

## OSCILADOR DE MICRO-ONDAS COMO FONTE DE SINAL

[\[ver artigo online\]](#)

Giovani Lucas COIMBRA<sup>1</sup>

Bruno Gomes da SILVA<sup>2</sup>

### RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um protótipo de oscilador de micro-ondas com frequência fixa, em torno de 3 GHz, com linhas Microfita, usando transistor bipolar de alta frequência e de baixo ruído, através dos parâmetros de espalhamento S, com o intuito de dar suporte às atividades práticas desenvolvidas no laboratório de RF do curso de engenharia elétrica do IFSUL. São utilizadas ferramentas computacionais para o desenvolvimento das equações para as conversões dos parâmetros de espalhamento, para os cálculos do casamento de impedâncias, para a confecção das linhas de Microfita e para a polarização do transistor. Por fim, são construídos dois protótipos e apresentados os resultados. Os protótipos funcionaram adequadamente, destacando-se o projetado com o auxílio de ferramenta computacional.

**Palavras-chave:** Oscilador de Micro-ondas, Parâmetros de Espalhamento, Linha Microfita.

## MICROWAVE OSCILLATOR AS A SIGNAL SOURCE

### ABSTRACT

This work presents the development of a prototype of a microwave oscillator with a fixed frequency, around 3 GHz, with microstrip lines, using a high frequency and low noise bipolar transistor, through the scattering parameters S, with the aim of support the practical activities developed in the RF laboratory of the electrical engineering course at IFSUL. Computational tools are used to develop the equations for the conversion of the scattering parameters, for the impedance matching calculations, for the fabrication of the microstrip lines and for the transistor polarization. Finally, two prototypes are built and the results are presented. The prototypes worked properly, highlighting the one designed with the aid of a computational tool.

**Keywords:** Microwave Oscillator, Spread Parameters, Microstrip Line.

- 
- 1 Engenheiro Eletricista e Professor no Instituto Federal de Educação Sul-rio-grandense (IFSUL).  
Bacharel em Engenharia Elétrica (IFSUL).  
Mestrando em Ciência e Engenharia de Materiais pela Universidade Federal de Pelotas (UFPEL).  
[giovnilcoimbra@gmail.com](mailto:giovnilcoimbra@gmail.com)
  - 2 Engenheiro Civil e Professor no Instituto Estadual de Educação Assis Brasil-RS (IEEAB).  
Licenciado em Física (IFSUL) e Bacharel em Engenharia Civil (Anhanguera de Pelotas).  
Especialista em Ciências e Tecnologias na Educação (IFSUL).  
Mestre no Ensino das Ciências (Instituto Politécnico de Bragança - Portugal).  
Doutorando em Ciência e Engenharia dos Materiais (UFPEL).  
[brunoifsul@gmail.com](mailto:brunoifsul@gmail.com)



## INTRODUÇÃO

As frequências de micro-ondas são as frequências que estão na faixa de 1 a 10 GHz, comprimento de onda no vácuo entre 30 e 3 cm respectivamente. Os circuitos operantes na faixa de micro-ondas necessitam de um tratamento diferente dos circuitos eletrônicos convencionais ou discretos. Pois existe a preocupação com as dimensões dos mesmos em relação ao comprimento de onda e com os elementos parasíticos, que fazem parte do desenvolvimento e da implementação de projetos de micro-ondas (WEBER, 2001).

Assim, desenvolve-se neste trabalho um protótipo de um oscilador de micro-ondas, através dos parâmetros de espalhamento  $S$  e com frequência fixa. Osciladores de micro-ondas são elementos essenciais em sistemas de telecomunicação, bem como em sistemas de redes WIFI e também em transmissão de TV via satélite e via cabo.

Para o auxílio na formação dos alunos do curso superior de engenharia elétrica, são necessários laboratórios didáticos para o ensino das disciplinas profissionalizantes. Estes podem ser utilizados como apoio para a compreensão dos conceitos complexos desenvolvidos durante a graduação. As disciplinas técnicas, muitas vezes se tornam complexas, isto se deve ao fato de serem desenvolvidas com ênfase na teoria, matematizadas, focando em conhecimentos algébricos, abstratos e conhecimentos tecnicistas. Isso acaba dificultando o processo de aprendizado dos alunos, na perspectiva de facilitar este processo, ressaltam a importância da experimentação na sala de aula, dos alunos dentro do laboratório tocando nos materiais e observando as experiências (LESSA; SILVA, 2018).

