



**FACULTAD  
DE INGENIERIA**

Universidad de Buenos Aires

SEMINARIO DE AUDIO PROFESIONAL - 66.66

## Trabajo práctico N° 1

---

### Análisis de amplificador clase B

---

*Alumnos:*

LUNA Diego

[diegorluna@gmail.com](mailto:diegorluna@gmail.com)

Padrón N° 75451

*Docentes:*

Ing. SINNEWALD Daniel Nestor

Ing. RUBINSTEIN Lucas Tomás

18 de Junio de 2020



# Índice

<b>Índice</b>	<b>I</b>
<b>1. Objetivos</b>	<b>1</b>
1.1. Resumen de objetivos . . . . .	1
1.2. Desarrollo . . . . .	1
<b>2. Punto de reposo</b>	<b>2</b>
<b>3. Capacitores utilizados en el circuito</b>	<b>6</b>
<b>4. Análisis cualitativo</b>	<b>7</b>
<b>5. Compensación</b>	<b>8</b>
<b>6. Evaluación de la distorsión armónica</b>	<b>11</b>
6.1. Amplificador funcionando en clase <b>A</b> . . . . .	11
6.2. Simulación del <b>THD</b> con compensación a 45,30° . . . . .	11
6.3. Simulación del <b>THD</b> con compensación a 81,76° . . . . .	12
6.4. Análisis de los resultados obtenidos para el <b>THD</b> . . . . .	14
<b>7. Observaciones y conclusiones</b>	<b>15</b>
7.1. Observaciones y conclusiones . . . . .	15
<b>8. Bibliografía</b>	<b>17</b>
<b>Apéndices</b>	<b>19</b>
<b>A. Hojas de datos</b>	<b>19</b>
A.1. 2N3904 . . . . .	19
A.2. 2N3906 . . . . .	19
A.3. MPSA42/MMBTA42 . . . . .	19
A.4. MPSA92/MMBTA92 . . . . .	19
A.5. BD135 . . . . .	20
A.6. BD136 . . . . .	20
A.7. MJE2955 . . . . .	20
A.8. MJE2305 . . . . .	20
A.9. Metal film resistor . . . . .	20
A.10. Carbon film resistor . . . . .	21
A.11. Polyester capacitor . . . . .	21
A.12. Electrolytic Aluminum capacitor . . . . .	21

## Índice de figuras

1.1. Circuito propuesto. . . . .	1
2.1. Punto de reposo. . . . .	4
5.1. Circuito usado para determinar la ganancia de lazo. . . . .	9
5.2. Ganancia de lazo en función de la frecuencia, indicando los márgenes obtenidos. . . . .	10
6.1. Ganancia de lazo en función de la frecuencia, indicando los márgenes obtenidos. . . . .	13

## Índice de cuadros

2.1. Resistores seleccionados. . . . .	5
2.2. $I_{CQ}$ y elementos del modelo de pequeña señal de los transistores. . . . .	5
6.1. THD obtenido a 1kHz y 10kHz para modo de operación en clase <b>B</b> y clase <b>A</b> , compensado a 45,30°. . . . .	11
6.2. THD obtenido a 1kHz y 10kHz para modo de operación en clase <b>B</b> y clase <b>A</b> , compensado a 81,76°. . . . .	12



