

Resumo

Nesta atividade experimental, é montado um circuito de um andar final de amplificação em classe A com transístores bipolares 2N3055. Ao analisar o ponto de funcionamento em repouso, foi realçada a influência dos transístores na dissipação de potência. Por outro lado, obteve-se um ganho de tensão de $G_v = 0.824 \pm 0.001$ para uma frequência de 300 Hz, e um valor máximo de tensão de saída concordável com o limite esperado, no qual o transistor satura. Para esta tensão, obteve-se um rendimento de $\eta = (15.6 \pm 0.6) \%$. Por outro lado, foram obtidos os valores $Z_i = (1.85 \pm 0.08) \text{ k}\Omega$ e $Z_o = (2.2 \pm 0.2) \Omega$ para as impedâncias de entrada e saída, respetivamente. Uma análise da variação do ganho de corrente com a frequência permitiu chegar a um limite superior da banda passante de $f \approx 87 \text{ kHz}$.

1 Introdução [1, 2]

1.1 Transistor de Junção Bipolar NPN [3]

O transistor é o dispositivo semicondutor mais utilizado, tanto em circuitos analógicos - sobretudo em amplificadores de tensão ou corrente - como em circuitos digitais - como interruptores. O transistor de junção bipolar (BJT) é constituído por três regiões de material semicondutor - coletor (C), base (B) e emissor (E) -, a cada uma das quais se liga um contacto. Trata-se de um dispositivo não linear com quatro principais zonas de funcionamento, consoante a polarização das junções base-emissor e coletor-base, como indicado na Tab. 1, sendo que em circuitos analógicos os transístores são tipicamente utilizados na zona ativa direta.

Polarização		Modo de funcionamento
Junção BE	Junção CB	
Inversa	Inversa	Corte
Direta	Direta	Saturação
Direta	Inversa	Zona ativa (direta)
Inversa	Direta	Zona ativa inversa

Tabela 1: Modos de funcionamento do transistor bipolar.

Nos transístores bipolares NPN (considerados neste trabalho), verifica-se a relação $i_E = i_B + i_C$. Na zona ativa, a corrente no coletor é dada por

$$i_C = \beta_F i_B = \alpha_F i_E \quad (1)$$

sendo que o ganho de corrente (de emissor comum) é dado por

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (2)$$

e tem normalmente um valor elevado. Na zona ativa e em saturação, considera-se que $V_{BE} = V_{BE(on)}$; no primeiro caso, tem-se que $V_{CE} \gg V_{CE(sat)}$ - sendo estes parâmetros comumente fornecidos na ficha técnica do transistor. Por outro lado, em saturação, considera-se usualmente que $V_{CE} = V_{CE(sat)}$. Neste modo de funcionamento, a corrente no coletor verifica a relação $i_C < \beta_F i_B$. Na situação de corte, o transistor verifica $V_{BE} < V_{BE(on)}$, tendo-se $i_C = i_B = i_E = 0$. Na zona ativa inversa, as equações são análogas à zona ativa direta, mas considerando o parâmetro $\beta_R < \beta_F$.

1.2 Andar de saída em classe A [4]

Uma importante função dos andares de saída é fornecer uma baixa impedância de saída, de forma a evitar perdas de ganho no divisor resistivo com a carga. Outro aspeto fundamental é a linearidade, que garante baixa distorção harmónica total. Por outro lado, deve procurar-se minimizar a potência dissipada nos transístores. Em andares de saída em classe A, o transistor conduz num ciclo completo do sinal de entrada sinusoidal. Este

tipo de circuitos, representado na Fig. 1 - na qual o díodo Q_3 é usualmente implementado com outro transistor bipolar -, possui a curva característica representada na Fig. 2, sendo que, na zona linear, se tem

$$v_o = v_i - v_{BE(1)} \quad (3)$$

sendo o ganho unitário. Nesta análise, são desprezadas as variações de $v_{BE(1)}$ com a corrente no emissor. O limite positivo desta região linear é determinado pela saturação de Q_1 , levando ao valor $v_{o(max)}$ representado na função de transferência. Por sua vez, o limite negativo é determinado pelo corte de Q_1 ou pela saturação de Q_2 .