Os professores precisam em suas aulas conciliar o conhecimento técnico das disciplinas, bem como, abordar conhecimentos históricos dos conteúdos, suas contextualizações e aplicações tecnológicas e, principalmente, as experimentações, para atingir um processo de ensino e aprendizagem mais abrangente (SILVA, 2018).

Em laboratórios de ondas eletromagnéticas, a interação prática do aluno com os fenômenos de propagação de ondas eletromagnéticas é fundamental para o entendimento do comportamento dessas ondas e dos circuitos de micro-ondas. Com isso se mostrou necessário projetar um oscilador de micro-ondas para equipar um laboratório de RF do IFSUL, com baixo custo, para auxiliar no ensino de professores e no aprendizado dos alunos sobre estudos do comportamento de ondas eletromagnéticas de alta frequência.

## 1. DESENVOLVIMENTO

O estudo possui como objetivo principal, *projetar um oscilador de micro-ondas, com uma frequência fixa em torno de 3 GHz, com linhas Microstrip, usando transistor bipolar de alta frequência e de baixo ruído, através dos parâmetros de espalhamento S*. Bem como, possui objetivo secundário, *a construção de um protótipo para ser usado como fonte de sinal no laboratório de RF. Buscando assim fornecer uma ferramenta para os alunos terem um entendimento maior sobre os conceitos complexos envolvidos em circuitos de alta frequência, em especial, conceitos sobre propagação em linhas de transmissão*. E objetivo terciário, *a geração de sinais com comprimentos de onda entre 3 e 30 cm, pois estes, facilitam a detecção dos padrões de onda estacionária, medição de atenuação em distâncias curtas e diferenciação entre campo próximo e distante*. Nestes comprimentos de onda, os experimentos podem ser realizados em ambiente fechado e no espaço das dimensões de uma bancada.

### 1.1. CIRCUITOS DE ALTA FREQUÊNCIA

#### 1.1.1. LINHA DE TRANSMISSÃO

Em um circuito de micro-ondas, a linha de transmissão é um dos elementos do circuito que se comporta como um guia para a transmissão de energia entre a fonte geradora e a carga consumidora. As linhas de transmissão apresentam propriedades distintas de acordo com as características do circuito, como frequência, nível de tensão e distância entre o gerador e a carga (POZAR, 2012).

A tensão ou a corrente chega a uma carga  $Z_L$ , partindo de uma fonte com impedância interna  $Z_S$ , através de uma linha de transmissão com uma impedância característica  $Z_0$ . Nesta linha podem existir ondas se propagando em direção à carga (onda incidente) ou em direção à fonte (onda refletida). Se a impedância da carga for igual à impedância da linha ( $Z_L = Z_0$ ), não há onda refletida, pois toda a onda incidente é absorvida pela carga  $Z_L$ . Se ( $Z_L \neq Z_0$ ) e a impedância da linha for igual à impedância interna da fonte ( $Z_0 = Z_S$ ), a onda incidente não será toda absorvida pela carga, havendo assim parte da onda refletida para a fonte, que a absorve totalmente (POZAR, 2012).

Se ( $Z_L \neq Z_0$ ) e ( $Z_0 \neq Z_S$ ), parte da onda refletida na carga, é também refletida na fonte, que por sua vez, incide parte na carga novamente, processo este que se repete eternamente, admitindo que a linha não possua perdas.

A razão entre a onda refletida e a onda incidente é conhecida como coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ), e indica a quantidade de descasamento entre a impedância característica  $Z_0$  e as suas terminações  $Z_S$  e  $Z_L$ .

$$\Gamma = \frac{V_{refletida}}{V_{incidente}} \quad (1)$$

Se há casamento de impedância, não há onda refletida, assim o  $\Gamma$  é nulo. Por outro lado, se a carga for um circuito aberto ou um curto-circuito, a onda incidente é totalmente refletida de volta para a fonte, neste caso o valor de  $|\Gamma|$  é igual a um, representando um descasamento perfeito. A faixa de valores do  $\Gamma$  varia de 0 a 1 com carga passiva, ou seja, não é possível ter uma onda refletida maior do que a incidente ( $\Gamma > 1$ ), a não ser que a terminação da linha seja uma fonte de potência. Segundo WEBER (2001) e POZAR (2012) essa configuração é muito utilizada na construção de osciladores de micro-ondas.

O coeficiente de reflexão  $\Gamma$  também pode ser expresso através das impedâncias envolvidas, como mostrado na equação (2).