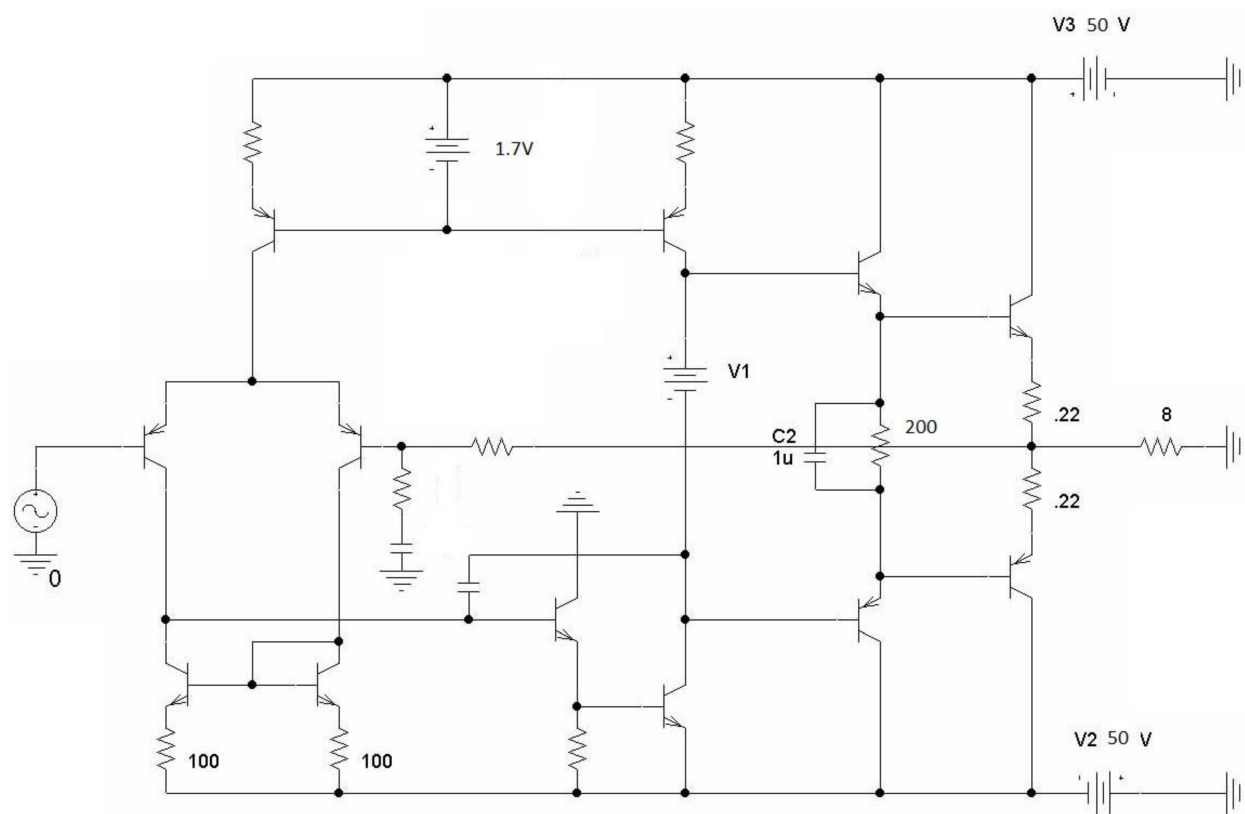
# 1. Objetivos

## 1.1. Resumen de objetivos

El trabajo práctico consiste en el análisis del circuito de un amplificador de audio clase B, en la clásica configuración de 3 etapas, una entrada diferencial, una etapa VAS y una etapa de salida clase B.

## 1.2. Desarrollo

El análisis pedido consiste en llevar el circuito a un punto Q y de compensación determinados, para luego hacer un análisis de su THD en diferentes condiciones. En la figura [1.1] se observa el circuito propuesto.



**Figura 1.1:** Circuito propuesto.

## 2. Punto de reposo

Se hizo inicialmente un cálculo rápido de los valores necesarios para los resistores para lograr el punto Q requerido, luego se refinaron por simulación estos valores, para finalmente llevar a valores comerciales de la serie **E24** (5 %) o **E96** (1 %), figura [2.1]. Se utilizaron los de la serie al 1 % para aquellos resistores que deben estar apareados (espejo de corriente) y para aquellos resistores que fijan la polarización o forman parte de la red de realimentación, en este último caso, también deberían utilizarse resistores de film de óxido metálico, por ser los resistores con mayor estabilidad en el tiempo, menor variación térmica y bajo nivel de ruido. En el cuadro [2.1] se muestran los resistores seleccionados y su tipo, y en el cuadro [2.2] se resumen los valores de polarización finalmente obtenidos al usar los valores comerciales.

Los cálculos preliminares de los resistores se detallan a continuación:

Para establecer una corriente de colector de 2mA en cada transistor del par diferencial LTP (long tail pair), necesitamos que la fuente de corriente imponga 4mA, de manera que esta se reparta en partes iguales en los transistores del par, entonces asumiendo que  $V_{BE5} \approx 0,7V$ , y los 1,7V, impuestos posiblemente por unos diodos en serie o un LED, tenemos entonces para  $R_4$ :

$$R_4 = \frac{1,7V - V_{BE5}}{I_{CQ5}} \approx \frac{1,7V - 0,7V}{4mA} = \frac{1V}{4mA} = 250\Omega$$

Similarmente para  $R_6$ , tenemos

$$R_6 = \frac{1,7V - V_{BE8}}{I_{CQ8}} \approx \frac{1,7V - 0,7V}{6mA} = \frac{1V}{6mA} \approx 167\Omega$$

Para  $R_5$ , tenemos que por la misma circula  $I_{CQ6}$ , despreciando  $I_{BQ7}$ , tenemos entonces:

$$R_5 \approx \frac{V_{BE7}}{I_{CQ6}} = \frac{V_{BE7}}{700\mu A} \approx \frac{0,7V}{700\mu A} \approx 1k\Omega$$

Con esto quedan determinados los valores preliminares para los resistores  $R_4$ ,  $R_5$  y  $R_6$ , en base a las corrientes de polarización de diseño, luego para los resistores de la red de realimentación, tenemos que su relación debe imponer la ganancia en 26dB, es decir aproximadamente 20 en veces, entonces esta es la relación de atenuación que debe tener el divisor resistivo de la red de realimentación, formado por  $R_{F1}$  y  $R_{F2}$ , falta determinar entonces uno de ellos para fijar ambos valores. El resistor  $R_3$ , que se coloca para compensar el offset generado por la caída de tensión que causan las corrientes de base de los transistores del par diferencial, debe para cumplir esto, ser igual en valor a  $R_{F1}$ , y dado que además  $R_3$  impondrá la resistencia de entrada del amplificador, esto es por tener el par diferencial una alta impedancia de entrada, a causa de la fuente



de corriente que lo polariza, se selecciona el valor de  $R_{F_1}$  y  $R_3$  en un valor razonable para la resistencia de entrada, se elige entonces:

$$R_{F_1} = R_3 = 10\text{k}\Omega$$

Entonces para  $R_{F_2}$  tenemos:

$$\frac{R_{F_2}}{R_{F_1} + R_{F_2}} = \frac{1}{20} \longrightarrow R_{F_2} = \frac{R_{F_1}}{19} = \frac{10\text{k}\Omega}{19} \approx 526\Omega$$

