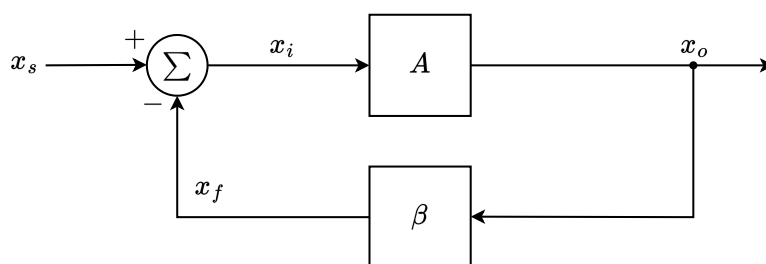


## Realimentação

### 1.º Trabalho de Laboratório



*Diagrama de blocos de um sistema com realimentação.*

---

*Autores:*

**João Gonçalves**, ist199995

- jrazevedogoncalves@tecnico.ulisboa.pt

**Teresa Nogueira**, ist1100029

- maria.teresa.ramos.nogueira@tecnico.ulisboa.pt

**Tatiana Delgado**, ist1100089

- tatianadelgado@tecnico.ulisboa.pt

*Docente:*

**Diogo Miguel Caetano**

Grupo 64. Turno: terça-feira 14:30-16:00. Laboratório LPT.

# LAB1 – Template para apresentação de resultados

2023/2024

## 1. Amplificador com realimentação

Valores DC: PFR dos transístores

	BC547B			BC547C			Observações
	Teórico	Simulação	Experimental	Teórico	Simulação	Experimental	
$I_B (\mu A)$	3.185	3.267	3.169	1.971	2.189	2.110	No amplificador com realimentação, apesar dos transístores apresentarem valores de $\beta$ distintos, o ganho da montagem mantém-se constante em torno de -40. Este fenómeno deve-se à capacidade da realimentação em atenuar a sensibilidade do circuito às variações do ganho intrínseco A. Relativamente às discrepâncias entre os valores simulados e experimentais, estas podem ser atribuídas principalmente à dispersão dos valores dos componentes eletrónicos, exemplificada pela diferença entre os $\beta$ reais dos transístores.
$I_C (mA)$	0.955	0.950	0.9507	1.025	1.013	1.050	
$V_{BE} (V)$	0.630	0.637	0.634	0.630	0.621597	0.634	
$V_{CE} (V)$	2.414	2.466	2.595	1.734	1.84698	1.623	
	BC547B			BC547C			Observações
	Teórico	Simulação	Experimental	Teórico	Simulação	Experimental	
Ganho Tensão ( $G_v$ )	-39.43	-39.6	-40.257	-40.54	-42.2	-43.513	-
Imped. Entrada ( $Z_i$ ) ( $k\Omega$ )	1.574	1.494	1.469	1.905	1.540	1.587	
Imped. Saída ( $Z_o$ ) ( $k\Omega$ )	2.245	2.610	2.731	1.706	2.172	1.990	

Valores AC: Frequência de operação f = 1kHz:

## 2. Amplificador sem realimentação

Valores DC/AC: Frequência de operação f = 1kHz:

	BC547B			BC547C			Observações
	Teórico	Simulação	Experimental	Teórico	Simulação	Experimental	
$V_{IDC} (V)$	0.662	0.670	0.627	0.650	0.644	0.632	Na montagem do amplificador sem realimentação a estabilização PFR depende criticamente da tensão $V_{IDC}$ , tornando o circuito particularmente vulnerável a flutuações neste parâmetro. A incapacidade de assegurar uma tensão de entrada completamente isenta de variações introduz um potencial de instabilidade visualizado na obtenção das impedâncias. Ademais, a ausência de realimentação acarreta a perda de estabilização dos parâmetros do circuito, tornando-o mais exposto ao ruído e a variações de tensão, o que foi corroborado por observações osciloscópicas. Notou-se também que o ganho diminui a frequências inferiores em comparação com o circuito da secção 1, um fenómeno que será detalhado posteriormente neste relatório.
$V_{IAC} (V)$	0	0	10.38 (vpp)	0	0	7.61 (vpp)	
Ganho tensão ( $G_v$ )	136.220	-139	-140.848	-150	-175.6	-175.695	
Imped. Entrada ( $Z_i$ ) ( $k\Omega$ )	18.634	18.088	16.764	24.141	21.997	23.750	
Imped. Saída ( $Z_o$ ) ( $k\Omega$ )	7.692	8.739	9.759	6.250	8.456	9.048	
							É também relevante mencionar que sem realimentação, o circuito depende consideravelmente do transístor na montagem, verificado na discrepância entre os ganhos dos circuitos para cada um dos transístores, face ao modelo da secção anterior.

NOTA: Registrar o valor da fase para o ganho (+ ou -)

## 3. Amplificador de saída

Valores DC: PFR dos transístores, com  $V_+ = V_- = 0V$

	Circuito da Fig 3a)			Circuito da Fig 3b)			Observações
	Teórico	Simulação	Experimental	Teórico	Simulação	Experimental	
NPN: $V_{BE} (V)$	0	0.5206	0.543	0	0.012	0.02143	No que toca ao PFR das montagens A e B, partindo do princípio de um amplificador operacional ideal e uma tensão de entrada $V_i$ nula, esperar-se-ia uma tensão de saída $v_b$ igualmente nula, levando ao corte de ambos os transístores no andar de saída. Teoricamente, não existe distinção PFR entre os circuitos a) e b). No entanto, a prática revela uma realidade diferente: com uma tensão de entrada não inversora nula, o circuito a) ativa o transístor NPN, mantendo o PNP desligado (embora o VBE experimental do transístor NPN se encontre ligeiramente abaixo do estipulado para VBEon na datasheet do componente, admitimos TI na zona ativa), ao passo que o circuito b) mantém ambos os transístores desativados.
NPN: $V_{CE} (V)$	12	11.988	11.892	12	12	11.920	
PNP: $V_{BE} (V)$	0	0.5206	0.543	0	0.012	0.02154	
PNP: $V_{CE} (V)$	-12	-12.012	-11.781	-12	-12	-11.750	
$V_- = V_{R2} (mV)$	0	0.997	1.74	0	0.990	1.56	
$V_b (V)$	0	0.533	0.565	0	0.012	0.02158	Esta divergência poderá ser justificada pela não idealidade do amplificador operacional. Mesmo com a realimentação negativa a atuar, persiste uma discrepância mínima na entrada que é amplificada na saída. Além disto, como o amplificador operacional minimiza substancialmente a região de crossover, a tensão de saída $v_b$ torna-se significativa o suficiente para ativar o transístor NPN.

