

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

LABORATORIO 4 - Amplificador BJT

Estudiantes:

Santana Ricardo C.I.:29571461

Fajardo Carla C.I.:27571576

Febrero, 2024

Índice

1. Resumen	3
2. Introducción	4
3. Objetivos	5
3.1. Objetivo General	5
3.2. Objetivos Específicos	5
4. Marco Teórico	6
4.1. Teoría de redes bipuerta	6
4.2. Análisis de un circuito empleando parámetros $\{H\}$	7
5. Metodología	11
5.1. Trabajo Previo al Laboratorio	11
5.2. Trabajo de Laboratorio	11
6. Cálculos previos	13
7. Materiales e Instrumentos	20
8. Presentación de Resultados	21
8.1. Prueba de laboratorio 2 sin RL ni CE	22
8.1.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias ex- perimentales	23
8.1.2. Variacion de amplitud de la señal V_g	25
8.2. Prueba de laboratorio 3 con RL sin CE	26
8.2.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias ex- perimentales	27
8.2.2. Variacion de amplitud de la señal V_g	29
8.3. Prueba de laboratorio 4 sin RL, con CE	30
8.3.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias ex- perimentales	31
8.3.2. Variacion de amplitud de la señal V_g	33
8.4. Prueba de laboratorio 5 con RL y CE	34

8.4.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias ex- perimentales	34
8.4.2. Variacion de amplitud de la señal V_g	36
9. Análisis de Resultados	38
10. Conclusiones y Recomendaciones	40
11. Bibliografía	41
12. Anexos	42
12.1. Cálculo del punto de operación	42
12.2. Cálculo de ganancia	42
12.3. Cálculo de las impedancias de entrada	42

1. Resumen

Durante la práctica se observó el comportamiento del amplificador BJT en configuración de emisor común, se obtuvo el punto estático de operación, así como también sus características más importantes: la impedancia de entrada, la impedancia de salida y la ganancia, además se observó el efecto sobre la ganancia cuando a un amplificador BJT se le coloca una carga y un condensador en paralelo con la resistencia del emisor, primero con carga y luego sin carga. A la hora de realizar la práctica solo se tuvo algunos inconvenientes con algunos valores de las resistencias, se usó la resistencia de $100k\Omega$ en lugar de $91k\Omega$ y una resistencia de 220Ω en lugar de 200Ω .

2. 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 I_C 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.

3. Objetivos

3.1. Objetivo General

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

3.2. 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, primero sin carga en el amplificador y luego con carga.

4. 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.

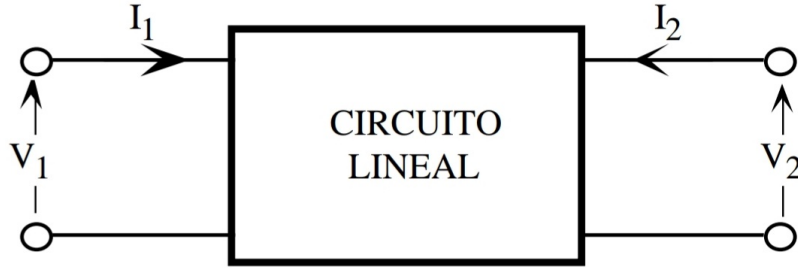


Figura 4.1: Red bi-puerta

4.1. Teoría de redes bipuerta

El comportamiento de un circuito lineal bi-puerta, tal como se muestra en la figura 4.1, 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

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} z_i & z_r \\ z_f & z_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_i & g_r \\ g_f & g_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

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⁻¹] $h_o = \frac{V_1}{V_2} \parallel_{I_1=0}$ = conductancia de salida con entrada en circuito abierto

El modelo circuital en parámetros h de un circuito lineal se indica en la figura 4.2.

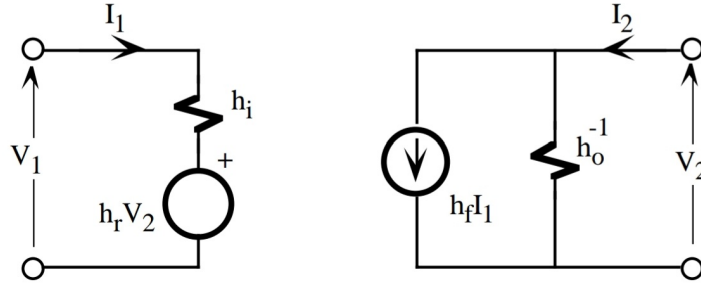


Figura 4.2: Modelo equivalente en parámetros h.

4.2. 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 4.3. El circuito lineal puede ser sustituido por su modelo equivalente en parámetros H (figura 4.2) resultando el circuito de la figura 4.4. 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.

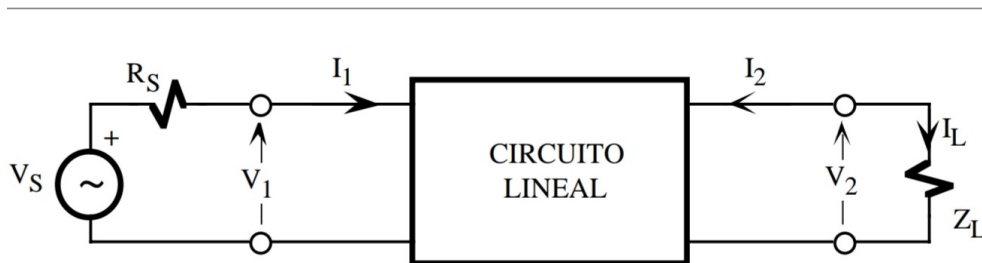


Figura 4.3: Estructura de un amplificador básico

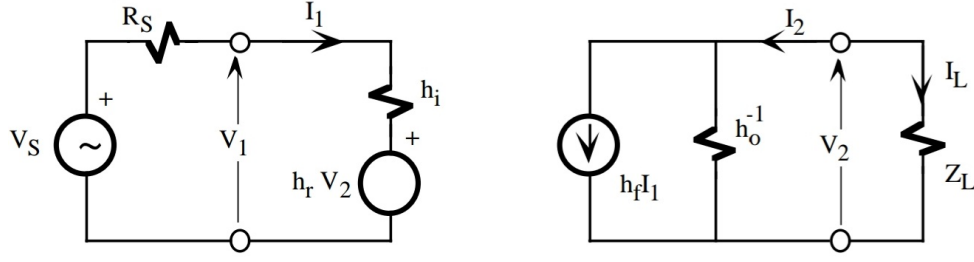


Figura 4.4: Anterior circuito utilizando el modelo en parámetros h

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 4.4,

$$\begin{cases} I_2 = h_f I_1 + h_o V_2 \\ V_2 = -I_2 Z_L \end{cases}$$

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, A_V , como la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada. Como se demuestra a continuación, la A_V se puede expresar en función de la A_I y la Z_i , 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 4.5) utiliza el equivalente Thèvenin en la salida y el de intensidad (figura 4.6) el Norton. Ambos modelos son equivalentes y están relacionados por la ecuación 1.