Con eso tenemos valores preliminares para todos los resistores, ahora simplemente se introducen en la simulación estos valores, junto a un valor inicial para el "multiplicador de  $V_{BE}$ ", de 2,8V, correspondiente a cuatro  $V_{BE}$  de aproximadamente 0,7V. En la simulación del punto de reposo se ajustan los valores de los resistores, logrando con facilidad que las corrientes de reposo se acerquen a las de diseño en al menos dos decimales de precisión, y finalmente elegimos los valores mas cercanos de las series correspondientes. Para ajustar  $R_{F_2}$  se mide la ganancia del amplificador, ajustando fino, para lograr los 26dB, y al igual que antes se lleva este valor al valor comercial mas cercano en la serie del 1%.

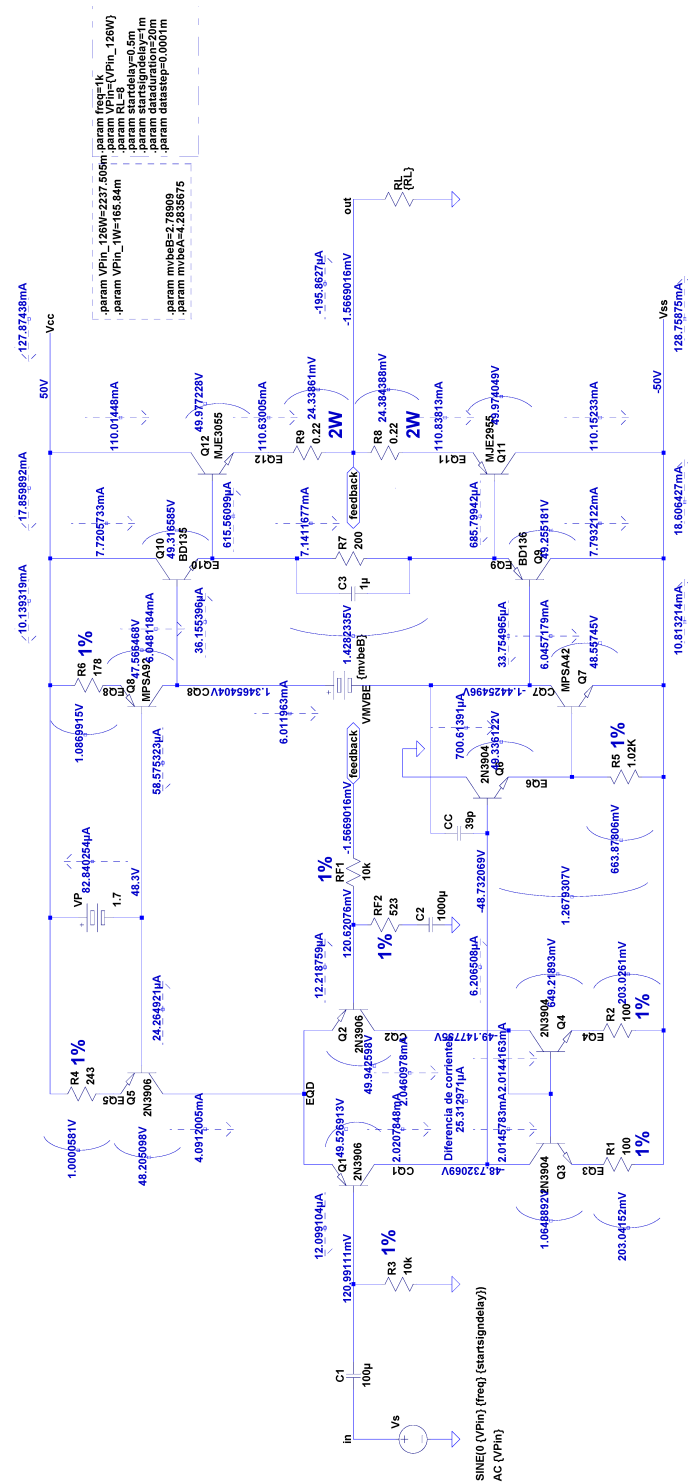


Figura 2.1: Punto de reposo.

	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	RF1	RF2
$R\ [\Omega]$	100	100	10e3	243	1.02e3	178	200	0.22	0.22	10e3	523
$Tolerancia\ [\%]$	1	1	1	1	1	1	5	5	5	1	1
$Potencia\ [W]$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	2	2	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$
TIPO	Metal Film	Metal Film	Metal Film	Metal Film	Metal Film	Metal Film	Carbon Film	Wire Wound	Wire Wound	Metal Oxide Film	Metal Oxide Film

Cuadro 2.1: Resistores seleccionados.

