

Resumo

Nesta atividade experimental, foi estudado um andar final de amplificação em classe B de simetria complementar, utilizando os transístores bipolares 2N3055 e MJ2955, tendo os resultados experimentais sido complementados com simulações em LTspice. Obtiveram-se experimentalmente o ganho de tensão $G_v = 0.853 \pm 0.001$ e o ganho de corrente $G_i = 42.5 \pm 0.5$, assim como a eficiência $\eta = (73.0 \pm 4.5)\%$. Adicionalmente, foram determinadas as impedâncias de entrada e saída, $Z_i = (1.10 \pm 0.01) \text{ k}\Omega$ e $Z_o = (2.5 \pm 0.3) \Omega$, respetivamente. As simulações em LTspice permitiram obter um limite superior da banda passante de $f_c \approx 12.5 \text{ kHz}$ para o ganho de corrente do andar.

1 Introdução [1–3]

O andar de saída de um circuito ou sistema eletrónico destina-se a facilitar a ligação à carga, pelo que deve possuir uma baixa impedância de saída para evitar a perda de ganho. Além disso, deve possuir a capacidade de processar sinais de amplitude elevada, uma vez que se situa normalmente no final de uma cadeia de amplificação. Por outro lado, deve apresentar boa linearidade, com baixa distorção harmónica total, e elevada eficiência. No funcionamento em classe A, os transístores conduzem durante todo o período do sinal. Porém, o seu rendimento possui um valor máximo de $\eta \approx 25\%$, em teoria. Em classe B, os transístores conduzem alternadamente em meio período - numa montagem comumente designada por *push-pull*. Tal como representado na Fig. 1, esta possui um transístor bipolar NPN e um transístor PNP. Na zona ativa direta, a corrente no coletor destes transístores é dada por $i_C = \beta_F i_B$ (1), sendo β_F o ganho de corrente de emissor comum. Se $|v_i|$ for inferior a $V_{BE(on)}$, nenhum dos transístores conduz, dando origem à distorção de cruzamento observável na Fig. 2.

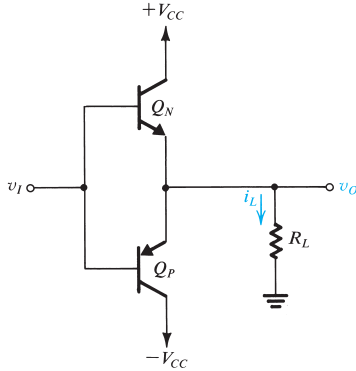


Figura 1: Andar final de amplificação em classe B [2].

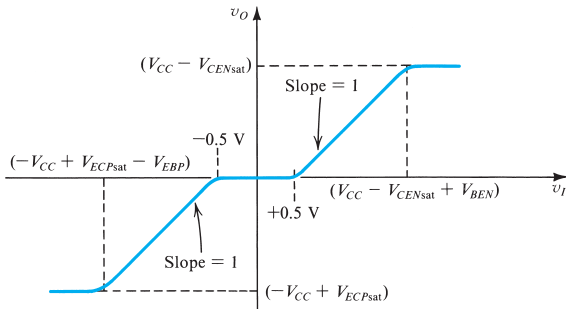


Figura 2: Função de transferência esperada do circuito [2].

Quando v_i é positivo e suficientemente elevado, o transístor Q_N entra na zona ativa direta, sendo que o transístor Q_P conduz quando $v_i < -V_{BE(on)} \approx -0.7 \text{ V}$ (estando esta tensão

representada na Fig. 2 como -0.5 V). Em ambos os casos, a característica $v_o(v_i)$ é linear e possui declive unitário, de acordo com a relação em (2). A tensão v_o atinge os seus valores máximo e mínimo quando Q_N e Q_P (respetivamente) entram na zona de saturação.

$$v_o = v_i - v_{BE} \quad (2)$$

Utilizando a Lei dos Nós e recorrendo à expressão aproximada da equação do modelo de Ebers-Moll para as correntes i_E dos transístores, chega-se ao ganho de tensão em (3), na qual $\eta \approx 2$ para transístores de silício, $V_T \approx 26 \text{ mV}$ à temperatura ambiente e I_{ES} corresponde à corrente de saturação inversa. Por outro lado, tendo em conta que $i_E = (\beta_F + 1)i_B$, facilmente se obtém o ganho de corrente indicado em (4).