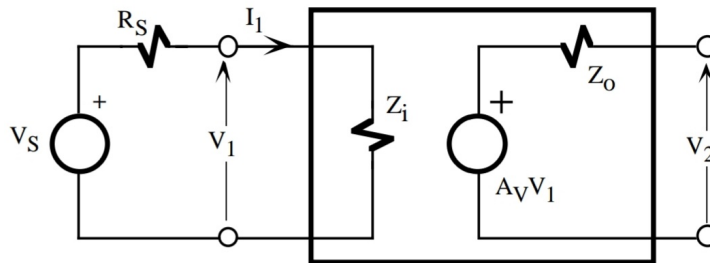


Figura 4.5: Modelo equivalente en tensión

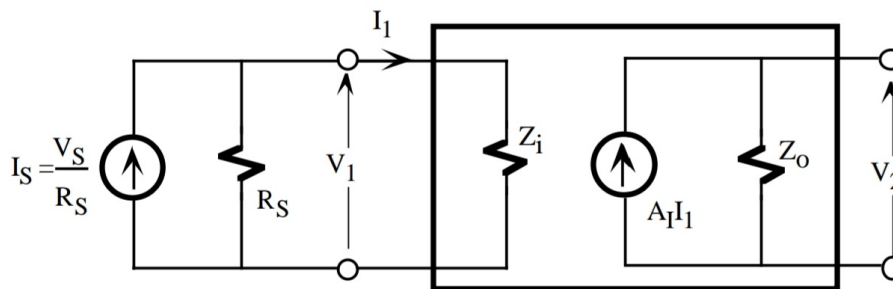


Figura 4.6: Modelo equivalente en intensidad

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 4.5, 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

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

De la misma manera, la ganancia de intensidad referida a la fuente IS (figura 4.6), 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 de la 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

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

5. Metodología

5.1. Trabajo Previo al Laboratorio

La estructura básica amplificadora corresponde al circuito de la Figura 5.1 sin R_L y C_E . Para éste circuito se realizó lo siguiente:

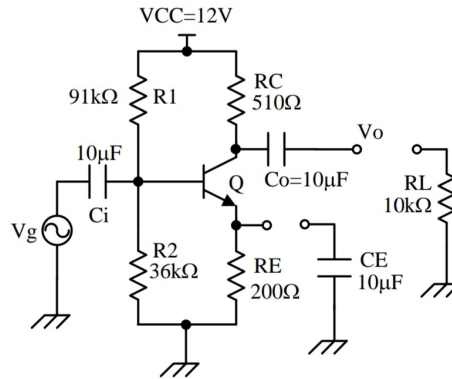


Figura 5.1: Amplificador Básico BJT

1. Se determinó el punto estático de operación.
2. Se calculó, utilizando los parámetros híbridos del transistor, la ganancia de tensión A_V , impedancia de entrada Z_{in} y la impedancia de salida Z_o .
3. Se colocó la resistencia de carga R_L y se repitió el punto 1 2.
4. Sin R_L , se colocó un condensador paralelo a la resistencia R_E y se repitió el punto 2.
5. Con R_L y C_E se repitió el punto 2.

5.2. Trabajo de Laboratorio

1. Para el circuito de la Figura 5.1, sin el generador de entrada (V_g), los condensadores (C_i , C_o y C_E) y la carga R_L , se midió 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 5.1 sin R_L y C_E .
 - a) Se colocó en el generador una señal senoidal de frecuencia 1kHz, promedio nulo y amplitud 2Vp-p. Se conectó los condensadores C_i , C_o y el generador de entrada (V_g).

- b) Con el osciloscopio en DC, se capturó la señal en el Colector del transistor. Se midió 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. Se capturó la onda de la entrada (V_g) y la salida (V_o). Se midió la frecuencia y amplitud pico-pico de las ondas para luego determinar la ganancia de tensión A_v en el informe.
 - d) Se midió experimentalmente los valores de tensiones para luego determinar en el informe las impedancias de entrada y de salida del amplificador.
 - e) Se subió la amplitud de la señal de entrada hasta el punto donde comienza a distorsionarse la señal de salida. Se midió la amplitud pico-pico de la señal de salida y de entrada. Dibuje ambas formas de onda.
 - f) Se subió hasta el máximo la amplitud de la señal de entrada y se midió ésta amplitud pico-pico. Se dibujó las ondas.
3. Amplificador básico de la Figura 5.1 con RL y sin CE.
- a) Con las mismas condiciones colocadas en el punto 2a, se repitió los puntos 2b hasta 2f.
4. Amplificador básico de la Figura 5.1 sin RL y con CE.
- a) Con las mismas condiciones colocadas en el punto 2a, se repitió los puntos 2b hasta 2f.
5. Amplificador básico de la Figura 5.1 con RL y con CE.
- a) Con las mismas condiciones colocadas en el punto 2a, se repitió los puntos 2b hasta 2f.

6. Cálculos previos

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

Tabla 1: Características del transistor PN2222A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{ V}$)	$V_{CE} = 60\text{ V}$			10	nA
I_{BEX}	Base Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{ V}$)	$V_{CE} = 60\text{ V}$			20	nA
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_E = 0$)	$V_{CB} = 75\text{ V}$ $V_{CB} = 75\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$			10 10	nA μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 3\text{ V}$			15	nA
$V_{(BR)CEO}^*$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 10\text{ mA}$	40			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$	75			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 10\text{ }\mu\text{A}$	6			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$			0.3 1	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Collector-Base Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$	0.6		1.2 2	V V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$	35 50 75 100 50 40		300	
f_T	Transition Frequency	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 100\text{ MHz}$		270		MHz
C_{CBO}	Collector-Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$		4	8	pF
C_{EBO}	Emitter-Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$		20	25	pF
NF	Noise Figure	$I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{ KHz}$ $\Delta f = 200\text{ Hz}$ $R_G = 1\text{ K}\Omega$		4		dB
h_{ie}^*	Input Impedance	$V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$	2 0.25		8 1.25	K Ω K Ω
h_{re}^*	Reverse Voltage Ratio	$V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$			8 4	10^{-4} 10^{-4}
h_{fe}^*	Small Signal Current Gain	$V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$	50 75		300 375	
h_{oe}^*	Output Admittance	$V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $f = 1\text{ KHz}$	5 25		35 200	μS μS

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

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 6.1

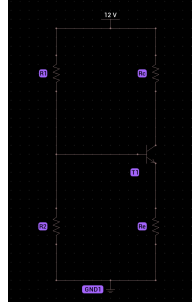


Figura 6.1: Circuito de operación estática

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

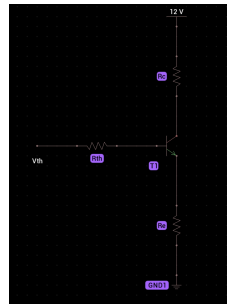


Figura 6.2: Circuito de operación estática simplificado Thevelin

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 Kirchhoff 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

$$Q = (V_{CE}, I_C)$$

$$Q = (6,86V, 7,23mA) \quad (2)$$

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 6.3 sin tomar en cuenta RL ni CE

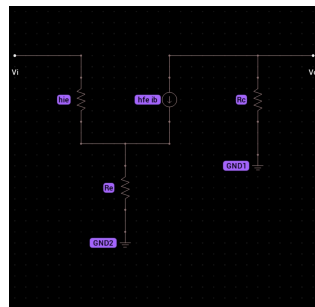


Figura 6.3: Modelo de parametros híbridos sin RL ni CE

Se puede apreciar en la figura 6.3 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

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \quad (3)$$

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 la ecuacion (3)

$$A_V = -\frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E} \quad (4)$$

Reemplazando parámetros

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

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

$$Z_i = R_{Th} || Z_1 \quad (5)$$

si

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

$$Z_1 = \frac{V_i}{i_b} = \frac{i_b (h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E)}{i_b} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E$$

$$Z_1 = 5K\Omega + (175 + 1)(200\Omega) = 40,2K\Omega$$

sustituyendo en ecuación (5)

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

Además

$$Z_o = R_C = 510\Omega$$

Utilizando el modelo de parametros híbridos de la Figura 6.4 tomando en cuenta solamente
RL

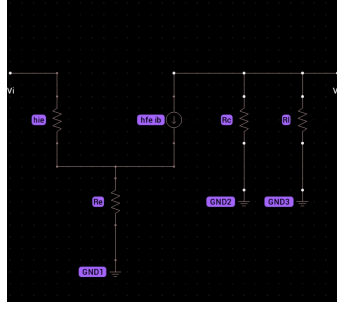


Figura 6.4: Modelo de parametros híbridos con RL

Adaptando la ecuación (4) a

$$A_V = -\frac{h_{fe}R'_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E} \quad (6)$$

donde

$$R'_C = R_C || R_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

$$R'_C = \frac{(510\Omega)(10K\Omega)}{510\Omega + 10K\Omega} = 485\Omega$$

Reemplazando valor en la ecuación (6)