Valores DC: PFR dos transístores, com  $V_+ = V_i = 0.1V$  (experimental)

	Circuito da Fig 3a)			Circuito da Fig 3b)			Observações
	Teórico	Simulação	Experimental	Teórico	Simulação	Experimental	
NPN: $V_{BE}$ (V)	-	-	0.640	-	-	0.623	Os dados experimentais dos parâmetros mencionados com uma tensão de entrada $V_i$ de 0.1V destacam o contraste operacional entre os circuitos. Enquanto o circuito B, anteriormente em corte, possui T1 agora na zona ativa, o circuito A mantém-se estável, não apresentando variações substanciais nos valores, exceto para $V_b$ e $V_-$ : A diferença de tensão que o amplificador operacional irá amplificar agora é maior, o que, por sua vez, resulta numa tensão de saída $V_o$ mais elevada.
NPN: $V_{CE}$ (V)	-	-	10.720	-	-	11.370	
PNP: $V_{BE}$ (V)	-	-	0.640	-	-	0.623	
PNP: $V_{CE}$ (V)	-	-	-12.941	-	-	-12.311	
$V_- = V_{R2}$ (mV)	-	-	109.45	-	-	109.63	
$V_b$ (V)	-	-	1.845	-	-	1.208	

Valores AC: Frequência de operação  $f = 1\text{kHz}$ :

	Circuito da Fig 3a)			Circuito da Fig 3b)			Observações
	Teórico	Simulação	Experimental	Teórico	Simulação	Experimental	
Ganho tensão ( $G_v$ )	11	10.992	10.830	10.423	10.439	8.353	Quanto ao ganho, é crucial destacar a diferença entre os resultados experimentais e os teóricos/simulados observados no circuito B. Esta discrepância pode ser atribuída à exclusão do andar de saída da malha de realimentação negativa do amplificador, um aspecto que será detalhado adiante. Esta configuração permite que o ganho do andar de saída influencie diretamente o ganho total do sistema, visto que as flutuações específicas a este componente não são mitigadas pela realimentação negativa. Adicionalmente, a falta de realimentação implica uma diminuição na estabilidade dos parâmetros do circuito, aumentando a sua vulnerabilidade a ruído e variações de tensão.

NOTA: Registrar o valor da fase para o ganho (+ ou -)

## I. Introdução

A maioria dos sistemas físicos incorpora alguma forma de retroação. Através da sua implementação, é possível utilizar estratégias da teoria de controlo. A retroação pode ser de dois tipos: *negativa* ou *positiva*, cada um com implicações distintas no comportamento dos sistemas em que é aplicada. Enquanto a retroação positiva tende a amplificar os sinais, promovendo fenómenos como a oscilação e a regeneração, a retroação negativa é principalmente aplicada para conferir robustez ao sistema. No *design* de amplificadores, a retroação negativa é aplicada para alcançar um ou mais dos seguintes objetivos:

1. *Dessensibilizar o ganho*, ou seja, tornar o valor do ganho menos sensível às variações nos valores dos componentes do circuito, como por exemplo as que podem ser causadas por alterações de temperatura.
2. *Reduzir a distorção não linear*, i.e., tornar a saída proporcional à entrada (por outras palavras, manter o ganho constante, independentemente do nível do sinal).
3. *Reduzir o efeito do ruído*, ou seja, minimizar a contribuição para a saída de sinais indesejados gerados, quer pelos próprios componentes do circuito quer por interferências externas.
4. *Controlar as resistências de entrada e saída*, i.e., aumentar ou diminuir as resistências de entrada e saída pela seleção de uma topologia de realimentação apropriada.
5. *Aumentar a largura de banda do amplificador*.

Todas as propriedades desejáveis acima são normalmente obtidas à custa de uma redução no ganho (*trade-off*).

Neste trabalho pretende-se estudar as consequências da realimentação negativa em amplificadores. Serão analisadas as seguintes montagens:

1. Andar de amplificação.
2. Amplificador de saída.

É esperado que a comparação entre as montagens com e sem realimentação ilumine os pontos enunciados.

Para este propósito, o processamento de dados e análise da simulação concebida em LTspice® foi efetuado em MATLAB®. Como referências principais utilizamos [1] e [2], bem como as *datasheets* devidamente citadas.

O restante deste documento está organizado da seguinte maneira: a Secção II dedica-se à análise de um modelo de amplificador com realimentação. Segue-se, na Secção III, a investigação do amplificador que opera sem retroação. Posteriormente, na Secção IV, procede-se ao estudo de duas configurações equipadas com um andar de saída. O relatório culmina com a Secção V, onde são apresentadas as conclusões.

## II. Amplificador com Realimentação

A Figura 1 exibe o esquema do circuito do amplificador com realimentação considerado. A análise nesta secção incide sobre o ponto de funcionamento em repouso (PFR), bem como sobre o ganho de tensão e as impedâncias de entrada e saída, considerando dois modelos de transístores bipolares distintos: BC547B e BC547C.

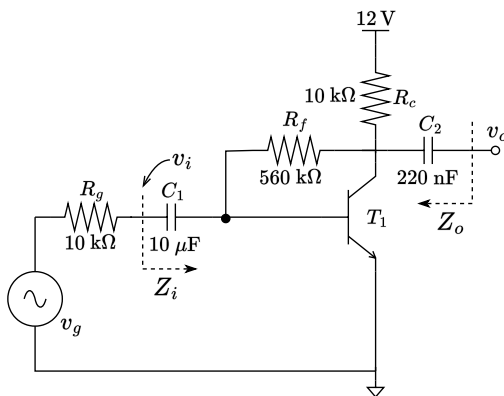


Fig. 1: Amplificador com realimentação.

Tab. 1: Valores típicos dos transístores.

	BC547B (NPN)	BC547C (NPN)
$\beta_0$	300	520
$\beta_F$	330	580
$V_{BE_{on}}$	630 mV	
$V_{CE_{sat}}$	70 mV	
$h_{oe}$	30 $\mu$ S	60 $\mu$ S

Os valores apresentados na Tabela 1 remetem para a *datasheet* disponibilizada [3]. Acrescenta-se que a tensão térmica  $V_T = 25$  mV é o valor considerado.

Complementarmente, os parâmetros incrementais dos transístores podem ser calculados através das equações:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}, \quad r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m}, \quad r_o = \frac{1}{h_{oe}}.$$

## A) Análise Teórica

Iniciamos a análise teórica deste amplificador concentrando-nos, como ponto de partida, no estudo do PFR do circuito. Esta abordagem é crucial para compreender o comportamento do amplificador sob condições normais de operação. Assumimos, para este efeito, que o dispositivo se encontra na zona ativa direta (ZAD).

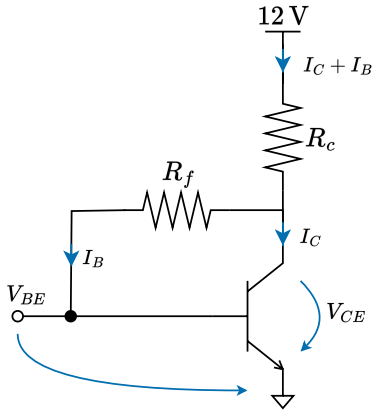


Fig. 2: Amplificador em regime DC.

As componentes contínuas definem o PFR, pelo que, para a presente análise, os condensadores de acoplamento,  $C_1$  e  $C_2$ , podem ser considerados circuitos abertos (uma vez que bloqueiam DC), sendo possível obter o esquema apresentado na Figura 2. A partir desta simplificação, formulam-se as equações relevantes através das Leis de Kirchhoff e da relação das correntes no transistor bipolar,  $I_B = I_C/\beta_0$ , isto é,

$$V_{CC} = (I_B + I_C)R_c + I_B R_f + V_{BE_{on}},$$

$$\therefore I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE_{on}}}{(1 + 1/\beta_0)R_c + R_f/\beta_0}.$$

A tensão coletor emissor é dada por:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_c I_C (1 + 1/\beta_0).$$

Para frequências médias e altas, os condensadores de acoplamento,  $C_1$  e  $C_2$ , comportam-se como um curto-circuito. O respetivo quadripolo amostra a tensão de saída e realiza uma diferença de correntes na entrada, configurando-se numa topologia **paralelo-paralelo**. Antecipa-se assim, a utilização da matriz de admitâncias para a caracterização dos diportos, na qual as tensões atuam como variáveis independentes. Segue-se o modelo incremental bem como os parâmetros  $yy$  do amplificador de transimpedância<sup>1</sup>:

