

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

Informe N^o 1: Amplificadores discretos

Emerson Warhman
C.I. 25.795.480
3 de enero de 2025

Índice

1. Introducción	2
2. Resumen	2
3. Marco teórico	3
3.1. Punto estático de operación	3
3.2. Amplificador de potencia	3
3.2.1. Amplificador de potencia de clase A	3
3.2.2. Amplificador de potencia de clase B	3
3.2.3. Amplificador de potencia de clase AB	3
3.2.4. Amplificador de potencia de clase C	3
3.3. Amplificador diferencial	3
3.4. Respuesta en frecuencia	4
3.5. Realimentación en un amplificador	4
3.5.1. Realimentación negativa	5
3.5.2. Realimentación positiva	5
4. Metodología	6
4.1. Amplificador de potencia	6
5. Resultados	9
6. Análisis de resultados	9
7. Conclusiones	9
8. Anexos	9

1. Introducción

En el ámbito de la electrónica, los amplificadores operacionales son componentes fundamentales que se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, desde sistemas de audio hasta equipos de medición y control. Un amplificador operacional es un dispositivo de alta ganancia con dos entradas y una salida, que puede amplificar señales de voltaje muy pequeñas.

El objetivo de este informe de laboratorio es analizar el comportamiento y las características de un amplificador operacional en sus etapas diferencial, impulsora y de potencia y del circuito multietapas en diferentes configuraciones. Se realizarán mediciones de los puntos estáticos, modelos dinámicos, ganancia respuesta en frecuencia y utilizando circuitos con realimentación negativa y positiva.

2. Resumen

3. Marco teórico

3.1. Punto estático de operación

El punto estático de operación es el punto donde está trabajando u operando el transistor. Se encuentra conformado por la corriente del colector (I_{CQ}) y la tensión colector-emisor (V_{CEQ}). El punto se encuentra dentro de una recta la cual se obtiene mediante I_C y V_{CE} . A continuación se muestra una aproximación de las curvas de transferencia de un transistor BJT

3.2. Amplificador de potencia

Un amplificador de potencia es un dispositivo electrónico que toma una señal de entrada de baja potencia y la amplifica para producir una señal de salida de mayor potencia. Los amplificadores de potencia se clasifican por su configuración de circuito, como amplificadores de clase A, B, AB y C. Cada clase tiene su propio conjunto de características y beneficios.

3.2.1. Amplificador de potencia de clase A

El amplificador de Clase A es la forma más simple de amplificador de potencia que utiliza un solo transistor de conmutación en la configuración de circuito de emisor común estándar como se ha visto anteriormente para producir una salida invertida. El transistor siempre está polarizado en "ON" para que conduzca durante un ciclo completo de la forma de onda de la señal de entrada, produciendo la mínima distorsión y la máxima amplitud de la señal de salida.

Esto significa que la configuración del amplificador de clase A es el modo de funcionamiento ideal, ya que no puede haber distorsión de cruce o desconexión a la forma de onda de salida incluso durante la mitad negativa del ciclo. Las etapas de salida del amplificador de potencia de Clase A pueden usar un único transistor de potencia o pares de transistores conectados entre sí para compartir la corriente de alta carga. Una de las principales desventajas de los amplificadores de potencia y especialmente del amplificador de Clase A es que su eficiencia de conversión general es muy baja, ya que las grandes corrientes significan que se pierde una cantidad considerable de energía en forma de calor.

3.2.2. Amplificador de potencia de clase B

Los amplificadores de Clase B usan dos o más transistores polarizados de tal forma que cada transistor solo conduce durante un medio ciclo (realmente, "casi" medio ciclo) de la onda de entrada. Tienen un rendimiento muy superior a los de Clase A y su diseño no es muy complicado, pero sus aplicaciones se limitan enormemente debido a una característica su propio diseño: una distorsión llamada de "cruce por cero". Aún así, se utilizan incluso en amplificadores que no requieran buena fidelidad y sí facilidad de diseño y rendimiento, como los amplificadores de bocinas y megáfonos de mano.

3.2.3. Amplificador de potencia de clase AB

El dispositivo se polariza en la zona lineal pero en un punto muy próximo al extremo de respuesta lineal. Esta configuración es una variante de la etapa de tipo B en la que se sacrifica la disipación de una pequeña cantidad de potencia cuando opera sin señal, a cambio de evitar la zona muerta de respuesta, amplificador clase AB opera como un clase A. Mientras que, a altos niveles de salida, la señal sobrepasa el punto cero de cruce y se comienza a comportar como un clase B.

3.2.4. Amplificador de potencia de clase C

Los amplificadores de potencia en clase C parten de la premisa siguiente: no se trata de amplificar con calidad la señal de entrada, se trata simplemente de amplificar la señal de entrada de modo que a la salida se obtenga el máximo rendimiento posible pero sólo para un rango de frecuencias muy reducido, en torno a una de resonancia". En torno a la frecuencia de resonancia, estos amplificadores obtienen una ganancia altísima; fuera de esta frecuencia, la amplificación es muy reducida y el consumo es mínimo.

3.3. Amplificador diferencial

El amplificador diferencial es la etapa de entrada característica de un amplificador operacional. No tiene capacitores de acoplamiento ni de paso, lo que implica que está directamente acoplado. Por esto, puede amplificar cualquier frecuencia incluyendo la señal de DC, que es equivalente a una señal de frecuencia cero. La corriente de cola en un amplificador diferencial se divide exactamente entre los transistores cuando estos son idénticos. Cuando los dos transistores de un amplificador diferencial no son idénticos, las dos corrientes de base son diferentes. La corriente de

desajuste de la entrada se define como la diferencia entre las dos corrientes de base. La corriente de polarización de la entrada se define como el promedio de las dos corrientes de base.

3.4. Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia de un amplificador operacional en lazo cerrado o lazo abierto se define como el límite de alta frecuencia y el límite de baja frecuencia. En estos límites, la ganancia de voltaje se reduce un 0.707 del valor máximo de voltaje, en el rango de frecuencia útil. El ancho de banda para pequeña señal es la diferencia entre el límite de alta frecuencia y el límite de baja frecuencia.

La respuesta en frecuencia de un amplificador se puede representar gráficamente mediante un diagrama de Bode.