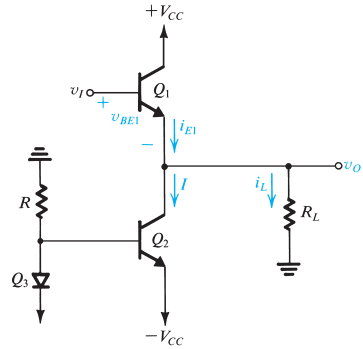


Figura 1: Andar final de amplificação em classe A [2].

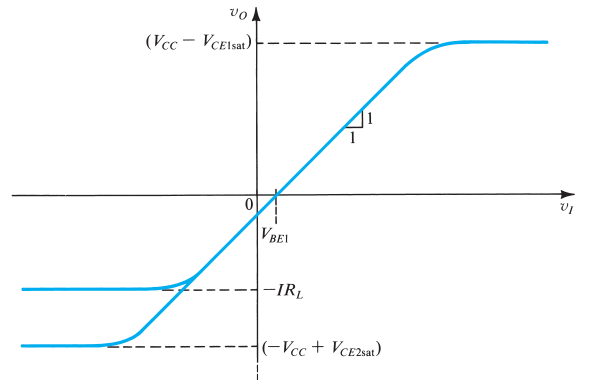


Figura 2: Função de transferência esperada do circuito [2].

A potência dissipada num transistor bipolar é dada por $P_Q = \langle v_{CE} i_C \rangle$. Sendo que a corrente I possui uma componente AC bastante baixa, facilmente se chega às equações (4) e (5).

$$P_{Q_1} = \langle v_{CE_1} i_{C_1} \rangle \approx V_{CC} I + V_o \left(\frac{V_{CC}}{R_L} - I \right) - \frac{V_o^2 + \Delta v_o^2}{R_L} \quad (4)$$

$$P_{Q_2} = \langle v_{CE_2} I \rangle = I (V_{CC} + V_o) \quad (5)$$

Por outro lado, a potência dissipada na resistência R_L é diretamente calculada por (6), pela Lei de Ohm. Finalmente, o rendimento pode ser determinado com o quociente em (7), sendo que possui o seu valor máximo para o maior valor de v_o .

$$P_{carga} = \frac{\langle v_o^2 \rangle}{R_L} \quad (6)$$

$$\eta = \frac{P_{carga}}{P_{fontes}} = \frac{P_{carga}}{P_{VCC+} + P_{VCC-}} \quad (7)$$

2 Trabalho experimental

2.1 Ponto de funcionamento em repouso

Neste trabalho experimental, começou-se por analisar o circuito representado na Fig. 3, de forma a determinar o ponto de funcionamento em repouso. Neste circuito, foram utilizados inicialmente os valores $R_1 = 10 \Omega$ e $R_2 = 10.8 \Omega$. De forma a obter resultados teóricos, começou-se por considerar as equações apresentadas na Sec. 1, tendo-se posteriormente feito uma simulação recorrendo ao *software* LTspice. Visto que os últimos resultados recorrem a modelos mais complexos e representativos da realidade para os elementos no circuito, apenas estes valores serão apresentados em seguida.

Tal como indicado na Fig. 3, o gerador possui uma resistência interna $R_g = 50 \Omega$ associada. Por outro lado, a resistência R_2 foi incluída no circuito de forma a obter o valor da corrente i_i , pela Lei de Ohm. Ao longo da atividade, os valores de R_1 e (sobretudo) R_2 foram sendo alterados, tendo-se mantido o valor R . Houve também ligeiras oscilações nas tensões V_{CC+} e V_{CC-} , fornecidas pelo mesmo aparelho, tendo estas variações sido registadas em cada passo do procedimento. Todos os transístores utilizados nesta montagem correspondem a transístores bipolares 2N3055 [5].