Para a matriz  $A$ :

$$y_{11A} = \left. \frac{i_{1A}}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{1}{r_\pi}, \quad y_{12A} = \left. \frac{i_{1A}}{v_2} \right|_{v_1=0} = 0,$$

$$y_{21A} = \left. \frac{i_{2A}}{v_1} \right|_{v_2=0} = g_m, \quad y_{22A} = \left. \frac{i_{2A}}{v_2} \right|_{v_1=0} = \frac{1}{r_o \parallel R_c}.$$

Para a matriz  $\beta$ :

$$y_{11\beta} = \left. \frac{i_{1\beta}}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{1}{R_f}, \quad y_{12\beta} = \left. \frac{i_{1\beta}}{v_2} \right|_{v_1=0} = \frac{-1}{R_f},$$

$$y_{21\beta} = \left. \frac{i_{2\beta}}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{-1}{R_f}, \quad y_{22\beta} = \left. \frac{i_{2\beta}}{v_2} \right|_{v_1=0} = \frac{1}{R_f}.$$

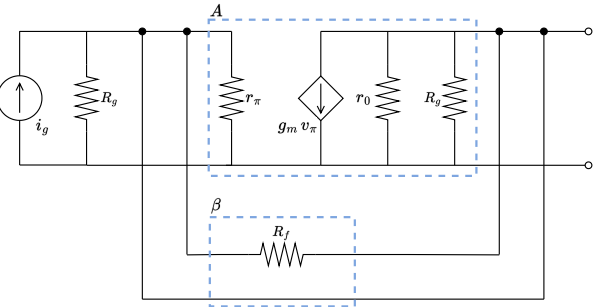
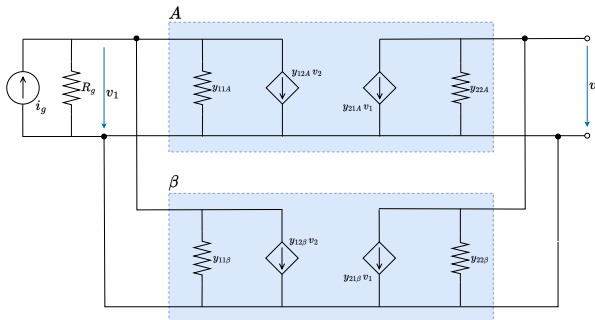
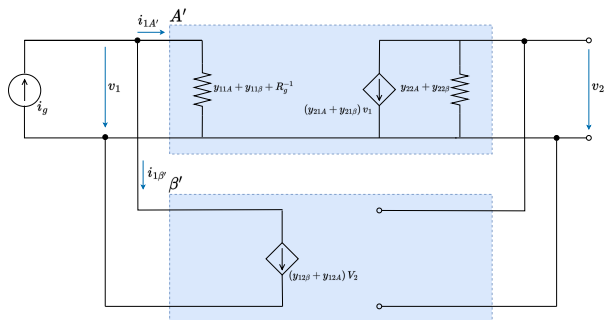


Fig. 3: Esquema incremental do amplificador.

Consequentemente podemos ajustar o esquema incremental, considerando os parâmetros  $yy$  de cada matriz e posteriormente reorganizando a sua disposição de modo a carregar  $A$  e pôr ambos os acessos unidireccionais:



(a) Esquema incremental de parâmetros  $yy$ .



(b) Esquema incremental unidirecional com  $A'$  carregado.

Fig. 4: Esquemas equivalentes com base na teoria da realimentação para circuitos.

<sup>1</sup>Como estamos perante um amplificador de transimpedância, utilizamos o Teorema de Norton para representar a fonte de sinal...

Por inspeção direta destas figuras, o ganho em malha aberta e a transcondutância são dados por:

$$A' = -\frac{y_{21A} + y_{21\beta}}{(y_{22A} + y_{22\beta})(y_{11A} + y_{11\beta} + R_s^{-1})}, \quad \beta' = \frac{i_{1\beta'}}{v_2} = y_{12\beta} + y_{12A}.$$

Subsequentemente, obtêm-se o ganho em malha fechada e o ganho de tensão, através de

$$A_f = \frac{v_2}{i_1} = \frac{A'}{1 + A'\beta'}, \quad G_v = \frac{v_2}{v_g} = \frac{v_2}{i_1} \frac{1}{R_g} = \frac{A_f}{R_g}.$$

A impedância de entrada (*input*) em malha aberta e a respetiva impedância de entrada com realimentação são dadas por:

$$Z_{iA'} = \frac{v_{1A'}}{i_{1A'}} = \frac{1}{y_{11A} + y_{11\beta} + R_g^{-1}}, \quad Z_{if} = \frac{Z_{iA'}}{1 + A'\beta'}.$$

Para o cálculo da impedância de entrada real é necessário descontar o efeito de  $R_g$ , isto é,

$$Z_i = \frac{1}{1/Z_{if} - 1/R_g}, \quad \text{já que, por definição, } Z_{if} = Z_i \parallel R_g.$$

Analogamente, a impedância de saída (*output*) em malha aberta e com realimentação são obtidas por inspeção da Figura 4b, impondo um curto-circuito em  $v_1$ :

$$Z_{oA'} = \frac{v_{2A'}}{i_{2A'}} = y_{22A} + y_{22\beta}, \quad Z_{of} = \frac{Z_{iA'}}{1 + A'\beta'}.$$

Como não existe carga, a impedância de saída é simplesmente a impedância em malha fechada, i.e.,  $Z_o = Z_{of}$ .

## B) Resultados da Simulação

Os resultados do PFR do circuito simulado foram obtidos através de uma análise DC com a diretiva `.op`, e podem ser consultados na tabela de resultados em anexo. A análise AC do circuito, `.ac dec 1k 1 1meg`, foi utilizada para deduzir a resposta do ganho em frequência, bem como as impedâncias de entrada e de saída do circuito, como se apresenta nas seguintes figuras<sup>2</sup>.

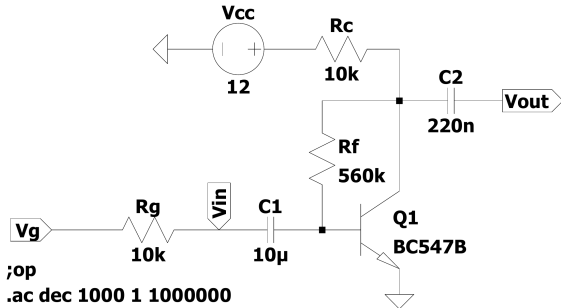


Fig. 5: Esquema elétrico do circuito e diretivas SPICE.