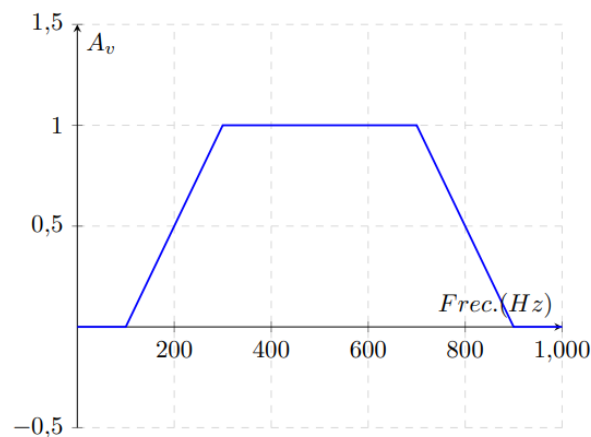


Figura 1: Diagrama de Bode

Además se debe agregar que:

- Para frecuencias medias, los capacitores de acople y desacople se comportan como un cable, es decir, un cortocircuito.
- Para frecuencias altas, las limitaciones en frecuencia de los dispositivos activos condicionan la frecuencia máxima de operación del amplificador
- Para frecuencias bajas, el efecto de los condensadores de acoplo y desacoplo es importante

3.5. Realimentación en un amplificador

La realimentación consiste en combinar una muestra de la señal de salida del amplificador con la señal de entrada, de modo tal que se modifican las características generales del sistema. Puede ser positiva o negativa.

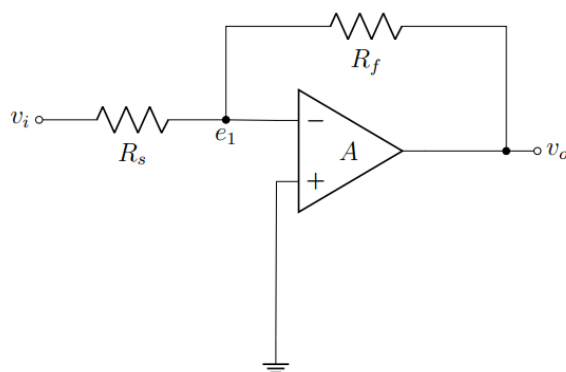


Figura 2: Amplificador inversor

3.5.1. Realimentación negativa

La realimentación es negativa cuando el valor de la señal de salida es menor que sin la realimentación. Para ello, la señal de salida que se toma como muestra es aplicada opuesta en fase a la señal de entrada. La realimentación negativa disminuye la ganancia del amplificador y a pesar de ello, la inmensa mayoría de los amplificadores utilizan esta variante de realimentación debido a las muchas ventajas que se obtienen con la aplicación de este principio, tales como el aumento de la estabilidad y el ancho de banda, la disminución de las distorsiones de frecuencia y de no linealidad así como del ruido y el cambio en las resistencias de entrada y salida. Todo esto incrementa notablemente la calidad y versatilidad de los amplificadores. Los cambios provocados por el envejecimiento de los componentes y dispositivos, su reemplazo u otras causas, las variaciones de temperatura, etcétera, se reflejan en las alteraciones que puede sufrir la ganancia de un amplificador con relación a su valor original. Tales alteraciones son de hecho reducidas con la realimentación negativa, a tal extremo que su ganancia puede llegar a depender solamente de las características de la red de realimentación, cuando la ganancia de lazo es mucho mayor que la unidad.

3.5.2. Realimentación positiva

La realimentación es positiva cuando el valor de la señal de salida es mayor que sin la realimentación. Esto se logra cuando la señal de salida que se toma como muestra es aplicada en fase con la señal de entrada. El resultado de la realimentación positiva es contrario a la realimentación negativa, es decir se incrementa el ruido, la ganancia y la distorsión, disminuyendo el ancho de banda y la estabilidad, por lo cual este efecto no es aconsejable para los amplificadores, sin embargo, puede ser aprovechado con gran eficacia en los circuitos osciladores

4. Metodología

Se estudiará el comportamiento de cada etapa por separado del circuito base, el circuito completo, la respuesta en frecuencia, al circuito realimentado.

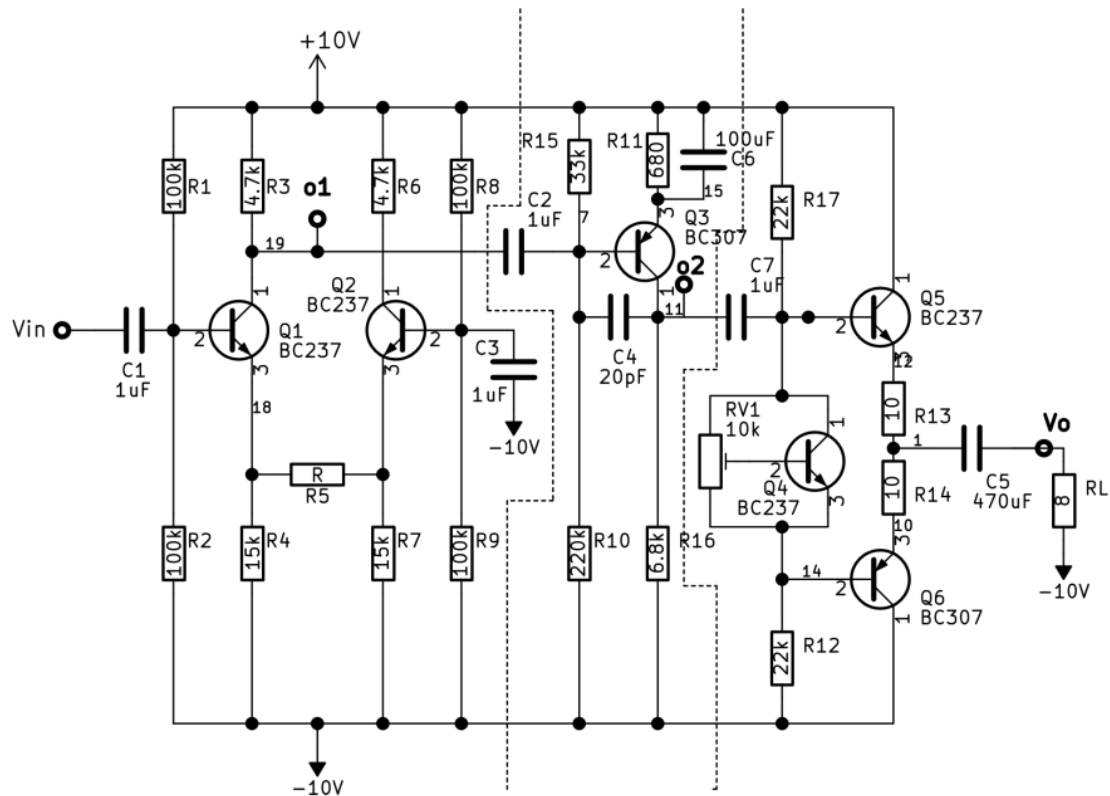


Figura 3: Circuito base

4.1. Amplificador de potencia

En primer lugar identificamos la etapa del amplificador de potencias en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene a los transistores Q_4 , Q_5 y Q_6 .

