calcular t_{ON} en el que el BJT se pone en Act. dir. $(V_{C1}(t_{ON}) = V_{\gamma E})$

$$V_{C1}(t_{ON}) = \frac{I_0}{C}t_{ON} = V_{\gamma E} \Rightarrow \boxed{t_{ON} = V_{\gamma E}\cdot\frac{C}{I_0} = 0'7\,\mu s}$$



$i_{C1}(t)$ es la corriente a través del condensador. Sólo existe esta corriente en el régimen transitorio (cuando hay condensador). Hemos visto en este apartado que, en $0<t<t_{ON}$ tenemos $i_{C1}(t) = I_0$

$i_C(t)$ es la corriente de colector del BJT. Sólo existe esta corriente cuando el BJT no está en corte:

- En estacionario: $t<0$, BJT ≡ corte siempre
- En transitorio: no entra en act. dir. hasta que $V_{C1}(t)$ no alcanza $V_{\gamma E}$, en t_{ON}. En act. dir. a partir de $t=t_{ON}$, tendremos $i_C(t) = \beta i_B = \beta I_0$

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4.1 consta de un transistor MOSFET de acumulación y una resistencia de carga R_D. La tensión de entrada v_i se representa en la figura 4.2. Calcular:

a) El valor de la tensión de salida para t=0, $v_0(0)$, y para $t\rightarrow\infty$, $v_0(t\rightarrow\infty)$ **(0,7 p)**

b) La expresión de la tensión de salida, $v_0(t)$, para t>T **(0,9 p)**

c) Si la resistencia de carga R_D se sustituye por una carga activa, como muestra el circuito de la figura 4.3, vuelva a calcular el valor de la tensión de salida para t=0, $v_0(0)$ **(0,9 p)**

DATOS: V_{DD}=5 V; R_D=20 kΩ; C=5 µF

MOSFET Q_1, canal n de acumulación (normalmente OFF): κ_1=20 µA/V^2; V_{T1}=2 V;