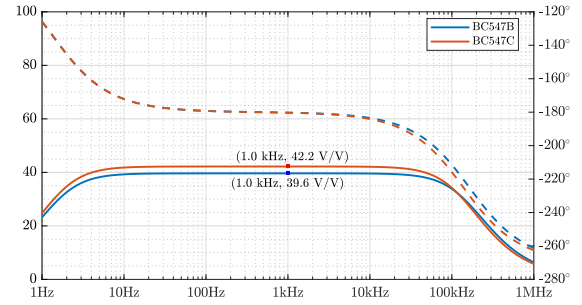
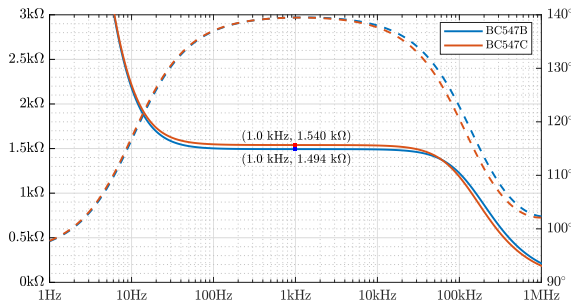
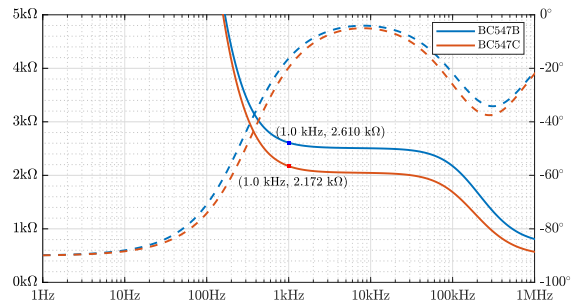


Fig. 6: Resposta em frequência do ganho do amplificador.



(a) Impedância de entrada ( $Z_i$ ) para os dois tipos de transistor.



(b) Impedância de saída ( $Z_o$ ) para os dois tipos de transistor.

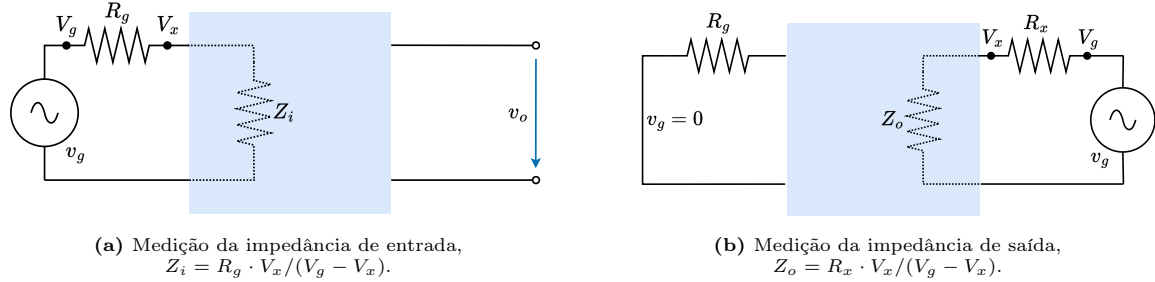
Fig. 7: Resposta em frequência das impedâncias de entrada e de saída do amplificador com realimentação.

A metodologia para obtenção do ganho consistiu simplesmente em representar  $G_v = v_o/v_g$ . Para simular  $Z_i$ , dividimos a tensão de entrada,  $v_i$ , pela corrente do ramo; para  $Z_o$ , conectámos uma fonte AC e uma resistência de 10 kΩ em série na saída e anulámos a entrada. Escolhemos apresentar os valores para  $f = 1$  kHz.

<sup>2</sup>Nos diagramas de Bode apresentados neste documento, a magnitude encontra-se a traço contínuo e a fase a traço descontínuo.

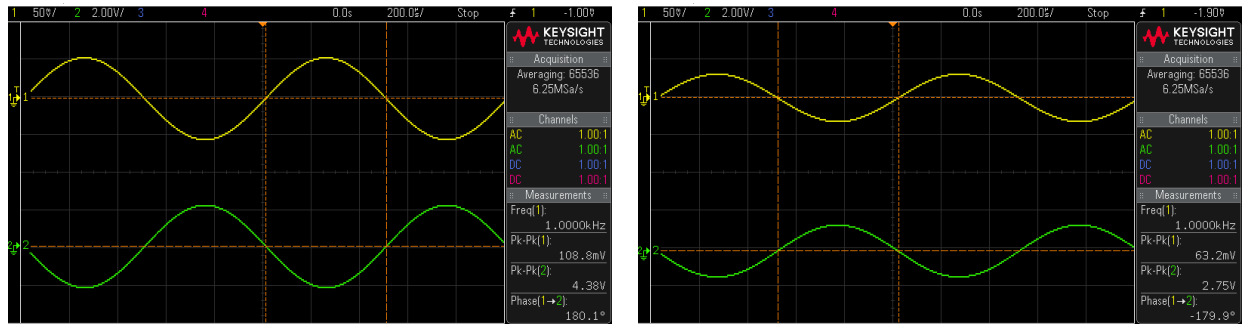
### C) Trabalho Experimental

Após efetuarmos a montagem experimental do circuito, obtivemos os valores do PFR através da média dos resultados obtidos nas medições com o multímetro. A estratégia para a dedução das impedâncias de entrada e de saída assemelha-se à explicitada na subsecção anterior (II-B), e pode ser visualizada através da Figura 8.



**Fig. 8:** Metodologia para obtenção das impedâncias de entrada e de saída.

Para calcular os ganhos fizemos uso do osciloscópio, com aquisição em modo de *averaging*, de forma a aproveitar um maior número de amostras. A Figura 9 permite visualizar  $v_g$  e  $v_o$  (channel 1 e 2) e, portanto,  $G_v = v_o/v_g$ .



**Fig. 9:** Representação temporal das tensões para obtenção do ganho, numa frequência na banda de funcionamento.

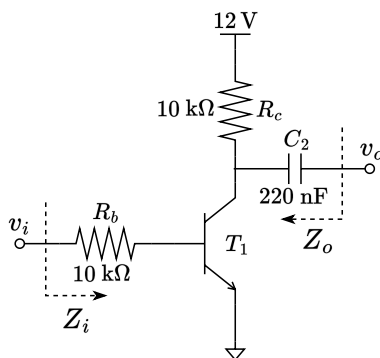
Todos os resultados referidos nesta secção podem ser encontrados na tabela de resultados anexada.

## III. Amplificador sem Realimentação

Nesta secção estudamos o amplificador sem realimentação, cujo esquema se encontra na Figura 10. A análise incide sobre a dedução do valor de tensão contínua  $V_{iDC}$  que impõe o mesmo PFR da Secção II, bem como sobre o ganho de tensão e as impedâncias de entrada e saída, considerando, novamente, os dois modelos de transistores: BC547B e BC547C. Por fim, apresentamos uma comparação entre esta montagem e a anterior.

### A) Análise Teórica

Analogamente à Secção II, as componentes contínuas definem o PFR. Consequentemente, para calcular  $V_{iDC}$ , consideramos que o condensador de acoplamento  $C_2$  atua como um circuito aberto.



**Fig. 10:** Amplificador sem realimentação.

Contrariamente ao circuito da secção anterior, cuja estabilização do ponto de funcionamento em repouso resulta da realimentação negativa devido à resistência  $R_f$  entre o coletor e a base, nesta configuração, o amplificador sem realimentação requer um desvio de tensão contínua para garantir o transistor na zona ativa.

A partir das Leis de Kirchhoff e admitindo os valores do PFR obtido na Secção II, formula-se a equação da malha interior do transistor em ordem a  $V_{iDC}$ :

$$V_{iDC} = R_b I_B + V_{BE_{on}},$$

onde  $I_B$  e  $V_{BE_{on}}$  são os parâmetros obtidos a partir da análise realizada em II-A.

O esquema incremental do circuito (Figura 10) para frequências médias e altas é representado na Figura 11 (note-se que o condensador  $C_2$  é substituído por um curto-circuito).

