

UNIVERSIDAD CENTRAL DE VENEZUELA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, COMPUTACIÓN Y CONTROL

**Pre-Laboratorio 4 : Amplificador BJT**

Estudiante:  
Santana Ricardo C.I.:29571461

8 de febrero de 2024

## **1. Introducción**

Entre las diversas aplicaciones que tiene el transistor BJT cabe señalar su uso como amplificador, que al estudiar su comportamiento en un circuito sencillo, se pueden observar características y funcionalidades que pueden conformar un circuito mucho más complejo.

Para operar como amplificador, un transistor debe estar polarizado en la región activa. El problema de polarización es el de establecer una corriente cd constante en el emisor (o el colector) que debe ser predecible e insensible a variaciones en temperatura, valor de  $h_{FE}$ , etc. Por tanto se analizará un circuito básico de amplificador que maneje corrientes bajas en la rama mencionada, de manera que esté en la zona activa.

Por otra parte es importante estudiar la ganancia del circuito, que relaciona los voltajes de entrada con los de salida del amplificador, buscando que sea tan estable como la corriente de polarización del colector.

Todos los datos recopilados permitirán establecer un modelo lineal de amplificador para elaborar y diseñar circuitos más complejos, con varias etapas de amplificación u otros procesos requeridos para lo que se desee implementar.

## **2. Objetivos**

### **2.1. Objetivo General**

- Estudiar el comportamiento dinámico de un amplificador básico de tensión, configuración emisor común.

### **2.2. Objetivos Específicos**

- Familiarizar al estudiante con los parámetros dinámicos más importantes del BJT.
- Obtener experimentalmente las características más importantes de un amplificador básico de tensión como son: la ganancia de tensión, impedancia de entrada e impedancia de salida.
- Analizar el efecto sobre la ganancia de tensión en una configuración emisor común, al colocar una carga al amplificador.
- Analizar el efecto sobre la ganancia de tensión en una configuración emisor común, al colocar un condensador de desacoplo en paralelo con la resistencia de Emisor, primeramente sin carga en el amplificador y luego con carga.

### 3. Marco Teórico

En la práctica, el estudio de amplificadores exige previamente un análisis en continua para determinar la polarización de los transistores. Posteriormente, es preciso abordar los cálculos de amplificación e impedancias utilizando modelos de pequeña señal con objeto de establecer un circuito equivalente. Ambas fases en principio son independientes pero están íntimamente relacionadas.

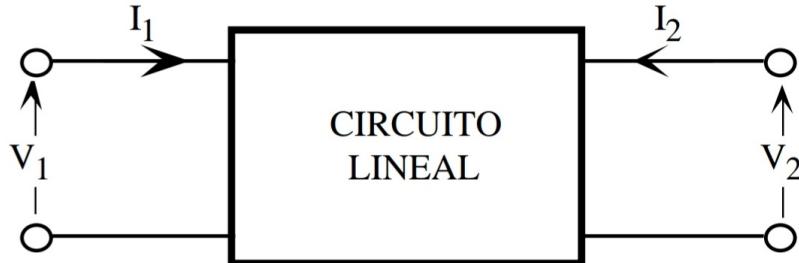


Figura 3.1: Red bi-puerta

#### 3.1. Teoría de redes bipuerta

El comportamiento de un circuito lineal bi-puerta, tal como se muestra en la figura 3.1, puede ser especificado a través de dos corrientes ( $I_1, I_2$ ) y dos tensiones ( $V_1, V_2$ ). En función de las dos posibles variables seleccionadas como independientes, ese circuito lineal puede ser caracterizado mediante cuatro tipo de parámetros (Z, Y, H, G), que en notación matricial, se expresan de la siguiente manera

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_i & z_r \\ z_f & z_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i & g_r \\ g_f & g_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Los parámetros H o h o híbridos son los que mejor caracterizan el comportamiento lineal de pequeña señal de un transistor bipolar. Estos parámetros relacionan la  $V_1$  e  $I_2$  con la  $I_1$  y  $V_2$  mediante la siguiente ecuación

$$V_1 = h_i I_1 + h_r V_2$$

$$I_2 = h_f I_1 + h_o V_2$$

donde

[W]  $h_i = \frac{V_1}{I_1} \parallel V_2=0$  = resistencia de entrada con salida en cortocircuito.