$$G_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = \left(1 + \frac{\eta V_T}{\sqrt{1 + \left(\frac{v_o}{2R_L I_{ES}} \right)^2}} \right)^{-1} \quad (3)$$

$$G_i = \frac{\Delta i_o}{\Delta i_i} = \beta_F + 1 \quad (4)$$

Através das relações anteriores, obtêm-se as expressões para as impedâncias de entrada e saída - indicadas em (5) e (6), respetivamente - sendo R_i uma resistência colocada na entrada do andar:

$$Z_i = \frac{\Delta v_i}{\Delta i_i} = \frac{R_L G_i}{G_v} \quad (5)$$

$$Z_o = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o} = \frac{R_i}{G_i} \quad (6)$$

A potência total fornecida pelas fontes, dada por

$$P_{VCC+} + P_{VCC-} = VCC_+ \langle i_{VCC+} \rangle + VCC_- \langle i_{VCC-} \rangle \quad (7)$$

pode ser determinada tendo em conta que a corrente fornecida por cada uma corresponde a uma meia-onda sinusoidal de amplitude V_{om}/R_L , obtendo-se assim a expressão em (8).

$$P_{fontes} = \frac{1}{\pi} \cdot VCC_+ \cdot \frac{V_{om}}{R_L} + \frac{1}{\pi} \cdot VCC_- \cdot \frac{V_{om}}{R_L} \quad (8)$$

Por sua vez, desprezando a distorção de cruzamento, a potência fornecida à carga é dada por (9), a partir da qual se calcula a eficiência com (10), que possui um valor máximo (com $V_{om} = V_{CC}$) de $\pi/4 \approx 78.5\%$.

$$P_L = \frac{V_{om}^2}{2R_L} \quad (9)$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{fontes}} \quad (10)$$

Finalmente, a potência dissipada nos transistores, dada por $P_D = P_{Q_N} + P_{Q_P} = P_{fontes} - P_L$, pode ser calculada por (11) considerando que os transistores dissipam a mesma potência, em meios-períodos alternados.

$$P_{Q_N/Q_P} = \langle v_{CE} i_C \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} \frac{V_{om}}{R_L} VCC_{+/-} - \frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L} \right) \quad (11)$$

2 Trabalho experimental

Neste procedimento laboratorial, foi utilizada a montagem indicada na Fig. 3, tendo sido utilizados os modelos 2N3055 e MJ2955 [4] de transistores bipolares NPN e PNP, respectivamente. De forma a determinar facilmente a corrente de entrada i_i com a Lei de Ohm, foi utilizada a resistência R_2 (de valor próximo à resistência interna do gerador de funções, $R_g = 50 \Omega$), tendo os valores das resistências no circuito sido mantidos constantes ao longo de todo o procedimento.

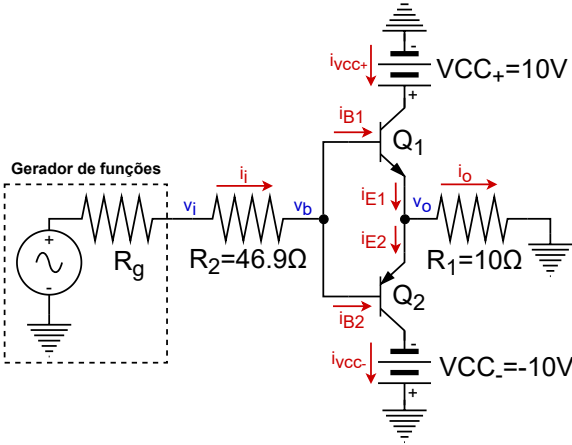


Figura 3: Circuito implementado no laboratório.

Um circuito análogo foi simulado em LTspice, de forma a comparar os respectivos resultados com os valores experimentais, estando esta implementação representada na Fig. 4. Para este propósito, foi utilizado o modelo 2N3055 instalado por *default* no *software*, tendo-se recorrido ao código em [5] para o modelo MJ2955.