	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	Q9	Q10	Q11	Q12
MODEL	2N3906	2N3906	2N3904	2N3904	2N3906	2N3904	MPSA42	MPSA92	BD136	BD135	MJE2955	MJE3055
$I_C\ [A]$	2.02e−3	2.05e−3	2.01e−3	2.01e−3	4.09e−3	700.61e−6	6.05e−3	6.05e−3	7.79e−3	7.72e−3	110.00e−3	110.14e−3
$gm\ [mA/V]$	56.00	56.60	48.10	48.10	111.00	17.50	20.40	22.90	300	298.00	4060.00	4170.00
$r_o\ [\Omega]$	92.7e3	91.7e3	462.0e3	462.0e3	45.3e3	1.41e6	24.5e3	24.3e3	18.5e3	21.3e3	1.36e3	903.0
$\beta[AC]$	174	174	140	140	170	143	157	108	242	223	162	196
$r_\pi\ [\Omega]$	3.10e3	3.07e3	2.90e3	2.90e3	1.53e3	8.17e3	772.0	472.0	806.0	748.0	40.0	47.0
$f_T\ [MHz]$	210.00	211.00	227.00	222.00	247.00	164.00	74.90	81.10	115.00	178.00	6.80	4.24

Cuadro 2.2:  $I_{C_Q}$  y elementos del modelo de pequeña señal de los transistores.

### 3. Capacitores utilizados en el circuito

El capacitor  $C_1$  que se coloca para impedir que continúe aplicada al circuito por la fuente de la señal de audio, o una etapa previa, altere la polarización, debería ser un capacitor electrolítico no polarizado, y su valor de  $100\mu\text{F}$  se seleccionó para cumplir con una frecuencia de corte inferior de como máximo  $20\text{Hz}$ , y no influir significativamente en el THD a bajas frecuencias. Con un valor de  $47\mu\text{F}$  sería suficiente para cumplir con la frecuencia de corte inferior, pero su influencia sobre el THD se hace apreciable incluso a  $1\text{kHz}$ .

El capacitor  $C_2$  de  $1000\mu\text{F}$  se seleccionó para que no tenga efecto apreciable sobre el THD, especialmente a bajas frecuencias, y debería ser un capacitor electrolítico de buena calidad, de bajo ESR y no polarizado. La calidad de este capacitor es crítica por hallarse en la red de realimentación, influyendo directamente en la calidad y estabilidad del amplificador. En un circuito mas completo deberían agregarse diodos que protejan este capacitor de un valor de tensión que podría aparecer a la salida, en caso de saturación, que supere su máxima tensión de trabajo.

El capacitor  $C_C$ , de  $39\text{pF}$ , ver sección [5], que se coloca para realizar la compensación de Miller, debería ser un capacitor de poliestireno o poliéster.

## 4. Análisis cualitativo

La topología del circuito corresponde a la de un típico amplificador de potencia de tres etapas realimentado, la tensión de salida es muestreada y sumada a la entrada, formando un lazo de realimentación **serie-paralelo**, estabilizando la tensión de salida.

En el circuito se pueden diferenciar claramente las tres etapas, las mismas son:

- Amplificador diferencial con carga activa (espejo de corriente con degeneración de emisor): realiza la suma (resta) de la señal de entrada con la señal realimentada y provee amplificación.
- VAS: Formado por un seguidor polarizado con la tensión de colector de la primera etapa, que provee adaptación de impedancia entre la primera etapa (permitiendo que el par diferencial provea alta ganancia, aprovechando su carga activa) y un emisor común con carga activa (fuente de corriente simple con degeneración de emisor), que provee la ganancia. Es en esta etapa que se realiza la compensación de Miller con un capacitor.
- Etapa de salida push-pull formada con Darlingtonos complementarios.

Con un muy rápido análisis aproximado por inspección, se obtiene una ganancia para el amplificador de tres etapas de alrededor de 130dB, obteniéndose con este valor para la ganancia de lazo, alrededor de 110dB, este valor se ajusta muy bien para un análisis aproximado, con el valor obtenido por simulación a frecuencias medias.