Por inspeção, o ganho de tensão é dado por:

$$G_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(R_g \parallel r_o)\beta_F}{R_b + r_\pi},$$

e as respetivas impedâncias de entrada e saída por:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = R_b + r_\pi, \quad Z_o = \frac{v_o}{i_o} \Big|_{v_i=0} = R_b \parallel r_o.$$

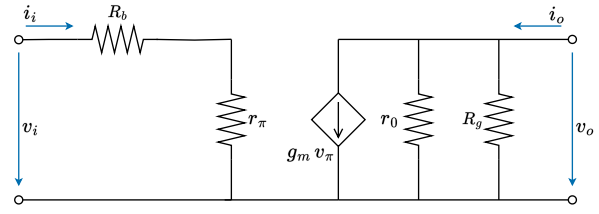


Fig. 11: Esquema incremental do amplificador.

## B) Resultados da Simulação

Com base no esquema apresentado na Figura 12 obtivemos os resultados apresentados nesta secção.

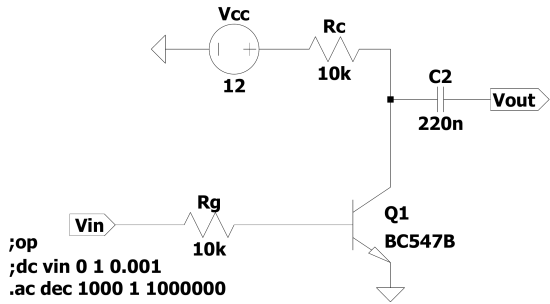


Fig. 12: Esquema elétrico do circuito e diretivas SPICE.

A simulação desta montagem exigiu uma análise adicional para determinar a tensão  $V_{iDC}$  que garante o mesmo PFR da configuração anterior. Utilizamos um varrimento DC na entrada e uma análise computacional (Figura 13), para obter um  $V_{iDC}$  que garantisse um  $V_{CE}$  idêntico ao apresentado anteriormente. O processo para calcular o ganho e as impedâncias de  $Z_i$  e  $Z_o$  manteve-se conforme descrito, notando-se apenas a necessidade de manter o *offset* encontrado para manter o transistor na ZAD.

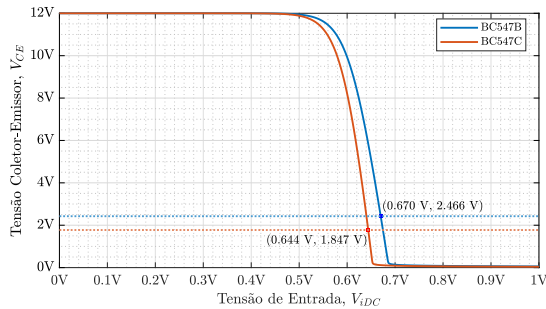


Fig. 13: Determinação da tensão de entrada DC ( $V_{iDC}$ ).

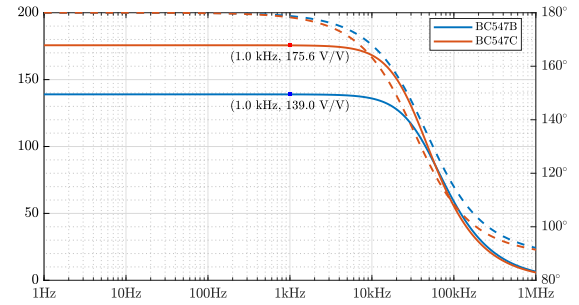
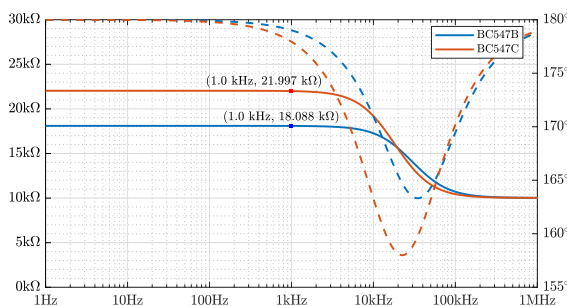
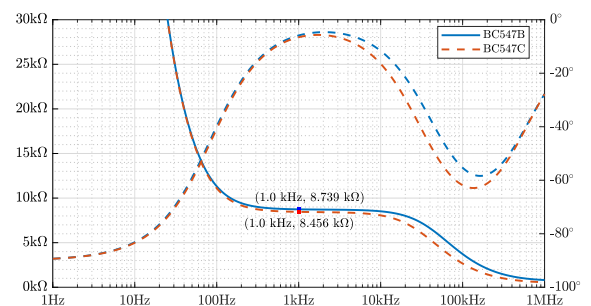


Fig. 14: Resposta em frequência do ganho do amplificador.



(a) Impedância de entrada ( $Z_i$ ) para os dois tipos de transistor.



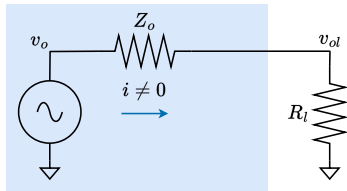
(b) Impedância de saída ( $Z_o$ ) para os dois tipos de transistor.

Fig. 15: Resposta em frequência das impedâncias de entrada e de saída do amplificador com realimentação.

## C) Trabalho Experimental

Os procedimentos adotados assemelham-se aos apresentados na Secção II-C, exceto o cálculo da impedância de saída, que exigiu um método alternativo. Esta mudança foi motivada pela necessidade de manutenção da tensão DC no lado da entrada do circuito que garantiu o PFR desejado (o mais próximo possível do PFR da montagem anterior). Em seguida, apresentamos sucintamente a metodologia empregue para o cálculo de  $Z_o$ .



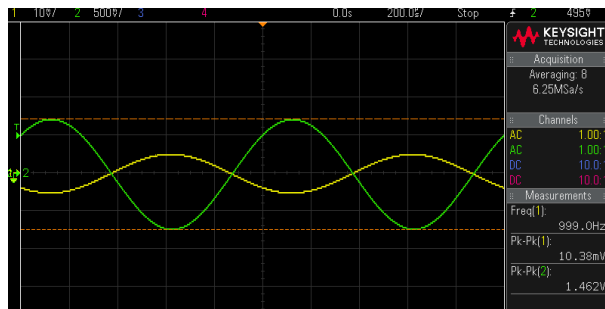


**Fig. 16:** Método para calcular  $Z_o$ .

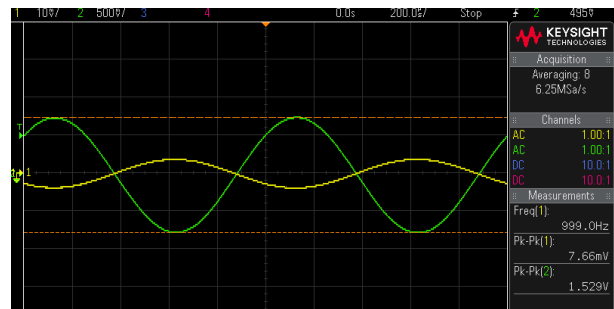
Para calcular a impedância de saída, é inicialmente medida a tensão sem carga ( $V_o$ ) e posteriormente com uma carga resistiva fixa ( $V_{ol}$ ). A impedância é então determinada por um divisor de tensão:

$$v_{ol} = v_o \cdot \frac{R_l}{R_l + Z_o} \Rightarrow Z_o = R_l \cdot \left( \frac{v_o}{v_{ol}} - 1 \right).$$

Na Figura 17 é possível visualizar os ganhos desta montagem através de  $v_g$  e  $v_o$  (channel 1 e 2) notando-se apenas a necessidade de diminuir consideravelmente as tensões de entrada AC para prevenir a saturação.



(a) Visualização do ganho para o transistor BC547B.



