



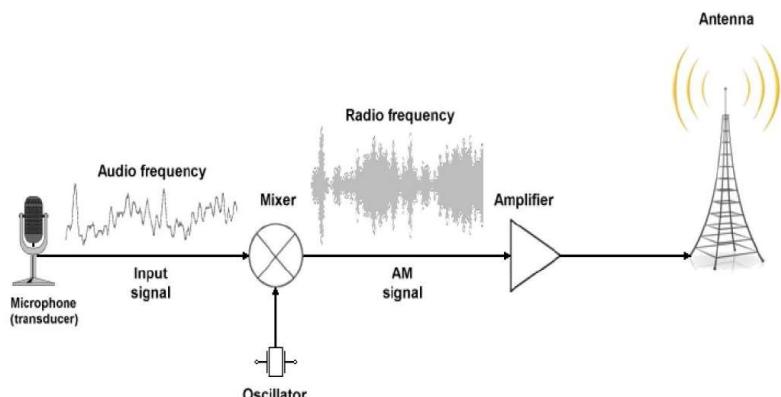
ISEL – INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

ADEETC - ÁREA DEPARTAMENTAL DE ENGENHARIA DE ELETROÔNICA E TELECOMUNICAÇÕES E COMPUTADORES

LEETC
Licenciatura em Engenharia Eletrônica, Telecomunicações
Computadores

CSE – Complemento de Sistemas Eletrônicos

Emissor de Rádio em Amplitude Modulada



Grupo 1 – Afonso Matos – Gonçalo Galvão

Grupo 2 – André Moreira – Francisco Silva – Marco Pinto

Grupo 4 – João Maia – Rafael Carvalho

Orientador

Professor [Doutor]

José Rocha

julho, 2022

Índice

Índice	3
Lista de Figura.....	4
Lista de Tabelas.....	5
Lista de Acrónimos.....	5
Introdução.....	7
1. Emissor em AM	8
2. Amplificador de áudio frequência	11
2.1. Análise teórica do Amplificador AF.....	13
2.2. Análise simulada do Amplificador AF.....	13
2.3. Análise experimental do Amplificador AF.....	14
3. Oscilador de 1 MHz	16
3.1. Análise teórica do Oscilador	16
3.2. Análise simulada do Oscilador	20
3.3. Análise experimental do Oscilador	25
4 Modulador	26
5 Amplificador RF.....	28
5.1. Análise teórica do Amplificador RF.....	28
5.2. Análise simulada do Amplificador RF.....	34
5.3. Análise experimental do Amplificador RF.....	37
5.4. Andar Push-Pull.....	38
6. Implementação do Emissor AM	39
6.1. Implementação simulada	39
6.2. Implementação do Emissor AM em laboratório.....	41
7. Conclusão	43
8. Bibliografia	44

Lista de Figura

Figura 1 - Diagrama de blocos do emissor AM.....	8
Figura 2 - Sinal de saída do bloco amplificador AF	8
Figura 3 - Sinal do bloco oscilador.....	9
Figura 4 - Sinal modulado em AM.....	9
Figura 5 - Circuito amplificador inversor.....	11
Figura 6 - Divisor de tensão para alimentação do microfone.....	11
Figura 7 - Secção da entrada do microfone.	12
Figura 8 - Secção de entrada do LINE.	12
Figura 9 - Amplificador Audiofrequência.....	12
Figura 10 - Simulação do circuito Amplificador de Audiofrequência.	13
Figura 11 - Sinal de entrada (verde) e de saída (azul) da amplificação do microfone.	14
Figura 12 - Sinal de entrada (verde) e de saída (azul) da amplificação do LINE.	14
Figura 13 - Sinal de entrada e de saída da entrada do microfone para quando o potenciômetro está fechado.	14
Figura 14 - Sinal de entrada e de saída da entrada do microfone para quando o potenciômetro está aberto.....	15
Figura 15 - Sinal de entrada e de saída da entrada do LINE para quando o potenciômetro está fechado.	15
Figura 16 - Sinal de entrada e de saída da entrada do LINE para quando o potenciômetro está aberto.	15
Figura 17 - Oscilador Colpitts proposto	16
Figura 18 - Comportamento dos condensadores e bobinas em DC.....	17
Figura 19 - Circuito PFR	17
Figura 20 - Oscilador de Colpitts - Modelo de pequenos sinais.....	18
Figura 21 - Modelo de pequenos sinais simplificado	19
Figura 22 - Circuito do oscilador em LTSpice	20
Figura 23 - Circuito PFR do oscilador em LTSpice	21
Figura 24 - Sinal de saída Vo (Verde) e Sinal na base do BJt Vx (azul)	22
Figura 25 - Controlador de ganho do oscilador.....	23
Figura 26 - Sinal de saída do oscilador.....	23
Figura 27 - Frequência de oscilação do sinal do oscilador.....	24
Figura 28 - FFT do sinal de saída do oscilador	24
Figura 29 - Circuito do oscilador em laboratório	25
Figura 30 - Sinal de saída do oscilador em laboratório	25
Figura 31 -Esquema do circuito multiplicador de quatro quadrantes.....	26
Figura 32 - Circuito modulador de amplitude em LTSpice.....	26
Figura 33 - Amplificador Sintonizado.....	28
Figura 34 - Circuito PFR do amplificador sintonizado	29
Figura 35 - Modelo Elétrico com representação dos condensadores parasitas	30
Figura 36 - Modelo para pequenos sinais com CM1	31
Figura 37 - Modelo elétrico com resistência da bobine em paralelo com a bobine	31

Figura 38 - Modelo para pequenos sinais simplificado.....	32
Figura 39 - Amplificador sintonizado desenhado em LTSpice.....	34
Figura 40 Análise DC do amplificador sintonizado	34
Figura 41 - Ganho do amplificador sintonizado.....	35
Figura 42 - Largura de banda do amplificador sintonizado.....	35
Figura 43 - Amplificador Sintonizado desenhado em LTSpice para condensador 25nF	36
Figura 44 - Ganho do amplificador sintonizado com um condensador de 25nF	36
Figura 45 - Largura de Banda do Amplificador Sintonizado com um condensador de 25nF	36
Figura 46 - Ganho do Amplificador Sintonizado obtido experimentalmente	37
Figura 47 - Frequência de corte superior – Amplificador Sintonizado	37
Figura 48 - Frequência de corte inferior – Amplificador Sintonizado	37
Figura 49 - Andar push-pull	38
Figura 50 - Circuito emissor AM em LTSpice.....	39
Figura 51 - Sinal de entrada e saída, respetivamente, do bloco amplificador áudio frequência	39
Figura 52 - Sinal de saída do oscilador.....	40
Figura 53 - FFT do sinal de saída do oscilador	40
Figura 54 - Sinal de saída do bloco modulador	41
Figura 55 - Sinal final que será transmitido	41
Figura 56 - Circuito realizado em laboratório	42

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Valores retirados do datasheet.....	30
Tabela 2 – Valores dos componentes do circuito	32

Lista de Acrónimos

AM – Amplitude Modulada
 UC – Unidade Curricular

Introdução

A unidade curricular (UC) de Complementos de Sistemas Eletrónicos visa analisar e sintetizar circuitos eletrónicos de maior complexidade, abordando temas como amplificadores sintonizados, filtros analógicos, amplificadores de potência, osciladores harmónicos, multivibradores e fontes de alimentação lineares e comutadas.

Como último trabalho prático, propôs-se colocar em prática o conhecimento adquirido nos trabalhos práticos anteriores por forma a desenvolver um emissor de rádio em amplitude modulada (AM). Este projeto conta com a participação conjunta dos três grupos inscritos à UC, pelo que o circuito final foi dividido em diferentes blocos, analisados e sintetizados por cada grupo.

A transmissão rádio permite a comunicação à distância entre duas estações, sendo composto tipicamente por um transmissor-receptor, para este trabalho a linha de transmissão é constituída pelos diferentes blocos elaborados pelos grupos, e o receptor será a antena de um rádio.

O funcionamento do circuito transmissor, pode, portanto, ser brevemente descrito como a interpretação de um sinal áudio proveniente de um microfone ou telemóvel (conectado por um *jack* de áudio), sendo então amplificado e modulado em AM por forma a ser transmitido na frequência de portadora, gerada através de um oscilador LC. Esta onda modulada é então amplificada pelo bloco RF chegando à antena do rádio.

Este documento encontra-se dividido em sete diferentes capítulos, em que cinco são referentes ao estudo teórico, simulado e experimental de cada um dos blocos em particular, por forma a analisar e comprovar os resultados pretendidos, antes de implementar o circuito final, descrito no sexto capítulo. São então mostrados alguns resultados obtidos do emissor rádio em AM e por fim retiradas as conclusões, bem como uma reflexão dos conceitos compreendidos na unidade curricular.

1. Emissor em AM

Neste capítulo, será explicado o emissor em Amplitude Modulada, nomeadamente os blocos que o constituem e de que forma interagem entre si, modificando o sinal recebido.

A figura abaixo representa um possível diagrama de blocos do emissor AM, utilizado no trabalho prático.

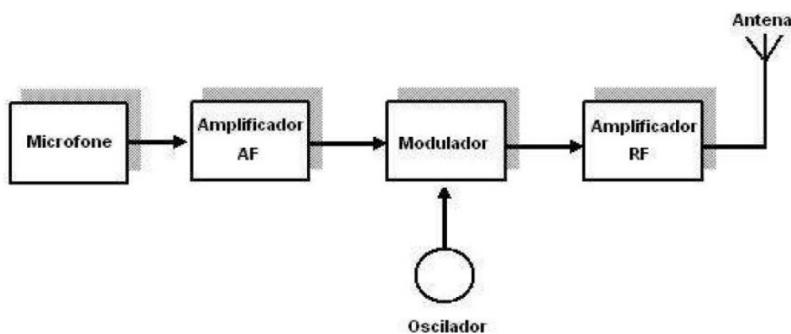


Figura 1 - Diagrama de blocos do emissor AM

O microfone é um transdutor que transforma ondas sonoras em sinais elétricos, desta forma, recebem como sinal de entrada a voz dos utilizadores, ou através de uma entrada conectada ao telemóvel por forma a transformar num sinal elétrico, utilizado no bloco seguinte, do amplificador AF.

Amplitude

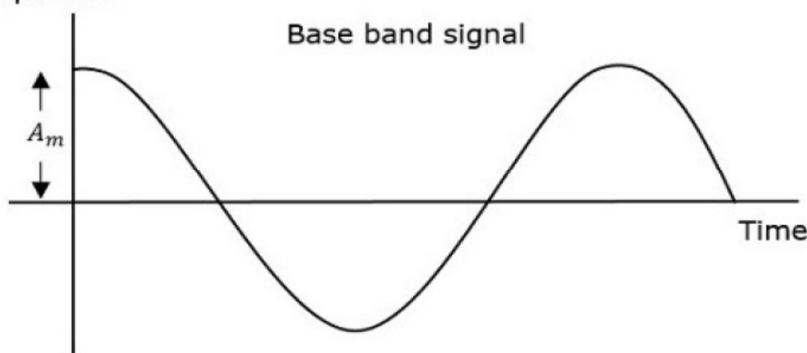


Figura 2 - Sinal de saída do bloco amplificador AF

Uma vez que o sinal produzido pelo microfone não tem amplitude suficiente para fazer a modulação em amplitude, então utiliza-se, no bloco amplificador AF, um circuito responsável pela amplificação do sinal, representado na figura 2.