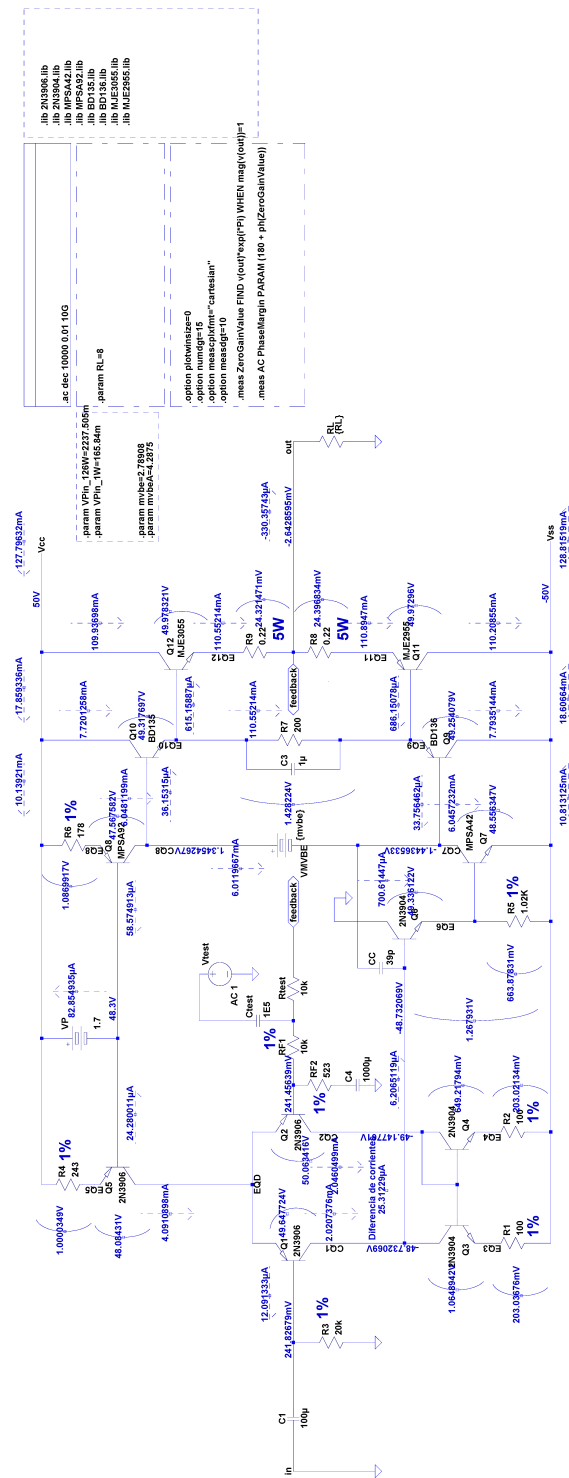
## 5. Compensación

Para realizar la compensación de Miller del amplificador, y determinar el valor del capacitor, es necesario relevar la ganancia de lazo con la frecuencia. Teóricamente para realizar una compensación por polo dominante con un margen de fase de  $45^\circ$ , debería colocarse el polo, de tal forma de que la ganancia de lazo sea de exactamente 0dB, donde se encuentre el primer polo natural del circuito. La técnica usada prácticamente es observar en forma aproximada donde se localiza este punto y con un valor aproximado de la resistencia a frecuencias medias “vista” por el capacitor de Miller, determinada por inspección, tener una primera aproximación de la frecuencia del polo, usando el  $\tau_{RC}$  calculado aproximadamente, luego el valor se refina por prueba y error, para finalmente llevar el valor óptimo a un valor comercial. El circuito utilizado para relevar la ganancia de lazo se puede observar en la figura [5.1], en el mismo se introduce la señal de prueba a través de la entrada inversora del amplificador diferencial con un capacitor de acople de alto valor, luego de haber pasivado la señal de entrada, se introduce un resistor de “separación”, que permite observar la señal en la salida del amplificador, luego de haber pasado por la red de realimentación y el amplificador, obteniéndose de esta forma la ganancia de lazo. Se pretende mantener el punto de reposo inalterado, para lograr esto, se altera también el resistor colocado en la otra entrada del amplificador diferencial, de manera de compensar el offset que se produce por la caída provocada por las corrientes de base de los transistores del par diferencial.

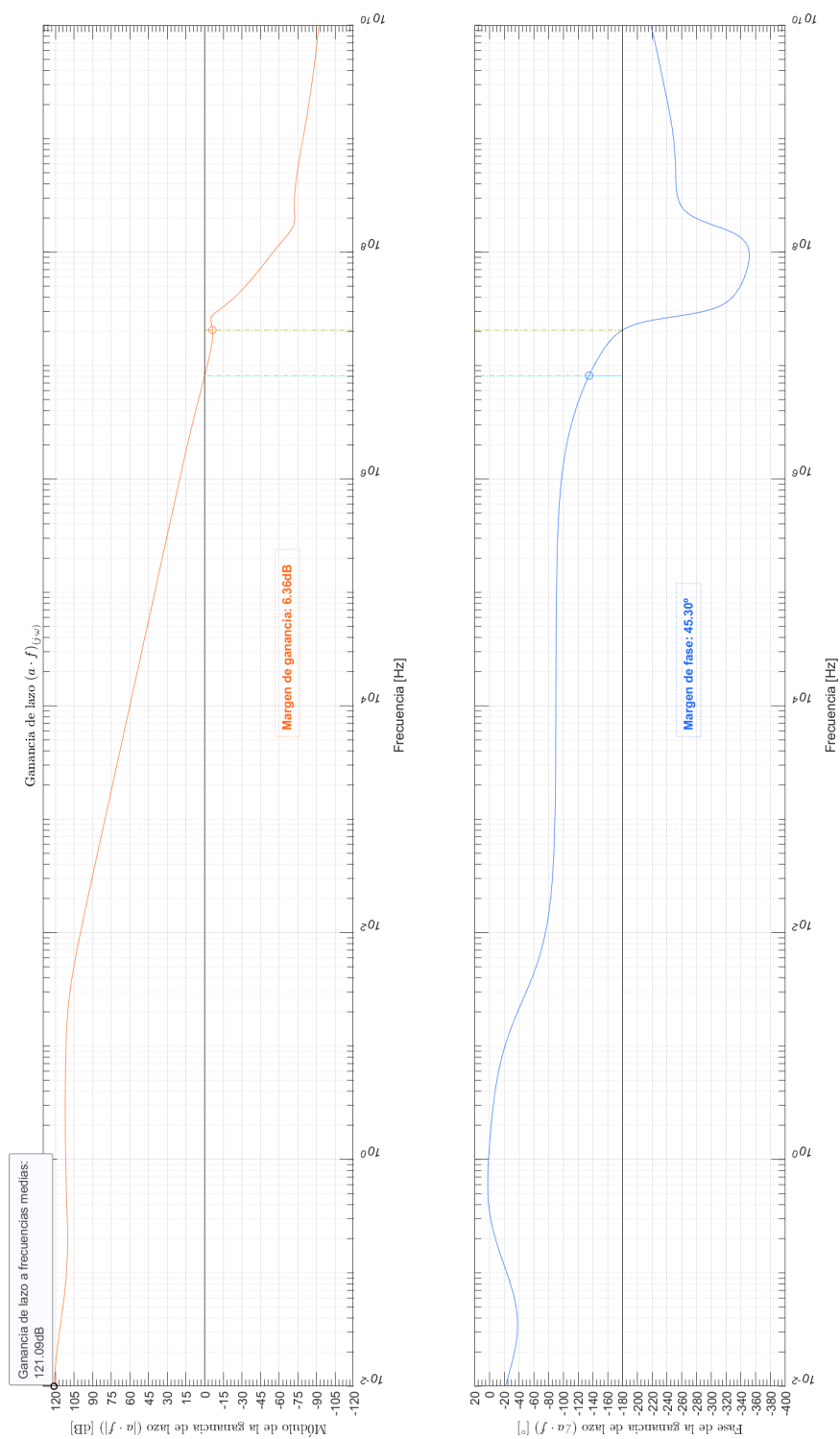
El valor determinado aproximadamente, está en el orden de las decenas de pF, por lo tanto se partió de un valor de 100pF, el cual se fue bajando hasta lograr la compensación buscada.