MOSFET Q_2, canal n de deplexión (normalmente ON): κ_2=5 µA/V^2; V_{T2}=-2V

Para los transistores en saturación $i_D = \kappa(v_{GS} - V_T)^2$

apartados a y b

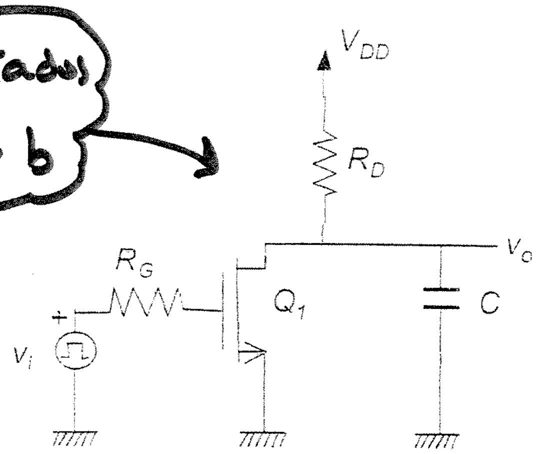


Figura 4.1

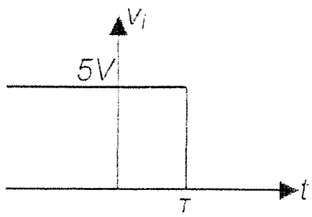


Figura 4.2

Estos comentarios son sólo para el apartado c

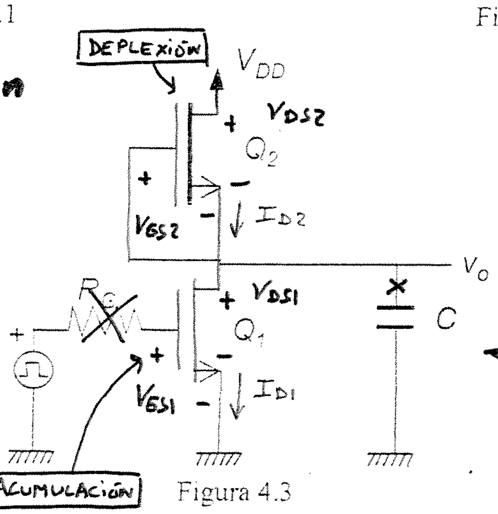


Figura 4.3

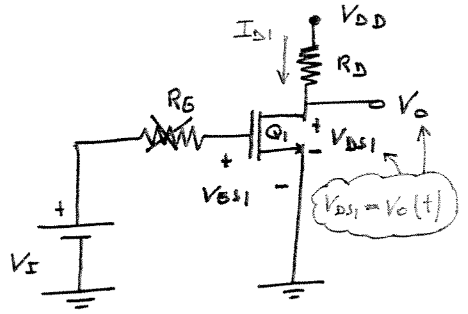
En el apartado $\boxed{c}$ esta fuente de alimentación es una pila de tensión constante $V_I = 5v$, sólo hay que ver la gráfica para $t<T$

En el apartado $\boxed{c}$ este condensador está en circuito abierto, porque para $t=0$ $(t<T)$ estamos en estacionario

Datos que vemos en el circuito:
$$\begin{cases} V_{GS1} = V_I = 5v \\ V_{GS2} = 0v \\ I_{D1} = I_{D2} \\ V_{DS1} + V_{DS2} = V_{DD} \end{cases}$$

En ese apartado $\underline{c}$, a la vista de lo ocurrido en el apartado $\underline{a}$, vamos a suponer:
$$\begin{cases} \rightarrow Q_2 \equiv SAT: \quad I_{D2} = K_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2 \\ \rightarrow Q_1 \equiv GRAD: \quad I_{D1} = K_1 \left(2(V_{GS1} - V_{T1}) - V_{DS1}\right) V_{DS1} \end{cases}$$

$\boxed{a.1}$ $V_o(0) \equiv V_o(t<T)$ $\begin{cases} \rightarrow \text{ESTACIONARIO : no hay condensador} \\ \rightarrow V_i = 5v \end{cases}$



☒ $V_{GS1} = V_I = 5v \geq V_T \implies$ $\boxed{\text{NO ESTÁ EN CORTE}}$

☒ Supongamos $Q_1 \equiv SAT$ $\left\{ I_{D1} = K_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 \right.$ $\quad V_{DS1} \geq V_{DS,sat}$

malla derecha:

$$V_{DS1} = V_{DD} - I_{D1} \cdot R_D = V_{DD} - K_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 \cdot R_D =$$

$$= 5 - 20\mu (5-2)^2 \cdot 20K = 1'4v < V_{DS,sat} \;!!!$$

$V_{DS,sat} = V_{GS1} - V_{T1} = 5 - 2 = 3$

Como no cumple la condición de saturación, tenemos que probar con gradual!!!

☒ $Q_1 \equiv$ GRADUAL $\left\{ I_{D1} = K_1 \left[2(\overset{V_I}{V_{GS1}} - V_{T1}) - V_{DS1} \right] V_{DS1} \right.$ $\quad V_{DS1} = V_{DD} - I_{D1} \cdot R_D$

$$I_{D1} = K_1 \left[\underbrace{2(V_I - V_{T1}) - V_{DD}}_{1} + I_{D1} \cdot R_D \right] \left(\underbrace{V_{DD}}_{5} - I_{D1} R_D \right) =$$

$$= K_1 \left(5 - I_{D1} R_D + 5 I_{D1} R_D - I_{D1}^2 \cdot R_D^2 \right)$$

Sólo tenemos que reordenar términos y hallar I_D (para después hallar la tensión $V_o(t)$)