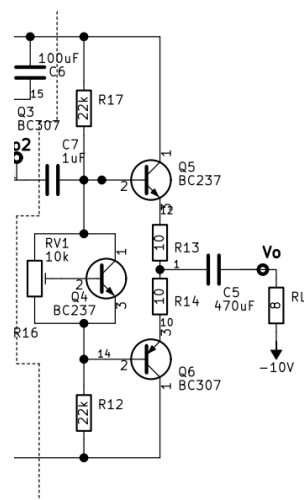


Figura 4: Etapa del amplificador de potencia

Ahora procedemos a calcular los puntos estáticos de operación, para ello tomamos los capacitores como circuitos abiertos, ya que estamos trabajando en DC y empezamos a calcular las corrientes en el transistor Q_4 .

Asumiremos que las corrientes de base I_{bQ5} e I_{bQ6} son muy pequeñas en comparación con la corriente I_{R17} por tanto la tomaremos como despreciables.

Ahora aplicando LCK en el multiplicador de voltaje (Q_4):

$$I_{RV1} + I_{cQ4} = I_{R17} \quad (1)$$

Si ahora asumimos I_{bQ4} despreciable:

$$I_{RV1} = \frac{V_{BEQ4}}{X R_{V1}} \quad (2)$$

Aplicando LVK tenemos:

$$V_{CEQ4} = I_{RV1} * R_{v1} \quad (3)$$

Usando (2) y (3):

$$V_{CEQ4} = \frac{V_{BEQ4}}{X * R_{V1}} * R_{V1}$$

$$V_{CEQ4} = \frac{V_{BEQ4}}{X} \quad (4)$$

Debido a que el amplificador es de clase AB el voltaje V_{CEQ4} tiene que ser dos veces el voltaje base emisor V_{be} para los transistores Q_5 y Q_6 estén lo más cerca posible de la zona activa y se pueda reducir el efecto crossover de la salida.

Aplicando LVK entre las dos referencias tenemos:

$$10V - R_{17} * I_{17} - 2V_{beQ4} - R_{12} * I_{17} + 10V = 0$$

despejando I_{17} :

$$I_{17} = \frac{20 - 2V_{beQ4}}{R_{17} + R_{12}} \quad (5)$$

Usando (1), (2) y (5) tenemos:

$$I_{cQ4} = \frac{20 - 2V_{beQ4}}{R_{17} + R_{12}} - \frac{2V_{beQ4}}{R_{V1}} \quad (6)$$

Usando la ecuación (6) y los datos:

$$V_{beQ4} = 0,62V$$

$$R_{17} = R_{12} = 22k\Omega :$$

$$R_{V1} = 10k\Omega$$

$$I_{cQ4} = \frac{20 - 2 * 0,62V}{22k\Omega + 22k\Omega} - \frac{2 * 0,62V}{10k\Omega}$$

$$I_{cQ4} = 302,36\mu A$$

Tomando $hfe_{Q4} = 230$

$$I_{bQ4} = I_{cQ4} / hfe \quad (7)$$

$$I_{bQ4} = 1,31\mu A$$

$$V_{ceQ4} = 2 * 0,62V = 1,24V$$

Ahora, volviendo a despreciar las corriente de base y aplicando LVK en la malla con los transistores

$$V_{ceQ4} - V_{beQ5} - I_{eQ5} * (R_{13} + R_{14}) - V_{beQ6} = 0$$

despejando I_{eQ5}

$$I_{eQ5} = \frac{V_{ceQ4} - V_{beQ5} - V_{beQ6}}{R_{13} + R_{14}} \quad (8)$$

Tomando $V_{beQ5} = V_{beQ4} = 0,62V$ y $V_{beQ6} = 0,55V$, entonces:

$$I_{eQ5} = \frac{1,24V - 0,62V - 0,55V}{10\Omega + 10\Omega}$$

$$I_{eQ5} = I_{eQ6} \approx I_{cQ5} \approx I_{cQ6} = 350\mu A$$

Basado en las I de emisor ahora calculamos las corrientes de base, asumiendo que $hfe_{Q5} = 230$ y $hfe_{Q6} = 150$

$$I_{bQ5} = I_{cQ5}/hfe = 350\mu A/230 = 1,52\mu A$$

$$I_{bQ6} = I_{cQ6}/hfe = 350\mu A/150 = 2,33\mu A$$

Se asume que $V_{ceQ5} = V_{ceQ6}$, por tanto:

$$10 - 2V_{ceQ5} - (R_{14} + R_{13}) * I_{eQ5} + 10 = 0$$

despejando V_{ceQ5} tenemos:

$$V_{ceQ5} = V_{ceQ6} = \frac{20 - (R_{14} + R_{13}) * I_{eQ5}}{2} \quad (9)$$

por tanto

$$V_{ceQ5} = V_{ceQ6} = \frac{20V - (10 + 10)\Omega * 350\mu A}{2} = 9,99V$$

El resumen de los puntos estáticos de operación del amplificador de potencia se muestran en la tabla 1.

Transistor	I_c	V_{ce}
Q4	$302,36\mu A$	$1,24V$
Q5	$350\mu A$	$9,99V$
Q6	$350\mu A$	$9,99V$

Cuadro 1: Puntos estáticos de operación del amplificador de potencia

A continuación, en la figura 5 se muestran los puntos estáticos de operación del amplificador de potencia.