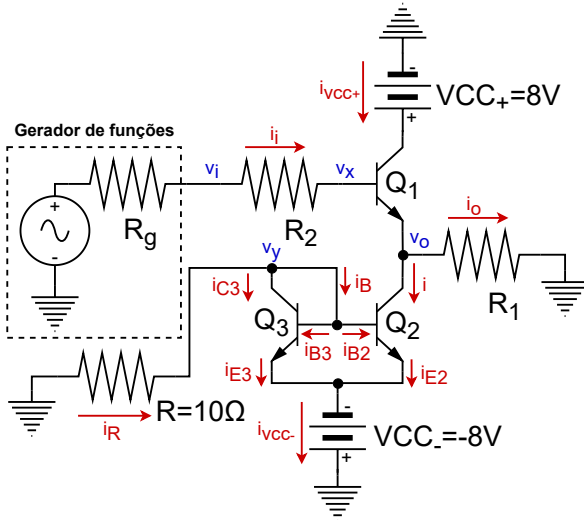


Figura 3: Circuito implementado no laboratório.

Na Tab. 2, são apresentados os resultados obtidos por simulação no LTspice e os valores medidos no laboratório, assim como a diferença relativa dos valores experimentais face aos valores da simulação. Existindo ligeiras discrepâncias, as diferenças relativas mais significativas ocorreram sobretudo para valores baixos, por isso com maiores erros associados, sendo que se podem admitir resultados satisfatoriamente congruentes. É sempre esperado verificar algumas discrepâncias, tendo em conta que modelos teóricos (mesmo que complexos) não consideram todos os efeitos

reais dos aparelhos, os quais estão sujeitos a deterioração ao longo tempo, que altera as suas características.

Como esperado pela curva da Fig. 2, obtém-se uma tensão $V_o < 0V$ quando $V_i = 0V$, correspondendo ao *offset* na curva de transferência. Tendo em conta esta curva característica, que possui ganho unitário na zona linear, concluir-se-ia que $V_{BE(on)} = 0.6V$, face aos resultados obtidos para V_o . Porém, esta curva descarta alterações em $V_{BE(on)}$, que no circuito real existirão - daí o valor distinto apontado na *datasheet* para esta variável. Tendo isto em conta, os resultados experimentais transparecem que Q_1 e Q_2 se encontram na zona ativa direta, pois $V_{BE} \geq V_{BE(on)}$ e $V_{CE} \gg V_{CE(sat)}$ [5]. Por sua vez, o transístor Q_3 encontra-se em saturação, visto que $V_{CE} < V_{CE(sat)}$, uma vez que funciona apenas como fonte de corrente na arquitetura de espelho de corrente implementada.

Parâmetro	Simulação	Experimental	Diferença
V_{CC+}	7.7 V	$(7.7 \pm 0.1) V$	-
I_{VCC+}	0.60 A	$(0.64 \pm 0.01) A$	6.7%
V_x	-0.142 V	$(-0.124 \pm 0.001) V$	-13%
I_i	-0.0131 A	$(-0.0115 \pm 0.0001) A$	-12%
V_o	-0.6 V	$(-0.7 \pm 0.1) V$	15%
I_o	-0.06 A	$(-0.07 \pm 0.01) A$	17%
I	0.6722 A	$(0.6985 \pm 0.0001) A$	3.9%
V_y	-7.03 V	$(-6.60 \pm 0.01) V$	-6.1%
I_R	0.703 A	$(0.660 \pm 0.001) A$	-6.1%
V_{CC-}	-7.5 V	$(-7.5 \pm 0.1) V$	-
I_{VCC-}	1.38 A	$(1.38 \pm 0.01) A$	0%
$V_{BE}(Q_1)$	0.6 V	$(0.6 \pm 0.1) V$	0%
$V_{CE}(Q_1)$	8.3 V	$(8.4 \pm 0.2) V$	1.2%
$V_{BE}(Q_2/Q_3)$	0.5 V	$(0.9 \pm 0.1) V$	80%
$V_{CE}(Q_2)$	6.9 V	$(6.8 \pm 0.2) V$	-1.4%
$V_{CE}(Q_3)$	0.5 V	$(0.9 \pm 0.1) V$	80%

Tabela 2: Resultados relativos ao ponto de funcionamento em repouso.