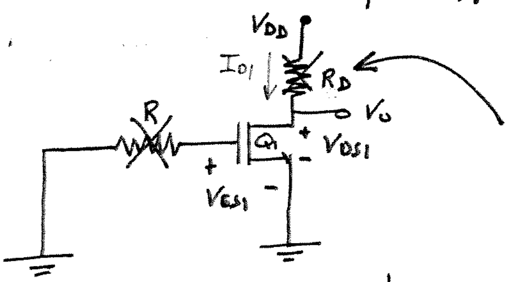
$$I_{D1}^2 R_D^2 K_1 + I_{D1} (1 - 4 K_1 R_D) - 5 K_1 = 0$$

$$\boxed{8000\, I_{D1}^2 - 0'6\, I_{D1} - 10^{-4} = 0} \qquad I_{D1} = \begin{cases} = 155'4\,\mu A \\ = \cancel{-80'4}\,\mu A \end{cases}$$

Finalmente: $\boxed{V_o(t)} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{D1} \cdot R_D = \boxed{1'9v}$ válido para $t<T$, y por lo tanto también para $t=0$.

$\boxed{\text{ESTÁ EN GRADUAL}}$

$\boxed{a.2}$ $V_o(t \rightarrow \infty)$ $\begin{cases} \rightarrow \text{ESTACIONARIO : no hay condens.} \\ \rightarrow V_i = 0 \end{cases}$



☒ $V_{GS1} = 0 < V_T \implies$ $\boxed{\text{ESTÁ EN CORTE}}$

☒ $I_{D1} = 0$

☒ $\boxed{V_o(t)} = V_{DS1} = V_{DD} = \boxed{5v}$ válido para $t \rightarrow \infty$

$\boxed{c}$ $V_o(0) \equiv V_o(t<T)$ $\begin{cases} \rightarrow \text{ESTACIONARIO : no hay condensador.} \\ \rightarrow V_i = 5v \end{cases}$

☒ $I_{D1} = I_{D2} \implies K_2 \underbrace{(V_{GS2} - V_{T2})^2}_{4} = K_1 \left(\underbrace{2(V_{GS1} - V_{T1})}_{6} - V_{DS1} \right) \cdot V_{DS1}$

$$K_1 V_{DS1}^2 - 6 K_1 V_{DS1} + 4 K_2 = 0 \qquad \begin{cases} \cancel{V_{DS1} = 5'83} \\ V_{DS1} = 0'17 < V_{DS,sat1} = V_{GS1} - V_{T1} = 3 \end{cases}$$

Con este valor no estaría en gradual

☒ $V_{DS2} = V_{DD} - V_{DS1} = 4'83v \geq V_{DS,sat2} = V_{GS2} - V_{T2} = 2v$

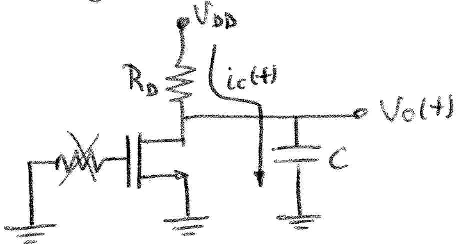
$\boxed{Q_1 \equiv \text{GRADUAL}}$

$\boxed{Q_2 \equiv \text{SATURACIÓN}}$

Finalmente: $\boxed{V_o(t)} = V_{DS1} = \boxed{0'17v}$ válido para $t<T$, y, por lo tanto, para $t=0$

b) $V_o(t)$?? $(t > T)$

Régimen transitorio: hay condensador C



$V_i = 0$ (corto circuito a masa)

FET ≡ corte ← Así es como empieza el transitorio. Cuando llega la trans. el condensador fuerza que se mantenga sin saltos bruscos su tensión. $V_{DS}(t=T^+) = 1'9\,V$. Pero a la entrada, de golpe forzaremos $V_{GS}(t=T^+) = 0\,V$. Como es un FET acum. n, con esa V_{GS} estará en corte.