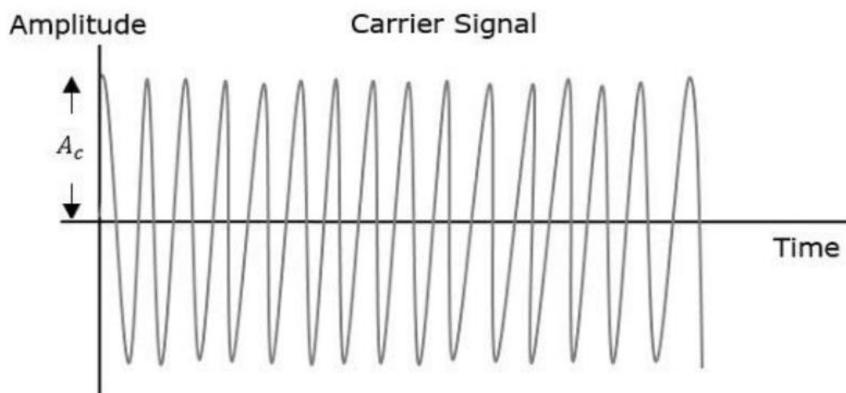


Figura 3 - Sinal do bloco oscilador

O bloco do oscilador, contém a portadora do sinal de áudio proveniente dos blocos antecedentes, pretende-se então fazer a modulação, que consiste na multiplicação do sinal do amplificador AF com o da portadora. Desta forma, o sinal do bloco oscilador é uma sinusoide com frequência idêntica à da portadora, neste caso, 1MHz demonstrado na figura acima (fig.3).

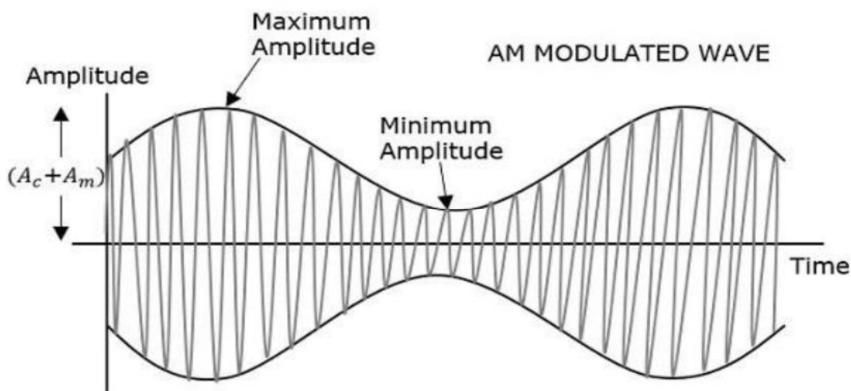


Figura 4 - Sinal modulado em AM

A multiplicação dos dois sinais será feita dentro do bloco modulador, composto por um multiplicador de quatro quadrantes, também conhecido como “*Célula de Gilbert*” e o sinal resultante será semelhante ao da figura 4, sendo esse sinal o sinal modulado em amplitude. O último bloco do diagrama, o amplificador RF, será o responsável pela transmissão do sinal já modulado.

Este bloco, é constituído por um amplificador sintonizado, que irá amplificar o sinal na frequência escolhida, que neste caso, será a mesma que a do oscilador, por forma a funcionar como filtro, onde a frequência desejada terá um valor de amplitude superior em relação às frequências restantes.

2. Amplificador de áudio frequênci

Neste capítulo é abordada a implementação, analítica, simulada e experimentalmente do amplificador audiofrequência na entrada do sistema, para amplificar o sinal proveniente do microfone.

Com pouca pesquisa percebe-se que a abordagem mais natural a este tipo de circuito para este tipo de aplicação é um circuito amplificador inversor. Neste caso, para se puder controlar o ganho da amplificação, será utilizado um potenciômetro. Disto resulta o circuito inicial da figura 5.

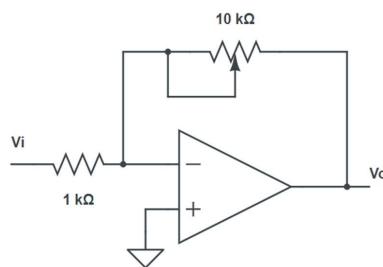


Figura 5 - Circuito amplificador inversor.

O microfone à entrada do amplificador precisa de ser alimentado. No entanto, tendo em conta a o V_{CC} utilizado neste sistema ser 15 e a tensão de alimentação do microfone ser menor, será necessário a implementação de um divisor de tensão antes do amplificador inversor, como mostra a figura 6.

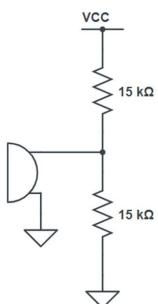


Figura 6 - Divisor de tensão para alimentação do microfone.

Assim, colocando um condensador de acoplamento entre o amplificador inversor e o divisor de tensão, fica o circuito da figura 7.

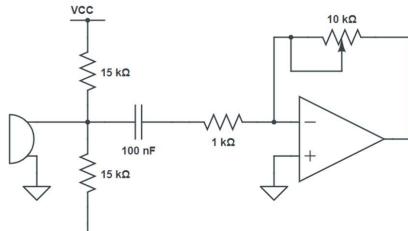


Figura 7 - Secção da entrada do microfone.

É pretendido que este amplificador também tenha uma entrada LINE para que possa colocar ligar um computador ou outro dispositivo. Para isso utiliza-se o circuito da figura 8.

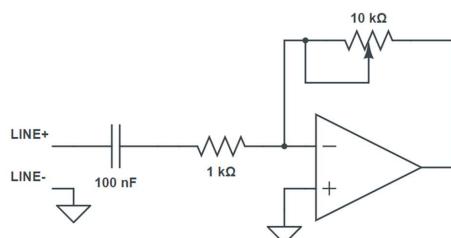


Figura 8 - Secção de entrada do LINE.

A forma mais direta e fácil de implementar as duas entradas, microfone e LINE, será com um circuito somador. Juntando os circuitos, o resultante fica o da figura 9.

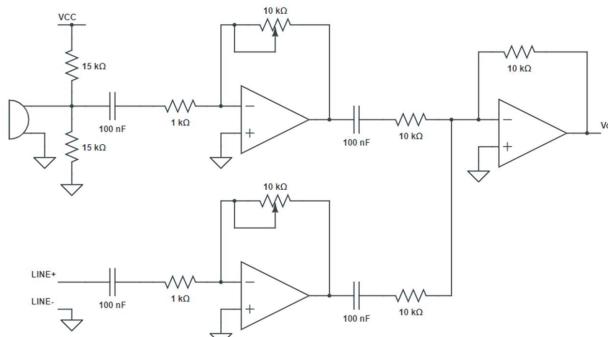


Figura 9 - Amplificador Audiofrequência.

2.1. Análise teórica do Amplificador AF

O importante a analisar neste tipo de circuitos é o ganho resultante. Tendo em conta ambos os circuitos, do microfone e do LINE IN, serem circuitos amplificadores inversores, os ganhos são obtidos da seguinte forma:

$$v_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} \times v_i(t) \Leftrightarrow \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = -\frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow A = -\frac{10k}{1k} \Leftrightarrow A = -10$$

Considerando agora o circuito somador e assumindo a existência de sinal em ambas as entradas, o valor da tensão à saída do amplificador de áudio fica:

$$\begin{aligned} v_o(t) &= R_f \left(\frac{v_{o1}(t)}{R_A} + \frac{v_{o2}(t)}{R_B} \right) \Leftrightarrow v_o(t) = R_f \left(\frac{-\frac{R_2}{R_1} \times v_{Mic}(t)}{R_A} + \frac{-\frac{R_2}{R_1} \times v_{LINE}(t)}{R_B} \right) \\ &\Leftrightarrow v_o(t) = 10k \left(\frac{-10v_{Mic}(t)}{10k} + \frac{-10v_{LINE}(t)}{10k} \right) \\ &\Leftrightarrow v_o(t) = -10(v_{Mic}(t) + v_{LINE}(t)) \end{aligned}$$

2.2. Análise simulada do Amplificador AF

Para realizar a simulação da secção em questão, será utilizada a simulação da figura 10.

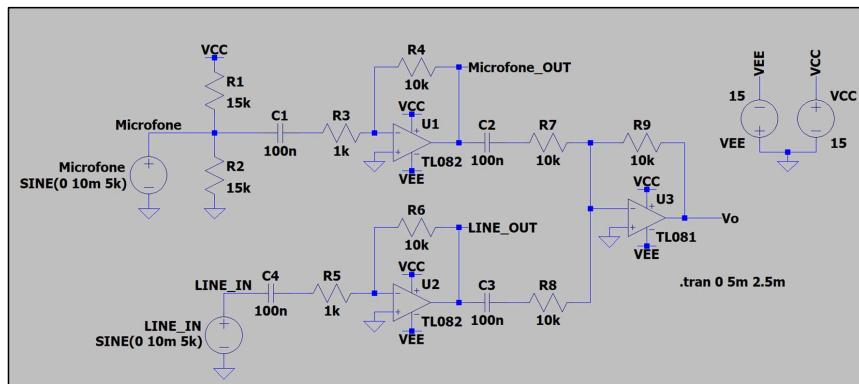


Figura 10 - Simulação do circuito Amplificador de Audiofrequência.

Tendo em conta a dificuldade de simular um microfone, este será substituído por uma fonte sinusoidal, tal como a entrada LINE.

Observando a secção da entrada do microfone, na figura 11, verifica-se que o ganho é de $\frac{95,098809m}{9,9772663m} \approx 9,53$ e na entrada LINE, na figura 12, o ganho é de $\frac{95,044562m}{9,976279m} \approx 9,53$.

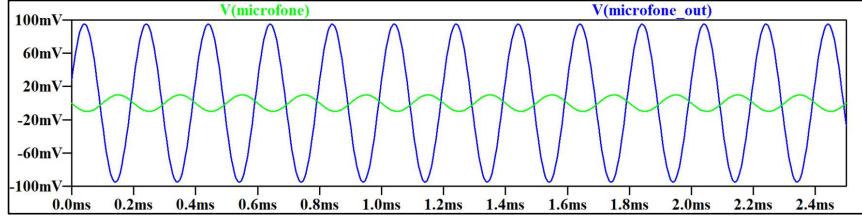


Figura 11 - Sinal de entrada (verde) e de saída (azul) da amplificação do microfone.

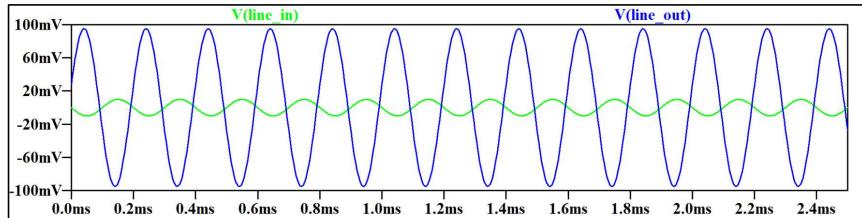


Figura 12 - Sinal de entrada (verde) e de saída (azul) da amplificação do LINE.