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

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 6.4 tomando en cuenta solamente CE

Sabiendo que

$$V_i = h_{ie}i_b$$

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

Reemplazando en ecuación (3) se demuestra que

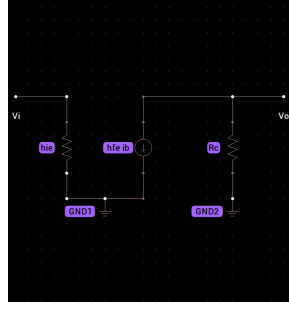


Figura 6.5: Modelo de parametros híbridos con CE

$$A_V = -\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}} \quad (7)$$

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 la ecuación (5), donde

$$Z_1 = \frac{V_i}{i_b} = \frac{i_b h_{ie}}{i_b} = h_{ie}$$

$$Z_1 = 5K\Omega$$

sustituyendo en (5)

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

Además

$$Z_o = R_C = 510\Omega$$

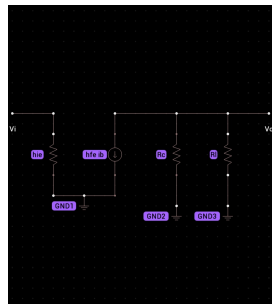


Figura 6.6: Modelo de parametros híbridos con RL y CE

Adaptando 7

$$A_V = -\frac{h_{fe}R'_C}{h_{ie}} \quad (8)$$

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

entonces en 8

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

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

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

Además

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

Tabla 2: Resultados teóricos

Prueba de lab.	A_V	Z_i	Z_o
2	-2.22 V/V	15.7K Ω	510 Ω
3	-2.11 V/V	15.7K Ω	485 Ω
4	-17.85 V/V	4.2K Ω	510 Ω
3	-16.98V/V	4.2K Ω	485 Ω

7. Materiales e Instrumentos

Tabla 3: Equipos o instrumentos

Equipo	Marca	Modelo
Osciloscopio	UNI-T	UTD2102CEX+
Fuente de alimentacion DC	UNI-T	UTP3305-II

Tabla 4: Componentes y materiales

Referencia	Descripcion	Especificaciones
$R1 = 100k\Omega$	Resistencia	1/4 W
$R2 = 36k\Omega$	Resistencia	1/4 W
$RC = 510\Omega$	Resistencia	1/8 W
$RE = 220\Omega$	Resistencia	1/4 W
$RP_{Ri} = 15k\Omega$	Resistencia	1/4 W
$RP_{Ri} = 5.1k\Omega$	Resistencia	1/4 W
$RP_{Ro} = 470\Omega$	Resistencia	1/4 W
$Ci = Co = CE = 10\mu F$	Condensador Electrolítico	25V
$Q = PN2222A$	Tansistor BJT NPN	

8. Presentación de Resultados

Tabla 5: Tensiones en los terminales del transistor sin RL ni CE

V_B [V]	V_C [V]	V_E [V]	I_C [mA]	V_{CE} [V]	operacion
2.2 ± 0.2	9 ± 1	1.5 ± 0.1	5.88 ± 4.51	7.5 ± 1.1	activo

Tabla 6: Frecuencia de V_g

f [Hz]
999.99400 ± 0.00005

Observación: Para el cálculo del punto estático de operacion $Q : (V_{CE}, I_c)$ se utilizaron las fórmulas (9), (10), (11) y (12) expresadas en los anexos.

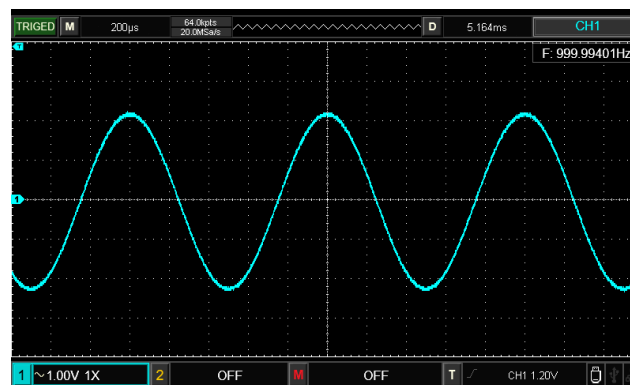


Figura 8.1: Señal de entrada V_g del circuito 5.1 predeterminada

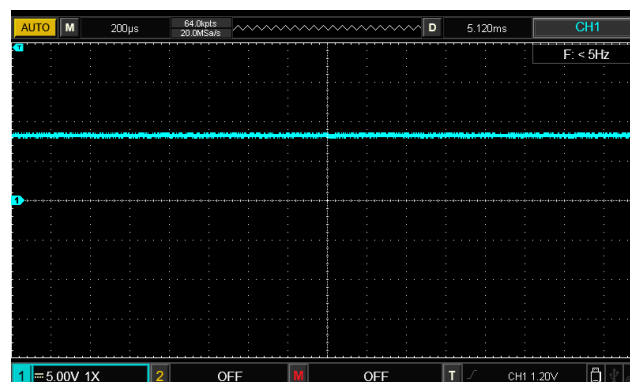


Figura 8.2: Tensión en colector V_C , componente DC de salida V_o (fija para todas las configuraciones)

8.1. Prueba de laboratorio 2 sin RL ni CE

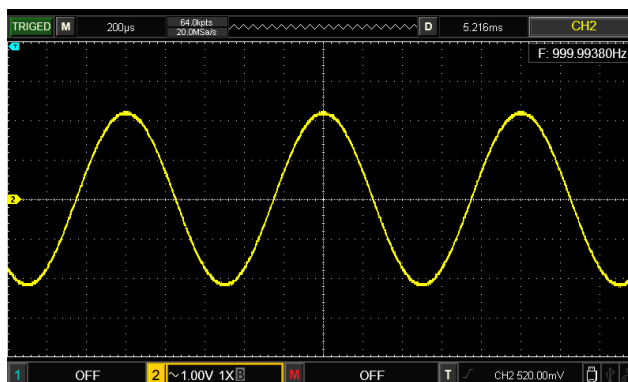


Figura 8.3: Componente AC de señal de salida V_o del circuito 5.1 original

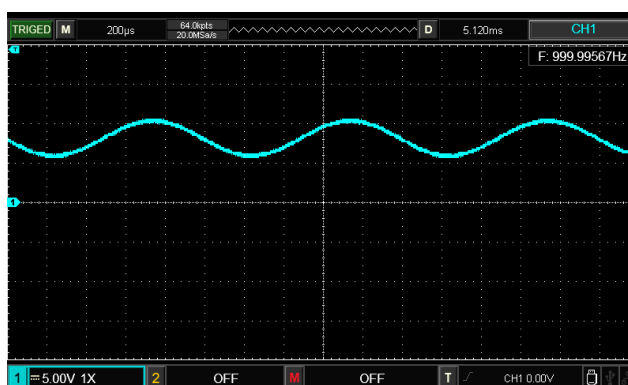


Figura 8.4: Superposición de señales DC y AC en la salida V_o

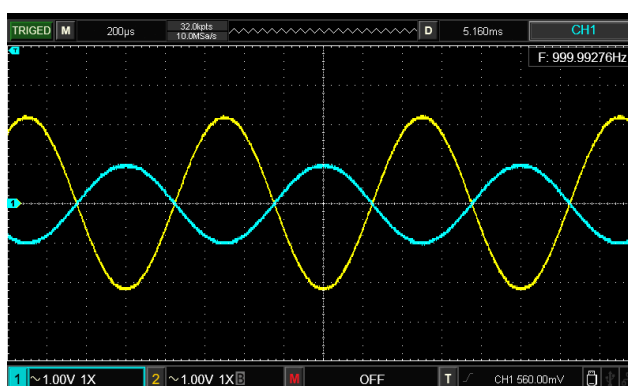


Figura 8.5: Señal de entrada V_i (curva azul) y componente AC de señal de salida V_o (curva amarilla)

Basandose en las señales de la figura 8.5 se recopilaron los siguientes datos

Tabla 7: Tensiones pico-pico de entrada y salida sin RL ni CE

$V_i [V_{PP}]$	$V_o [V_{PP}]$	$V_{Pmax}[V]$
2.0 ± 0.2	-4.4 ± 0.2	10.2 ± 1.2

Observación. Para V_{Pmax} se tomó el $V_o[V_P]$ en semiciclo positivo y se le sumó el escalón de la componente DC representada en la figura 8.2.