Finalmente, tendo em conta os valores anteriores, foram obtidas as potências indicadas na Tab. 3, na qual $P_{fontes} = P_{VCC+} + P_{VCC-}$ corresponde à potência total fornecida pelas fontes e $P_{dissipada} = P(Q_1) + P(Q_2) + P(Q_3) + P(R) + P(R_1) + P(R_2)$ corresponde à potência total dissipada no circuito. Considerando que a corrente na base dos transístores (i_B) é desprezável, a potência dissipada nestes elementos é dada por $P_Q = V_{CE} I_C$, como mencionado na Sec. 1. Por outro lado, a potência dissipada numa resistência é dada por $P_r = VI$, sendo V a queda de tensão e I a corrente a fluir neste elemento.

Potência	Teórico [W]	Experimental [W]	Diferença
P_{VCC+}	4.6	4.9 ± 0.1	6.5%
P_{VCC-}	10.31	10.35 ± 0.01	0.4%
P_{fontes}	14.9	15.3 ± 0.4	2.7%
$P(Q_1)$	5.0	5.4 ± 0.2	8.0%
$P(Q_2)$	4.6	4.7 ± 0.1	2.2%
$P(Q_3)$	0.32	0.59 ± 0.07	84%
$P(R)$	4.94	4.35 ± 0.01	-12%
$P(R_1)$	0.04	0.05 ± 0.01	25%
$P(R_2)$	0.00186	0.00143 ± 0.00002	-23%
$P_{dissipada}$	14.9	15.1 ± 0.4	1.3%

Tabela 3: Potências fornecidas (P_{VCC+}/V_{CC-}) e dissipadas relativas ao ponto de funcionamento em repouso.

Verifica-se que os resultados experimentais estão bastante próximos dos esperados. Grande parte da potência fornecida é dissipada nos transístores Q_1 e Q_2 , assim como na resistência R , em partes aproximadamente iguais. Além disso, verifica-se que $P_{VCC+} \approx P(Q_1)$, o que era esperado tendo em conta que, num andar em classe A, esta dissipação (máxima) de potência ocorre quando $v_i = 0V$, possuindo um valor esperado de $V_{CC} I$ [2]. Por outro lado, tal como indicado em [2], a dissipação média de potência em Q_2 também é dada por esta expressão. Existindo uma arquitetura de espelho de corrente com R e Q_3 ,

é normal existir uma potência dissipada análoga na resistência mencionada.

2.2 Caraterísticas de tensão e corrente

Em seguida, com o gerador de funções ligado ao circuito, foi gerada uma tensão sinusoidal de frequência $f = (298 \pm 1)$ Hz, tendo-se variado a sua amplitude em saltos de (aproximadamente) 0.5 V até se verificar saturação parcial do sinal de saída, observável pela distorção da onda no osciloscópio, nas zonas de máxima ou mínima tensão. Desta forma, foi determinado o valor máximo de tensão de saída $v_o(\max)$. Tendo-se registado para cada valor v_i a respetiva tensão na saída v_o (medida na resistência R_1), obteve-se a caraterística $v_o(v_i)$ representada na Fig. 4. Considerando os valores $R_2 = (10.8 \pm 0.1) \Omega$ e $R_1 = (10.0 \pm 0.1) \Omega$, foram diretamente calculados os respetivos valores de corrente, estando a caraterística $i_o(i_i)$ também representada abaixo.