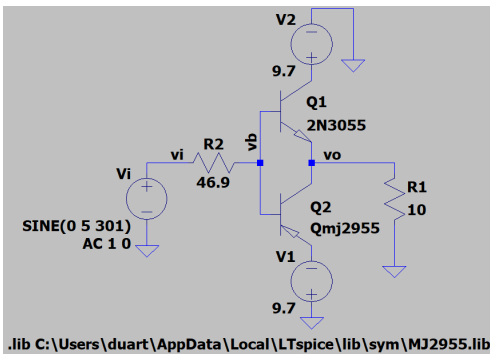


Figura 4: Circuito implementado em LTspice.

Inicialmente, manteve-se o gerador de funções desligado, tendo-se assim $v_i = 0$ V. Nestas circunstâncias, foi registrada uma tensão desprezável $v_b = (-64 \pm 1)$ mV, tendo em conta a queda de tensão em R_2 , o que corresponde a uma corrente residual na base dos transistores. Por outro lado, registou-se $v_o = 0$ V. Desta forma, verifica-se que ambos os transistores estão em corte, visto que $v_{BE_n/EB_p} < V_{BE_n/EB_p(on)}$. É desta condição que resulta a distorção de cruzamento que caracteriza

o andar em classe B. Por outro lado, significa também que não é dissipada potência quando $v_i = 0$ V.

2.1 Caraterísticas de tensão e corrente

Em seguida, foi aplicada uma tensão alternada sinusoidal de frequência $f = (301 \pm 1)$ Hz, tendo-se também registado os valores $VCC_+ = (9.7 \pm 0.1)$ V e $VCC_- = (-9.7 \pm 0.1)$ V, utilizados consequentemente em simulação e em cálculos teóricos. Utilizando um multímetro para registar o valor de v_i , variou-se esta amplitude em saltos de aproximadamente 0.5 V, tendo-se registado as quedas de tensão em R_2 e R_1 (ou seja, v_o), que permitem determinar as respetivas correntes pela Lei de Ohm. A amplitude foi variada até se observar a saturação parcial do sinal de saída no osciloscópio, obtendo-se assim o valor máximo da tensão de saída, $v_{o(max)}$. Recorrendo às caraterísticas $v_o(v_i)$ e $i_o(i_i)$, foram respetivamente determinados os ganhos de tensão (G_v) e corrente (G_i), através dos ajustes lineares representados na Fig. 5.

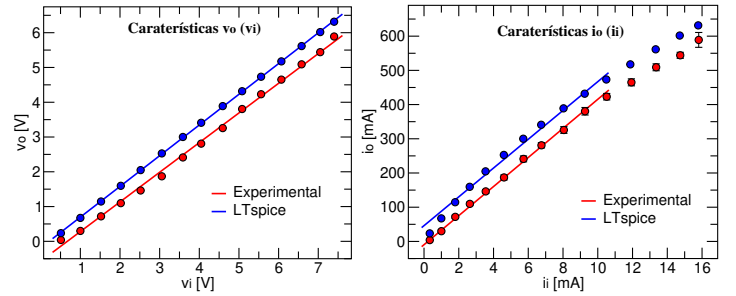


Figura 5: Caraterísticas de tensão e corrente do andar em classe B.

Relativamente à variação da tensão, foi obtida uma relação distintamente linear, tal como previsto pela equação (2). Por outro lado, de acordo com os resultados presentes na Tab. 1, foi obtido um ganho de tensão relativamente próximo da unidade, tendo o valor experimental diferido em -3.4% face ao valor obtido em simulação. Na realidade, o ganho de tensão deste tipo de andares finais de amplificação é sempre inferior a 1, tal como previsto pela equação (3) - sendo que a relação em (2) considera um modelo simplificado. Além disso, no circuito em causa, existe uma queda de tensão adicional em R_2 . Relativamente à ordenada na origem (b) dos ajustes lineares, obtiveram-se valores negativos, como esperado. Se fosse assumido um ganho linear e um modelo simplista, o módulo deste valor corresponderia a $V_{BE(on)}$, tendo os resultados obtidos a mesma ordem de grandeza de valores comuns deste parâmetro.