El valor comercial seleccionado finalmente para el capacitor de compensación es de 39pF. En la figura [5.2] se puede observar el gráfico de la ganancia de lazo en magnitud y fase resultante, el mismo se realizó en **MATLAB** con datos exportados desde **LTSPICE**, para mayor claridad.

Algo importante a observar, es que se observa un par de polos complejos conjugados alrededor de los 25MHz, este par de polos introducen un giro de fase extra de  $90^\circ$ , además del sobre-pico en la ganancia, llevando al amplificador mas cerca de la inestabilidad a esta frecuencia. Es posible que en este caso, a pesar de haberse logrado una compensación correcta a  $45^\circ$ , sea conveniente llevar ese margen a un valor un poco mayor. Estos polos que se observan parecen ser introducidos por los transistores usados en el VAS, **MPSA42** y **MPSA92**, no se observa al reemplazar los mismos con otros transistores, podría ser una peculiaridad de los transistores o de los modelos (proveídos por el fabricante).



**Figura 5.1:** Circuito usado para determinar la ganancia de lazo.



**Figura 5.2:** Ganancia de lazo en función de la frecuencia, indicando los márgenes obtenidos.



## 6. Evaluación de la distorsión armónica

Todos los cálculos de la distorsión armónica total (**THD**), se realizaron evaluando la **FFT** de la señal de salida, para los primeros 10 armónicos de la señal, usando los datos exportados en **MATLAB**, sin embargo el valor obtenido es exactamente el mismo que proporciona **LTSPICE**, usando el comando “**.fourier freq 10 4 V(out)**”, el cual limita el análisis a 10 armónicos, y tomando una cantidad entera de ciclos al final de la señal, para asegurar que el cálculo sea correcto, también se usó un comando para maximizar la precisión numérica, “**.option numdgt=15**” y se deshabilitó la compresión de datos como se recomienda en el manual, con el comando “**.option plotwinsize=0**”. Al menos en su última versión el programa parece hacer correctamente esta medición.

### 6.1. Amplificador funcionando en clase A

Para lograr que el amplificador opere en este modo, simplemente se aumentó la corriente de reposo de la etapa de salida, ajustando el “multiplicador de  $V_{BE}$ ”, hasta lograr que la corriente alcance en cada rama la mitad del valor eficaz, de la corriente que circula por la carga a máxima potencia, aunque esta definición de clase **A**, para una etapa push-pull, no parece ser la única que se adopta.

En nuestro caso a máxima potencia se tiene:

$$P_{Max} = \frac{45V^2}{2 \cdot 8\Omega} \approx 126,56W$$

$$I_{L_{Max}} = \frac{45V}{8\Omega} = 5,625A \rightarrow I_{L_{Eff}} \approx 3,9774A$$

Llevar a clase **A**, entonces según la interpretación aceptada, es llevar la corriente de polarización de cada uno de los transistores de salida a un valor correspondiente al valor pico asociado a la mitad del valor eficaz calculado anteriormente, tenemos entonces:

$$\frac{I_{L_{Eff}}}{2} = 1,9887A \rightarrow I_{C_{output}} \approx \sqrt{2} \cdot 1,9887A = 2,8125A$$

### 6.2. Simulación del THD con compensación a 45,30°

A continuación se obtuvieron los valores correspondientes para el circuito operando en clase **A**, En la tabla [6.1] se resumen los valores para el amplificador funcionando en clase **B** y en clase **A**, con el amplificador compensado a 45,30°.