Se calcularon las ganancias de tensión experimentales con la ecuación (13) referida en los anexos. Por otra parte, la ganancia teorica queda señalada en la tabla 2 en la sección de Cálculos previos.

Tabla 8: Ganancia relacionada al amplificador de la figura 5.1 sin RL ni CE

$Av_{exp} [V/V]$	$Av_{teo} [V/V]$	Desviación [%]
-2.20 ± 0.24	-2.22	1

8.1.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias experimentales

Basandose en el modelo lineal de amplificador de la figura 12.2 en la sección de anexos.

Tabla 9: Resistencias patrones en circuito de la figura 5.1 sin RL ni CE

$R_{P_{Ri}}$	$R_{P_{Ro}}$
$15k\Omega \pm 10\%$	$470\Omega \pm 10\%$

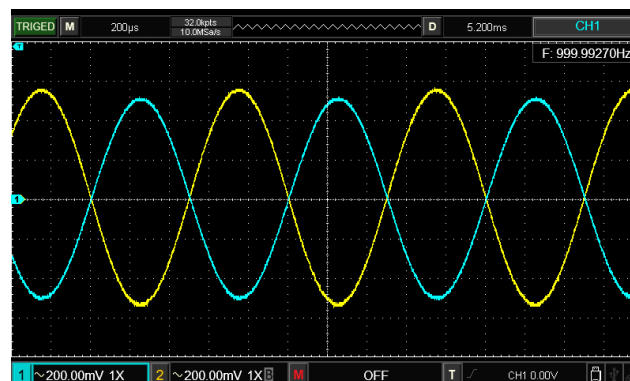


Figura 8.6: Señal $V_{R_{Pi}}$ (curva azul) y componente AC de señal de salida V_{occ} (curva amarilla)

De la figura 8.6 se establecen los siguientes voltajes pico-pico

Tabla 10: Tensiones pico-pico del terminal de las resistencias patrones asociadas a la figura 8.6

$V_{R_i}[V_{PP}]$	$V_{occ}[V_{PP}]$
0.52 ± 0.04	0.56 ± 0.04

Sabiendo que $V_o = V_{osc}$ y utilizando las ecuaciones (14) y (15) de la sección de los anexos

Tabla 11: Impedancia de entrada en circuito de la figura 5.1 sin RL ni CE

$R_{i_{EXP}}[k\Omega]$	$R_{i_{TEO}}[k\Omega]$	Desviación [%]
16.25	15.7	4

Tabla 12: Impedancias de salida en circuito de la figura 5.1 sin RL ni CE

$R_{o_{EXP}}[\Omega]$	$R_{o_{TEO}}[\Omega]$	Desviación [%]
1376	510	170

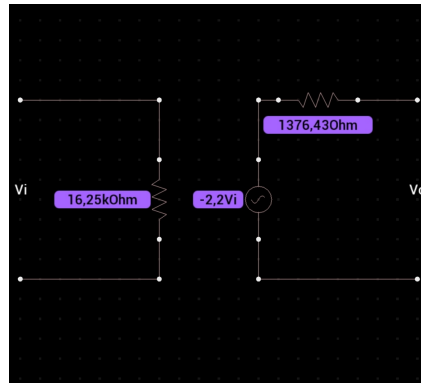


Figura 8.7: Modelo lineal de amplificador de tensión para circuito de la figura 5.1 sin RL ni CE

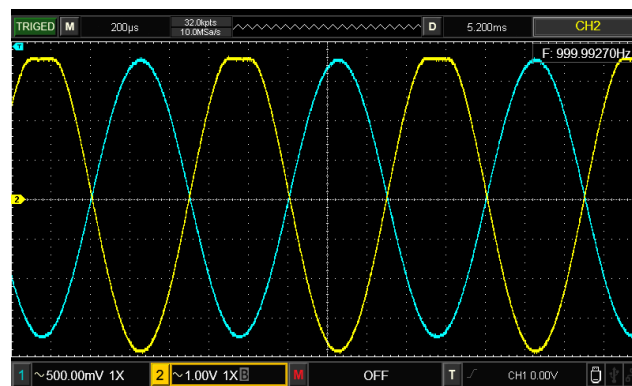


Figura 8.8: V_g (curva azul) necesario para distorsión de V_o (curva amarilla)

8.1.2. Variacion de amplitud de la señal V_g

Tabla 13: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.8

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
$3.6 \pm 0,1$	$7.4 \pm 0,2$

Tabla 14: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.9

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
20 ± 1	$8.4 \pm 0,4$

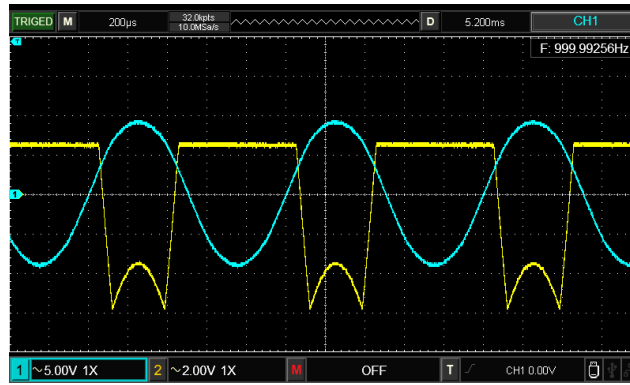


Figura 8.9: señal de salida V_o (curva amarilla) con máxima $V.g = 20V_{PP}$ (curva azul)

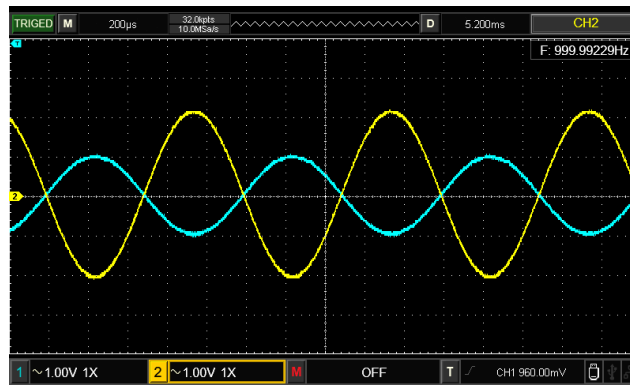


Figura 8.10: Señal de entrada V_i (curva azul) y componente AC de señal de salida V_o (curva amarilla)

8.2. Prueba de laboratorio 3 con RL sin CE

Basandose en las señales de la figura 8.10 se recopilaron los siguientes datos

Tabla 15: Tensiones pico-pico de entrada y salida con RL sin CE

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$	$V_{Pmax}[V]$
2.0 ± 0.2	-4.0 ± 0.2	$10.0 \pm 1,2$

Observación. Para V_{Pmax} se tomó el $V_o[V_P]$ en semiciclo positivo y se le sumó el escalón de la componente DC representada en la figura 8.2.

Se calcularon las ganancias de tensión experimentales con la ecuacion (13) referida en los anexos. Por otra parte, la ganancia teorica queda señalada en la tabla 2 en la sección de Cálculos previos.

Tabla 16: Ganancia relacionada al amplificador de la figura 5.1 con RL sin CE

$Av_{exp} [V/V]$	$Av_{teo} [V/V]$	Desviación [%]
-2.00 ± 0.22	-2.11	5

8.2.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias experimentales

Basandose en el modelo lineal de amplificador de la figura 12.2 en la sección de anexos.