Quanto à caraterística $i_o(i_i)$, não foi encontrada uma relação perfeitamente linear, como previsto por (1), sobretudo para valores superiores de corrente. Porém, foi obtida uma relação experimental análoga à relação observada em LTspice, o qual considera modelos mais complexos para os transistores. Descartando os quatro pontos finais em cada curva, foram obtidos os resultados da Tab. 1, com ordenadas na origem desprezáveis da ordem de 10^{-2} A. Por outro lado, o valor experimental de G_i difere em apenas 0.97% face ao respetivo valor da simulação. Considerando o ganho de corrente dos transistores $\beta_F \in [20, 70]$ (de acordo com a informação em [4]) os resultados encontram-se dentro do previsto pela equação (4). Existe, contudo, uma considerável discrepância face ao ganho de corrente obtido para o andar em classe A, respetivo à atividade laboratorial anterior [6]. Porém, este aspeto poder-se-á justificar pela variação considerável do ganho de corrente dos transistores com as respetivas correntes no coletor, tal como indicado nos gráficos em [4]. Tendo utilizado diferentes configurações e diferentes valores de tensão nas fontes (VCC_+ e VCC_-), estas variações são esperadas.

Finalmente, a previsão teórica para o valor máximo da tensão de saída corresponde a $VCC - V_{CE(sat)}$, como indicado na Fig.

2. Tendo em conta a tensão na fonte e $V_{CE(sat)} \in [1.1, 5.0]V$ descrito em [4], obteve-se um valor experimental dentro do intervalo esperado, tal como indicado na Tab. 1 (tendo-se convertido a tensão RMS lida no multímetro de forma a obter o valor experimental aqui indicado).

Caraterística $v_o(v_i)$			
Experimental		Simulação	
G_v	$b[V]$	G_v	$b[V]$
0.853 ± 0.001	-0.573 ± 0.001	0.883 ± 0.001	-0.188 ± 0.001

Caraterística $i_o(i_i)$			
Experimental		Simulação	
G_i	$b[mA]$	G_i	$b[mA]$
42.5 ± 0.5	-9 ± 1	42.09 ± 0.03	-46.1 ± 0.2

$v_o(max)[V]$	
Experimental	Teórico
8.330 ± 0.001	$\in [6.7, 8.6]$

Tabela 1: Ganho de tensão, ganho de corrente e valor máximo da tensão de saída.

2.2 Potências e eficiência

Tendo determinado anteriormente o valor máximo da tensão de saída, foi mantida a amplitude da tensão de entrada de forma a obter $v_o = v_{o(max)}$. Nestas condições, tendo-se registado as tensões e correntes nas fontes, assim como a tensão na saída, foram obtidos os resultados da Tab. 2. Para isto, recorreu-se às equações (7)-(11), tendo em conta as conversões adequadas entre valores de tensão eficaz e efetiva. Devido ao baixo valor da componente DC da tensão de saída, correspondente a $V_o = (-2 \pm 1) mV$, este foi desconsiderado na aplicação destas fórmulas, considerando-se apenas as medidas em AC obtidas com o multímetro.

Tendo em conta os valores apresentados em seguida, verifica-se uma congruência considerável entre resultados experimentais e de simulação. A diferença mais significativa ocorre a nível das potências fornecidas pelas fontes, havendo uma distribuição menos equitativa nos resultados de simulação entre as duas. Este facto está de acordo com resultados anteriores obtidos por simulação, na medida em que se observaram assimetrias nas ondas, com valores absolutos de tensão e corrente superiores quando o transistor Q_1 conduz. Porém, este facto dever-se-á a pormenores dissemelhantes considerados nos modelos dos transístores no LTspice.