[NO]  $h_r = \frac{V_1}{V_2} \parallel I_1=0$  = ganancia inversa de tensión con entrada en circuito abierto

[NO]  $h_f = \frac{I_2}{I_1} \parallel V_2=0$  = ganancia de corriente con salida en cortocircuito

[W<sup>-1</sup>]  $h_o = \frac{V_1}{V_2} \parallel I_1=0$  = conductancia de salida con entrada en circuito abierto

El modelo circuital en parámetros h de un circuito lineal se indica en la figura 3.2.

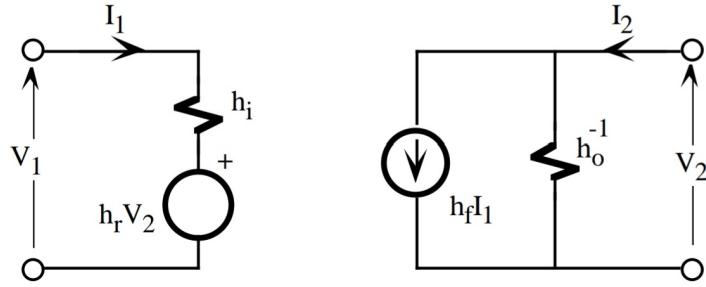


Figura 3.2: Modelo equivalente en parámetros h.

### 3.2. Análisis de un circuito empleando parámetros H

Un circuito lineal, por ejemplo un transistor actuando como amplificador, puede ser analizado estudiando su comportamiento cuando se excita con una fuente de señal externa  $V_S$  con una impedancia interna  $R_S$  y se añade una carga  $Z_L$ , tal como se indica en la figura 3.3. El circuito lineal puede ser sustituido por su modelo equivalente en parámetros H (figura 3.2) resultando el circuito de la figura 3.4. Existen cuatro parámetros importantes que van a caracterizar completamente el circuito completo: ganancia en corriente, impedancia de entrada, ganancia en tensión e impedancia de salida.

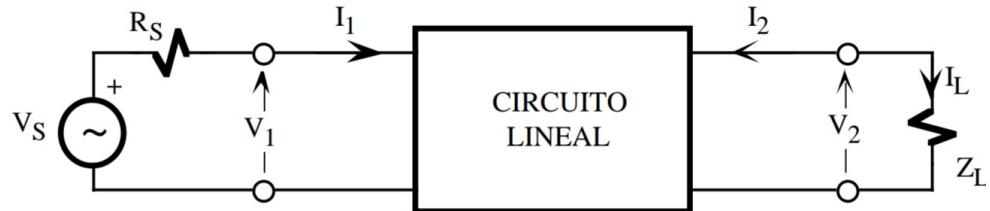


Figura 3.3: Estructura de un amplificador básico

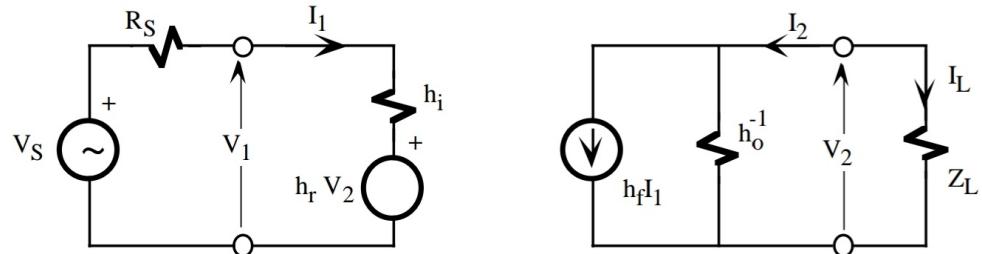


Figura 3.4: Anterior circuito utilizando el modelo en parámetros h

**Ganancia de corriente.** Se define la ganancia de corriente de un circuito,  $A_I$ , como la relación entre la intensidad de salida e intensidad de entrada, es decir,

$$A_I = \frac{I_L}{I_1} = -\frac{I_2}{I_1}$$

Este cociente se obtiene resolviendo las siguientes ecuaciones extraídas del circuito de la figura 3.4,

{

Despejando, se obtiene que

$$A_I = -\frac{I_2}{I_1} = -\frac{h_f}{1 + h_o Z_L}$$

**Impedancia de entrada.** Se define la impedancia de entrada del circuito,  $Z_i$ , como la relación entre la tensión y corriente de entrada. Resolviendo el circuito de entrada se demuestra que

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = h_i + h_r A_I Z_L = h_i + \frac{h_f h_r}{\frac{1}{Z_L} + h_o}$$

Nótese que la impedancia de entrada depende de la carga  $Z_L$ .