	1kHz	10kHz
THD [clase <b>B</b> ]	0,000076%	0,000151%
THD [clase <b>A</b> ]	0,000065%	0,000118%

**Cuadro 6.1:** THD obtenido a 1kHz y 10kHz para modo de operación en clase **B** y clase **A**, compensado a 45,30°.

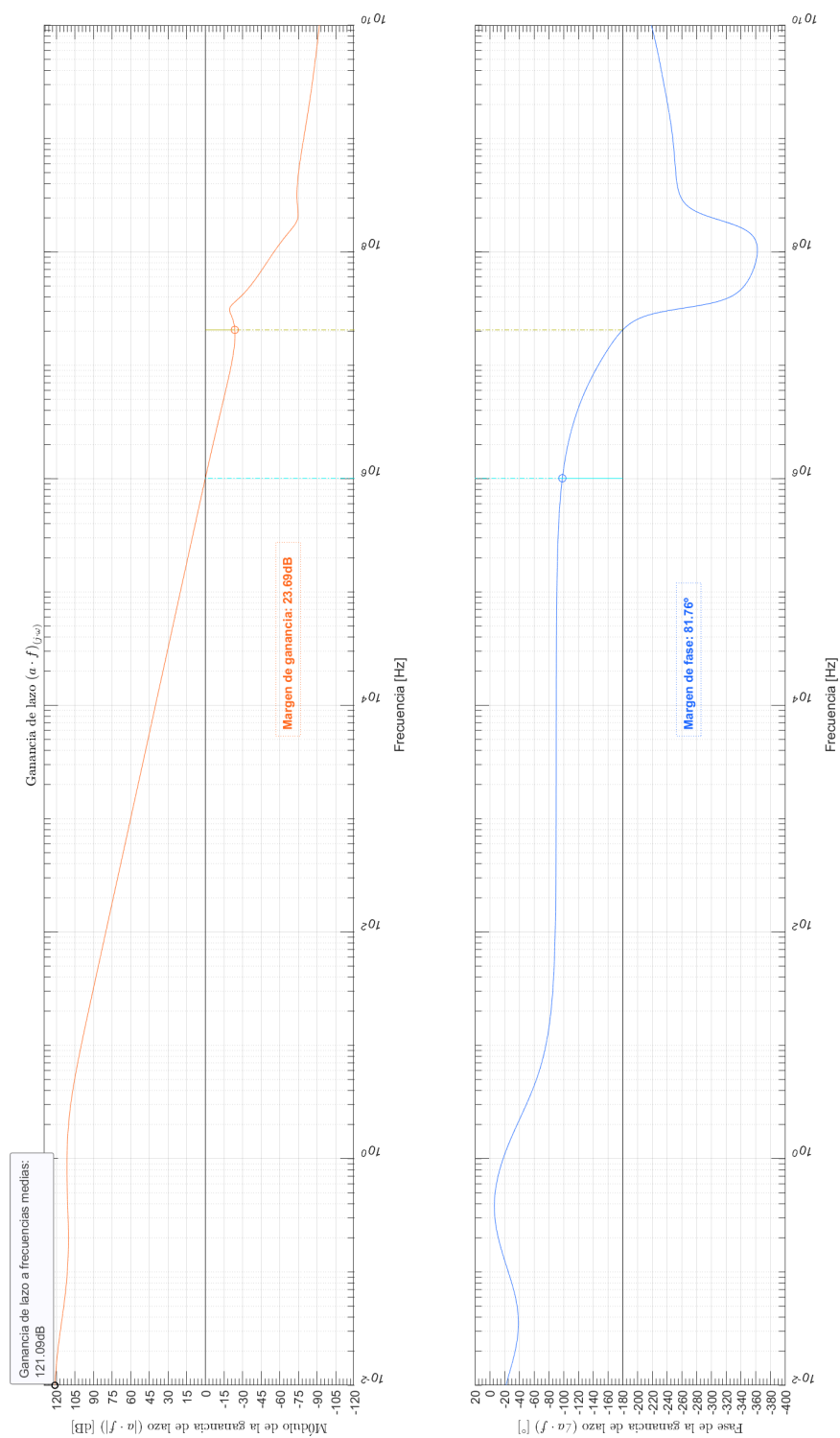
### 6.3. Simulación del THD con compensación a $81,76^\circ$

A continuación se repitieron todas las simulaciones para determinar el **THD** del amplificador en las mismas condiciones de antes, solo que ahora se llevó el capacitor de compensación a un valor un orden magnitud mayor, 390pF. En la figura [6.1] se puede observar el resultado para los márgenes con la nueva compensación.

En la tabla [6.2] se resumen los valores para el amplificador funcionando en clase **B** y en clase **A**, con el amplificador con la nueva compensación a  $81,76^\circ$ .

	1kHz	10kHz
THD [clase <b>B</b> ]	0,000139%	0,007023%
THD [clase <b>A</b> ]	0,000116%	0,005266%

**Cuadro 6.2:** THD obtenido a 1kHz y 10kHz para modo de operación en clase **B** y clase **A**, compensado a  $81,76^\circ$ .



**Figura 6.1:** Ganancia de lazo en función de la frecuencia, indicando los márgenes obtenidos.

#### 6.4. Análisis de los resultados obtenidos para el THD

En ambos casos analizados para la compensación, el **THD** aumenta con la frecuencia, como se espera, esto es debido principalmente a la caída de la ganancia de lazo, que hace menos efectiva la realimentación negativa, esto sucede por la caída de la ganancia de cada etapa, debida a su vez a la caída de la ganancia de los transistores con el aumento de la frecuencia, debido a los efectos reactivos parásitos de los mismos, que influyen mas a mayores frecuencias, y también a otros factores, como la caída del  $\beta$  de los transistores.