$$V_o(t) + R_D\, i_c(t) - V_{cc} = 0$$

$$CR_D \frac{\partial V_o(t)}{\partial t} + V_o(t) = V_{cc} \leftarrow \text{EDO}$$

$$V_o(t=T^+) = V_o(t=T^-) = 1'9\ V \leftarrow \text{CI}$$

Tal y como tenemos la CI no podemos aplicar la expresión que conocemos para resolver PVIs con coef. ctes de primer orden: Necesitamos que la CI sea en $t=0$.
Vamos a usar una nueva variable, t', que $t = T \Rightarrow t' = 0$

$\boxed{t' = t - T}$ con esto el PVI queda:

$$\underbrace{CR_D}_{\tau} \frac{\partial V_o(t')}{\partial t'} + V_o(t') = \underbrace{V_{cc}}_{CF} \; ; \quad V_o(t'=0) = 1'9\ V$$

$$V_o(t') = (CI - CF)\, e^{-\frac{t'}{\tau}} + CF = (1'9 - V_{cc})\, e^{-t'/CR_D} + V_{cc} = -3'1 \cdot e^{-10t'} + 5$$

Deshaciendo el cambio $(t' = t - T)$ ...

$$\boxed{V_o(t) = -3'1 \cdot e^{-10(t-T)} + 5}$$

Ejercicio 1.

Para el circuito recortador de la figura 1.1, se pide:

a) Calcular y dibujar la función de transferencia $v_0 = f(v_1)$.

b) Dibujar la señal de salida $v_0(t)$ para la señal de entrada $v_1(t)$ de la figura 1.2, suponiendo que los efectos capacitivos asociados al diodo son despreciables.

En un análisis más riguroso, se ha de tener en cuenta que al producirse la transición abrupta en el valor de v_1 en $t = 10ms$ los efectos capacitivos se hacen patentes.

c) Modelando el diodo en dinámica como un diodo en estática en paralelo con un condensador de valor $C = 2pF$, escriba la ecuación diferencial que rige el comportamiento del circuito inmediatamente después de la transición en $t = 10ms$. Tenga en cuenta el estado de conducción, o no, del diodo en ese tramo.

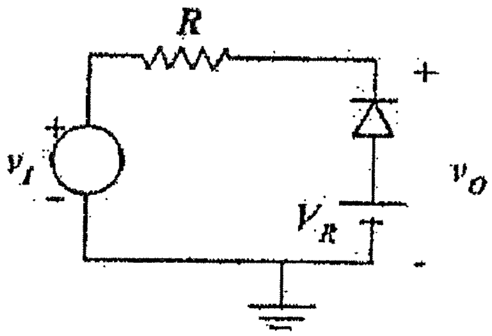


Figura 1.1

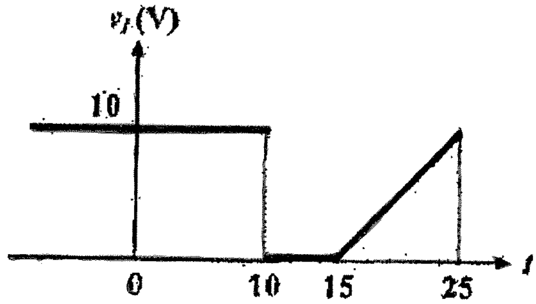


Figura 1.2

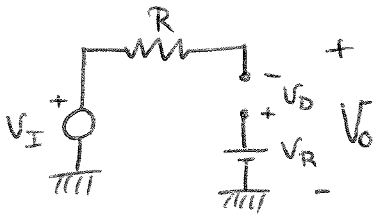
DATOS:

$R = 1k\Omega; V_R = 6V$

DIODO EN ESTÁTICA: Modelo lineal por tramos con tensión de codo $V_r = 0,7V$.

a) $V_o = f(V_I)$??