(b) Visualização do ganho para o transistor BC547C.

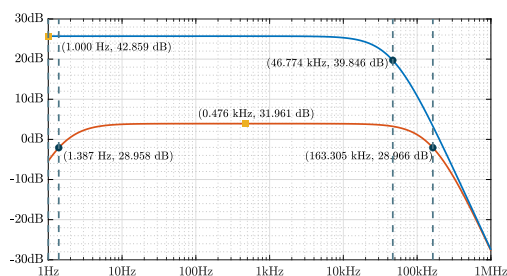
**Fig. 17:** Representação temporal das tensões para obtenção do ganho, numa frequência na banda de funcionamento.

Os valores do PFR, das impedâncias  $Z_i$  e  $Z_o$ , e do ganho — para os dois transístores — podem ser encontrados em anexo.

## D) Vantagens e Desvantagens

Nesta secção discutimos em concreto os pontos enunciados na introdução, i.e., o efeito prático da realimentação em sistemas eletrónicos. Primeiramente, o resultado mais óbvio de comentar é naturalmente o *ganho*: ao longo de todas as modalidades — teórica, simulação e experimental —, a primeira montagem demonstrou um ganho bastante menor que no caso *sem* realimentação. Isto é corroborado com os valores apresentados nas tabelas iniciais. Não obstante, repara-se imediatamente no efeito da *dessensibilização do ganho*, e.g., enquanto na simulação a diferença entre os ganhos para os dois modelos de transistor na montagem com retroação é de 2.6 V/V, para a montagem sem retroação verifica-se um desvio de 36.6 V/V; este resultado, consistente na análise teórica, simulação e trabalho experimental, reitera a robustez que a realimentação confere ao circuito, no sentido que verificamos diretamente que o ganho deixa de ser tão dependente dos parâmetros do transistor quando se introduziu a realimentação. De notar que só verificamos esta estabilização na montagem 1 devido ao elevado ganho de retorno.

Em ambiente laboratorial podemos observar que o circuito sem realimentação era mais suscetível a *ruído* interno gerado pelo próprio transistor (visualizado no osciloscópio) e que o decaimento do ganho se dava a frequências menores face ao circuito da Secção II, ou seja, efetivamente troca-se um ganho elevado e uma *largura de banda* reduzida na montagem 2, por um ganho menor mas mais estável/robusto e com uma largura de banda superior na montagem 1.



**Fig. 18:** Análise comparativa do módulo do ganho (em dB). O ganho da montagem sem realimentação está a azul, enquanto o ganho da configuração com realimentação é representado a laranja. Referente ao transístor BC547B.

De forma a complementar visualmente a comparação entre o amplificador com realimentação (Secção II) e sem realimentação (Secção III), apresentamos a comparação do módulo do ganho, em regime de simulação, destes circuitos para o transistor BC547B na Figura 18.

Esta análise deve iluminar o *trade-off* previamente mencionado de troca de ganho por outras qualidades desejadas, como é o caso da largura de banda, que infelizmente apenas conseguimos visualizar com detalhe nos resultados da simulação dos circuitos.

A única vantagem que o circuito da Secção III oferece face ao circuito da secção anterior<sup>3</sup>, é uma impedância de entrada superior. Isto poderá ser crítico, e uma desvantagem da montagem com realimentação na acoplação destes amplificadores a outro circuito que gere uma tensão de entrada, uma vez que desejamos manter a integridade do sinal de entrada do amplificador ao máximo. No entanto, nota-se que a impedância de saída é substancialmente inferior na primeira montagem face à segunda, uma característica que permite a transferência de potência a uma carga com perdas menores do sinal.

## IV. Estudo do Amplificador de Saída

Em seguida estudamos o amplificador de saída, constituído pelos transístores BC547B e BC557B, e o amplificador operacional (AmpOp)  $\mu A741$ , cujos valores típicos são apresentados nas tabelas seguintes.

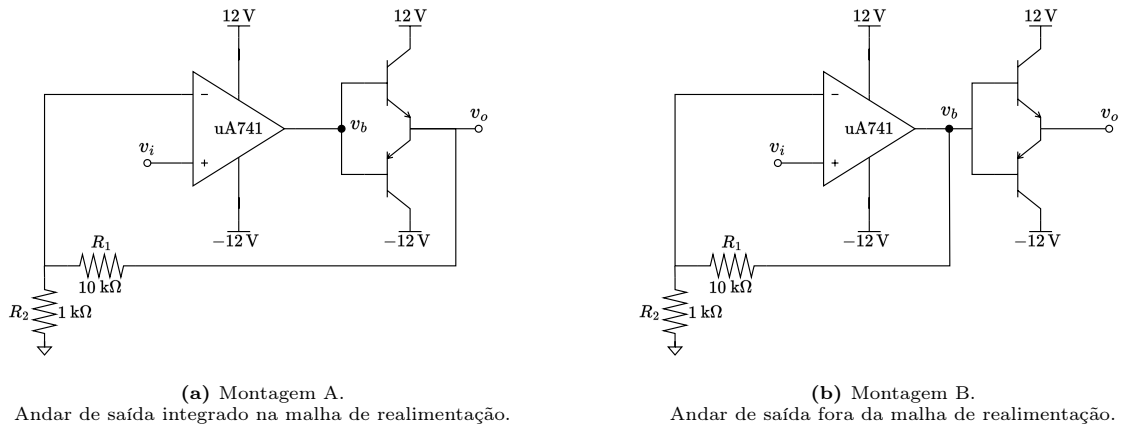
**Tab. 2:** Valores típicos dos transístores [3, 4].

	BC547B (NPN)	BC557B (PNP)
$\beta_0$	300	
$\beta_F$	330	
$V_{BE_{on}}$	630 mV	-630 mV
$V_{CE_{sat}}$	70 mV	-70 mV
$h_{oe}$	30 $\mu S$	
$V_T$	25 mV	

**Tab. 3:** Valores típicos do AmpOp [5].

	$\mu A741$
$A$	200k
$R_i$	2 M $\Omega$
$R_o$	75 $\Omega$
$V_{os}$	1 mV

Os circuitos A e B integram um AmpOp em montagem não inversora acoplado a um andar de saída de classe B. Tendo em conta que o ganho do amplificador é bastante elevado, e que a sua impedância de entrada é consideravelmente alta, juntamente com uma impedância de saída notavelmente baixa quando comparada com a impedância do andar subsequente, optamos por assumir um modelo de AmpOp ideal para ambas as configurações. Estas duas montagens encontram-se representadas na Figura 19.



**Fig. 19:** Amplificador de saída.

### A) Análise Teórica

Assumindo uma tensão constante  $V_i$  nula à entrada não inversora do AmpOp, alcançar-se-á uma tensão de saída  $V_b$  também nula, o que coloca ambos os transístores do andar de saída em corte. Deste modo, não se antecipam diferenças teóricas no PFR entre os circuitos A e B.

Os parâmetros do PFR esperados para ambas as configurações são:

$$V_{BE_{NPN}} = V_{BE_{PNP}} = 0, \quad V_{CE_{NPN}} = 12 \text{ V}, \quad V_{CE_{PNP}} = -12 \text{ V},$$

onde a tensão na entrada inversora do AmpOp e a tensão à saída do AmpOp verificam

$$V_- = V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o = 0, \quad V_b = 0.$$

<sup>3</sup>Devido à topologia da montagem com retroação, a sua impedância de entrada é reduzida.