2.3. Análise experimental do Amplificador AF

Colocando um equipamento a emitir um som estável de uma sinusóide de 1 kHz torna-se possível verificar o ganho da entrada do microfone. Nas figuras 13 e 14 verifica-se o ganho para quando o potenciômetro está no mínimo e para quando está no máximo, respetivamente. Para o potenciômetro no mínimo o ganho é de $\frac{10m}{100m} = 0,1$ e para quando o potenciômetro está no máximo é de $\frac{448m}{104m} \approx 4,31$.

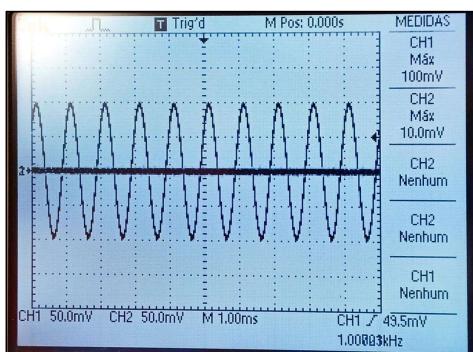


Figura 13 - Sinal de entrada e de saída da entrada do microfone para quando o potenciômetro está fechado.

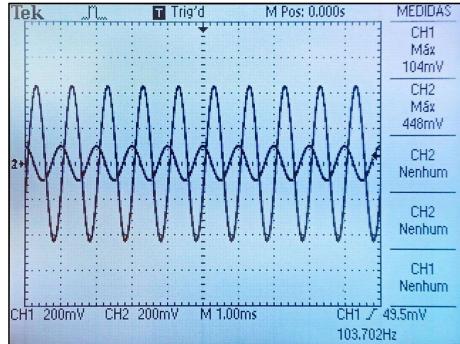


Figura 14 - Sinal de entrada e de saída da entrada do microfone para quando o potenciômetro está aberto.

Nas figuras 15 e 16 verifica-se o ganho para quando o potenciômetro está no mínimo e para quando está no máximo, respetivamente, da entrada LINE. Para o potenciômetro no mínimo o ganho é de $\frac{16m}{112} \approx 0,143$ e para quando o potenciômetro está no máximo é de $\frac{632m}{128m} \approx 4,94$.

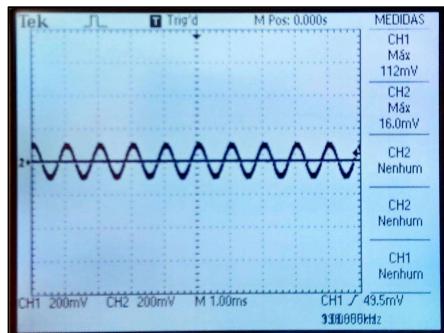


Figura 15 - Sinal de entrada e de saída da entrada do LINE para quando o potenciômetro está fechado.

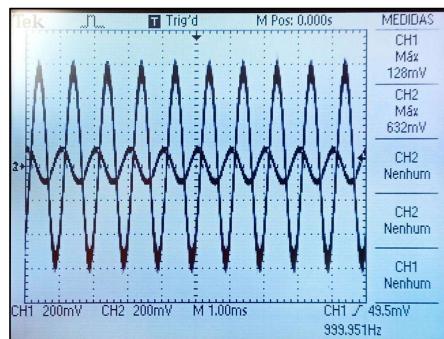


Figura 16 - Sinal de entrada e de saída da entrada do LINE para quando o potenciômetro está aberto.

3. Oscilador de 1 MHz

Tal como abordado em trabalhos anteriores realizados na unidade curricular (UC), o oscilador de Colpitts foi dimensionado pelo grupo 4 e é feito segundo o modelo de pequenos sinais, contudo, existem alguns pré-requisitos que devem ser correspondidos por forma a garantir o funcionamento do BJT. Desta forma, analisou-se e dimensionou-se o circuito por forma a cumprir as características do PFR impostas.

O circuito escolhido foi baseado no segundo trabalho prático da UC de CSE onde escolhemos as seguintes características apresentadas na figura abaixo (fig.17).

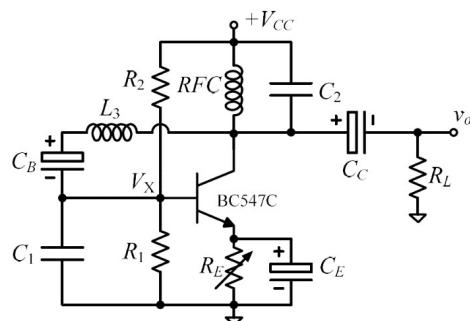


Figura 17 - Oscilador Colpitts proposto

$$V_{CC} = 15V; f_0 = 1 \text{ MHz}; R_1 = 47k\Omega; R_2 = 100k\Omega;$$

$$C_E = C_B = C_C = 1\mu F; C_1 = C_2 = 1nF; RFC = 100mH; I_E = 8mA$$

3.1. Análise teórica do Oscilador

Neste subcapítulo são então mostrados os cálculos teóricos efetuados por forma a cumprir os requisitos do PFR, assim como a elaboração dos modelos para pequenos sinais por forma caracterizar a malha LC e compreender a influência das capacidades parasitas inerentes ao JFET na frequência oscilação f_0 pretendida.

3.1.1. Determinação do PFR

Para determinar o ponto de funcionamento em repouso do circuito, é importante denotar que os condensadores em corrente contínua são representados como circuitos abertos, enquanto as bobinas são curto-circuitos, tal como demonstrado abaixo (fig.18).

- Para $\omega = 0Hz$:

$$X_C = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{1}{j\omega C} = \infty, \text{ Impedância Condensador} \rightarrow \text{Circuito Aberto}$$

$$X_L = \lim_{\omega \rightarrow 0} j\omega L = 0, \text{ Impedância Bobina} \rightarrow \text{Curto Circuito}$$

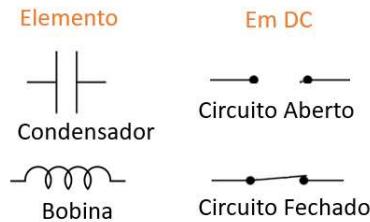


Figura 18 - Comportamento dos condensadores e bobinas em DC

Desta forma, obtemos então o seguinte circuito para o PFR (fig.19)

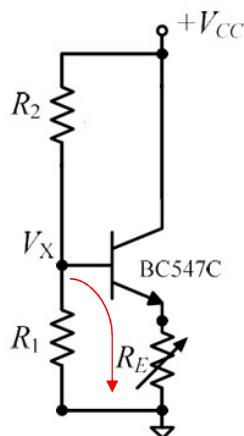


Figura 19 - Circuito PFR

É necessário então garantir que o BTJ se encontra a trabalhar na região de saturação, pelo que, sabendo que a corrente de emissor é aproximadamente idêntica à do coletor e que a queda de tensão da base para o emissor $V_{BE} = 0.7V$, então percorrendo a malha assinalada na figura acima (fig.19), calculou-se a tensão da base V_x e dimensionou-se R_E .

$$V_x = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = 5 V$$

$$R_E = \frac{(V_x - V_{BE}) - 0}{I_E} = 537.5\Omega$$

Assim, recorrendo ao *datasheet* nosso transístor BC547C, retiraram-se as características do transístor necessários para o dimensionamento do oscilador:

$$h_{FE} = 565; V_t = 25mV; h_{OE} = 250\mu A/V$$

$$gm = \frac{I_C}{V_t} = 320mA/V$$

$$r_\pi = \frac{h_{FE}}{gm} = 1765.625\Omega$$

$$C_\pi = \frac{gm}{\omega_t} = 0.25nF$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = 4k\Omega$$

3.1.2. Modelo elétrico do circuito

Segue-se então a análise do circuito para pequenos sinais, anulando as fontes DC, e devido à grande capacidade dos condensadores C_E e C_C estes são vistos como curto-circuito.

Redesenhando então o modelo elétrico do circuito (fig.20):

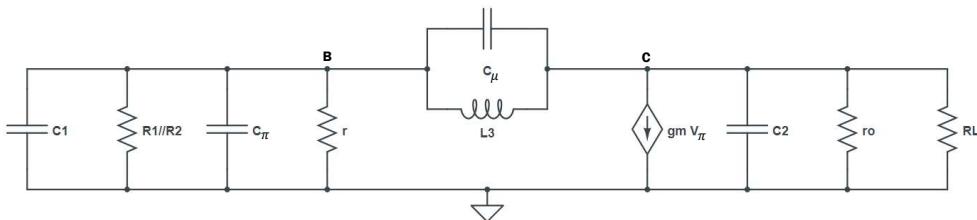


Figura 20 - Oscilador de Colpitts - Modelo de pequenos sinais

Aplicando o teorema de Miller, o condensador entre a *base* e o *coletor* C_μ pode ser transformado num condensador entre a *base* e o *emissor* C_{M1} :

$$R'_L = (R_L // r_o)$$

$$C_{GD} \rightarrow C_{M1} = C_{GD}(1 + gmR'_L)$$

Em que r_π é a resistência do transístor de efeito de campo vista entre a *base* e o *emissor* retirada do *datasheet* do transístor.

Simplificando as capacidades e indutâncias em paralelo obtemos o seguinte circuito:

$$C_t = C_1 + C_{GS} + C_{M1} = 2.45nF$$

$$R_t = R_1 // R_2 // R_\pi = 1673\Omega$$

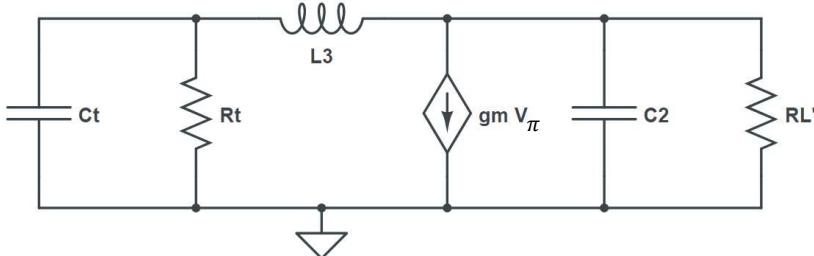


Figura 21 - Modelo de pequenos sinais simplificado

3.1.3. Dimensionamento da impedância L

Recorrendo a análise nodal, procurou-se descobrir qual o valor de indutância da bobina L por forma a cumprir os requisitos quanto à frequência de oscilação, assim como fazer cumprir o critério de Barkhausen. Numa fase inicial assumiu-se como carga $R_L = 1k\Omega$.