D≡OFF

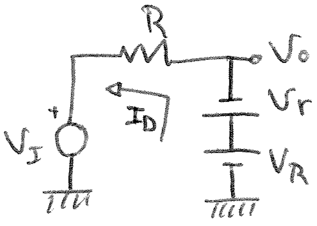


$V_o = V_I$

$V_D \leq V_r = 0'7\,V \Rightarrow V_R - V_I \leq V_r$

$V_I \geq V_R - V_r = 5'3\,V$

D≡ON



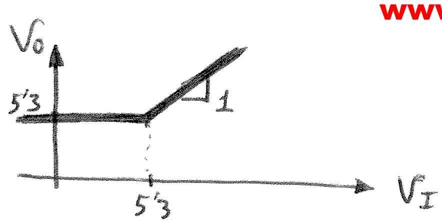
$V_o = V_R - V_r = 5'3\,V$

$I_D > 0$

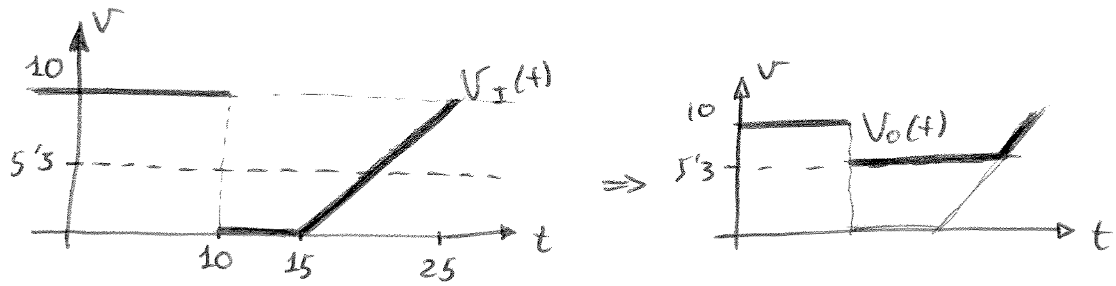
$V_I + I_D R + V_r - V_R = 0 \Rightarrow I_D = \dfrac{V_R - V_r - V_I}{R} > 0$

$V_R - V_r - V_I > 0 \Leftrightarrow V_I < V_R - V_r = 5'3\,V$

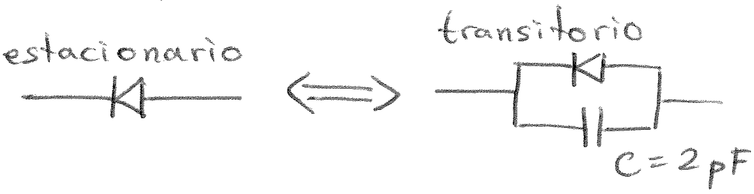
$$V_0 = \begin{cases} 5'3 & V_I < 5'3 \\ V_I & V_I \geq 5'3 \end{cases}$$



b)

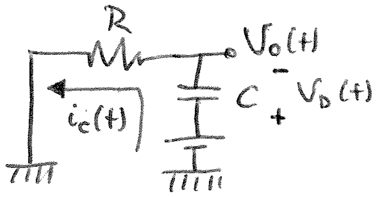


c) EDO para $V_o(t)$: $t > 10$ ms



R. transitorio: hay condensador
$V_I = 0$ (cortocircuito a masa)
D ≡ OFF (así empieza el transitorio)

Antes de $t = 10$ms, D ≡ OFF porque $V_I > 5'3$ (ver función transf.). En la trans. el condensador evita el cambio brusco.



$$R \cdot i_c(t) - V_o(t) = 0$$

$$RC \frac{\partial V_D(t)}{\partial t} - V_o(t) = 0$$

$$RC \frac{\partial}{\partial t}\left[\cancel{V_R}^{\,0} - V_o(t)\right] - V_o(t) = 0 \qquad \frac{\partial cte}{\partial t} = 0$$

$$\boxed{CR \frac{\partial V_o(t)}{\partial t} + V_o(t) = 0}$$