Na análise incremental da **montagem A**, por inspeção do esquema equivalente<sup>4</sup> verifica-se que, na entrada, ocorre partilha de corrente (comparação de tensões) e amostra a tensão de saída configurando assim uma realimentação **série-paralelo**. Antecipa-se assim, a utilização da matriz híbrida  $H$ , na qual a tensão de saída e a corrente de entrada atuam como variáveis independentes. Segue-se o modelo incremental bem como os parâmetros  $hh$  do amplificador de tensão.

Para a matriz  $A$ :

$$\begin{aligned} h_{11A} &= \left. \frac{v_{1A}}{i_1} \right|_{v_2=0} = \frac{1}{r_\pi}, & h_{12A} &= \left. \frac{v_{1A}}{v_2} \right|_{i_1=0} = 0, \\ h_{21A} &= \left. \frac{i_{2A}}{i_1} \right|_{v_2=0} = -A \frac{Z_i}{Z_o}, & h_{22A} &= \left. \frac{i_{2A}}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{1}{Z_o}. \end{aligned}$$

Para a matriz  $\beta$ :

$$\begin{aligned} h_{11\beta} &= \left. \frac{v_{1\beta}}{i_1} \right|_{v_2=0} = R_2 \parallel R_1, & h_{12\beta} &= \left. \frac{v_{1\beta}}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \\ h_{21\beta} &= \left. \frac{i_{2\beta}}{i_1} \right|_{v_2=0} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2}, & h_{22\beta} &= \left. \frac{i_{2\beta}}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{1}{R_1 + R_2}. \end{aligned}$$

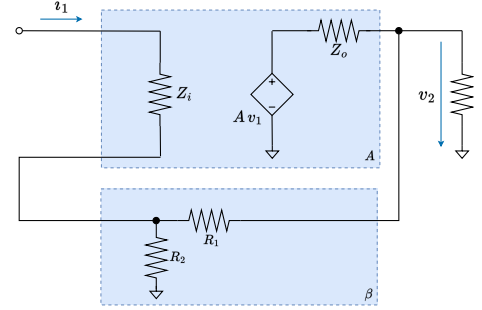


Fig. 20: Esquema incremental do circuito A.

O ganho em malha aberta, a transcondutância e o respetivo ganho de tensão são dados por<sup>5</sup>:

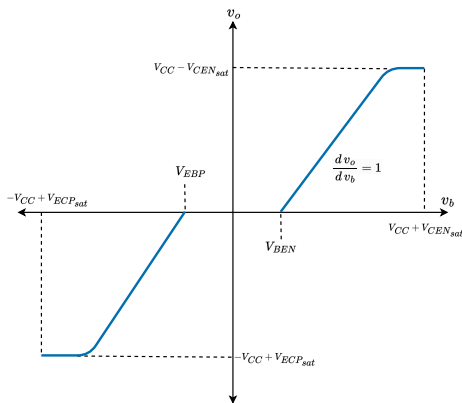
$$A' = -\frac{h_{21A} + h_{21\beta}}{(h_{11A} + y_{11\beta})(h_{22A} + y_{22\beta} + R_i^{-1})}, \quad \beta' = h_{12\beta} + h_{12A}, \quad G_v = A_f = \frac{A'}{1 + A'\beta'}.$$

Na **montagem B**, o andar de saída de classe B opera fora da malha de realimentação do amplificador operacional. Neste arranjo, o ganho total do circuito resulta da combinação do ganho da montagem inversora com o do andar de saída, que não é unitário devido à distorção de *crossover*, já que a realimentação que estabiliza o ganho não influencia diretamente este último. Com um ganho de  $G_{v1} = 11$  na configuração não inversora e um *offset* de 0.1 V em  $V_i$ , obtemos 1.1 V em  $V_b$ , ativando  $T_1$  na ZAD e colocando  $T_2$  em corte. Desta forma, podemos estimar o ganho do andar de saída e consequentemente o ganho total do circuito:

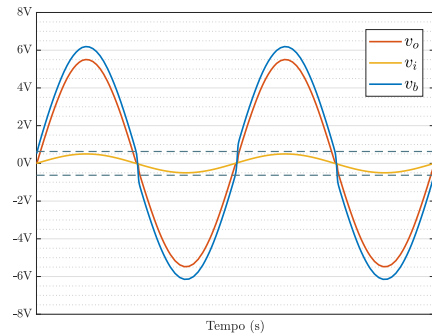
$$V_o = V_b - V_{BE_{NPN}}, \quad G_{v2} = V_o/V_b, \quad G_v = G_{v1} \cdot G_{v2}.$$

## B) Resposta a uma Sinusóide de 0.5V de Amplitude

Na **montagem A** o andar de saída faz parte da malha de realimentação, consequentemente  $v_o$  varia linearmente, mas  $v_b$  ajusta-se para minimizar a distorção esperada em  $v_o$ : O AmpOp provoca uma variação instantânea no valor de  $V_b$ , de  $V_{EBP_{on}}$  para  $V_{EBN_{on}}$  dando lugar a uma descontinuidade na característica de transferência do andar.



(a) Característica de transferência  $v_o/v_b$  para a montagem A.



(b) Resposta temporal da montagem A.

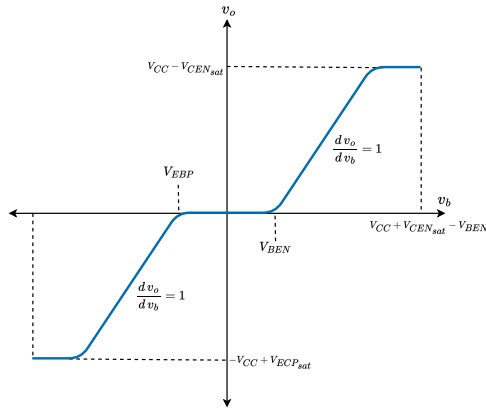
Fig. 21: Resposta do amplificador de saída com realimentação.

<sup>4</sup>Admitimos que o andar de saída possui ganho aproximadamente unitário e será omitido no respetivo esquema equivalente. Consequentemente, o ganho de tensão calculado é equivalente ao ganho da montagem não inversora, i.e.,  $G_v = 1 + R_1/R_2$ .

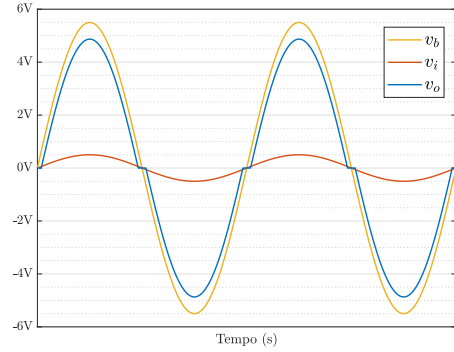
<sup>5</sup>Por brevidade, omitiu-se o esquema equivalente de parâmetros  $hh$ , a partir do qual se deduzem estes parâmetros.

Contudo, o AmpOp real possui taxa de inflexão finita, o que introduz um atraso na transição entre tensões resultando numa ligeira manifestação da *dead zone* na resposta temporal observada experimentalmente.

Na **montagem B**, o andar de saída opera fora da malha de realimentação, exibindo as características típicas de um amplificador classe B, incluindo a *dead zone* entre  $V_{EBP_{on}}$  e  $V_{EBN_{on}}$ , período no qual ambos os transístores estão ao corte.



(a) Característica de transferência  $v_o/v_b$  para a montagem B.