$$\begin{aligned} & \left\{ \begin{array}{l} j\omega C_T v_\pi + \frac{v_\pi}{R_i} + \frac{v_\pi - v_o}{j\omega L_3} = 0 \\ \frac{v_\pi}{j\omega L_3} = g_m v_\pi + \frac{v_o}{R'_L} + j\omega C_2 v_o \end{array} \right. \leftrightarrow \\ & \leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_o = \left(1 + \frac{j\omega L_3}{R_i} - (\omega^2 L_3 C_T) \right) v_\pi = 0 \\ (R'_L + j\omega L_3 - \omega^2 L_3 C_2 R'_L) \left(1 + \frac{j\omega L_3}{R_i} - (\omega^2 L_3 C_T) \right) v_\pi = (R'_L - \omega^2 L_3 R'_L g_m) v_\pi \end{array} \right. \leftrightarrow \\ & \leftrightarrow \begin{cases} R'_L + \frac{j\omega L_3}{R_i} - \omega^2 L_3 C_T R'_L + j\omega L_3 - \frac{\omega^2 L_3^2}{R_i} - j\omega^3 L_3^2 C_T - \omega^2 L_3 C_2 R'_L - \frac{j\omega^3 L_3^2 C_2 R'_L}{R_i} \\ + \omega^4 L_3^2 C_2 C_T R'_L = R'_L - j\omega L_3 R'_L g_m \end{cases} \\ & \left\{ \begin{array}{l} \frac{L_3 R'_L}{R_i} + L_3 - \omega_0^2 L_3^2 C_T - \frac{\omega_0^2 L_3^2 C_2 R'_L}{R_i} + g_m R'_L L_3 = 0 \quad (\text{Parte real}) \\ \omega_0^2 L_3^2 C_2 C_T R'_L = L_3 C_T R'_L + \frac{L_3^2}{R_i} + L_3 C_2 R'_L \quad (\text{Parte Imaginária}) \end{array} \right. \end{aligned}$$

Desenvolvendo a parte imaginária temos:

$$\omega_o^2 = \frac{C_T + C_2 + \frac{L_3}{R_i R'_L}}{L_3 C_2 C_T}$$

$$C_s = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2} = 1.22 * 10^{-1} F$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_3 C_s} + \frac{1}{R_i R_L C_2 C_T}}$$

Uma vez que o gerador de sinais utilizado permite ajustar a impedância de entrada, o grupo optou por colocar “High Impedance”, $R_i \rightarrow \infty$, então reescrevendo a expressão obtemos:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_3 C_s}}$$

Manipulando a expressão anterior por forma a isolar L_3 :

$$L_3 = \frac{1}{C_s \omega_o^2} = 50.66 \mu$$

Comentado [JM1]:

Comentado [MP2R1]: Epa não sei

Determinados os componentes necessários, estudou-se o circuito em LTSpice por forma a realizar simulação e verificar o funcionamento e fazer alguns ajustes quanto ao ganho.

3.2. Análise simulada do Oscilador

Nesta secção serão mostrados alguns estudos realizados através de simulação LTSpice, bem como confirmação de alguns resultados obtidos teoricamente, nomeadamente do PFR do transistor. Elaborando então o circuito em ambiente de simulação (fig.22).

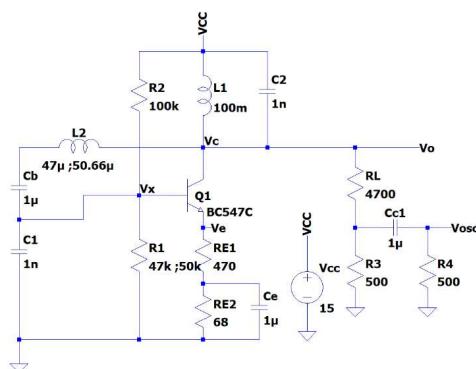


Figura 22 - Circuito do oscilador em LTSpice

3.2.1. Estudo do PFR

Fazendo as alterações necessárias para observar o circuito para o ponto de funcionamento em repouso, obteve-se os valores para a tensão da base V_X e correntes de coletor e emissor, I_C e I_E mostradas na figura abaixo.

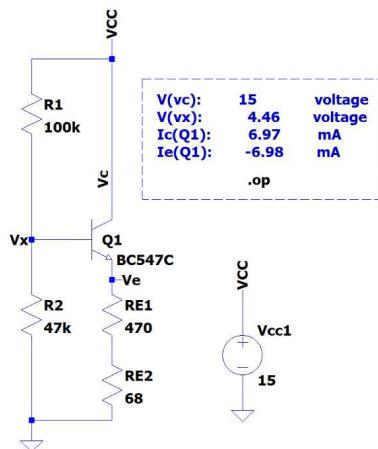


Figura 23 - Circuito PFR do oscilador em LTSpice

Uma vez que a simulação contempla o modelo real do transístor BC547C existe uma ligeira diferença relativamente aos cálculos teóricos, nomeadamente na corrente de emissor, e na tensão de base V_X . Isto dá-se, pois, nos cálculos teóricos foi desprezada a resistência de entrada do BJT, bem como a queda de tensão na resistência de base $R_{TH} = R_1//R_2$ para além dos ajustes de resistências à série E12.

3.2.2. Sinal de saída / Ganho do circuito

Após confirmação do ponto de funcionamento em repouso, realizou-se a análise transitória por forma a garantir que o circuito oscilava como pretendido. Registaram-se então os sinais de entrada na base do transístor V_X , representado a azul na figura abaixo, e o sinal de saída do oscilador V_o representado a verde (fig.24).

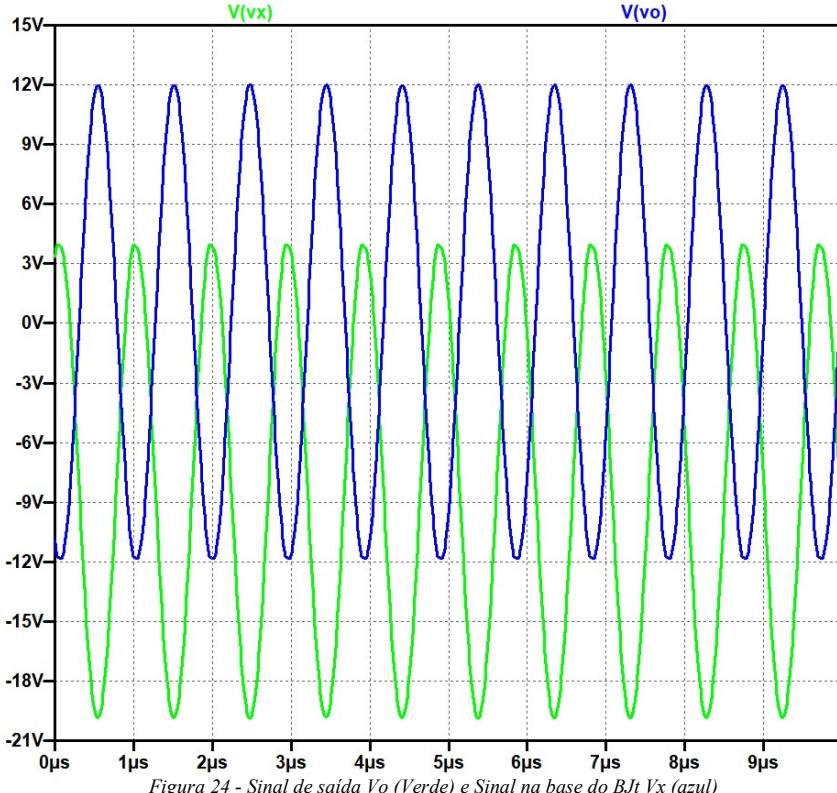


Figura 24 - Sinal de saída V_o (Verde) e Sinal na base do BJt V_x (azul)

Embora pouco visível, existe alguma distorção no sinal de saída que acontece devido ao elevado ganho do amplificador.

Recordando o circuito original proposto no enunciado, o condensador em paralelo com a resistência variável comporta-se, para pequenos sinais, como um bypass a R_E , uma vez que a impedância do condensador é significativamente menor. Desta forma torna-se um amplificador comum puro, cujo ganho é bastante elevado.

Por forma a corrigir esta distorção o grupo propôs trocar R_E por uma série de uma resistência e um potenciômetro mais pequeno, colocando o condensador em paralelo apenas com o potenciômetro, transformando então o amplificador num emissor comum degenerado, cujo ganho é menor.

Pretendia-se que o sinal de saída tivesse uma amplitude máxima de 1V pico-a-pico, desta forma, sabendo que o circuito que se seguia ao oscilador tinha uma impedância de entrada de aproximadamente 500Ω , então utilizou-se um divisor de tensão por forma a amplitude da saída.

Obtemos então que a tensão de saída do oscilador é dada por:

$$V_{osc} = \frac{500//500}{R_L + 500//500} * V_o , V_{osc} = 1V, V_o = 24V$$

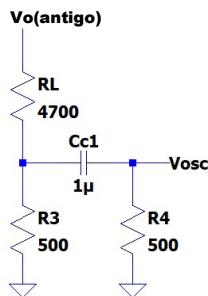


Figura 25 - Controlador de ganho do oscilador

Assim dimensionado a resistência R_L , verificamos que o sinal de saída do oscilador seria o seguinte:

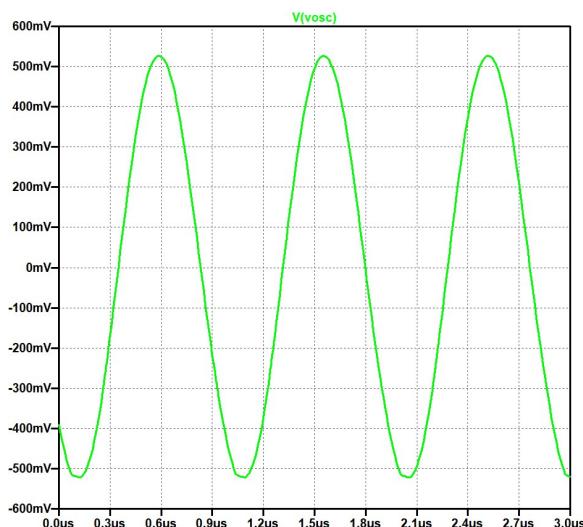


Figura 26 - Sinal de saída do oscilador

Observamos que a nova amplitude pico a pico é aproximadamente 1V como pedido e que a frequência de oscilação é 1MHz.

3.2.3. Frequência de oscilação e FFT

Analizando com mais detalhe o sinal de saída V_o , recorrendo a dois cursores, colocando cada um em diferentes períodos consecutivos registramos uma frequência simulada de 1.045MHz (fig.27), que corresponde à frequência da portadora proposta no enunciado do trabalho prático.