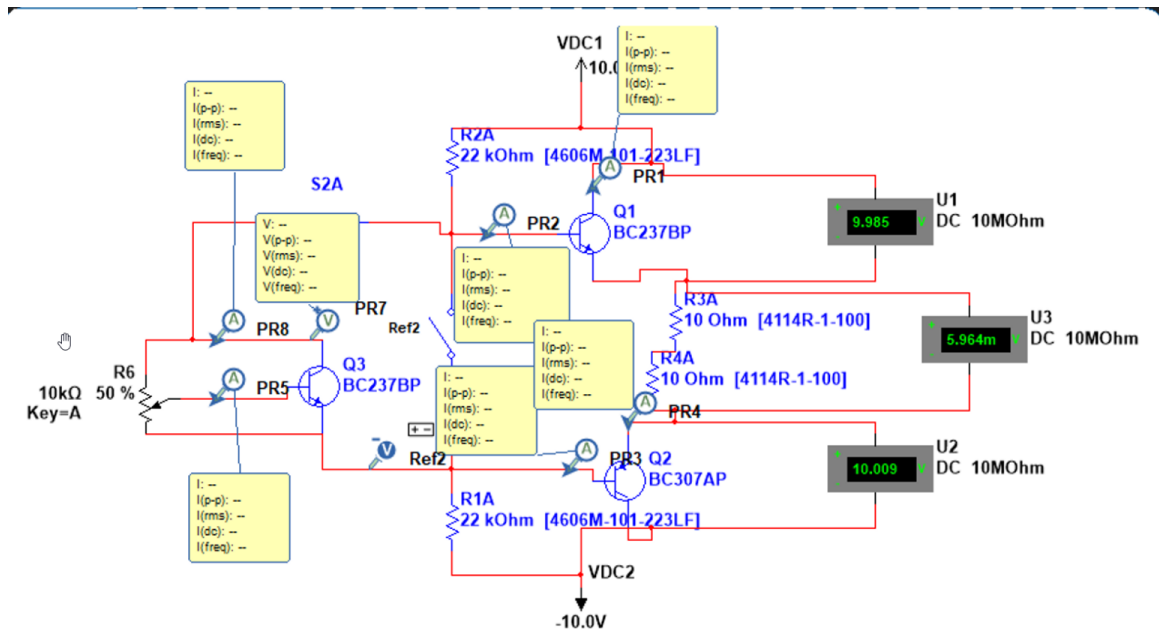


Figura 5: Puntos estáticos de operación del amplificador de potencia

Ahora, para la parte dinámica

- 5. Resultados**
- 6. Análisis de resultados**
- 7. Conclusiones**
- 8. Anexos**

BC237/238/239

Switching and Amplifier Applications

- Low Noise: BC239



NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage : BC237 : BC238/239	50 30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BC237 : BC238/239	45 25	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage : BC237 : BC238/239	6 5	V
I_C	Collector Current (DC)	100	mA
P_C	Collector Power Dissipation	500	mW
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	-55 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
BV_{CEO}	Collector-Emitter Breakdown Voltage : BC237 : BC238/239	$I_C=2\text{mA}, I_B=0$	45 25			V V
BV_{EBO}	Emitter Base Breakdown Voltage : BC237 : BC238/239	$I_E=1\mu\text{A}, I_C=0$	6 5			V V
I_{CES}	Collector Cut-off Current : BC237 : BC238/239	$V_{CE}=50\text{V}, V_{BE}=0$ $V_{CE}=30\text{V}, V_{BE}=0$		0.2 0.2	15 15	nA nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}$	120		800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage $I_C=10\text{mA}, I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}, I_B=5\text{mA}$			0.07 0.2	0.2 0.6	V V
$V_{BE(sat)}$	Collector-Base Saturation Voltage $I_C=10\text{mA}, I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}, I_B=5\text{mA}$			0.73 0.87	0.83 1.05	V V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage $V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}$		0.55	0.62	0.7	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product $V_{CE}=3\text{V}, I_C=0.5\text{mA}, f=100\text{MHz}$ $V_{CE}=5\text{V}, I_C=10\text{mA}, f=100\text{MHz}$		150	85 250		MHz MHz
C_{ob}	Output Capacitance $V_{CB}=10\text{V}, I_E=0, f=1\text{MHz}$			3.5	6	pF
C_{ib}	Input Base Capacitance $V_{EB}=0.5\text{V}, I_C=0, f=1\text{MHz}$			8		pF
NF	Noise Figure : BC237/238 : BC239 : BC239	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=0.2\text{mA}, f=1\text{KHz}, R_G=2\text{K}\Omega$ $V_{CE}=5\text{V}, I_C=0.2\text{mA}, R_G=2\text{K}\Omega, f=30\sim 15\text{KHz}$		2	10 4 4	dB dB dB

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	120 ~ 220	180 ~ 460	380 ~ 800

Typical Characteristics

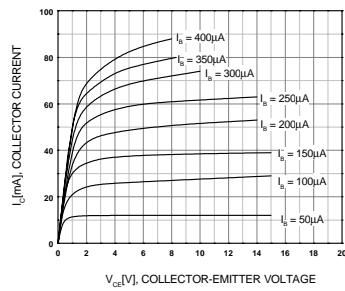


Figure 1. Static Characteristic

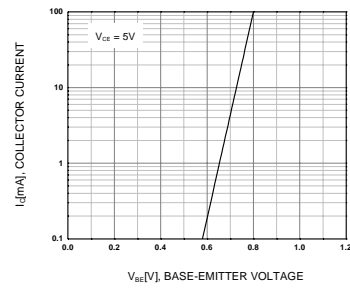


Figure 2. Transfer Characteristic

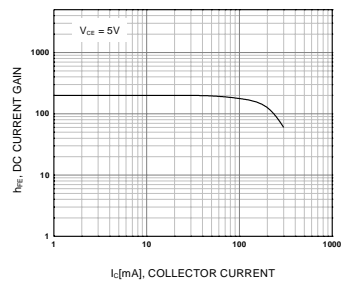


Figure 3. DC current Gain

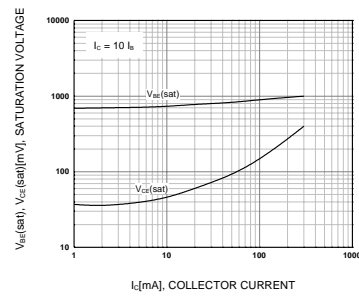
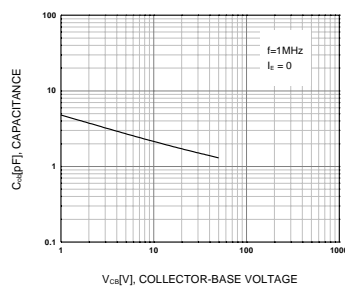
Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