Tabla 17: Resistencias patrones en circuito de la figura 5.1 con RL sin CE

$R_{P_{Ri}}$	$R_{P_{Ro}}$
$15k\Omega \pm 10\%$	$470\Omega \pm 10\%$

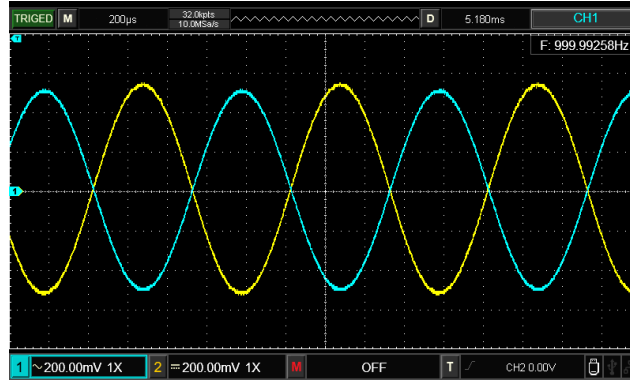


Figura 8.11: Señal $V_{R_{Pr_i}}$ (curva azul) y componente AC de señal de salida V_{occ} (curva amarilla)

De la figura 8.11 se establecen los siguientes voltajes pico-pico

Tabla 18: Tensiones pico-pico del terminal de las resistencias patronas asociadas a la figura 8.11

$V_{R_i}[V_{PP}]$	$V_{occ}[V_{PP}]$
0.96 ± 0.04	1.04 ± 0.04

Sabiendo que $V_o = V_{osc}$ y utilizando las ecuaciones (14) y (15) de la sección de los anexos

Tabla 19: Impedancia de entrada en circuito de la figura 5.1 con RL sin CE

$R_{i_{EXP}}[k\Omega]$	$R_{i_{TEO}}[k\Omega]$	Desviación [%]
13.85	15.7	12

Tabla 20: Impedancias de salida en circuito de la figura 5.1 con RL sin CE

$R_{o_{EXP}}[\Omega]$	$R_{o_{TEO}}[\Omega]$	Desviación [%]
1338	485	176

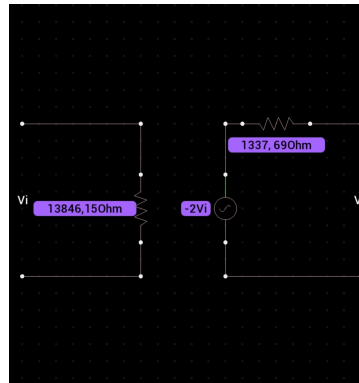


Figura 8.12: Modelo lineal de amplificador de tensión para circuito de la figura 5.1 con RL sin CE

8.2.2. Variacion de amplitud de la señal V_g

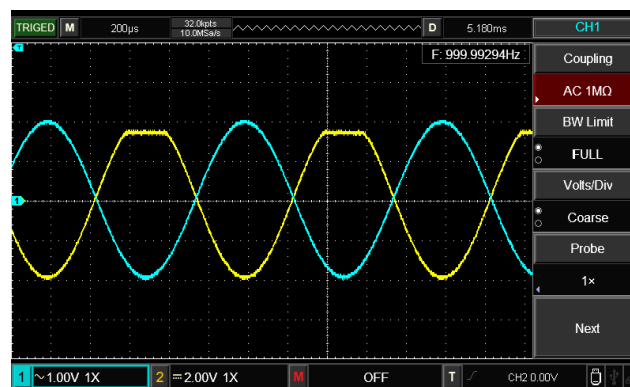


Figura 8.13: V_g (curva azul) necesario para distorsión de V_o (curva amarilla)

Tabla 21: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.13

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
$4.0 \pm 0,2$	$7.6 \pm 0,4$

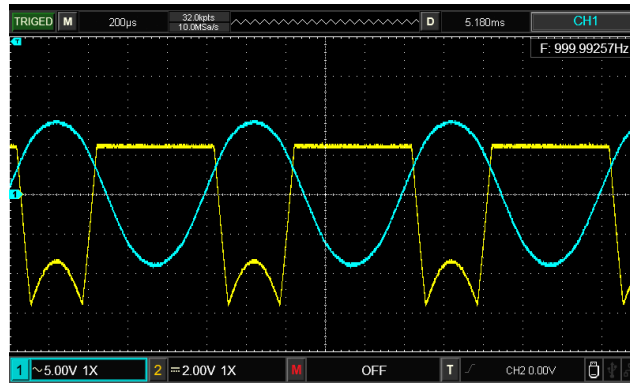


Figura 8.14: señal de salida V_o (curva amarilla) con máxima $V.g = 20V_{PP}$ (curva azul)

Tabla 22: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.14

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
20 ± 1	$8.0 \pm 0,4$

8.3. Prueba de laboratorio 4 sin RL, con CE

Basandose en las señales de la figura 8.15 se recopilaron los siguientes datos

Tabla 23: Tensiones pico-pico de entrada y salida sin RL, con CE

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$	$V_{Pmax}[V]$
2.0 ± 0.1	-11 ± 1	10 ± 2

Observación. Para V_{Pmax} se tomó el $V_o[V_P]$ en semiciclo positivo y se le sumó el escalón de la componente DC representada en la figura 8.2.

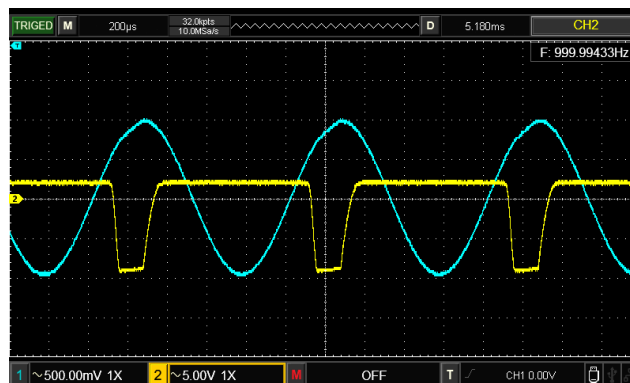


Figura 8.15: Señal de entrada V_i (curva azul) y componete AC de señal de salida V_o (curva amarilla)

Se calcularon las ganancias de tensión experimentales con la ecuación (13) referida en los anexos. Por otra parte, la ganancia teorica queda señalada en la tabla 2 en la sección de Cálculos previos.

Tabla 24: Ganancia relacionada al amplificador de la figura 5.1 sin RL, con CE

$Av_{exp} [V/V]$	$Av_{teo} [V/V]$	Desviación [%]
-5.50 ± 0.57	-17.85	69

8.3.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias experimentales

Basandose en el modelo lineal de amplificador de la figura 12.2 en la sección de anexos.

Tabla 25: Resistencias patrones en circuito de la figura 5.1 sin RL, con CE

$R_{P_{Ri}}$	$R_{P_{Ro}}$
$5,1k\Omega \pm 10\%$	$470\Omega \pm 10\%$

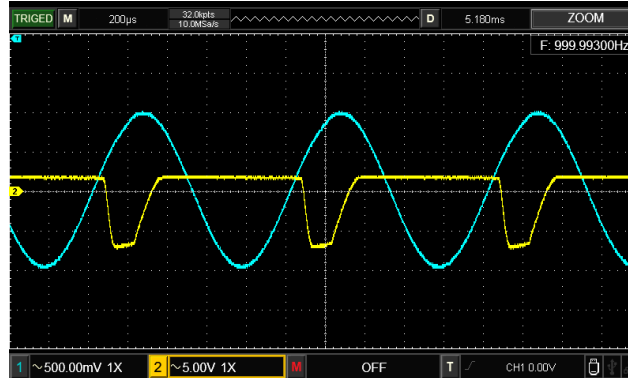


Figura 8.16: Señal $V_{R_{PRi}}$ (curva azul) y componente AC de señal de salida V_{occ} (curva amarilla)