**Ganancia de tensión.** Se define la ganancia en tensión, AV, como la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada. Como se demuestra a continuación, la AV se puede expresar en función de la AI y la Zi, de forma que

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{I_2} \frac{I_2}{I_1} \frac{I_1}{V_1} = -\frac{V_2}{I_L} \frac{I_2}{I_1} \frac{I_1}{V_1} = Z_L A_I \frac{1}{Z_i} = A_I \frac{Z_L}{Z_i} \quad (1)$$

**Impedancia de salida.** Se define la impedancia de salida,  $Z_o$ , vista a través del nudo de salida del circuito lineal como la relación entre la tensión de salida y la corriente de salida, supuesto anulado el generador de entrada y en ausencia de carga ( $Z_L = \infty$ ). Se demuestra que

$$Z_o = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_S=0, R_L=\infty} = \frac{1}{h_o - \frac{h_f h_r}{R_S + h_i}}$$

Estos cuatro parámetros permiten definir dos modelos simplificados muy utilizados en el análisis de amplificadores: modelo equivalente en tensión y modelo equivalente en intensidad. El modelo equivalente en tensión (figura 3.5) utiliza el equivalente Thévenin en la salida y el de intensidad (figura 3.6) el Norton. Ambos modelos son equivalentes y están relacionados por la ecuación 1.

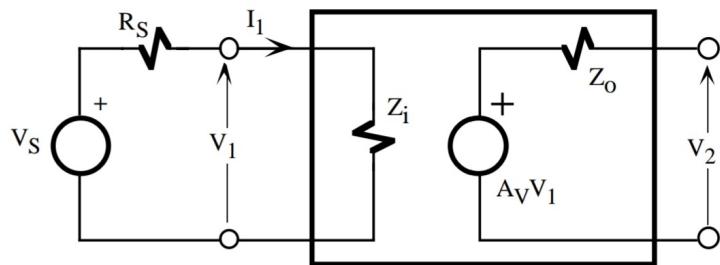


Figura 3.5: Modelo equivalente en tensión

La resistencia  $R_S$  de la fuente de entrada influye en las expresiones de las ganancias de tensión o intensidad cuando se refieren a la fuente de excitación de entrada. En la figura 3.5, la ganancia de tensión referida a la fuente  $V_S$ ,  $A_{VS}$ , se obtiene analizando el divisor de tensión de la entrada formado por  $R_S$  y  $Z_i$ , resultando

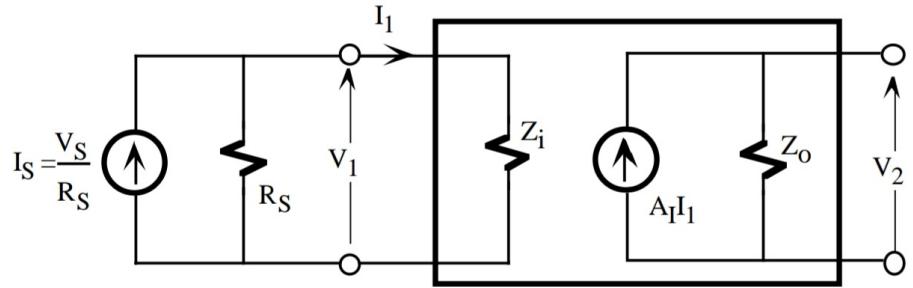


Figura 3.6: Modelo equivalente en intensidad

$$A_{VS} = \frac{V_2}{V_S} = \frac{V_2}{V_1} \frac{V_1}{V_S} = A_V \frac{Z_i}{Z_i + R_S}$$