Figure 5. Output Capacitance

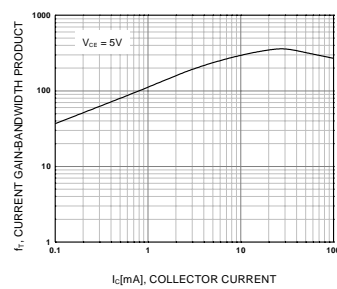
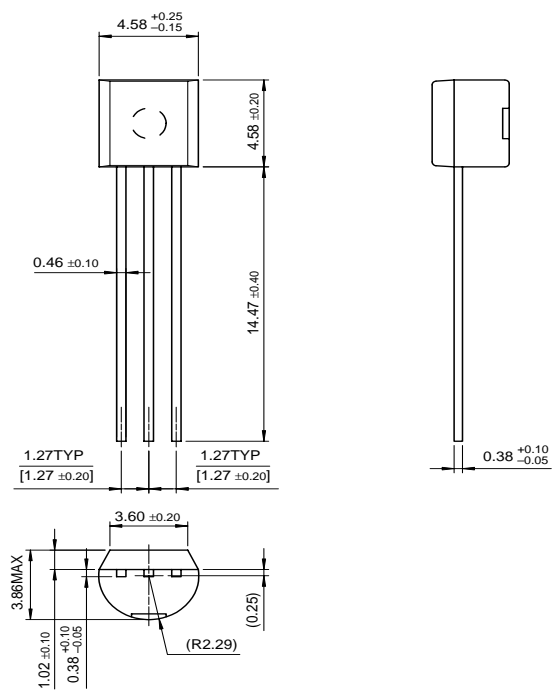


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

Package Dimensions

TO-92



Dimensions in Millimeters

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FACT™	ImpliedDisconnect™	PACMAN™	SPM™
ActiveArray™	FACT Quiet series™	ISOPLANAR™	POP™	Stealth™
Bottomless™	FAST®	LittleFET™	Power247™	SuperSOT™-3
CoolFET™	FASTr™	MicroFET™	PowerTrench®	SuperSOT™-6
CROSSVOLT™	FRFET™	MicroPak™	QFET™	SuperSOT™-8
DOMET™	GlobalOptoisolator™	MICROWIRE™	QS™	SyncFET™
EcoSPARK™	GTO™	MSX™	QT Optoelectronics™	TinyLogic™
E ² CMOS™	HiSeC™	MSXPro™	Quiet Series™	TruTranslation™
EnSigna™	I ² C™	OCX™	RapidConfigure™	UHC™
Across the board. Around the world.™	OCXPro™	RapidConnect™	UltracFET®	
The Power Franchise™	OPTOLOGIC®	SILENT SWITCHER®	Vcx™	
Programmable Active Droop™	OPTOPLANAR™	SMART START™		

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

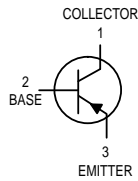
Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

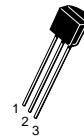
Figura 15: Hoja de datos del transistor BC237

Amplifier Transistors

PNP Silicon



BC307,B,C
BC308C
BC309B



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC 307	BC 308C	BC 309	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-45	-25	-25	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	-50	-30	-30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	-5.0			Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	-100			mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	350 2.8			mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0			Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	357	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	125	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -2.0 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	BC307 BC308C BC309B	$V_{(BR)CEO}$	-45 -25 -25	— — —	— — —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = -100 \mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)	BC307 BC308C BC309B	$V_{(BR)EBO}$	-5.0 -5.0 -5.0	— — —	— — —	Vdc
Collector-Emitter Leakage Current ($V_{CES} = -50 \text{ V}$, $V_{BE} = 0$) ($V_{CES} = -30 \text{ V}$, $V_{BE} = 0$)	BC307 BC308C BC309B	I_{CES}	— — —	-0.2 -0.2 -0.2	-15 -15 -15	nAdc
($V_{CES} = -50 \text{ V}$, $V_{BE} = 0$) $T_A = 125^\circ\text{C}$	BC307		—	-0.2	-4.0	μA
($V_{CES} = -30 \text{ V}$, $V_{BE} = 0$) $T_A = 125^\circ\text{C}$	BC308C BC309B		— —	-0.2 -0.2	-4.0 -4.0	

BC307,B,C BC308C BC309B**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = -10\ \mu\text{Adc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)	h_{FE}	BC307B/309B		—	—
		BC307C/308C		150	—
				270	—
($I_C = -2.0\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)		BC307		120	—
		BC308C		120	800
				—	800
($I_C = -100\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)		BC307B/309B		200	290
		BC307C/308C		420	500
				—	460
		BC307B/309B		—	800
		BC307C/308C		180	—
				300	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $I_B = -0.5\ \text{mAdc}$) ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $I_B = \text{see Note 1}$) ($I_C = -100\ \text{mAdc}$, $I_B = -5.0\ \text{mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—0.10	—0.3	Vdc
		—	—0.30	—0.6	
		—	—0.25	—	
Base–Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $I_B = -0.5\ \text{mAdc}$) ($I_C = -100\ \text{mAdc}$, $I_B = -5.0\ \text{mAdc}$)	$V_{BE(sat)}$	—	—0.7	—	Vdc
		—	—1.0	—	
Base–Emitter On Voltage ($I_C = -2.0\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—0.55	—0.62	—0.7	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$, $f = 100\ \text{MHz}$)	f_T	BC307		—	—
		BC308C		280	—
		BC309B		320	—
				360	—
Common Base Capacitance ($V_{CB} = -10\ \text{Vdc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\ \text{MHz}$)	C_{cbo}	—	—	6.0	pF
Noise Figure ($I_C = -0.2\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$, $R_S = 2.0\ \text{k}\Omega$, $f = 1.0\ \text{kHz}$)	NF	BC309		—	2.0
		BC307		—	2.0
($I_C = -0.2\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$, $R_S = 2.0\ \text{k}\Omega$, $f = 1.0\ \text{kHz}$, $f = 200\ \text{Hz}$)		BC308C		—	4.0
		BC309B		—	10
				2.0	4.0

1. $I_C = -10\ \text{mAdc}$ on the constant base current characteristic, which yields the point $I_C = -11\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -1.0\ \text{V}$.