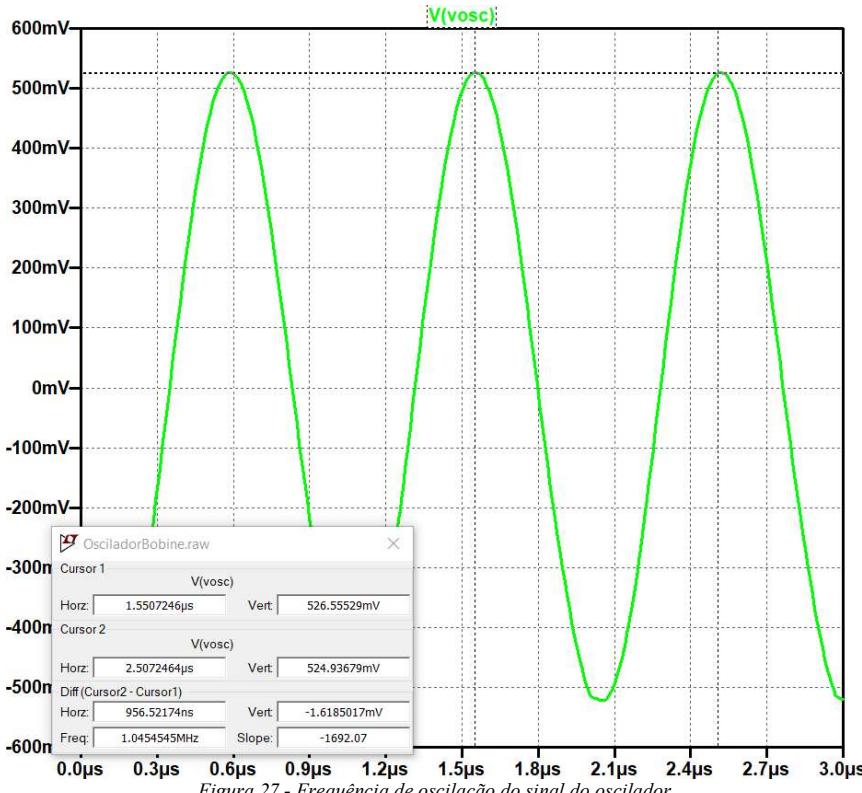


Figura 27 - Frequência de oscilação do sinal do oscilador

A análise espectral foi feita recorrendo à *Fast Fourier Transform* (FFT) (fig.28) do sinal V_o , registando-se um maior “pico” para a frequência de oscilação $f_0 = 1.04MHz$, pelo que se conclui que os objetivos para este sub-circuito foram compreendidos, seguindo-se então para a análise experimental deste circuito.

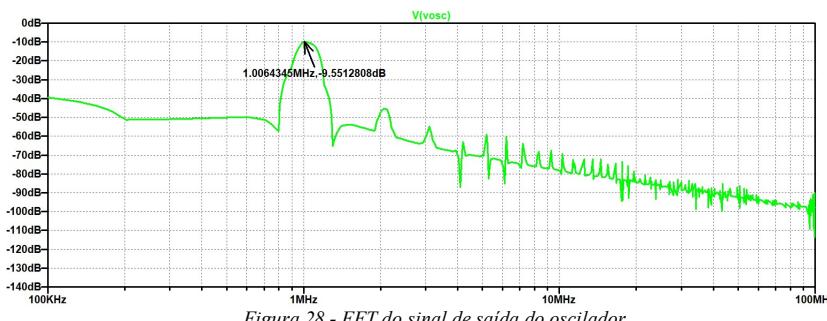


Figura 28 - FFT do sinal de saída do oscilador

3.3. Análise experimental do Oscilador

Concluída a fase de análise teórica e simulada, segue-se o estudo do oscilador de Colpitts em laboratório por forma a confirmar os valores previamente obtidos. Montou-se então o circuito (fig.29) e, recorrendo ao osciloscópio, observou-se o sinal de saída por forma a conferir os resultados.

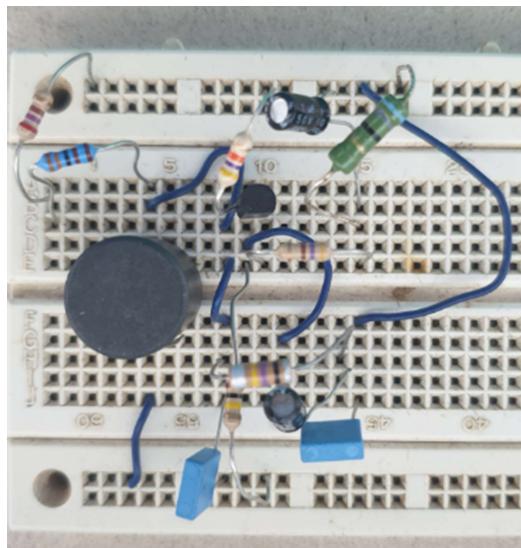


Figura 29 - Circuito do oscilador em laboratório

Tal como registado em simulação, registou-se no osciloscópio (fig.30) um sinal com amplitude de 0.5V (1Vpp), a oscilar à frequência de 1.04MHz, sendo este o sinal que será utilizado como portadora do sinal proveniente do bloco amplificador AF.

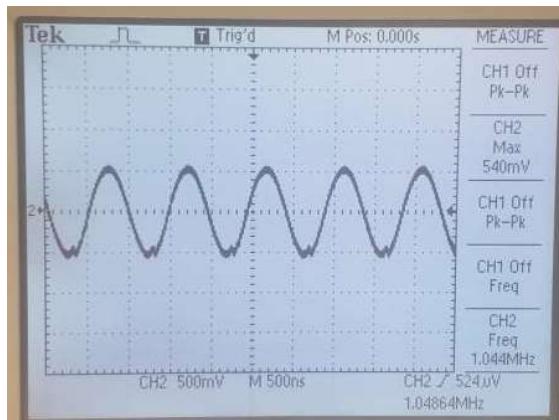


Figura 30 - Sinal de saída do oscilador em laboratório

4 Modulador

O bloco do modulador foi concretizado recorrendo a um circuito conhecido por multiplicador de quatro quadrantes ou “Célula de Gilbert”. Utilizou-se então o integrado MC1496 por este estar disponível no LTSpice e no laboratório.

Assim o esquema elétrico deste componente pode ser descrito como:

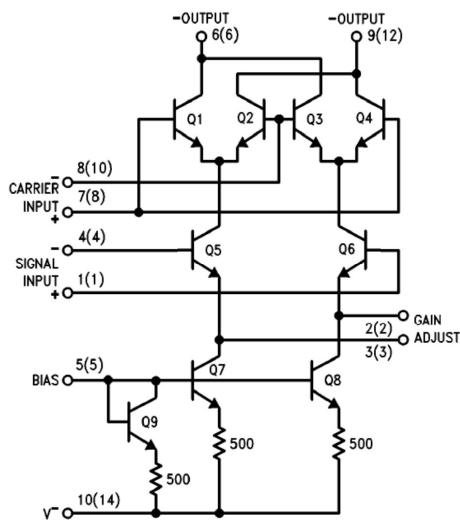


Figura 31 -Esquema do circuito multiplicador de quatro quadrantes

Para implementação deste como modulador de amplitude, foi montado o seguinte circuito elétrico:

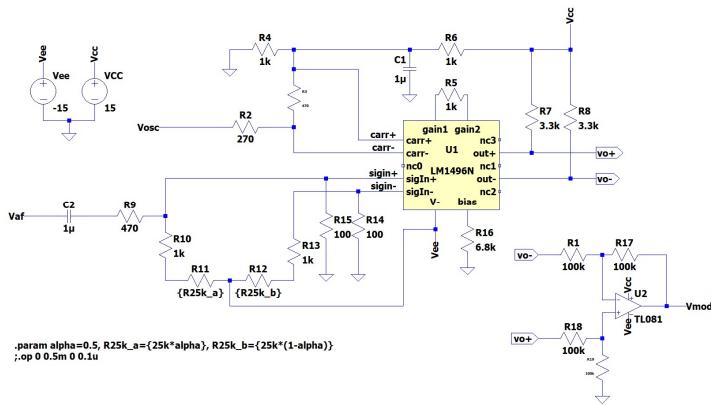


Figura 32 - Circuito modulador de amplitude em LTSpice

Com o potenciômetro formado por R_{11} e R_{12} podemos ajustar a quantidade de inserção do sinal da portadora e desta forma aumentar ou reduzir a potência/amplitude do sinal de saída do modulador.

O circuito subtrator composto pelo amplificador TL081 serve para compormos o sinal modulado final em apenas um sinal.

5 Amplificador RF

Neste capítulo é estudado o amplificador sintonizado representado abaixo (fig.33). Trata-se de um circuito RLC com um transístor em emissor comum degenerado como elemento ativo.

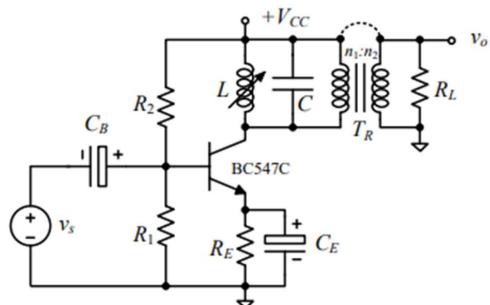


Figura 33 - Amplificador Sintonizado

Este capítulo está dividido em três partes: dimensionamento, simulação e testagem em laboratório.

5.1. Análise teórica do Amplificador RF

Pretende-se que o circuito da figura 33 tenha um PFR de $I_c = 10 \text{ mA}$ e $V_{CE} = 10 \text{ V}$. O circuito é sintonizado a 1MHz, sendo o modelo do transformador o WB9, a modelo da bobine variável o TK1238, o modelo do transístor o BC547C, com a alimentação $V_{CC} = 15\text{V}$.

Através do modelo elétrico determina-se o C_{M_1} (Condensador de Miller) e o condensador C. Sabendo as características do PFR, determinam-se os valores adequados para as resistências.

5.1.1. PFR

Conhecendo as condições de PFR propostas, redesenhou-se o circuito por forma a auxiliar no dimensionamento das resistências R_1 , R_2 e R_E . É de destacar que os condensadores se comportam como circuito aberto, e as bobinas como curto-circuito.

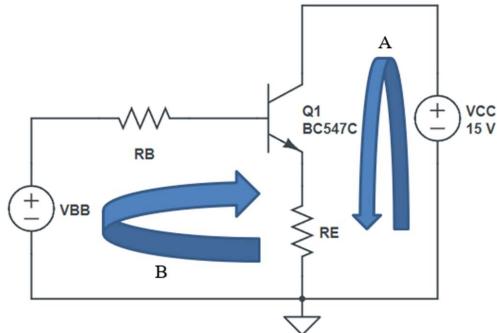


Figura 34 - Circuito PFR do amplificador sintonizado

Recorrendo a análise por malhas, retira-se da malha A, a seguinte equação:

$$V_{CC} = R_E \times I_e + V_{CE} \Leftrightarrow R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_e}$$

O valor de V_{CC} e de V_{CE} já são conhecidos, 15V e 10V especificamente, pelo que nos fica é apenas necessário determinar o valor de I_e , que podemos descobrir usando as relações entre I_b , I_e e I_c . O valor de h_{FE} é obtido através da consulta do *datasheet* do transístor BC547C.

$$h_{FE} = 500$$

$$I_c = I_b \times h_{fe} \Leftrightarrow I_b = \frac{I_c}{h_{FE}} \Leftrightarrow I_b \approx 20\mu A$$

$$I_e = I_b \times (1 + h_{FE}) \Leftrightarrow I_e \approx 10mA$$

Assim, temos o valor de R_E ,

$$R_E = 500\Omega$$

Com R_E calculado, faltam apenas R_1 e R_2 . Para obtermos os seus valores, vamos agora utilizar a malha B, resultando na expressão:

$$V_{BB} = R_B \times I_b + V_{BE} + R_E \times I_E$$

Sendo que,

$$R_B = R_1 // R_2$$

Sabemos ainda que,

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC}$$

Assim,

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = R_B I_b + V_{BE} + R_E I_E \Leftrightarrow$$

$$R_2 V_{CC} = R_2 R_1 I_b + 5.6 R_1 + 5.6 R_2$$

Assumindo que $R_1 = 5.6k\Omega$, pela equação anterior obtem-se $R_2 = 3.5k\Omega$, que na série E12 corresponde a $3.3k\Omega$.