De la figura 8.16 se establecen los siguientes voltajes pico-pico

Tabla 26: Tensiones pico-pico del terminal de las resistencias patrones asociadas a la figura 8.16

$V_{R_i} [V_{PP}]$	$V_{occ} [V_{PP}]$
2.0 ± 0.1	11 ± 1

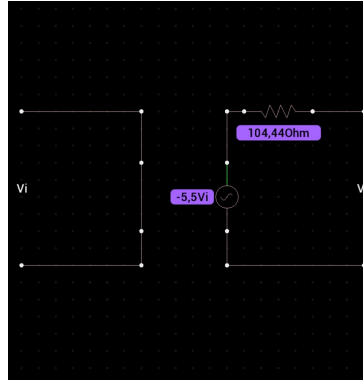


Figura 8.17: Modelo lineal de amplificador de tensión para circuito de la figura 5.1 sin RL, con CE

Sabiendo que $V_o = V_{osc}$ y utilizando las ecuaciones (14) y (15) de la sección de los anexos

Tabla 27: Impedancia de entrada en circuito de la figura 5.1 sin RL, con CE

$R_{i_{EXP}}[k\Omega]$	$R_{i_{TEO}}[k\Omega]$	Desviación [%]
∞	4.2	∞

Tabla 28: Impedancias de salida en circuito de la figura 5.1 sin RL, con CE

$R_{o_{EXP}}[\Omega]$	$R_{o_{TEO}}[\Omega]$	Desviación [%]
104	510	80

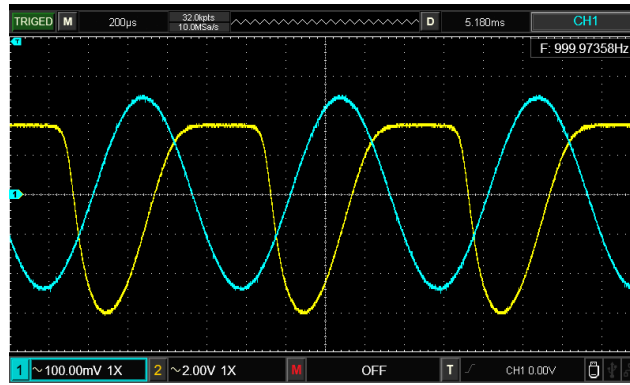


Figura 8.18: V_g (curva azul), con distorsión de V_o (curva amarilla)

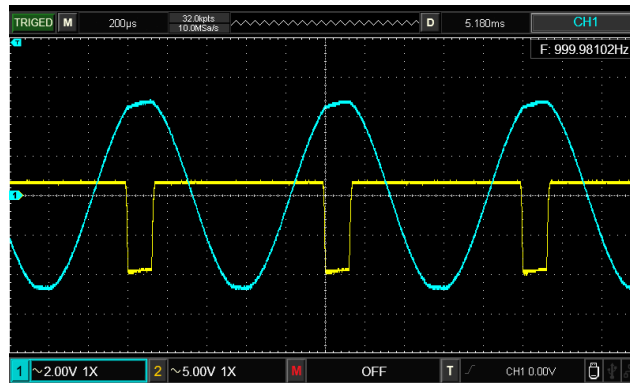


Figura 8.19: señal de salida V_o (curva amarilla) con máxima $V_g = 10V_{PP}$ (curva azul)

8.3.2. Variacion de amplitud de la señal V_g

Tabla 29: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.18

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
$0.48 \pm 0,02$	$9.6 \pm 0,4$

Tabla 30: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.19

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
$9.6 \pm 0,4$	12 ± 1

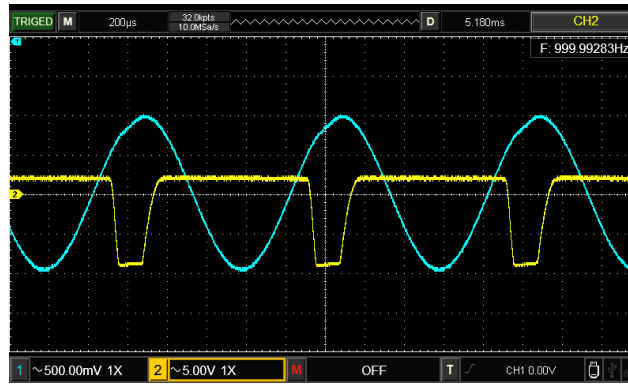


Figura 8.20: Señal de entrada V_i (curva azul) y componente AC de señal de salida V_o (curva amarilla)

8.4. Prueba de laboratorio 5 con RL y CE

Basandose en las señales de la figura 8.20 se recopilaron los siguientes datos

Tabla 31: Tensiones pico-pico de entrada y salida con RL y CE

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$	$V_{Pmax}[V]$
2.0 ± 0.1	-11 ± 1	10 ± 2

Observación. Para V_{Pmax} se tomó el $V_o[V_P]$ en semiciclo positivo y se le sumó el escalón de la componente DC representada en la figura 8.2.

Se calcularon las ganancias de tensión experimentales con la ecuación (13) referida en los anexos. Por otra parte, la ganancia teorica queda señalada en la tabla 2 en la sección de Cálculos previos.

Tabla 32: Ganancia relacionada al amplificador de la figura 5.1 con RL y CE

$A_{v_{exp}} [V/V]$	$A_{v_{teo}} [V/V]$	Desviación [%]
-5.50 ± 0.57	-16.98	68

8.4.1. Implementando resistencias patrón (R_P) para cálculo de impeancias experimentales

Basandose en el modelo lineal de amplificador de la figura 12.2 en la sección de anexos.

Tabla 33: Resistencias patrones en circuito de la figura 5.1 con RL y CE

$R_{P_{Ri}}$	$R_{P_{Ro}}$
$5,1k\Omega \pm 10\%$	$470\Omega \pm 10\%$

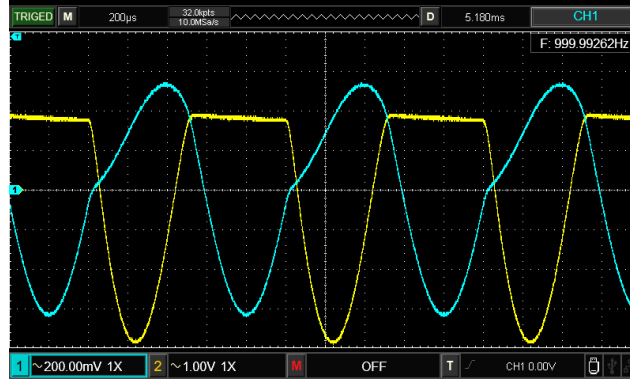


Figura 8.21: Señal $V_{R_{Pr_i}}$ (curva azul) y componente AC de señal de salida V_{occ} (curva amarilla)

De la figura 8.21 se establecen los siguientes voltajes pico-pico

Tabla 34: Tensiones pico-pico del terminal de las resistencias patrones asociadas a la figura 8.21

$V_{R_i}[V_{PP}]$	$V_{occ}[V_{PP}]$
1.12 ± 0.04	5.6 ± 0.2

Sabiendo que $V_o = V_{osc}$ y utilizando las ecuaciones (14) y (15) de la sección de los anexos

Tabla 35: Impedancia de entrada en circuito de la figura 5.1 con RL y CE

$R_{i_{EXP}}[k\Omega]$	$R_{i_{TEO}}[k\Omega]$	Desviación [%]
6.49	4.2	55

Tabla 36: Impedancias de salida en circuito de la figura 5.1 con RL y CE

$R_{o_{EXP}}[\Omega]$	$R_{o_{TEO}}[\Omega]$	Desviación [%]
453	485	7

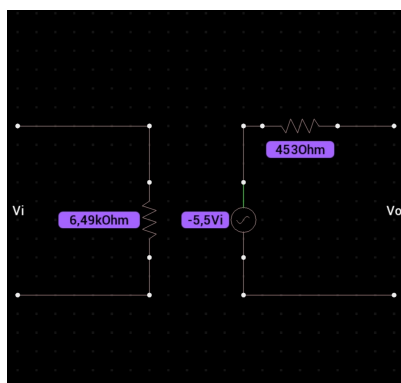


Figura 8.22: Modelo lineal de amplificador de tensión para circuito de la figura 5.1 con RL y CE