BC307,B,C BC308C BC309B

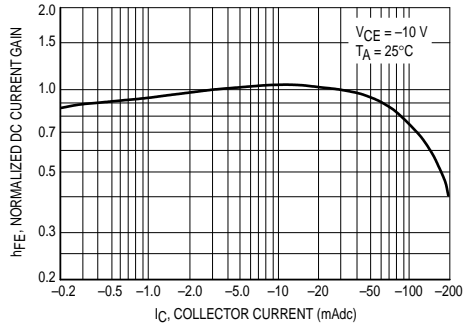


Figure 1. Normalized DC Current Gain

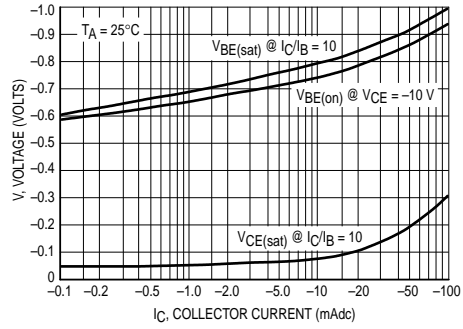


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

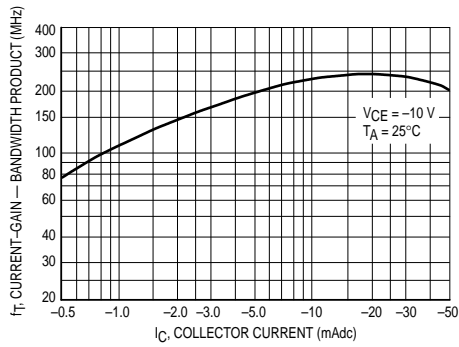


Figure 3. Current-Gain — Bandwidth Product

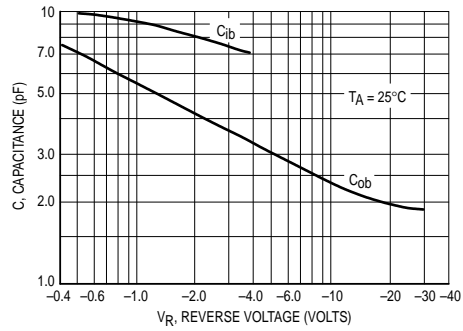


Figure 4. Capacitances

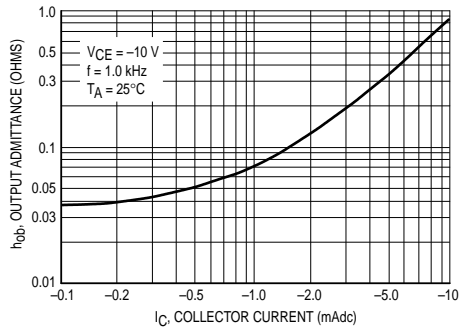


Figure 5. Output Admittance

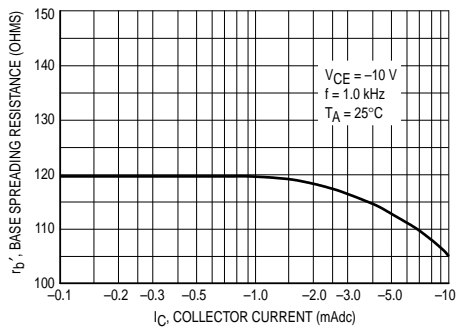
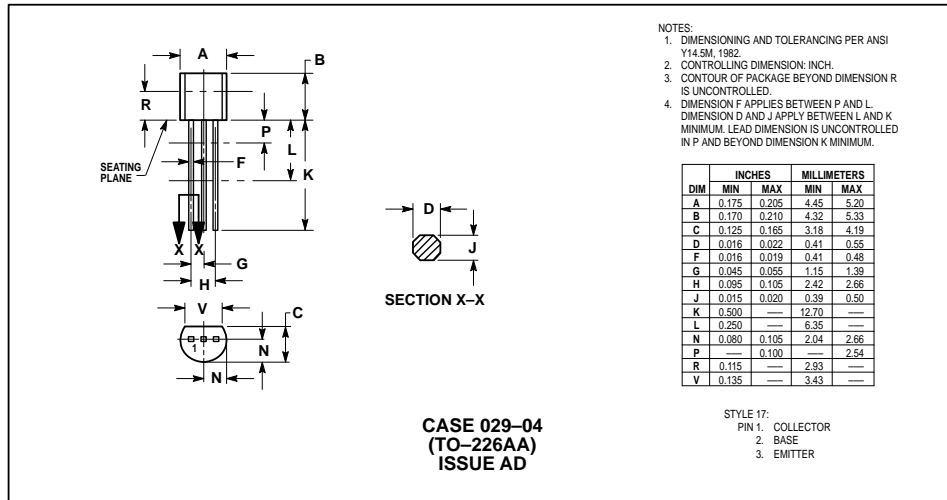



Figure 6. Base Spreading Resistance

BC307,B,C BC308C BC309B

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE (602) 244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA



BC307/D



Figura 16: Hoja de datos del transistor BC307

Práctica # 1

Jose' Suarez C.I: 27606100

Emilson Warhomen C.I 25795480

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q4	0.7V	$\pm 0.1V$	0	$\pm 0mV$	-0.6	$\pm 0.04mV$
Q5	10V	$\pm 1V$	0.7V	$\pm 0.1V$	50mV	$\pm 10mV$
Q6	-10V	$\pm 1V$	-560mV	$\pm 40mV$	20mV	$\pm 4mV$

Mediciones de ganancia en la Etapa de Potencia (EP)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	A[V/V]	$\Delta A[V/V]$
520mV	$\pm 40mV$	480mV	$\pm 40mV$		

Pico

Medición de impedancias de entrada							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zin[Ω]	$\Delta Zin[Ω]$
520mV	$\pm 40mV$	260mV	$\pm 20mV$	10KΩ	± 1000		

Pico

Pico

Medición de impedancias de Salida							
Vo_sc[V]	$\Delta vo_{sc}[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_{cc}[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$
520mV	$\pm 40mV$	240mV	$\pm 20mV$	10Ω	± 1		

$$V_{R_{th}} = 30 - 20 \pm 5mV$$

Q4#

$$\begin{aligned} V_C &= 400mV \pm 0.4mV \\ V_B &= 240mV \pm 20mV \\ V_E &= -340mV \pm 40mV \end{aligned}$$

Q5#

$$\begin{aligned} V_C &= 10V \pm 1V \\ V_B &= 400mV \pm 0.4mV \\ V_E &= -40mV \pm 20mV \end{aligned}$$

Q6#

$$\begin{aligned} V_C &= -10V \pm 1V \\ V_B &= -340mV \pm 20mV \\ V_E &= -26mV \pm 2mV \end{aligned}$$

→ Clase A

Clase

Figura 6: Hoja de datos práctica N° 1

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q1	7.2V	$\pm 0.2V$	-16mV	$\pm 2mV$	-600mV	$\pm 40mV$
Q2	7.2V	$\pm 0.2V$	-52mV	$\pm 4mV$	-600mV	$\pm 40mV$