Tendo em conta a equação 8, a potência fornecida pelas fontes possui um valor teórico de $P_{fontes(teo)} = (5.2 \pm 0.1) W$, havendo assim um erro experimental de -2% . A potência dissipada em Q_1 é ligeiramente superior à potência dissipada em Q_2 , o que resulta da pequena assimetria na tensão das fontes - tendo sido $VCC_+ = (9.6 \pm 0.1) V$ e $VCC_- = (-9.5 \pm 0.1) V$ registados - e de ligeiras distinções entre o funcionamento e parâmetros dos transístores Q_1 e Q_2 . Por outro lado, em ambos os resultados se obtiveram rendimentos muito próximos do respetivo máximo teórico ($\eta_{max} = 78.5\%$), o qual considera $V_{om} = VCC$, sendo consequentemente inatingível em circuitos reais.

Parâmetro	Experimental	Simulação
$v_o(RMS)[V]$	6.08 ± 0.01	6.32
$P_{VCC_+}[W]$	3.1 ± 0.1	4.4
$P_{VCC_-}[W]$	2.0 ± 0.1	0.8
$P_{fontes}[W]$	5.1 ± 0.2	5.2
$P_{R_1}[W]$	3.70 ± 0.05	3.99
$P_{Q_1}[W]$	0.78 ± 0.04	0.74
$P_{Q_2}[W]$	0.75 ± 0.04	0.71
$\eta(\%)$	73.0 ± 4.5	77.3

Tabela 2: Resultados relativos às potências e rendimento.

Relativamente ao andar final de amplificação em classe A estudado no procedimento laboratorial anterior, verificou-se um aumento na eficiência de 57.4 pontos percentuais, havendo uma maior percentagem de potência fornecida à carga, e menor percentagem a ser dissipada nos transístores. De facto, devido ao seu baixo rendimento, o andar em classe A é raramente utilizado em aplicações de elevada potência, pelo que se recorre aos andares de saída nos quais um dos transístores conduz nas alternâncias positivas da tensão de saída, e outro nas alternâncias negativas - reduzindo-se assim a potência dissipada em cada um.

2.3 Impedâncias de entrada e saída

Tendo-se ajustado a amplitude da tensão no gerador para obter aproximadamente $v_o = v_{o(max)}/3$ e registado $v_o = (1.978 \pm 0.001) V$, a impedância de entrada do circuito foi diretamente determinada por (12).

$$Z_i = \frac{\Delta v_i}{\Delta i_i} = \frac{\Delta v_i}{\Delta v_{R_2}/R_2} \quad (12)$$

Por outro lado, a impedância de saída foi calculada de forma análoga ao procedimento laboratorial anterior, selecionando-se dois valores distintos para a carga - neste caso, $R_{11} = (9.4 \pm 0.1) \Omega$ e $R_{12} = (12.1 \pm 0.1) \Omega$ - e aplicando a fórmula apresentada em (13).

$$Z_o = \left| \frac{\frac{\Delta v_{o2} - \Delta v_{o1}}{\frac{\Delta v_{o1}}{R_{11}} - \frac{\Delta v_{o2}}{R_{12}}}} \right| \quad (13)$$

Assim, obtiveram-se os resultados dispostos na Tab. 3, onde também se encontram os valores teóricos previstos pelas equações (5) e (6) - tendo-se utilizado os valores experimentais de G_i e G_v para a sua determinação.

Experimental		Teórico	
$Z_i[k\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$Z_i[k\Omega]$	$Z_o[\Omega]$
1.10 ± 0.01	2.5 ± 0.3	0.50 ± 0.01	2.28 ± 0.03

Tabela 3: Determinação das impedâncias de entrada e saída.

Por um lado, verifica-se que se obtêm baixos valores para a impedância de saída (na ordem de grandeza de 1Ω), o que permite evitar quedas de tensão consideráveis ao se conectar uma impedância de carga a este andar final de amplificação. Na atividade laboratorial anterior, havia-se obtido um valor analogamente baixo - em específico, 12% inferior ao valor agora obtido experimentalmente. Por outro lado, obteve-se um valor elevado para a impedância de entrada, na ordem de grandeza de $10^3 \Omega$ - algo benéfico para evitar a perda de potência de andares anteriores. Neste caso, verifica-se uma maior variação face ao valor obtido pela classe A, sendo este 68% superior à impedância de entrada para a classe B - resultante do maior valor de G_v e menor valor de G_i obtidos nesta atividade experimental.