De la misma manera, la ganancia de intensidad referida a la fuente IS (figura 3.6),  $A_{IS}$ , se obtiene analizando el divisor de corriente de entrada formado por  $R_S$  y  $Z_i$ , resultando

$$A_{IS} = \frac{I_L}{I_S} = \frac{I_L}{I_1} \frac{I_1}{I_S} = A_I \frac{R_S}{Z_i + R_S}$$

Despejando en las últimas dos ecuaciones  $A_V$  y  $A_I$ , y sustituyendo en 1, se obtiene la relación entre  $A_{VS}$  y  $A_{IS}$ , dando como resultado

$$A_{VS} = A_{IS} \frac{Z_L}{R_S}$$

## 4. Metodología

### 4.1. Trabajo Previo al Laboratorio

La estructura básica amplificadora corresponde al circuito de la Figura 4.1 sin RL y CE. Para éste circuito realice lo siguiente:

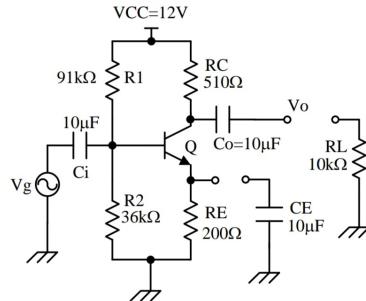


Figura 4.1: Amplificador Básico BJT

1. Determine el punto estático de operación.

label=p2 Calcule utilizando los parámetros híbridos del transistor, la ganancia de tensión  $A_V$ , impedancia de entrada  $Z_{in}$  y la impedancia de salida  $Z_o$ .

2. Coloque la resistencia de carga RL y repita el punto 11.
3. Sin RL, coloque un condensador paralelo a la resistencia RE y repita el punto 1.
4. Con RL y CE repita el punto 1.

### 4.2. Trabajo de Laboratorio

1. Para el circuito de la Figura 4.1, sin el generador de entrada ( $V_g$ ), los condensadores ( $C_i$ ,  $C_o$  y  $C_E$ ) y la carga  $RL$ , mida la tensión en el Colector ( $V_C$ ), tensión en la Base ( $V_B$ ) y la tensión en el Emisor ( $V_E$ ) para determinar el punto estático de operación en el informe.

2. Amplificador básico de la Figura 4.1 sin RL y CE.

- a) Coloque en el generador una señal senoidal de frecuencia 1kHz, promedio nulo y amplitud 2Vp-p. Conecte los condensadores  $C_i$ ,  $C_o$  y el generador de entrada ( $V_g$ ).
- b) Con el osciloscopio en DC, observe y dibuje la señal en el Colector del transistor. Mida la amplitud pico-pico, la tensión pico máxima y el nivel DC de la onda.
- c) Con el osciloscopio en AC en ambos canales y en doble canal. Observe y dibuje la onda de la entrada ( $V_g$ ) y la salida ( $V_o$ ). Mida la frecuencia y amplitud pico-pico de las ondas para luego determinar la ganancia de tensión  $A_v$  en el informe.
- d) Mida experimentalmente los valores de tensiones para luego determinar en el informe las impedancias de entrada y de salida del amplificador.

- e) Suba la amplitud de la señal de entrada hasta el punto donde comienza a distorsionarse la señal de salida. Mida la amplitud pico-pico de la señal de salida y de entrada. Dibuje ambas formas de onda.
- f) Suba hasta el máximo la amplitud de la señal de entrada y mida ésta amplitud pico-pico. Dibuje las ondas.

3. Amplificador básico de la Figura 4.1 con RL y sin CE.

- a) Con las mismas condiciones colocadas en el punto 2a, repita los puntos 2b hasta 2f.

4. Amplificador básico de la Figura 4.1 sin RL y con CE.

- a) Con las mismas condiciones colocadas en el punto 2a, repita los puntos 2b hasta 2f.

5. Amplificador básico de la Figura 4.1 con RL y con CE.

- a) Con las mismas condiciones colocadas en el punto 2a, repita los puntos 2b hasta 2f.