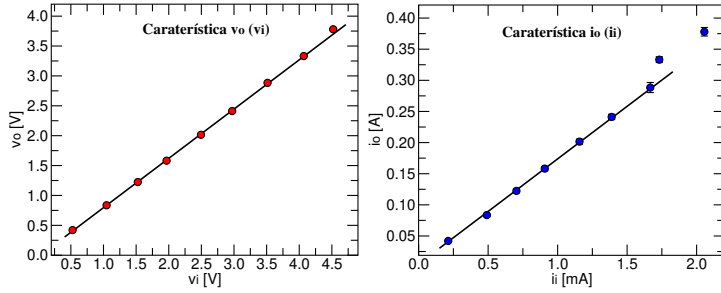


Figura 4: Caraterísticas de tensão e corrente do andar em classe A.

Recorrendo ao método dos mínimos quadrados, foi realizada uma regressão linear a ambas estas curvas, sendo que os dois pontos finais da caraterística $i_o(i_i)$ não foram considerados, devido à sua discrepância face à relação linear. Estes resultados estão presentes na Tab. 4. Foi obtido um ganho de tensão com uma diferença de -18% face ao ganho unitário esperado, previsto pela equação (3), associada a um modelo simplificado. Além disso, havendo ganho unitário, seria de esperar que $v_o(v_i = 0) = -V_{BE(on)}(Q_1)$, mas foi obtida uma ordenada de módulo mais baixo. Mesmo assim, existe uma elevada linearidade no conjunto de pontos, implicando a desejada distorção harmónica baixa. Por outro lado, foi registado um ganho de corrente bastante elevado, um elemento fundamental nos andares finais de amplificação estudados.

Quanto ao valor máximo da tensão de saída, pode afirmar-se que corresponde às expectativas. O multímetro regista valores AC em RMS, pelo que, nesta circunstância, se terá $v_o = v_o(\max) \times \sqrt{2} = (5.34 \pm 0.01)$ V (não tendo sido adicionada a componente DC, de valor menos significativo). Ora, tal como discutido na Sec. 1, o transistor Q_1 entra em saturação quando $v_o = V_{CC} - V_{CE(sat)}$. Tendo em conta o valor de V_{CC+} e o intervalo $[1.1, 3.0]$ V indicado para $V_{CE(sat)}$ [5], esperava-se um intervalo $[4.7, 6.6]$ V para a tensão pedida, estando o resultado obtido incluído neste intervalo.

Caraterística $v_o(v_i)$		Caraterística $i_o(i_i)$	
G_v	$b[V]$	G_i	$b[A]$
0.824 ± 0.001	-0.029 ± 0.001	169 ± 3	0.005 ± 0.002

$v_o(\max)[V]$ (RMS)	
Experimental	Esperado
3.78 ± 0.01	$\in [3.3, 4.7]$

Tabela 4: Ganho de tensão, ganho de corrente e valor máximo da tensão de saída.

2.3 Potências e eficiência

Nesta etapa do procedimento experimental, foi selecionada uma tensão na entrada de forma a ter $v_o = v_o(\max)$ (determinado anteriormente). Para além do multímetro a medir a tensão nos terminais da resistência R_1 (e do multímetro utilizado para controlar v_i), foi utilizado um aparelho análogo, a funcionar como amperímetro, para registar a corrente i representada na Fig. 3. Tendo sido registada uma componente AC Δi muito baixa, esta pode ser desprezada nos cálculos das potências, tal como mencionado na Sec. 1. Por outro lado, a componente V_o já não pode ser desconsiderada, tendo em conta o resultado medido. Desta forma, utilizando as equações (4)-(7), obtiveram-se os valores incluídos na Tab. 5. Um procedimento análogo foi realizado com $v_o = v_o(\max)/2$, estando também os respetivos resultados na tabela. É de realçar que, devido ao princípio de funcionamento dos multímetros, os valores AC indicados abaixo correspondem a valores RMS.