5.1.2. Modelo Elétrico

Para a realização do modelo elétrico substituem-se os condensadores C_B e C_E por um curto-circuito, sendo que, nestes condensadores, basta assegurar que os valores sejam grandes o suficiente para não interferir na frequência para o qual o amplificador está sintonizado. Assim, a figura 35 representa o modelo para pequenos sinais.

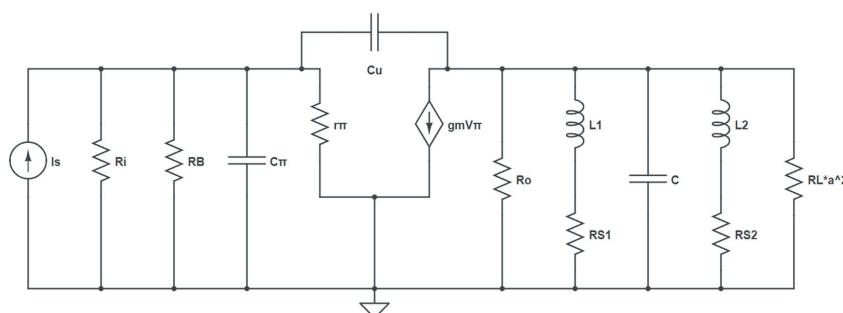


Figura 35 - Modelo Elétrico com representação dos condensadores parasitas

Considera-se $R_B = R_1 \parallel R_2$ as quais estão dimensionadas no subcapítulo direcionado ao PFR do circuito. Em relação ao transformador, representa-se por uma resistência em serie com uma bobina sendo o valor da bobina, a impedância vista do secundário ($225\mu F$), já as componentes parasitas do transistor estão presentes no datasheet. Os valores retirados dos datasheets estão presentes na tabela 1

Componente	$r_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m}$	c_μ	$R_o = \frac{1}{h_{oe}}$	$g_m = \frac{I_c}{V_t}$	$a^2 = \frac{n_2}{n_1}$	R_{S1}	R_{S2}	L_1	L_2
Valor	$3k\Omega$	$2pF$	$2.9k\Omega$	0.4	9	0.4Ω	0.25Ω	$4.7\mu H$	$225 \mu H$

Tabela 1 - Valores retirados do datasheet

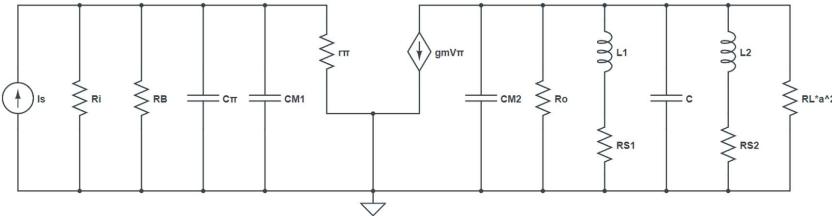


Figura 36 - Modelo para pequenos sinais com C_{M1}

Em relação a C_{π} , sabe-se que $g_m = 0.4$ e que $f_t = 200 \text{ MHz}$

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{\omega t} = \frac{g_m}{2\pi f_t} = 318 \text{ pF}$$

De forma a retirar o condensador parasita C_{μ} , colocou-se C_{M1} . Para simplificar o cálculo deste condensador converteu-se o modelo de resistência em série com a bobine para o modelo em que a bobine se encontra em paralelo com a resistência, como se pode observar na figura 37.

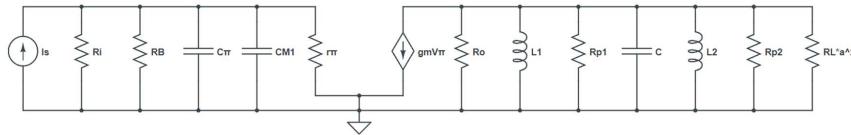


Figura 37 - Modelo elétrico com resistência da bobine em paralelo com a bobine

O fator de qualidade de uma bobine para a bobine L_1 é dado por

$$Q_{L_{S1}} = \frac{\omega_0 L_{S1}}{R_{S1}} = 73$$

Já para a bobine L_2 ,

$$Q_{L_{S2}} = \frac{\omega_0 L_{S2}}{R_{S2}} = 5654$$

Assim, é possível calcular R_{p1} e R_{p2}

$$R_{p1} = R_{S1} \left(1 + Q_{L_{S1}}^2 \right) = 2.18 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p2} = R_{S2} \left(1 + Q_{L_{S2}}^2 \right) = 8 \text{ M}\Omega$$

Com R_{p1} e R_{p2} consegue-se determinar C_{M1}

$$C_{M1} = C_\mu (1 + g_m [R_{L1} \parallel R_o \parallel R_{L2} \parallel R_{La^2}]) = 2 \text{ pF}$$

Desta forma para que o amplificador seja sintonizado a 1MHz dimensiona-se então o condensador C:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \Leftrightarrow C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = 5.6 \text{ nF}$$

Onde $L = L_1 \parallel L_2$

Concluído o dimensionamento, a tabela 2 apresenta o valor de todos os componentes do circuito.

	R_1	R_1	R_2	R_E	R_L	C_B	C_E	L	C
Valor	10 kΩ	5.6 kΩ	3.45 kΩ	495 Ω	1 kΩ	2.2 μF	2.2 μF	4.6 μH	5.6 nF

Tabela 2 – Valores dos componentes do circuito

5.1.3. Qualidade do circuito, ganho, largura de banda

Dimensionados todos os componentes do circuito para cumprir as especificações propostas, determinou-se por análise teórica o ganho do circuito, o fator de qualidade e a largura de banda.

A figura 38 representa o modelo simplificado para pequenos sinais onde,

$$R_T = R_{L1} \parallel R_o \parallel R_{L2} \parallel R_{La^2} = 1,09 \text{ kΩ}$$

$$R_C = R_B \parallel R_\pi = 1,25 \text{ kΩ}$$

$$C_C = C_{M1} \parallel C_\pi = 320 \text{ pF}$$

$$L = L_1 \parallel L_2 = 4.5 \mu\text{H}$$

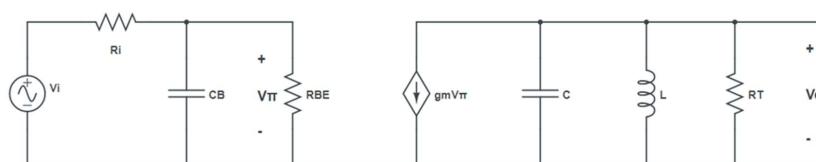


Figura 38 - Modelo para pequenos sinais simplificado

Assim, o fator de qualidade do circuito é dado por,

$$Q_o = \omega_o R_T C = 2\pi f_0 R_T C = 36,9$$

A largura de banda,

$$LB_f = \frac{f_o}{Q_o} = \frac{1}{2\pi R_T C} = 27k \text{ Hz}$$

Quanto maior a qualidade do circuito menor será a largura de banda. Conseguir-se-ia aumentar a qualidade do circuito e correspondente diminuição da largura de banda caso a impedância da bobine L_1 fosse menor, uma vez que a frequência de sintonia está dependente da impedância das bobinas e do condensador, como se pode observar na equação seguinte,

$$C = \frac{1}{(L_1 \parallel L_2)\omega_0^2}, \quad \text{com } \omega_0 = 2\pi f_0, \quad f_0 = 1MHz$$

Contudo ao melhorar a qualidade do circuito, isto resulta numa diminuição do ganho máximo A_{vm} , que corresponde ao ganho máximo que o circuito consegue ter, ou seja, quando a tensão de saída não é afetada pelos condensadores e pela bobina. Retiraram-se então as expressões abaixo, que não contemplam os componentes mencionados:

$$\begin{cases} a v_o = -g_m V_\pi R_T \\ v_\pi = \frac{R_{B1}}{R_i + R_{BE}} \end{cases}$$

O que resulta,

$$A_{vm} = \frac{[-g_m R_T \frac{R_{BE}}{R_i + R_{BE}}]}{a} = -15,9$$

O ganho do circuito (A_v), contempla todos os elementos ou seja as resistências, condensadores e bobinas, definindo-se as impedâncias Z_1 e Z_2

$$Z_1 = C_{BE} \parallel R_{BE} = \frac{R_{BE}}{sR_{BE}C_{BE} + 1}$$

$$Z_2 = R_T \parallel C \parallel L = \frac{R_T}{1 + sCR_T + \frac{R_T}{sL}}$$

Assim,

$$A_v = \frac{[-g_m Z_1 Z_2]}{a} = -5,4$$

5.2. Análise simulada do Amplificador RF

Elaborou-se então o amplificador sintonizado recorrendo à ferramenta de simulação LTSpice, representado na figura 39, onde se comparou alguns resultados obtidos por simulação relativamente aos esperados por análise teórica.

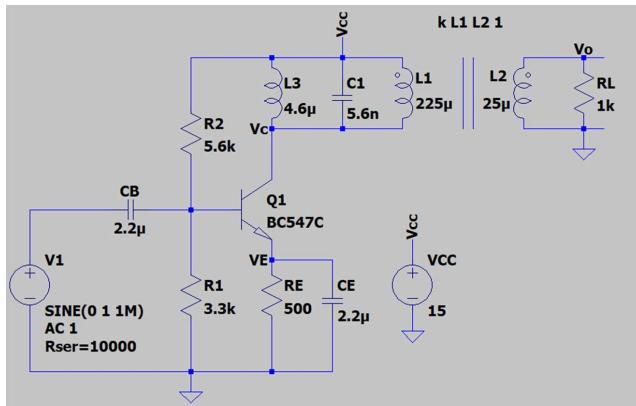


Figura 39 - Amplificador sintonizado desenhado em LTSpice

Simulado o circuito para o ponto de funcionamento em repouso obtém-se $V_{CE} = 4.8V$ e $I_C = 9.67mA$. Os valores são semelhantes aos valores para o qual o circuito foi dimensionado, sendo a ligeira devida ao arredondamento dos valores das resistências bem como das componentes parasitas.