## 5. Cálculos previos

Se trabajará con el transistor npn PN2222A, el cual posee las siguientes especificaciones:

Tabla 1: Características del transistor PN2222A

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>case</sub> = 25 °C unless otherwise specified)**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I <sub>CEX</sub>	Collector Cut-off Current (V <sub>BE</sub> = -3 V)	V <sub>CE</sub> = 60 V			10	nA
I <sub>BEX</sub>	Base Cut-off Current (V <sub>BE</sub> = -3 V)	V <sub>CE</sub> = 60 V			20	nA
I <sub>CBO</sub>	Collector Cut-off Current (I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>CB</sub> = 75 V V <sub>CB</sub> = 75 V T <sub>j</sub> = 150 °C			10 10	nA μA
I <sub>EBO</sub>	Emitter Cut-off Current (I <sub>C</sub> = 0)	V <sub>EB</sub> = 3 V			15	nA
V <sub>(BR)CEO*</sub>	Collector-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>B</sub> = 0)	I <sub>C</sub> = 10 mA	40			V
V <sub>(BR)CBO</sub>	Collector-Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>C</sub> = 10 μA	75			V
V <sub>(BR)EBO</sub>	Emitter-Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 0)	I <sub>E</sub> = 10 μA	6			V
V <sub>CE(sat)*</sub>	Collector-Emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA I <sub>B</sub> = 50 mA			0.3 1	V
V <sub>BE(sat)*</sub>	Collector-Base Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA I <sub>B</sub> = 50 mA	0.6		1.2 2	V
h <sub>FE*</sub>	DC Current Gain	I <sub>C</sub> = 0.1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 1 V I <sub>C</sub> = 500 mA V <sub>CE</sub> = 10 V	35 50 75 100 50 40		300	
f <sub>T</sub>	Transition Frequency	I <sub>C</sub> = 20 mA V <sub>CE</sub> = 20V f = 100MHz		270		MHz
C <sub>CBO</sub>	Collector-Base Capacitance	I <sub>E</sub> = 0 V <sub>CB</sub> = 10 V f = 1 MHz		4	8	pF
C <sub>EBO</sub>	Emitter-Base Capacitance	I <sub>C</sub> = 0 V <sub>EB</sub> = 0.5 V f = 1MHz		20	25	pF
NF	Noise Figure	I <sub>C</sub> = 0.1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V f = 1 KHz Δf = 200 Hz R <sub>G</sub> = 1 KΩ		4		dB
h <sub>ie*</sub>	Input Impedance	V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA f = 1 KHz V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA f = 1 KHz	2 0.25		8 1.25	KΩ
h <sub>re*</sub>	Reverse Voltage Ratio	V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA f = 1 KHz V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA f = 1 KHz			8 4	10 <sup>-4</sup> 10 <sup>-4</sup>
h <sub>te*</sub>	Small Signal Current Gain	V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA f = 1 KHz V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA f = 1 KHz	50 75		300 375	
h <sub>oe*</sub>	Output Admittance	V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA f = 1 KHz V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA f = 1 KHz	5 25		35 200	μS

\* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle ≤ 2 %

de las cuales se deduce que:  $\beta = h_{FE} = 150 @ I_C = 10mA; V_{CE} = 10V V_{BEsat} = 0.7V @ I_C = 150mA; I_B = 10mA$

$h_{ie} = 5K\Omega @ I_C = 1mA; V_{CE} = 10V; f = 1KHz h_{fe} = 175 @ I_C = 1mA; V_{CE} = 10V; f = 1KHz$

Se determina el punto estático de operación basandose en el circuito de la Figura 5.1

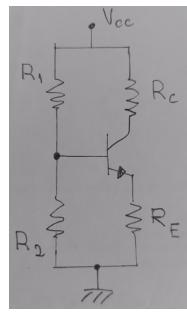


Figura 5.1: Circuito de operación estática

Calculando equivalente de thevelin entre la base del transistor y la referencia por divisor de voltaje