Parâmetro	$v_o = v_o(\max)$	$v_o = v_o(\max)/2$
$V_{CC+}[V]$	7.5 ± 0.1	7.4 ± 0.1
$V_{CC-}[V]$	-7.3 ± 0.1	-7.2 ± 0.1
$I[mA]$	609 ± 1	603 ± 1
$\Delta i[mA]$	21 ± 1	14 ± 1
$V_o[mV]$	787 ± 1	828 ± 1
$\Delta v_o[V]$	3.655 ± 0.001	1.833 ± 0.001
$P_{V_{CC+}}[W]$	3.9 ± 0.1	3.8 ± 0.1
$P_{V_{CC-}}[W]$	9.0 ± 0.2	8.8 ± 0.2
$P_{fontes}[W]$	12.9 ± 0.3	12.7 ± 0.3
$P_{R_1}[W]$	2.01 ± 0.02	0.723 ± 0.008
$P_{Q_1}[W]$	3.26 ± 0.08	4.18 ± 0.08
$P_{Q_2}[W]$	4.92 ± 0.07	4.84 ± 0.07
$\eta[\%]$	15.6 ± 0.6	5.7 ± 0.2

Tabela 5: Resultados relativos às potências e rendimento.

A partir dos resultados anteriores, conclui-se diretamente que a diminuição do valor de v_o para metade faz diminuir o rendimento. De facto, quanto maior for o valor do pico da onda sinusoidal, maior será a eficiência, porque a potência fornecida à carga aumenta. Na literatura, é indicado um valor máximo para o rendimento da classe A de 25%. Porém, isso acontece apenas considerando o pico da tensão em V_{cc} , o que na prática não é possível, devido à saturação dos transístores. Por isso, costumam indicar-se valores usuais entre 10% e 20% [2], estando o valor experimental de η incluído neste intervalo.

2.4 Impedâncias de entrada e saída

Selecionando agora uma tensão v_i de forma a ter $v_o = v_o(\max)/5$, utilizaram-se três multímetros de forma a registar a tensão do gerador de funções (v_i), a queda de tensão na resistência R_2 (v_{R_2}) e a tensão de saída medida na resistência R_1 (v_o). Recorrendo a v_{R_2} , determina-se a corrente de entrada i_i , a partir da qual se calcula a impedância de entrada com (8). É importante considerar que, tendo em conta a arquitetura do circuito, a própria resistência R_2 fica incluída neste valor.

$$Z_i = \frac{\Delta v_i}{\Delta i_i} \quad (8)$$

Por sua vez, a impedância de saída é determinada de forma engenhosa, registando v_o para dois valores distintos de R_1 . De acordo com a representação indicada na Fig. 5, chega-se pela regra do divisor de tensão a

$$v_o = \frac{R_1}{R_1 + Z_o} \epsilon \Leftrightarrow \epsilon = Z_o \cdot \frac{v_o}{R_1} + v_o \quad (9)$$

pelo que, tendo em conta duas resistências R_{11} e R_{12} e as respetivas tensões v_{o1} e v_{o2} , igualando as duas expressões dadas por (9) chega-se à expressão final em (10).

$$Z_o = \left| \frac{\Delta v_{o2} - \Delta v_{o1}}{\frac{\Delta v_{o1}}{R_{11}} - \frac{\Delta v_{o2}}{R_{12}}} \right| \quad (10)$$

Assim, recorrendo a $R_{11} = (9.9 \pm 0.1) \Omega$ e $R_{12} = (3.2 \pm 0.1) \Omega$, chegaram-se aos resultados presentes na Tab. 6. Como desejado em andares de saída, existe uma impedância de saída bastante baixa, da ordem de grandeza $10^0 \Omega$ - uma das principais vantagens do andar em classe A. Desta forma, evitam-se perdas consideráveis de tensão ao se ligar a impedância de carga, como aliás previsto pela equação em (9), de forma a não existir perda de ganho. Por outro lado, é geralmente benéfico possuir uma elevada impedância de entrada (neste caso, de ordem de grandeza $10^3 \Omega$), de forma a evitar a perda de potência de andares anteriores, os quais poderão ter possibilitado propositadamente ganhos de tensão elevados. Isto acontece sobretudo porque a corrente de entrada i_i , sendo a corrente na base de um transístor, é bastante baixa (como verificado na Tab. 6).