Relativamente a Z_i , verificou-se uma discrepância mais significativa entre os resultados experimental e teórico, sendo o primeiro cerca de o dobro do valor previsto teoricamente - embora estes possuam a mesma ordem de grandeza. Parte desta variação deriva da utilização de R_2 no circuito, que é incluído no valor experimental da impedância. Porém, esta resistência não altera significativamente o resultado. Esta disparidade poderá também ser resultado da variação do ganho de corrente G_i com a tensão de entrada. Como se verifica na caraterística $i_o(i_i)$ da Fig. 5, o declive da curva que une os pontos diminui à medida que aumenta i_i . Nesta parte da atividade experimental, selecionou-se $v_o = v_{o(max)}/3$, correspondendo a valores inferiores de i_i e, consequentemente, a valores superiores de G_i . Desta forma, obtém-se uma maior impedância de entrada experimental. Por outro lado, utilizando um v_o inferior, o ganho G_v torna-se ligeiramente menor, tendo em conta a relação em (3).

Finalmente, esta discrepância poderá também ser resultado de impedâncias parasíticas no circuito ou da influência do gerador de funções, para além de se tratarem de valores bastante pequenos de tensão e corrente - logo, pequenas alterações podem alterar significativamente o resultado final.

2.4 Variação do ganho de corrente com a frequência

Finalmente, tendo-se mantido $v_o = v_{o(max)}/3$, variou-se a frequência no gerador de funções, entre aproximadamente 300 Hz e 300 kHz. Para cada valor de frequência, foram registadas as quedas de tensão nas duas resistências, de forma a determinar as respetivas correntes pela Lei de Ohm e determinar o ganho de corrente $G_i = \Delta i_o / \Delta i_i$ em função da frequência. Tendo-se obtido resultados dúbios para baixas frequências, foi feita uma análise semelhante no LTspice, de forma a ter um método de comparação com os valores experimentais. Desta forma, foram obtidos os resultados dispostos na Tab. 4, assim como o gráfico da Fig. 6, elaborado em MATLAB.

f	Experimental			Simulação		
	$\Delta i_i (\pm 0.04)$	$\Delta i_o (\pm 4)$	$G_i (\pm 0.2)$	Δi_i	Δi_o	G_i
0.301	6.59	296	33.1	6.86	374	34.7
1.015	5.37	318	35.4	6.88	373	34.69
5.038	3.88	327	38.5	7.28	373	34.20
10.462	3.45	334	39.7	8.66	373	32.68
25.05	3.13	340	40.7	15.41	369	27.57
50.03	3.37	340	40.1	25.88	374	22.74
99.89	4.58	340	37.4	40.51	315	17.82
198.5	7.78	340	32.8	57.50	245	12.59
300.65	10.11	340	30.5	67.50	195	9.20

Tabela 4: Valores das correntes de entrada e saída Δi_i e Δi_o (em mA) e ganho de corrente G_i (em dB) em função da frequência f (em kHz).

Os valores obtidos por simulação resultam numa curva característica de andares de amplificação, mantendo-se o ganho aproximadamente constante para baixas frequências, após as quais diminui (em cerca de 20dB/dec) devido à existência de um pólo dominante no circuito. Considerando o ganho obtido em $f = 301\text{ Hz}$, o limite superior da banda passante a -3 dB corresponde a aproximadamente $f_c \approx 12.5\text{ kHz}$. Este valor encontra-se bastante próximo da frequência de corte $f_{c(teo)} = 10\text{ kHz}$ indicada em [4] para cada um dos transístores. Por outro lado, os resultados experimentais levaram a valores inesperados para baixas frequências, os quais poderão resultar da existência de pólos e zeros adicionais no circuito. Mesmo assim, considerando o valor máximo de G_i , o limite superior da banda passante ocorre em $f_c \approx 90.5\text{ kHz}$, bastante próximo do valor 87 kHz indicado para o andar final de amplificação em classe A, da atividade laboratorial anterior.