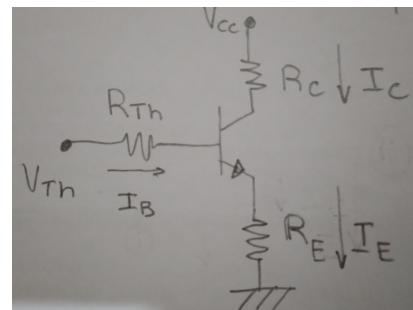


Figura 5.2: Circuito de operación estática simplificado Thevelin

aplicando ley de tensiones de Kirchoff

$$R_{Th}I_B + V_{BE} + R_E I_E = V_{Th}$$

si  $I_E = (\beta + 1)I_B$ , entonces

$$R_{Th}I_B + V_{BE} + R_E(\beta + 1)I_B = V_{Th}$$

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + R_E(\beta + 1)}$$

Sustituyendo valores

$$I_B = \frac{3,4V - 0,7V}{25,8k\Omega + 200\Omega(150 + 1)} = 0,048mA$$

sabiendo que  $I_C = \beta I_B$

$$I_C = 150(0,048mA) = 7,23mA$$

aplicando ley de tensiones de Kirchoff a la otra malla

$$R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E = V_{CC}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E (\beta + 1) I_B$$

sustituyendo

$$V_{CE} = 12V - 510\Omega(7,23mA) - 200\Omega(150 + 1)0,048mA = 6,86V$$

Punto de operacion

Por lo tanto se puede decir que está trabajando en la zona activa y en consecuencia puede amplificar una señal.

Utilizando el modelo de parametros híbridos de la Figura 5.3 sin tomar en cuenta RL ni CE

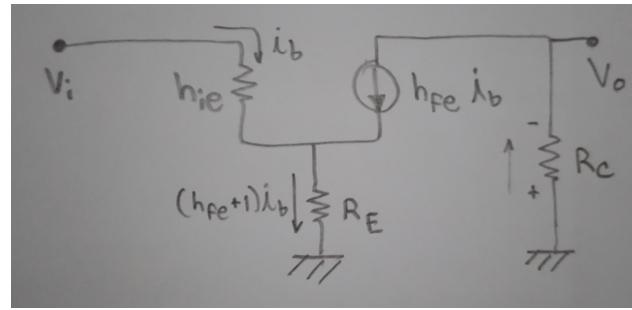


Figura 5.3: Modelo de parametros híbridos sin RL ni CE

Se puede apreciar en la figura 5.3 que  $R_1$  y  $R_2$  actúa como un corto a tierra debido al capacitor que se encuentra en la entrada, donde se asume una señal media.

Sabiendo que

$$A_V = V_o \text{ over } V_i \quad (2)$$

Además si

$$V_i = i_b h_{ie} + (h_{fe} + 1) i_b R_E = i_b (h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E)$$

$$V_o = -h_{fe} i_b R_C$$

Sustituyendo lo anterior en 2

$$A_V = -\frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E} \quad (2)$$

Reemplazando parametros

$$A_V = -\frac{-(175)(510\Omega)}{5K\Omega + (175 + 1)(200\Omega)} = -2,22V/V$$

Para calcular las impedancias no se toma en cuenta el condensador acoplado, entonces:

$$Z_i = R_{Th} || Z_1 \quad (2)$$

si

$$R_{Th} = R_1 || R_2 = 25,8K\Omega$$

En 2

$$Z_i = 25,8K\Omega || 40,2K\Omega = 15,7K\Omega$$

Además

$$Z_o = R_C = 510\Omega$$

Utilizando el modelo de parametros híbridos de la Figura 5.4 tomando en cuenta solamente RL

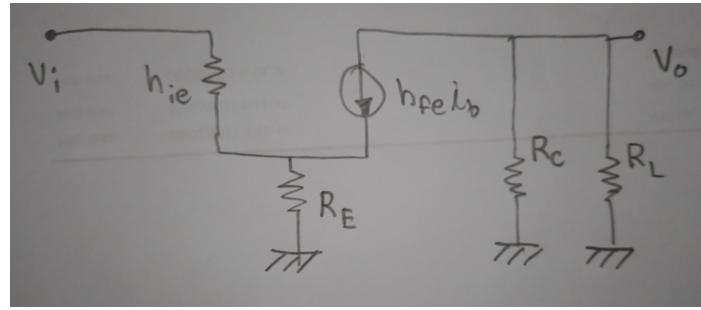


Figura 5.4: Modelo de parametros híbridos con RL

Adaptando la ecuación 2 a

$$A_V = -\frac{h_{fe}R'_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E} \quad (2)$$

donde

En 2

$$A_V = -\frac{-(175)(485\Omega)}{5K\Omega + (175 + 1)(200\Omega)} = -2,11V/V$$

Ya que la entrada no se ve afectada por RL, la impedancia de entrada  $Z_i$  nom sufre modificación

$$Z_i = 15,7K\Omega$$

Para la impedancia de salida

$$Z_o = R'_C = 485\Omega$$

Utilizando el modelo de parametros híbridos de la Figura 5.4 tomando en cuenta solamente CE