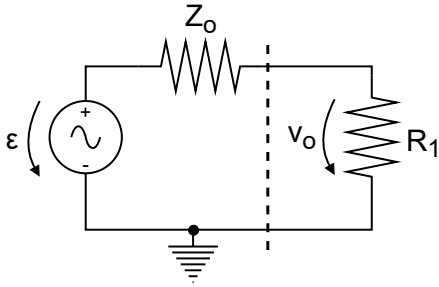


Figura 5: Método de determinação da impedância de saída.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Δv_i	$(0.90 \pm 0.01) \text{ V}$	Δv_{o1}	$(818 \pm 1) \text{ mV}$
Δi_i	$(0.48 \pm 0.01) \text{ mA}$	Δv_{o2}	$(589 \pm 1) \text{ mV}$
Z_i	$(1.85 \pm 0.08) \text{ k}\Omega$	Z_o	$(2.2 \pm 0.2) \Omega$

Tabela 6: Determinação das impedâncias de entrada e saída.

2.5 Variação do ganho de corrente com a frequência

Finalmente, tendo selecionado aproximadamente $v_i = v_{i(max)}/5$, sendo $v_{i(max)}$ a amplitude do gerador para a qual se obtém $v_o = v_{o(max)}$, foram selecionadas diferentes frequências da onda e foram registados os valores das tensões na entrada e na saída. Visto que o multímetro não possui precisão adequada para altas frequências, foi utilizado o osciloscópio para determinar estes valores. Considerando $R_1 = (9.9 \pm 0.1) \Omega$ e $R_2 = (46.9 \pm 0.1) \Omega$ utilizados nesta secção do projeto, foram diretamente calculados os valores das correntes com a Lei de Ohm. Desta forma, foram obtidos os resultados na Tab. 7, onde também se indica o ganho de corrente $G_i = \Delta i_o / \Delta i_i$ para cada caso.

Como esperado, o ganho vai diminuindo para altas frequências, devido à existência de um pólo no circuito. Na frequência inicial, obteve-se um ganho $G_i = 640 \pm 13$, cerca de 4 vezes superior ao respetivo valor obtido na Sec. 2.2, no qual também foi utilizada a frequência $f \approx 300 \text{ Hz}$. Isto dever-se-á ao facto de se ter utilizado agora um valor (cerca de 4 vezes) superior para R_2 , levando a menores valores de i_i . Por fim, tendo em conta os dados obtidos, foi realizado o gráfico da Fig. 6, onde é aparente o comportamento esperado de um amplificador com a frequência. Não tendo em conta a descida abrupta inicial, pode considerar-se que a zona de ganho constante ocorre aproximadamente entre o terceiro e quarto pontos, no qual $G_i \approx 52.5 \text{ dB}$. Desta forma, pode concluir-se que a banda passante do circuito tem um limite superior de $f \approx 87 \text{ kHz}$, onde o ganho diminui em 3 dB face ao valor mencionado anteriormente.