--- Operating Point ---		
$V(v_o)$:	0	voltage
$V(v_c)$:	15	voltage
$V(v_{cc})$:	15	voltage
$V(n004)$:	5.52235	voltage
$V(v_e)$:	4.84196	voltage
$V(n003)$:	1.21492e-013	voltage
$I_c(Q1)$:	0.00966491	device_current
$I_b(Q1)$:	1.89985e-005	device_current
$I_e(Q1)$:	-0.009668391	device_current
$I(C_b)$:	1.21492e-017	device_current
$I(C_e)$:	1.06523e-017	device_current
$I(C_1)$:	0	device_current
$I(L_3)$:	0	device_current
$I(L_1)$:	-0.00966491	device_current
$I(L_2)$:	0	device_current
$I(R_2)$:	0.00169244	device_current
$I(R_1)$:	0.00167344	device_current
$I(Re)$:	0.00968391	device_current
$I(R_L)$:	0	device_current
$I(V_{cc})$:	-0.0113573	device_current
$I(V_1)$:	1.21492e-017	device_current

Figura 40 Análise DC do amplificador sintonizado

Em relação à frequência de sintonização, para que esta seja exatamente de 1Mega ajustou-se a bobine variável de $4.6 \mu H$ para $4.38 \mu H$. Observa-se que o ganho obtido na escala logarítmica foi de 12.8 dB, sendo que o sinal aplicado à entrada foi uma sinusoide com frequencia de 100 MHz e 1V de amplitude. Assim, obteve-se um ganho em linear de 4.36.

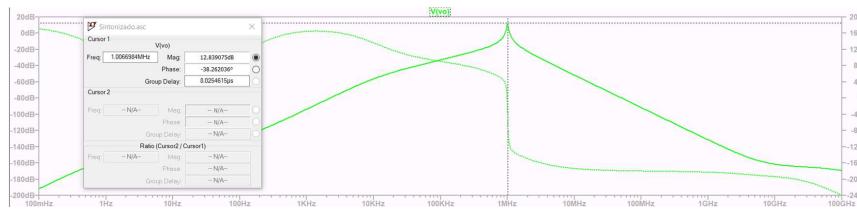


Figura 41 - Gano do amplificador sintonizado

A largura de banda em simulação pode ser determinada colocando o cursor 3dB abaixo do pico máximo, registando-se então a frequência de corte inferior de 987KHz e uma frequênciade corte superior de 1.027 MHz, o que corresponde a uma largura de banda de 40KHz.

Assim o circuito terá um fator de qualidade de 25. Consta-se que em simulação, a qualidade do circuito diminui, devido maioritariamente à aproximação dos valores dos componentes.

$$Q_o = \frac{f_o}{LB_f} = 25$$

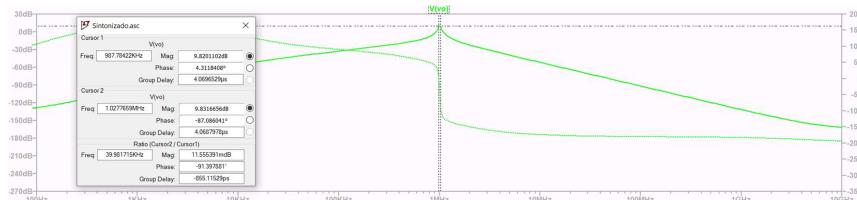


Figura 42 - Largura de banda do amplificador sintonizado

Como referido e deduzido na secção teórica caso se diminuisse a bobina e consequentemente, aumentasse o condensador de forma a manter a sintonia, iríamos ter um maior fator de qualidade do circuito, menor largura de banda e um ganho inferior. Por forma a comprovar tal premissa, em simulação definiu-se a impedância da bobine como $1\mu H$, o que resulta ter um condensador de $25nF$.

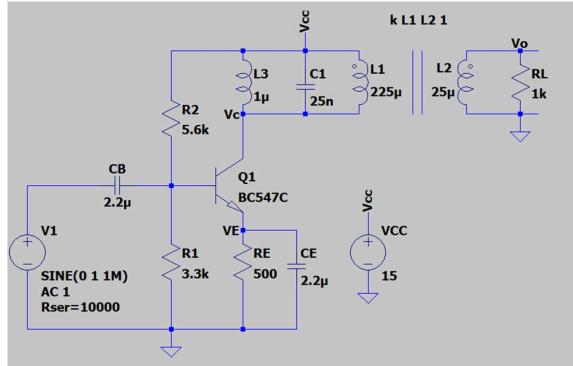


Figura 43 - Amplificador Sintonizado desenhado em LTSpice para condensador $25nF$

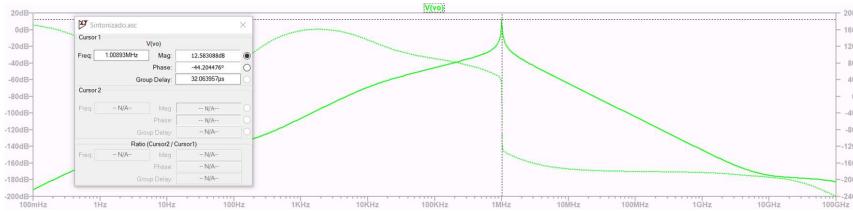


Figura 44 - Ganho do amplificador sintonizado com um condensador de $25nF$

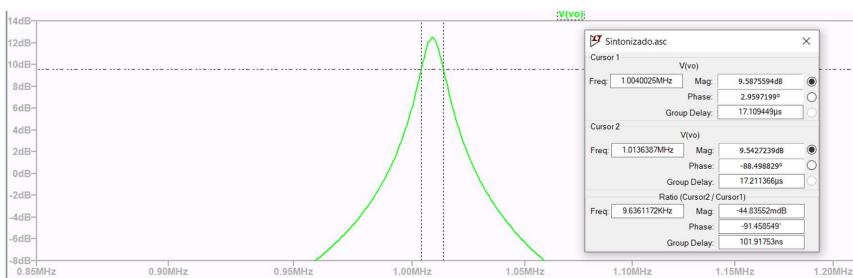


Figura 45 - Largura de Banda do Amplificador Sintonizado com um condensador de $25nF$

Pelas figuras anteriores, conclui-se que o ganho diminui para 4.1 em linear e largura de banda diminui para 900 Hz, resultando numa qualidade de 1113, o que corrobora o raciocínio realizado anteriormente. O circuito também foi testado em laboratório para estes valores, sendo que se obteve um fator de qualidade de 41 e um ganho de 1.2

5.3. Análise experimental do Amplificador RF

Procedeu-se à montagem em laboratório do amplificador sintonizado, sendo que foi aplicada à entrada um sinal sinusoidal com frequência de 1MHz e 0.5 V de amplitude. Para que a frequência de sintonia fosse exatamente de 1MHz foi necessário ajustar o valor da bobine variável.

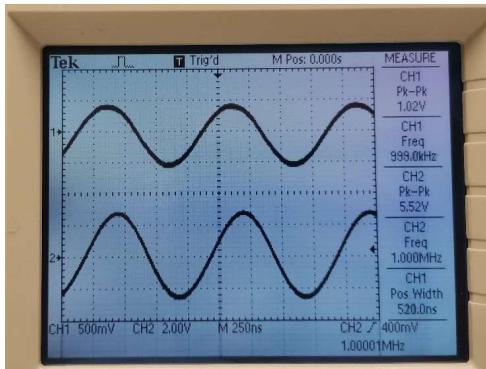


Figura 46 - Gano do Amplificador Sintonizado obtido experimentalmente

O gano obtido experimentalmente, foi de 5.41, que é ligeiramente superior ao obtido através de cálculos teóricos.

Para obter a largura de banda dividiu-se a amplitude por $\sqrt{2}$ de forma a encontrar a frequencia de corte superior e inferior.

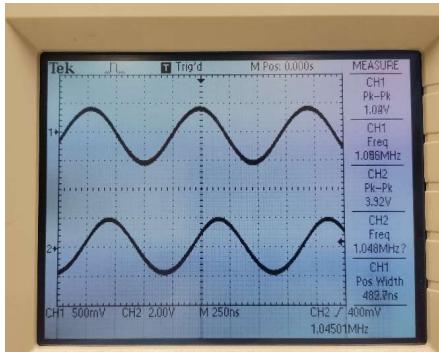


Figura 47 - Frequênciade corte superior – Amplificador Sintonizado

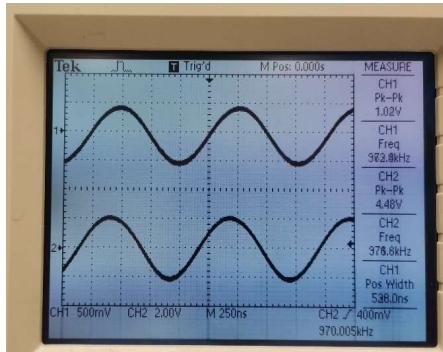


Figura 48 - Frequênciade corte inferior – Amplificador Sintonizado

5.4. Andar Push-Pull

Explorou-se ainda a utilização de um andar push-pull no lugar do amplificador sintonizado em laboratório com o objetivo de amplificar o sinal modulado.

A sua implementação encontra-se representada na figura 49, sendo o sinal V_i referente ao sinal de saída do bloco modulador, e a resistência $R_6 = 8\Omega$ que representa o altifalante.

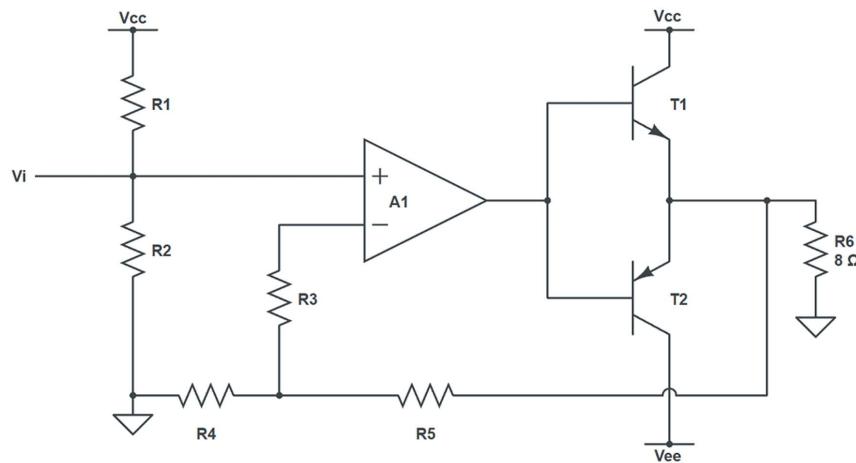


Figura 49 - Andar push-pull

6. Implementação do Emissor AM

Com base nos estudos efetuados no Capítulo 2 ao Capítulo 5, juntaram-se todos os blocos desenvolvidos por forma a realizar o amplificador AM.

Na secção 6.1 será realizado o estudo em LTSpice enquanto na secção 6.2 são demonstrados resultados experimentais com um sinal musical e sinal vocal à entrada, ouvindo num rádio AM sintonizado à frequência da portadora, criada pelo oscilador, de 1MHz.

6.1. Implementação simulada

Tendo por base o diagrama de blocos da figura 1, realizou-se o circuito equivalente em LTSpice, representado na figura 50

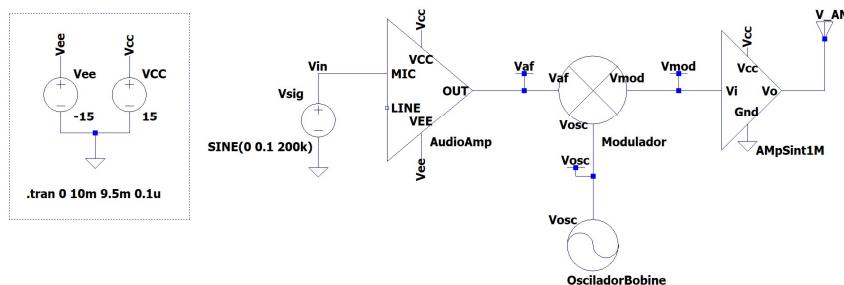


Figura 50 - Circuito emissor AM em LTSpice

Passamos agora à análise individual de cada bloco, começando pelo bloco referente ao amplificador de áudio, representado como “*AudioAmp*”.