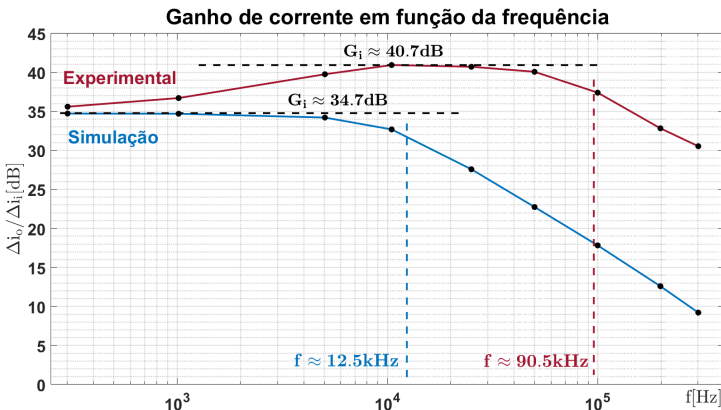


Figura 6: Representação gráfica da variação do ganho de corrente com a frequência para resultados experimentais e obtidos por simulação.

3 Conclusão

Com este procedimento experimental, prosseguiu-se o estudo de andares de saída, tendo-se abordado o andar final de amplificação em classe B. Para este propósito, os resultados experimentais foram comparados com as respetivas previsões teóricas e com valores obtidos por simulação em LTspice.

Tendo começado por manter v_i a zero, foi confirmado que ambos os transístores estão em corte - o que origina a distorção de cruzamento característica destes circuitos. Desta forma, não é dissipada potência. De seguida, tendo-se selecionado uma frequência de 301 Hz no gerador de funções, a amplitude da onda foi alterada de forma a obter as características $v_o(v_i)$ e $i_o(i_i)$, sendo que houve uma correspondência bastante satisfatória entre os resultados experimentais e obtidos por simulação. Como esperado, obteve-se um ganho de tensão ligeiramente abaixo de 1, estando o ganho de corrente de acordo com o valor esperado $\beta_F + 1$, tendo em conta o intervalo admitido para o parâmetro β_F . Contudo, foi obtido um ganho de corrente bastante inferior ao ganho do andar de classe A, possivelmente devido às variações que o parâmetro mencionado pode admitir.

Posteriormente, uma análise das potências envolvidas no circuito levou a um valor experimental de eficiência $\eta = (73.0 \pm 4.5)\%$, próximo do valor máximo de 78.5% para um andar em classe B. Relativamente às impedâncias de entrada e saída, verificou-se alguma discrepância entre os valores experimental e teórico de Z_i . Embora ambos possuam a ordem de grandeza $1k\Omega$, esta disparidade poderia eventualmente ser testada utilizando o osciloscópio para medir a queda de tensão em R_2 - que, possuindo um valor baixo, facilmente leva a alterações indesejadas em Z_i . Por outro lado, obteve-se uma correspondência considerável relativamente aos valores da impedância de saída. Por fim, a variação do ganho de corrente com a frequência apontou a existência de zeros e pólos adicionais no circuito, colocando em causa a determinação do limite superior da banda passante. Porém, os resultados obtidos em LTspice permitiram obter um limite superior da banda passante de $f_c \approx 12.5\text{ kHz}$, que difere em apenas 25% face ao valor da frequência de corte indicado na ficha técnica dos transístores.

Referências

- [1] Manuel de Medeiros Silva. *Circuitos com Transístores Bipolares e MOS*. 6ª ed. Fundação Calouste Gulbenkian, 2016.
- [2] Kenneth C. Smith Adel S. Sedra. *Microelectronic Circuits*. 7ª ed. Oxford University Press, 2015.
- [3] José Luís Maia Figueirinhas (DF). *Amplificadores e andares de saída (aulas teóricas)*. Complementos de Eletrónica (Instituto Superior Técnico). 2023.
- [4] LLC Semiconductor Components Industries. *2N3055(NPN), MJ2955(PNP)*. Rev. 6.
- [5] Mouser Electronics. *MJ2955. Bipolar Transistors - BJT 15A 60V 115W PNP*.
- [6] José Luís Maia Figueirinhas (DF). *Estudo de um andar final de amplificação em classe A com transístores bipolares 2n3055*. Complementos de Eletrónica (Instituto Superior Técnico) - protocolos experimentais. 2023.