$f(\text{kHz})$	$\Delta i_i(\text{mA})$	$\Delta i_o(\text{mA})$	G_i
0.322 ± 0.001	0.437 ± 0.003	280 ± 4	640 ± 13
1.034 ± 0.001	0.599 ± 0.003	273 ± 4	455 ± 9
5.063 ± 0.001	0.646 ± 0.004	274 ± 4	424 ± 8
9.975 ± 0.001	0.650 ± 0.004	272 ± 4	418 ± 8
24.992 ± 0.001	0.721 ± 0.004	273 ± 4	378 ± 7
49.887 ± 0.001	0.770 ± 0.004	273 ± 4	354 ± 7
100.38 ± 0.01	0.951 ± 0.004	272 ± 4	286 ± 5
199.68 ± 0.01	1.510 ± 0.005	272 ± 4	180 ± 3
300.45 ± 0.01	2.17 ± 0.02	274 ± 4	126 ± 3
398.57 ± 0.01	2.88 ± 0.03	275 ± 4	95 ± 2
499.40 ± 0.01	3.82 ± 0.03	279 ± 4	73 ± 2
750.00 ± 0.01	6.25 ± 0.03	299 ± 4	48 ± 1

Tabela 7: Corrente em função da frequência.

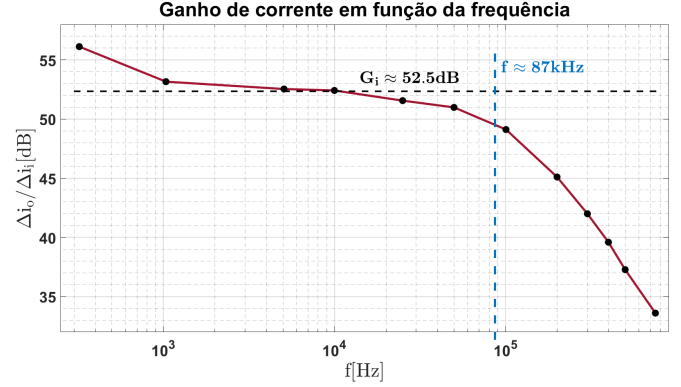


Figura 6: Representação gráfica da variação do ganho de corrente com a frequência.

3 Conclusão

Foram cumpridos todos os objetivos propostos para esta atividade experimental, dedicada ao estudo de um andar final de amplificação em classe A. Inicialmente, foi determinado o ponto de funcionamento em repouso, no qual as respetivas tensões e correntes corresponderam, no geral, ao esperado para o comportamento do circuito. Por outro lado, concluiu-se que os transístores Q_1 e Q_2 se encontravam na zona ativa direta. Relativamente à potência nas fontes e potência dissipada, houve uma congruência considerável entre os valores experimentais e os valores obtidos por simulação em LTspice. Concluiu-se que os elementos que mais dissipam potência são Q_1 , Q_2 e R . Em seguida, passou-se para um regime AC, no qual se variou a amplitude da tensão na entrada até se observar a saturação do sinal de saída. Por um lado, obteve-se um ganho de tensão ligeiramente inferior à unidade, e um ganho de corrente consideravelmente elevado, típico de andares de amplificação. Por outro lado, o valor máximo da tensão de saída correspondeu ao esperado, tendo em conta a tensão $V_{CE(sat)}$ do transístor bipolar 2N3055. Tendo determinado $v_{o(max)}$, o cálculo das potências levou a um rendimento de $\eta = (15.6 \pm 0.6) \%$, dentro dos valores típicos para um andar em classe A. Porém, como esperado, este rendimento diminui para valores de v_o inferiores. Em seguida, obteve-se um valor bastante baixo de impedância de saída e um valor elevado (na ordem de $k\Omega$) para a impedância de entrada, circunstâncias normalmente desejáveis num andar de saída. Finalmente, a variação do ganho de corrente com a frequência levou a um limite superior da banda passante de $f \approx 87 \text{ kHz}$.

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 Teixeira de Sousa (DEEC). *Lecture 15: The Bipolar Junction Transistor*. Circuits Theory and Electronic Fundamentals (Instituto Superior Técnico). 2021.
- [4] José Luís Maia Figueirinhas (DF). *Amplificadores e andares de saída (aulas teóricas)*. Complementos de Eletrónica (Instituto Superior Técnico). 2023.
- [5] LLC Semiconductor Components Industries. *2N3055(NPN), MJ2955(PNP): Complementary Silicon Power Transistors*. Rev. 6.