Del mismo modo, como es de esperarse, para el caso de la etapa de salida funcionando en clase **A**, el **THD** es menor en ambas frecuencias evaluadas para ambos casos de compensación, esto se explica fundamentalmente por la ausencia de distorsión por cross-over, pero también a la menor modulación de  $r_o$  en la etapa de salida.

También se observa que el **THD** es mayor en el caso de utilizarse un capacitor de compensación Miller de un orden de magnitud mayor, esto se explica principalmente por la caída de la ganancia de lazo que este capacitor produce, siendo mas evidente en este caso, que para el caso del capacitor de menor valor, el hecho de que el efecto sea mucho mayor a 10kHz que a 1kHz, apoya esta justificación, a 1kHz el **THD** tiene un valor muy cercano al doble, mientras que a 10kHz, el **THD** es unas 50 mas grande.

## 7. Observaciones y conclusiones

### 7.1. Observaciones y conclusiones

Los resultados obtenidos son razonables, al menos en forma relativa entre los casos analizados, la exactitud del **THD** calculado en cada caso, es dependiente del programa, y muy dependiente de los modelos específicos usados para los transistores, se intento usar para estos, los modelos proveídos por los fabricantes de cada dispositivo. Como ya se menciona antes, hay una cuestión con la definición de lo que es clase **A** en una etapa de salida del tipo push-pull, pero al margen de eso, el resultado esperado de que la distorsión sea menor para clase **A**, que para clase **B**, se cumple.

A pesar de tratarse de un circuito incompleto, faltando los circuitos completos de polarización, las protecciones, etc. Las simulaciones demuestran claramente que al menos la topología es un muy buen punto de partida para un amplificador de audio de muy buena calidad. En particular con el uso de mejores transistores para la etapa de salida, por ejemplo los transistores **TOSHIBA** que se mencionaron en clase, como algunas otras mejoras que se pueden introducir, como ser una carga activa para el par diferencial con mejor factor de copia y mayor resistencia de salida, o una etapa pre-driver a la salida, que presente al **VAS** una todavía mayor resistencia, un **VAS** cascode, etc. Son todas cosas que se pueden incorporar para mejorar aún mas la calidad del amplificador.



## 8. Bibliografía

### Referencias

- [1] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (5<sup>th</sup> Edition)*

Author: Paul R. Gray

Author: Paul J. Hurst

Author: Stephen H. Lewis

Author: Robert G. Meyer

Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 5<sup>th</sup> Edition (2009)

Copyright: © 2001, John Wiley & Sons, Inc.

ISBN 10: 0470245999

ISBN 13: 9780470245996

Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

- [2] *Microelectronic circuits (5<sup>th</sup> Edition)*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 5<sup>th</sup> Edition (2004)

Copyright: © 2004, 1998, 1991, 1987, 1982, Oxford, University press Inc.

ISBN 10: 0195142527

Website: [Microelectronic circuits \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

- [3] *AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN HANDBOOK (5<sup>th</sup> Edition)*

Author: Douglas Self

Publisher: Elsevier Ltd; 5<sup>th</sup> Edition (2009)

Copyright: © 2009, Douglas Self. Published by Elsevier Ltd. All rights reserved.

ISBN 13: 9780240521626

Website: [AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN HANDBOOK \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)





# Apéndices

## A. Hojas de datos

### A.1. 2N3904

#### ***2N3904***

*Small Signal NPN Bipolar Transistor, TO-92*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/general-purpose-and-low-vcesat-transistors/2n3904t>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N3904-D.pdf>

### A.2. 2N3906

#### ***2N3906***

*Small Signal PNP Bipolar Transistor, TO-92*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/general-purpose-and-low-vcesat-transistors/2n3906t>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N3906-D.pdf>

### A.3. MPSA42/MMBTA42

#### ***MPSA42***

*NPN Bipolar Small Signal Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=MPSA42>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MPSA42-D.PDF>

### A.4. MPSA92/MMBTA92

#### ***MPSA92***

*PNP Bipolar Small Signal Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=MPSA92>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MPSA92-D.PDF>

## A.5. BD135

### ***BD135***

*NPN Plastic Medium-Power Silicon Transistors*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BD135>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD135-D.PDF>

## A.6. BD136

### ***BD136***

*PNP Plastic Medium-Power Silicon Transistors*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BD136>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD136G-D.PDF>

## A.7. MJE2955

### ***MJE2955***

*Bipolar Power Transistor, PNP, 10A, 60V, 75W*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/general-purpose-and-low-vcesat-transistors/mje2955t>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE2955T-D.PDF>

## A.8. MJE2305

### ***MJE2955***

*Bipolar Power Transistor, NPN, 10A, 60V, 75W*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/general-purpose-and-low-vcesat-transistors/mje3055t>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE2955T-D.PDF>

## A.9. Metal film resistor

### ***Metal film resistor***

*Metal film resistor*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/resistors-fixed/metal-film/tab/doclibrary/>

## A.10. Carbon film resistor

### *Carbon film resistor*

*Carbon film resistor*

Manufacturer page: <http://www.vishay.com/resistors-fixed/carbon-film/tab/doclibrary/>

## A.11. Polyester capacitor

### *Polyester capacitor*

*Polyester capacitor (MKT)*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/ppg?26012>

## A.12. Electrolytic Aluminum capacitor

### *Electrolytic capacitor*

*Electrolytic aluminum capacitor*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/capacitors/aluminum/>