8.4.2. Variacion de amplitud de la señal V_g

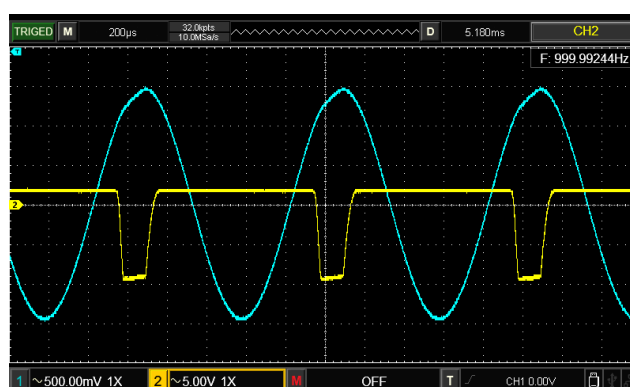


Figura 8.23: V_g (curva azul), con distorsión de V_o (curva amarilla)

Tabla 37: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.23

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
$3.0 \pm 0,1$	11 ± 1

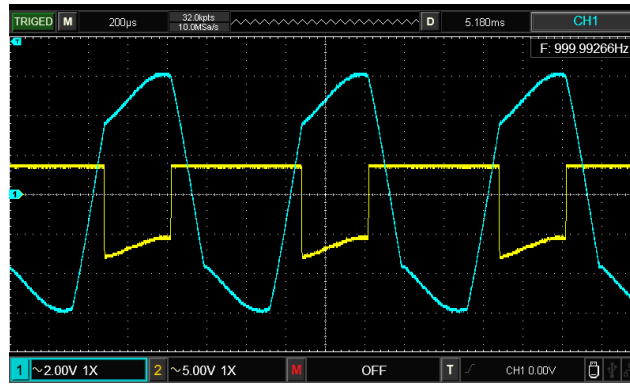


Figura 8.24: señal de salida V_o (curva amarilla) con máxima $V.g = 10V_{PP}$ (curva azul)

Tabla 38: Tensiones pico-pico referidas a la figura 8.24

$V_i[V_{PP}]$	$V_o[V_{PP}]$
$12.0 \pm 0,4$	12 ± 1

9. Análisis de Resultados

Se sabe tanto por la tabla experimental 5 como por el cálculo teórico (2) que el transistor está operando en la zona activa, pues los valores de V_{CE} rodean entre los 6V y 8V, además I_C es razonable respectivamente, y al compararlos es notable que el valor de la corriente y del voltaje si se aproxima al valor calculado; la particularidad del valor de h_{FE} para cada transistor altera de forma apreciable los cálculos.

Es de gran importancia considerar que todas las señales AC referentes a las mediciones realizadas en la salida V_o poseen una componente DC debido al punto estático de operación; este hecho se aprecia en la Figura 8.4, donde la componente AC hace que el punto de operación estático se mantenga oscilando alrededor del escalón DC de 8V.

Para las pruebas de laboratorio 2 y 3 las ganancias experimentales expresadas en las tablas 8 y 16 demuestran una desviación porcentual menor o igual al 5 %, lo que implica un comportamiento estable en la relación de entrada y salida del amplificador, sin la presencia del capacitor CE. Sin embargo este comportamiento comienza a cambiar al aumentar la tensión pico-pico de la señal de entrada a una tensión mayor de $3,6V_{PP}$, donde como se puede observar en la Figura 8.8 que la señal no completa totalmente el semiciclo positivo, esto debido a que el punto de operación entra en zona de corte, ya que alcanza una tensión pico máxima igual a la tensión de alimentación de 12V que no puede sobrepasar. Por consiguiente, al aumentar la señal de entrada con un valor aproximado a la tensión de alimentación, como el caso de la Figura 8.9, se produce una tensión negativa en la entrada que polariza la unión base-emisor directamente y, por tanto, lleva el punto de operación a la zona de saturación en los semiciclos negativos. Por otra parte, las tablas 11 y 19 muestran una alta correlación con los valores teórico en la tabla 2 para las impedancias de entrada debido a su baja desviación, que, sin importar si el amplificador posee RL o no, se puede considerar un $R_i = 15,7K\Omega$; caso que no sucede con la impedancia de salida expresada en las tablas 12 y 20 que posee una alta desviación respecto al valor teórico.

Al colocar el condensador CE al circuito de la figura 5.1 es notable en las tablas 24 y 32 que la ganancia aumenta, como es de esperarse según los cálculos previos, sin embargo, existe una alta desviación. Esto se explica por el hecho de entrar en la zona de corte al llegar a los 12V, según lo que se dijo en el párrafo anterior; produciendo así según las figuras 8.15 y 8.20 una distorsión en la salida V_o con la señal $V_i = 2V_{PP}$ predeterminada, sin alteración por RL. Al disminuir la amplitud en la figura 8.18 se pudo apreciar mejor el efecto de mayor ganancia que produce la implementación de CE tomando en consideración los datos de la tabla 29. Cabe

mencionar que las resistencias de entrada y salida relacionadas con la prueba de laboratorio 4 tendieron a valores extremos, donde R_i puede ser considerado un componente abierto y R_o uno cerrado, optimizando en este caso el efecto que produce V_i cuando el amplificador no posee carga RL. Entonces para la prueba 5 donde las resistencias de entrada y salida poseen bajas desviaciones según las tablas 27 y 35; y la ganancia es mayor, se puede considerar el modelo circuital lineal de la figura 8.22 como apropiado para señales de amplitud baja.

Cabe mencionar que en los casos estudiados en este informe no se aprecia un cambio significativo en la frecuencia de la onda de salida con respecto a la de entrada.

10. Conclusiones y Recomendaciones

En este informe se ha estudiado el comportamiento dinámico de un amplificador básico de tensión en configuración de emisor común. El objetivo era analizar el efecto sobre la ganancia de tensión al colocar un condensador de desacoplo en paralelo con la resistencia de emisor, primero sin carga en el amplificador y luego con carga.

Con los resultados obtenidos se concluye que el efecto de conectar un condensador de desacoplo a un amplificador BJT es que se mejora la ganancia de voltaje del circuito, el condensador se usa para eliminar el ruido o las señales de CA que puedan estar presentes en la fuente de alimentación del circuito. Estas señales pueden interferir con el funcionamiento del amplificador y causar distorsión o inestabilidad. El condensador de desacoplo actúa como un filtro que conduce las señales de CA a tierra, dejando pasar solamente la señal de CD. De esta forma, se mejora la calidad y la precisión de la señal amplificada.

Por otro lado, el efecto de conectar una carga en configuración de emisor común a un amplificador BJT es que se reduce la ganancia de voltaje del circuito. Esto se debe a que la carga se suma a la resistencia del colector R_C , disminuyendo la caída de voltaje entre el colector y el emisor. Sin embargo, se puede observar en los datos experimentales y teóricos que dicha disminución es pequeña, lo suficientemente pequeña para poder despreciarla para ciertas aplicaciones.

Por último se observó que las impedancias de entrada y salida y la ganancia calculadas pueden ser muy distintas a las medidas experimentalmente, pero esto puede ser por una mala elección de los parámetros híbridos que influyen en el cálculo de esos valores. La medición para hallar la ganancia y las impedancias es fácil y el método para obtener los valores de las ganancias y las impedancias es muy simple, así que podríamos concluir que si se tienen o conocen los parámetros correctos es mucho mejor hallar las ganancias y las impedancias experimentalmente.

11. Bibliografía

- Sedra Adel. “Circuitos Microelectrónicos”. En: OXFORD University Press 4 (2002).
- Panayotis Tremante. ”Método resistencia patrón”. En (2024). Documento digital.