Mediciones de ganancia en modo diferencial de la Etapa diferencial (ED)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
1Vpp	$\pm 100mV$	3.2Vpp	$\pm 100mV$		

Mediciones de ganancia en modo común de la Etapa diferencial (ED)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
2.2Vpp	$\pm 40mV$	300mVpp	$\pm 10mV$		

1.04Vpp

foto

11-11-2024

Medición de impedancia de entrada en modo diferencial							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zd[Ω]	$\Delta Zd[Ω]$
1.04Vpp	$\pm 40mV$	480mVpp	$\pm 20mV$	48kΩ	\pm		

Medición de impedancias de entrada en modo común							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zc[Ω]	$\Delta Zc[Ω]$
1.04Vpp	$\pm 40mV$	340mVpp	$\pm 10mV$	48kΩ	\pm		

Medición de impedancias de Salida							
Vo_sc[V]	$\Delta vo_{sc}[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_{cc}[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$
3.2Vpp	$\pm 100mV$	1.6Vpp	$\pm 40mV$	4.7kΩ	\pm		

Límite de máxima excursión (Modo diferencial) : 2Vpp \pm 100mV } Entrada
 " " " " (Modo Común) : 12.8Vpp \pm 0.4V }

Figura 7: Hoja de datos práctica N° 2

(Acoplado)

Practica #3

Hoja de datos

$$V_{CC} = 10V \pm 1V$$
$$V_{EE} = -10V \pm 1V$$

Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q1	7,2V	$\pm 0,4V$	-20mV	$\pm 10mV$	-800mV	$\pm 40mV$
Q2	7,6V	$\pm 0,4V$	-60mV	$\pm 10mV$	-640mV	$\pm 40mV$
Q3	8V	$\pm 1V$	8V	$\pm 1V$	9V	$\pm 1V$
Q4	10V	$\pm 1V$	2V	$\pm 0,2V$	3,6V	$\pm 0,4V$
Q5	10V	$\pm 1V$	3,6V	$\pm 0,4V$	2,6V	$\pm 0,2V$
Q6	-10V	$\pm 1V$	2V	$\pm 0,2V$	2V	$\pm 0,2V$

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

$3,6mV \pm 0,2mV$	$520mV \pm 40mV$				
$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
40mV	$\pm 40mV$	1,2V	$\pm 100mV$	14,4	$\pm 4,4$

Tabla 2. Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
24mV	$\pm 2mV$	380m	20m	16,66	

Tabla 3. Mediciones de ganancia en modo común en el multietapas

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_d[\Omega]$	$\Delta Z_d[\Omega]$
520mV	$\pm 10mV$	170mV	$\pm 10mV$	42K Ω	5%		

Tabla 4. Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en el multietapas

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_c[\Omega]$	$\Delta Z_c[\Omega]$
24mV	$\pm 2mV$	8m	$\pm 0,4m$	20K	5%		
32mV							

Tabla 5. Medición de impedancias de entrada en modo común en el multietapas

$V_o_{sc}[V]$	$\Delta V_o_{sc}[V]$	$V_o_{cc}[V]$	$\Delta V_o_{cc}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$\Delta Z_o[\Omega]$
520mV	$\pm 40mV$	320m	$\pm 20m$	100 Ω	5%		
520mV							

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

Figura 8: Hoja de datos práctica N° 3-1

Desacoplado (Etapa Impulsora)

Practica # 3

Hoja de datos

$$V_{CC} = 10V \pm 1V$$

$$V_{EE} = -10V \pm 1V$$

Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q1	7.2	$\pm 0.4V$	-30mV	$\pm 2mV$	-600mV	40 mV
Q2	7.6	± 0.4	-68mV	$\pm 4mV$	-640mV	$\pm 40mV$
Q3	8.8V	$\pm 0.4V$	8V	$\pm 1V$	8.4V	$\pm 0.4V$
Q4	-1.6V	$\pm 100mV$	-2V	$\pm 0.2V$	-2.8V	$\pm 0.2V$
Q5	10V	$\pm 1V$	680m	$\pm 40mV$	200mV	$\pm 10mV$
Q6	-10V	$\pm 1V$	-560m	$\pm 40mV$	-200mV	$\pm 10mV$

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

Q4	680mV	40mV	-600mV	$\pm 40mV$	-600mV	$\pm 40mV$
----	-------	------	--------	------------	--------	------------

Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
480mV	$\pm 40mV$	10V	$\pm 1V$		

Tabla 2. Mediciones de ganancia en modo diferencial en ~~el multietapas~~

la etapa impulsora

Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
2mV	$\pm 0.4mV$	400mV	$\pm 40mV$		

Tabla 3. Mediciones de ganancia en modo común en ~~el multietapas~~

la etapa impulsora

Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zd[Ω]	$\Delta Zd[Ω]$
480mV	$\pm 40mV$						

Tabla 4. Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en ~~el multietapas~~

en la etapa impulsora

Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zc[Ω]	$\Delta Zc[Ω]$

Tabla 5. Medición de impedancias de entrada en modo común en el multietapas

Vo_sc[V]	$\Delta vo_sc[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_cc[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

[Signature]
10/11/24

Figura 9: Hoja de datos práctica N° 3-2

Hoja de datos Práctica #4 - Electrónica II		José Suárez, Emerson Washmen				
02/12/24	$V_E [V]$	$\Delta V_E [V]$	$V_C [V]$	$\Delta V_C [V]$	$V_B [V]$	$\Delta V_B [V]$
Q ₁	-600mV	$\pm 40mV$	7.2V 7.6V	$\pm 0.4V$	-16mV	$\pm 2mV$
Q ₂	-640mV	$\pm 40mV$	7.6V	$\pm 0.4V$	48mV	$\pm 4mV$
Q ₃	9V	$\pm 1V$	7.6V	$\pm 0.4V$	8V	$\pm 1V$
Q ₄	-560mV	$\pm 40mV$	680mV	$\pm 40mV$	0V	$\pm 100mV$
Q ₅	100mV	$\pm 20mV$	10V	$\pm 1V$	600mV	$\pm 100mV$
Q ₆	10V 200mV	10V $\pm 20mV$	-10V	$\pm 1V$	-500mV	$\pm 100mV$