Sabiendo que

$$V_i = h_{ie}i_b$$

$$V_o = -h_{fe}i_bR_C$$

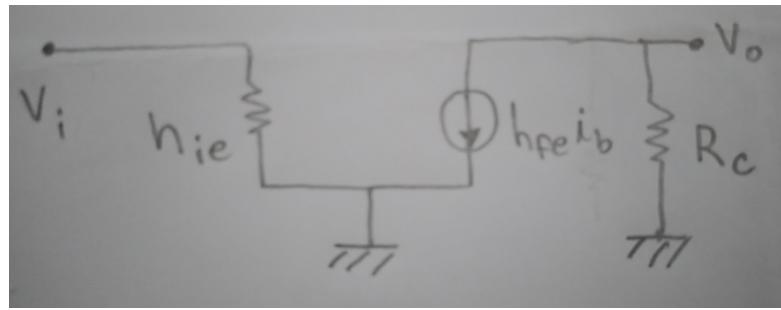


Figura 5.5: Modelo de parametros híbridos con CE

Reemplazando en 2 se demuestra que

$$A_V = -\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}} \quad (2)$$

sustituyendo parametros

$$A_V = -\frac{(175)(510\Omega)}{5K\Omega} = -17,85V/V$$

Para el cálculo de la impedancia de entrada se hace uso de 2, donde  
sustituyendo en 2

$$Z_i = R_{Th}||Z_1 = 25,8K\Omega||5K\Omega = 4,2K\Omega$$

Además

$$Z_o = R_C = 510\Omega$$

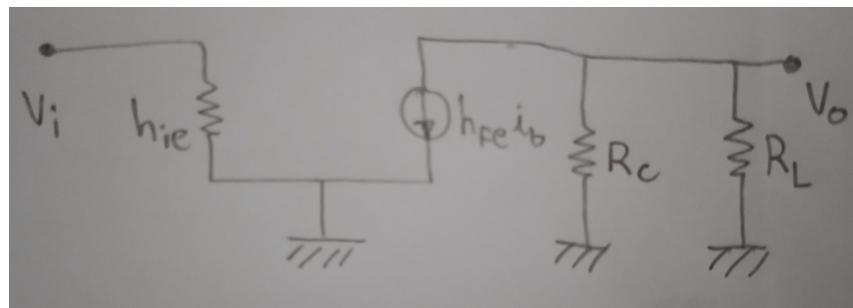


Figura 5.6: Modelo de parametros híbridos con RL y CE

Adaptando 2

$$A_V = -\frac{h_{fe}R'_C}{h_{ie}} \quad (2)$$

donde  $R'_C = 485\Omega$ , ya calculado antes

entonces en 2

$$A_V = -\frac{(175)(485\Omega)}{5K\Omega} = -16,98V/V$$

La impedancia de entrada  $Z_i$  no cambia con respecto a la calculada en el caso anterior

$$Z_i = 4,2K\Omega$$

Además

$$Z_o = R'_C = 485\Omega$$

## **6. Materiales e Instrumentos**

- Transistor npn PN2222A
- Resistencia de carbon de  $91k\Omega$  serie del 5% y potencia de 1/4 W.
- Resistencia de carbon de  $510\Omega$  serie del 5% y potencia de 1/4 W.
- Resistencia de carbon de  $200\Omega$  serie del 5% y potencia de 1/4 W.
- Resistencia de carbon de  $36k\Omega$  serie del 5% y potencia de 1/4 W.
- Resistencia de carbon de  $10k\Omega$  serie del 5% y potencia de 1/4 W.
- Condensadores electrolíticos de  $10\mu F$ , 16V.