12. Anexos

12.1. Cálculo del punto de operación

Para los valores V_{CE} y I_C de la tabla 5 se realizaron los siguientes cálculos:

Sabiendo que $V_{CC} = 12 \pm 1[V]$

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (9)$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} \quad (10)$$

Para el cálculo de sus respectivas incertidumbres:

$$\Delta V_{CE} = \Delta V_C + \Delta V_E \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= \left| \frac{\partial I_C}{\partial V_{CC}} \right| \Delta V_{CC} + \left| \frac{\partial I_C}{\partial V_C} \right| \Delta V_C + \left| \frac{\partial I_C}{\partial R_C} \right| \Delta R_C \\ &= \frac{1}{R_C} \Delta V_{CC} + \frac{1}{R_C} \Delta V_C + \frac{V_{CC} - V_C}{R_C^2} \Delta R_C \end{aligned} \quad (12)$$

12.2. Cálculo de ganancia

Para las tablas 8, 16, 24 y 32 se calculó la ganancia a través de la siguiente ecuación, basándose en la ecuación(1),

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \pm \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)^2 + \left(\frac{\Delta V_i}{V_i} \right)^2} \quad (13)$$

donde,

V_o : tensión pico-pico de entrada

V_i : tensión pico-pico de entrada

ΔV_o : incertidumbre de la tensión pico-pico de entrada

ΔV_i : incertidumbre de la tensión pico-pico de salida

12.3. Cálculo de las impedancias de entrada

Se indica en [panayotis] el método de la resistencia patrón para calcular las impedancias de entrada y salida del modelo lineal de amplificador de la figura 12.2

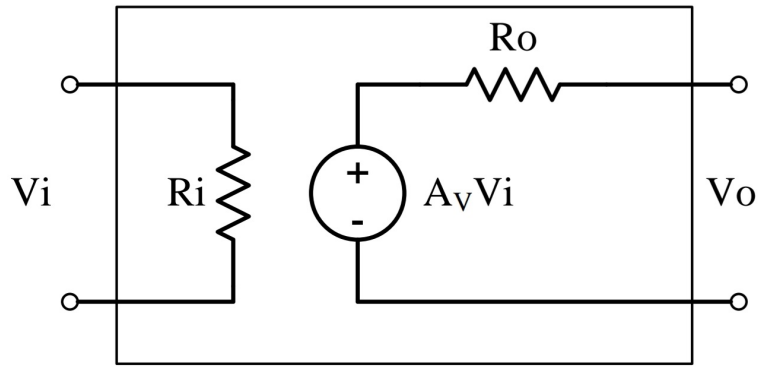


Figura 12.1: Modelo lineal de amplificador de tensión

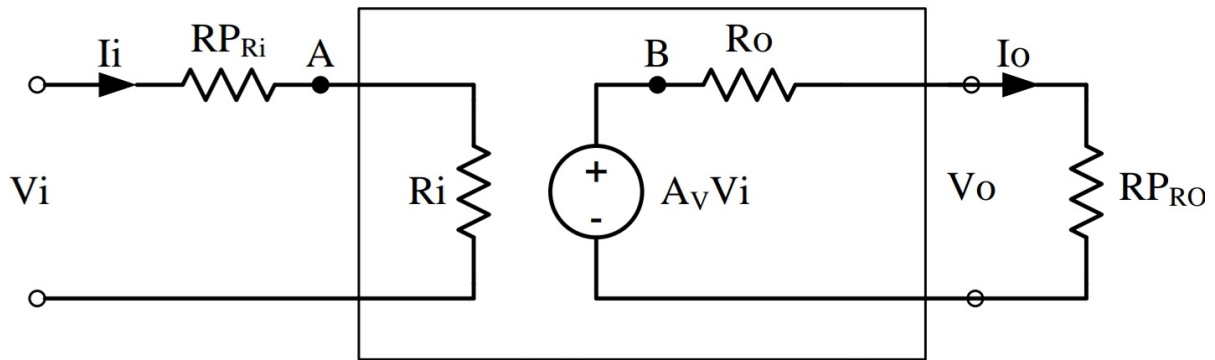


Figura 12.2: Modelo lineal de amplificador de tensión con resistencias patrones de entrada y salida

Para determinarlas resistencias de entrada y salida, R_i y R_o respectivamente, se colocan resistencias patrones R_{PRi} y R_{PRO} como se muestra en la Figura 12.2 aproximadas según los valores estimados en los cálculos previos de R_i y R_o .

La corriente de entrada I_i viene dada por

$$I_i = \frac{V_{R_{PRi}}}{R_{PRi}}$$

También es igual a,

$$I_i = \frac{V_{R_i}}{R_i}$$

Igualando ambas ecuaciones

$$\frac{V_{R_{PRi}}}{R_{PRi}} = \frac{V_{R_i}}{R_i}$$

$$R_i = \frac{V_{R_i}}{V_{R_{PRi}}} R_{PRi}$$

Si $V_{R_{PRi}} = V_i - V_{R_i}$

$$R_i = \frac{V_{R_i}}{V_i - V_{R_i}} R_{PRi} \quad (14)$$

Donde V_{R_i} es la tensión en el punto A que se puede medir

Para la resistencia de salida se procede de igual forma. La corriente I_o viene dada por

$$I_o = \frac{V_{R_{PRo}}}{R_{PRo}}$$

Por otra parte también

$$I_o = \frac{V_{R_o}}{R_o}$$

Igualando ambas ecuaciones

$$\frac{V_{R_{PRo}}}{R_{PRo}} = \frac{V_{R_o}}{R_o}$$

$$R_o = \frac{V_{R_o}}{V_{R_{PRo}}} R_{PRo}$$

$$R_o = \frac{V_B - V_{R_{PRo}}}{V_{R_{PRo}}} R_{PRo}$$

$V_{R_{PRo}}$ es la tensión a la salida del amplificador

$$R_o = \frac{V_B - V_o}{V_o} R_{PRo}$$

Al punto B de la figura 12.2 no se tiene acceso y no se puede medir, pero esa tensión es la misma cuando el amplificador se encuentra sin carga (V_{osc}) y V_o es la tensión con carga (V_{occ}), la ecuación para determinar la resistencia de salida del amplificador queda,

$$R_o = \frac{V_{osc} - V_{occ}}{V_{occ}} R_{PRo} \quad (15)$$

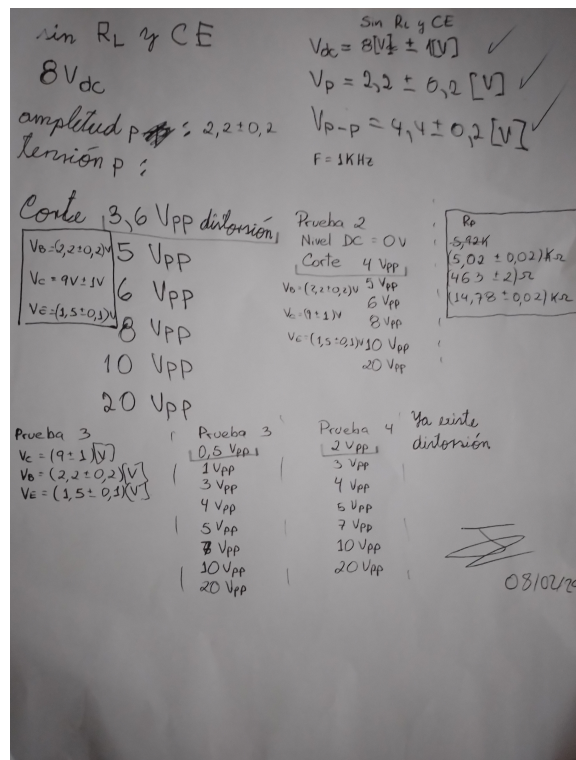


Figura 12.3: hoja de datos

Hojas de datos que contienen los valores experimentales recopilados en el laboratorio.