$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	AdB	f [Hz]	ΔS
3.2mV	$\pm 0.4mV$	800mV	$\pm 100mV$	250	47.95dB	1000Hz	40 μ s
S	$\pm 0.4mV$	560mV	$\pm 40mV$	175	44.86dB	11904.74Hz	2mseg
		480mV	$\pm 40mV$			13888 Hz	2ms
I		560mV	$\pm 40mV$			69.44 Hz	0.4ms
		360mV	$\pm 40mV$			30.30Hz	1ms
		100mV	$\pm 30mV$			9.26 Hz	4ms
		600mV	$\pm 40mV$			86.21Hz	0.4ms
		760mV	$\pm 40mV$			200Hz	0.2ms
		680mV	$\pm 40mV$			6250Hz	10 μ s
		600mV	$\pm 40mV$			10000Hz	4 μ s
		480mV	$\pm 40mV$			14285.71Hz	2 μ s

Sustituyendo los condensadores C₂, C₅ y C₇ por cables:

$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	AdB	f [Hz]	ΔS
1V	$\pm 100mV$	26mV	$\pm 2mV$	0.002	-54dB	1000Hz	40 μ s
		7.2mV	$\pm 0.4mV$			166Hz	0.2ms
		10mV	$\pm 1mV$			333Hz	100 μ s
		15mV	$\pm 1mV$			434Hz	100 μ s
		24mV	$\pm 2mV$			666.67Hz	100 μ s
		34mV	$\pm 2mV$			1315.79Hz	40 μ s
		62mV	$\pm 4mV$			2000Hz	20 μ s
		90mV	$\pm 10mV$			4000Hz	10 μ s

Figura 10: Hoja de datos práctica N° 4-1

Seguendo la tabla sin los condensadores =

$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	A _{dB}	f (Hz)	Δt_s
		140mV	$\pm 10mV$			10000Hz	4 μ s
		150mV	$\pm 10mV$			16667Hz	4 μ s
		150mV	$\pm 10mV$			20000Hz	2 μ s
		150mV	$\pm 10mV$			10000Hz	0,4 μ s


 21/12/24

Figura 11: Hoja de datos práctica N° 4-2

Jose' Suarez, C.I: 27606100
Emerson Workman C.I 25795480

Ganancia:

$V_{in} [V_{pp}]$	$\Delta V_{in} [V_{pp}]$	$V_o [V_{pp}]$	$\Delta V_o [V_{pp}]$
160 mV	± 10 mV	720 mV	± 20 mV

$$A_{fb} = 4.51$$
$$A_{fb} = 4.51$$

9/12/24

negativa: (Con $R = 100 \times n \pm 5\%$)

Mediciones para obtener el valor negativo: (con $R=100k\Omega \pm 5\%$)		$V_{in}[V_{pp}]$	$\Delta V_{in}[V_{pp}]$	$V_{o2p}[V_{pp}]$	$\Delta V_{o2p}[V_{pp}]$
$Z_p[A]$	$\Delta Z_p[A]$	60mV 60mV	$\pm 10mV$	1V	$\pm 100mV$
		$V_{in-sc}[V_{pp}]$ 200mV	$\Delta V_{in-sc}[V_{pp}]$ $\pm 20mV$	$V_{o-sc}[V_{pp}]$ 1V	$\Delta V_{o-sc}[V_{pp}]$ $\pm 100mV$

~~Hedionas para~~

~~do A. ...~~

~~2PLA3 | A2PLA3 | VinIVP | D.VinIVP | V02P | V02P | A23FVP~~

~~Frecuencias de Corte~~

F. Inferior [Hz]	Δf [Hz]	F. superior [Hz]	Δf superior [Hz]
52,52 Hz	$\pm 1,59$ Hz	HHZ	\pm

- Frecuencias de Corte

Frecuencias de Corte			
F. Inferior [s]	Δf [seg]	F Superior [s]	Δf superior [s]
1 seg	$\pm 40 \text{ ms}$	$1,7 \mu\text{s}$	$\pm 100 \text{ ns}$

Figura 12: Hoja de datos práctica N° 5-1

Práctica #5

Mediciones de ganancia del A.B con realimentación negativa
con frecuencias medias

Jose López
C.I 27606100
Emerson Washron
C.I 25795480

T [seg]	Δs [s]	V_i [Vpp]	ΔV_i [Vpp]	V_o [Vpp]	ΔV_o [Vpp]
10ms	$\pm 0,4ms$	48mV	$\pm 4mV$	220mV	$\pm 20mV$
8,4ms	$\pm 0,4ms$	48mV	$\pm 4mV$	220mV	$\pm 20mV$
108ms	$\pm 4ms$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$
800ms	$\pm 40ms$	20mV	$\pm 4mV$	20mV	$\pm 20mV$

Recepcion
11/12/24

Mediciones de ganancia del A.B con realimentación negativa
con frecuencias altas

T [seg]	Δs [s]	V_i [Vpp]	ΔV_i [Vpp]	V_o [Vpp]	ΔV_o [Vpp]
840ns	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	180mV	$\pm 20mV$
720ns	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	150mV	$\pm 10mV$
600ns	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	130mV	$\pm 10mV$
1,24μs	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	200mV	$\pm 10mV$

Figura 13: Hoja de datos práctica N° 5-2

Mediciones del A.B (de ganancia) con realimentación negativa
a frecuencias bajas

Práctico # 5

	$T[\text{seg}]$	$\Delta t[\text{seg}]$	$V_i[V_{pp}]$	$\Delta V_i[V_{pp}]$	$V_o[V_{pp}]$	$\Delta V_o[V_{pp}]$
1 kHz	1 ms	$\pm 40 \mu\text{s}$	48 mV	$\pm 4 \text{ mV}$	240 mV	$\pm 20 \text{ mV}$
200 Hz	1,32 ms	$\pm 40 \mu\text{s}$	48 mV	$\pm 4 \text{ mV}$	240 mV	$\pm 20 \text{ mV}$
100 Hz	1,44 ms	$\pm 40 \mu\text{s}$	48 mV	$\pm 4 \text{ mV}$	240 mV	$\pm 20 \text{ mV}$
	0,97 ms	$\pm 40 \mu\text{s}$	48 mV	$\pm 4 \text{ mV}$	240 mV	$\pm 20 \text{ mV}$
	0,74 ms	$\pm 20 \mu\text{s}$	48 mV	$\pm 4 \text{ mV}$	240 mV	$\pm 20 \text{ mV}$

$\omega = 0$
 $\frac{1}{1} = 1$

Figura 14: Hoja de datos práctica N° 5-3