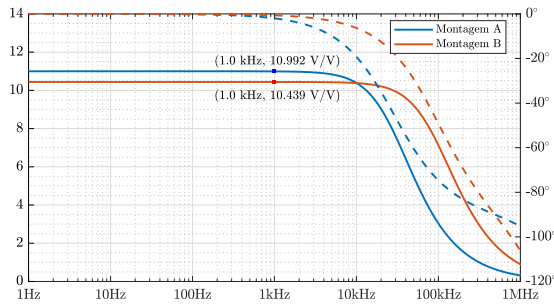


(b) Resposta temporal da montagem B.

**Fig. 22:** Resposta do amplificador de saída sem realimentação.

### C) Resultados da Simulação

Por brevidade, não apresentamos os esquemas LTspice® nesta secção. O PFR pode ser consultado em anexo.



**Fig. 23:** Resposta em frequência do ganho das montagens.

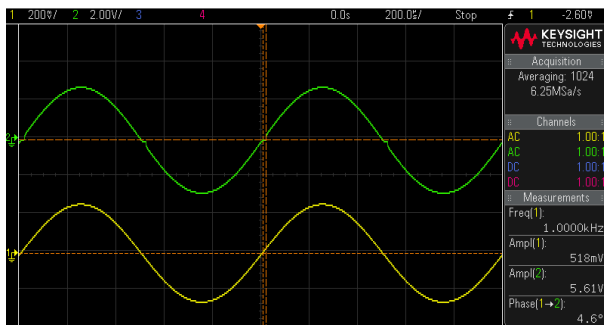
Para o PFR utilizamos a diretiva `.op`.

O estudo do ganho para a montagem A e B pode ser encontrado na figura adjacente. Para tal, fez-se uso de um varrimento em frequência com a diretiva SPICE `.ac dec 1000 1 1000000`.

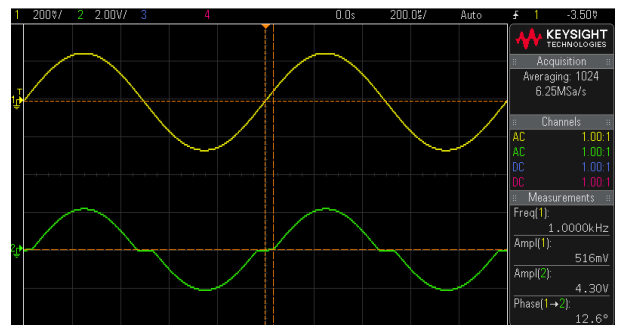
O *source code*, os circuitos das simulações, bem como os dados obtidos podem ser encontrados no [repositório seguinte](#).

### D) Trabalho Experimental

À semelhança do que foi feito nas secções anteriores, procedemos à medição do PFR, aplicando em  $v_i$  uma tensão nula e depois uma tensão aproximadamente constante de 0.1 V (como explicitado na tabela em anexo). Após estas medições, a determinação experimental do ganho foi realizada de forma direta através do osciloscópio para ambas as configurações. A visualização pode ser consultada na Figura 24.



(a) Visualização do ganho para a montagem A.



(b) Visualização do ganho para a montagem B.

**Fig. 24:** Representação temporal das tensão de entrada (amarelo),  $v_i$ , e de saída (verde),  $v_o$ , para as duas montagens.

## E) Comparação entre as Montagens A e B

A **montagem A** destaca-se pela inclusão do andar de saída na malha de realimentação negativa. Neste circuito, o ganho de malha fechada é influenciado primariamente pela rede de retroação, uma característica que minimiza a dependência das propriedades individuais dos componentes, incluindo as do próprio AmpOp e do andar de saída. Isto confere ao circuito uma maior estabilidade, pois o ganho total fica menos suscetível às variações dos componentes, assegurando uma performance consistente e previsível. Além disto, o andar de saída classe B opera com ganho quase unitário, garantindo que variações no seu ganho tenham um efeito marginal no ganho total do circuito com realimentação.

Outro benefício significativo é a redução da distorção de *crossover*. A elevada amplificação em malha aberta do AmpOp permite que ele responda rapidamente a alterações mínimas na tensão de entrada, com ajustes substanciais na tensão de saída. Consequentemente, quando os transístores se encontram na região de *crossover* (respetivamente na *dead zone*, ambos desligados), o amplificador operacional, trabalhando em malha aberta, pode rapidamente conduzir a saída para ligar o transistor apropriado. Esta resposta rápida minimiza essencialmente a região de *crossover*, mitigando a *dead zone*. Assim, a inclusão do andar de saída dentro da malha de realimentação permite corrigir não-linearidades, garantindo uma saída proporcional à entrada em qualquer ponto de funcionamento. Esta proporcionalidade é essencial para a fidelidade do sinal amplificado.

Na **montagem B**, a exclusão do andar de saída da malha de realimentação negativa do amplificador apresenta desafios significativos. Esta configuração pode resultar num impacto direto do ganho do andar de saída no ganho total do sistema, uma vez que as variações inerentes a este estágio não são corrigidas pela realimentação negativa. Esta falta de correção pode não só comprometer a estabilidade do circuito, tornando-o mais propenso a oscilações, mas também explicar as discrepâncias entre os ganhos teóricos, simulados e experimentais.

Além disto, a ausência do andar de saída na malha de realimentação torna o problema da distorção de *crossover* mais evidente. Na zona de transição entre a condução de um transistor para o outro, a região de *crossover*, ocorre uma interrupção durante a qual nenhum dos transístores conduz (*dead zone*). Este intervalo causa distorções acentuadas no sinal amplificado, como é observado nos dados experimentais. Sem a capacidade de correção proporcionada pela realimentação negativa, esta distorção permanece inalterada, afetando a fidelidade do sinal de saída do amplificador.

## V. Conclusões

O estudo empreendido neste documento elucidou a importância fundamental da realimentação negativa no desempenho de amplificadores. As análises teóricas e experimentais das configurações com e sem realimentação confirmaram a teoria de controlo: a retroação negativa desempenha um papel crucial na modelação da robustez de um sistema elétrico, i.e., em *dessensibilizar o ganho* às variações dos componentes, em *reduzir a distorção não linear e o ruído*, e em *otimizar as impedâncias de entrada e saída*, assim como *aumentar a largura de banda*.

No entanto, não devem ser desprezadas as limitações inerentes à aplicação desta técnica, nomeadamente:

1. O *trade-off* do ganho por outras qualidades desejadas, como a largura de banda e a estabilidade.
2. O aumento da complexidade do circuito que pode resultar em custos mais altos e/ou dificuldades no diagnóstico de problemas.
3. Impactos na impedância de entrada e saída do circuito, que podem ser benéficos ou prejudiciais dependendo da aplicação específica e da necessidade de *impedance matching*.
4. A possibilidade de oscilação se a malha de realimentação não for adequadamente projetada, especialmente a altas frequências.

Concluimos também que a escolha de uma topologia de amplificador com realimentação negativa é essencial para atingir um equilíbrio entre a fidelidade do sinal e a estabilidade do circuito, validando a aplicação prática dos princípios de controlo em sistemas eletrónicos.

## Referências

- [1] M. de Medeiros Silva, *Circuitos com Transistores Bipolares e MOS*, 6th ed. F. C. Gulbenkian, 2016.
- [2] A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic Circuits*, 7th ed. Oxford University Press, 2014.
- [3] *BC546 through BC550 NPN Silicon Transistors*, Micro Electronics, datasheet.
- [4] *BC556, A, B and BC557, 8, A, B, C PNP Silicon Transistors*, Boca Semiconductor Corp., datasheet.
- [5] *μA741 General Purpose Operational Amplifier*, Philips Semiconductors, datasheet.