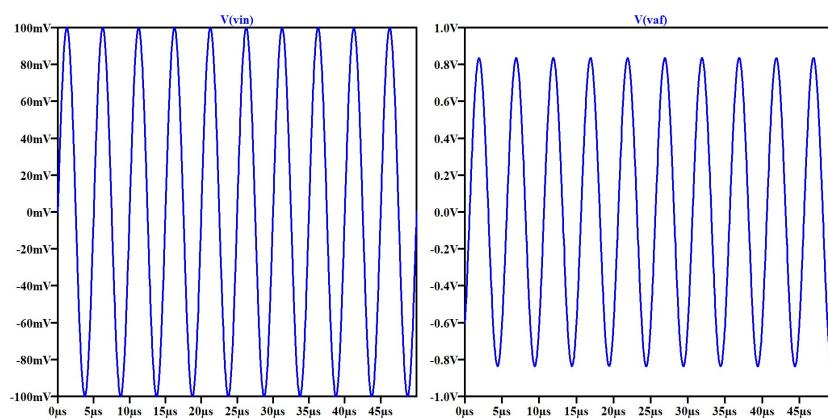


Figura 51 - Sinal de entrada e saída, respetivamente, do bloco amplificador áudio frequência

Foi aplicado na entrada um sinal com 0.1V de amplitude e 200kHz de frequência, representado na imagem à esquerda na figura 51, e observa-se que na saída do amplificador AF, o sinal original sofreu uma amplificação 8 vezes maior em relação ao sinal de entrada.

Analisou-se também o sinal que sairá do bloco do oscilador, este feito para uma frequência de 1MHz.

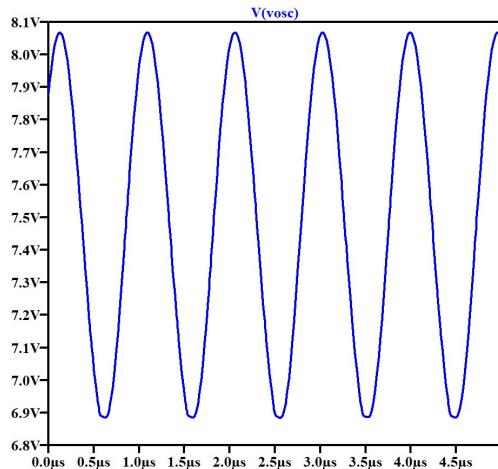


Figura 52 - Sinal de saída do oscilador

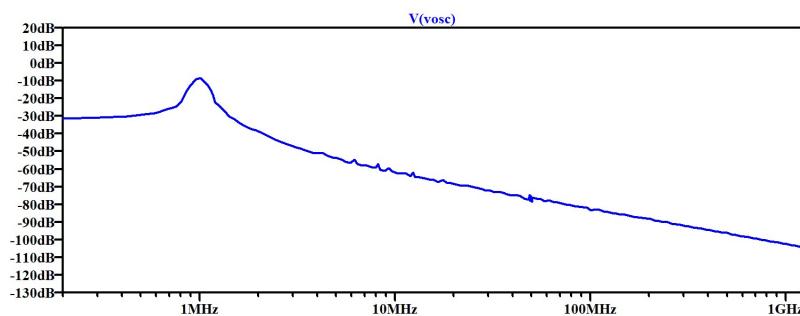


Figura 53 - FFT do sinal de saída do oscilador

Para o oscilador, verifica-se o esperado, onde, por observação da figura 53 correspondente à FFT do sinal, vemos que o oscilador encontra-se na frequência desejada de 1MHz.

Passamos agora para a análise do sinal resultante da multiplicação do sinal do oscilador com o sinal de entrada amplificado.

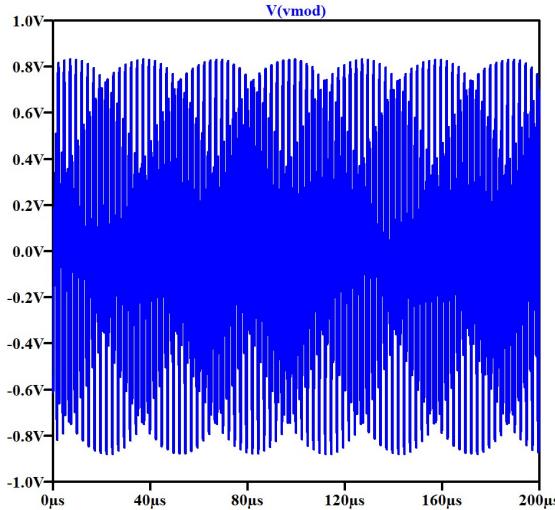


Figura 54 - Sinal de saída do bloco modulador

Observa-se que o sinal obtido é semelhante ao sinal com envolvente, já visto anteriormente na figura 4, confirmando que o sinal modulado em AM encontra-se correto.

Por fim, temos o sinal final que iremos transmitir. Este é o sinal resultante da multiplicação, já analisado anteriormente, e que de seguida será amplificado na frequência desejada, 1MHz, usando um amplificador sintonizado nessa mesma frequência.

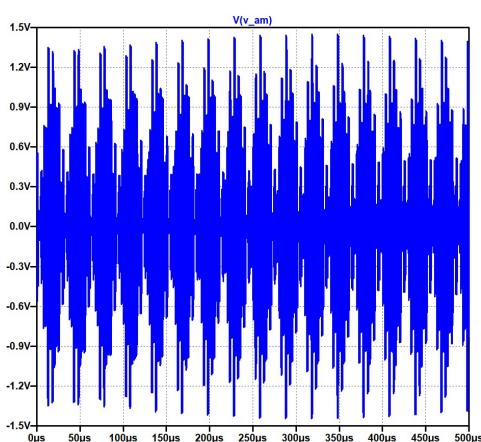


Figura 55 - Sinal final que será transmitido

Como podemos observar, no sinal final temos um sinal localizado na frequência de 1MHz e com o devido ganho.

6.2. Implementação do Emissor AM em laboratório

Por fim, iremos realizar a montagem do circuito em laboratório, com o intuito de confirmarmos que todos os circuitos funcionam em conjunto, realizando assim o emissor AM.

Ficamos assim então com o circuito representado na figura 56,

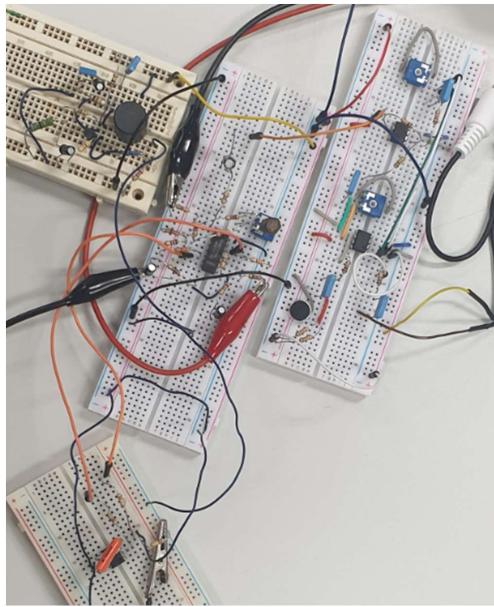


Figura 56 - Circuito realizado em laboratório

Donde, apos testar em laboratório, podemos confirmar que o circuito funciona como esperado, e para corroborar, criou-se um vídeo o qual se encontra no ficheiro zip com o nome “EmissorCSE_video”, no formato mp4.

7. Conclusão

O quinto e último trabalho prático da unidade curricular de Complementos de Sistemas Eletrónicos teve por objetivo elaborar um emissor de rádio em Amplitude Modulada, com a contribuição dos grupos todos em conjunto em diferentes blocos deste circuito. Exploraram-se circuitos analisados em trabalhos práticos anteriores, tais como osciladores LC, amplificadores sintonizados, e andares de potência.

Utilizou-se um circuito integrado multiplicador de quatro quadrantes, também conhecido como “Célula de Gilbert”, tópico abordado na última UC obrigatória de eletrónica, Sistemas Eletrónicos, Analógicos e Digitais; pelo que permitiu aos grupos colocar em prática e ficar a compreender melhor parte do conhecimento lecionado anteriormente.

Ao longo do trabalho prático foram encontradas algumas adversidades, nomeadamente no amplificador sintonizado, bem como algumas dificuldades em unir todos os blocos finais. Estes problemas foram ultrapassados através da análise do circuito em *breadboard*, e testes de continuidade.

Montado o circuito final, sintonizou-se um rádio em laboratório à frequência da portadora dada pelo circuito oscilador LC, de $1MHz$, fornecendo um sinal de áudio proveniente de um telemóvel foi possível ouvir, embora com algum ruído, a música a ser transmitida no rádio. Este ruído podia ser resolvido através do amplificador sintonizado com uma largura de banda inferior, que filtraria as frequências adjacentes, contudo, o grupo teve alguma dificuldade em limitar a LB uma vez que comprometia o ganho.

Dá-se então o trabalho final por finalizado, pelo que os grupos concluem que os objetivos propostos foram cumpridos, permitindo colocar em prática conhecimentos adquiridos em unidades curriculares anteriores, tais como SEAD e Telecomunicações II, aliado à componente teórica de CSE.

A unidade curricular permitiu aos grupos ganhar conhecimento em circuitos mais complexos, mencionados anteriormente, bem como adquirir maior proficiência em ambientes de simulação, e em tópicos como a síntese de circuitos. Contactou-se também como equipamentos de medida mais avançados em alguns trabalhos práticos anteriores, tais como o *spectrum analyzer*, que permitiu aos grupos desenhar as características de amplitude e fase de diferentes filtros.

8. Bibliografia

- Moodle ISEL - Complementos de Sistemas Eletrônicos do ISEL:
<https://2122moodle.isel.pt/course/view.php?id=5162>
- Telecomunicações; Juarez do Nascimento; Mc-Graw-Hill & Marron Book
<https://archive.org/details/TelecomunicacoesJuarezDoNascimento/page/n21/mode/1up>
- Circuito Integrado LM1496/MC1496:
<https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mc1496-d.pdf>
<https://circuits-diy.com/wp-content/uploads/2021/08/LM1496N.pdf>
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN531-D.PDF>
- Amplificador para microfone de eletreto
<https://download.mikroe.com/documents/add-on-boards/other/audio-and-voice/microphone-amp/microphone-amp-manual-v100.pdf>
https://seeeddoc.github.io/Grove-Loudness_Sensor/
https://www.youtube.com/watch?v=-USf8pJA1hk&ab_channel=Electrolab (este vídeo usa um microfone estéreo)