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2)$$

A equação (2) pode ser escrita com impedâncias normalizadas com relação à impedância característica da linha. Assim:

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1} \quad (3)$$

$$G = \frac{z_n - 1}{z_n + 1} \quad (4)$$

Onde  $z_n$  é a impedância da carga normalizada.

A relação entre  $\Gamma$  e  $z_n$  pode ser obtida de forma analítica ou diretamente a partir da Carta de Smith, ferramenta que será abordada a seguir.

Em circuitos de micro-ondas, os comprimentos das linhas de transmissão são da ordem de milímetros. Uma das tecnologias mais adequadas a ser utilizada nesses circuitos, segundo (WEBER, 2001; POZAR, 2012) é a configuração Microfita (*Microstrip*).

Há diferentes tipos de propagação da energia eletromagnética em uma linha de transmissão de acordo com a direção do campo magnético e campo elétrico. Se considerarmos uma linha de transmissão paralela ao eixo z, e sabendo que “E” representa o campo elétrico e “H” representa o campo magnético, logo podemos classificar os modos de propagação da seguinte forma (COLLIN, 2001; POZAR, 2012):

Modo TEM: ondas transversais eletromagnéticas (ambos os campos são perpendiculares à direção de propagação), assim  $E_z = H_z = 0$ .

Modo TE: ondas transversais elétricas (campo elétrico é perpendicular à direção de propagação), onde  $E_z = 0$ .

Modo TM: ondas transversais magnéticas (campo magnético é perpendicular à direção de propagação), onde  $H_z = 0$ .

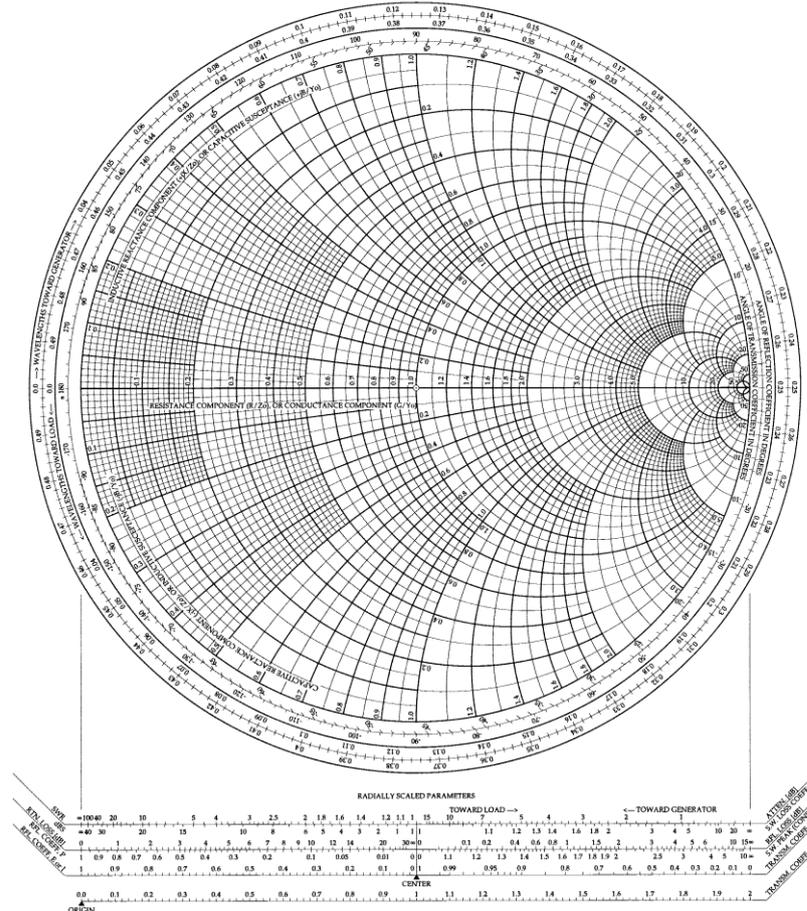
Na tecnologia Microfita, como o circuito opera com frequências por volta de alguns GHz, as componentes  $E_z$  e  $H_z$  são tão pequenas que podem ser desconsideradas sem apresentar erros analíticos no projeto. Aqui, o modo de propagação é denominado *quasi – TEM* (POZAR, 2012).

### 1.1.2. CARTA DE SMITH

A carta de Smith é uma ferramenta gráfica de simples utilização essencial para a análise e projeto de sistemas de micro-ondas. É de suma importância para a análise de fenômenos diversos em uma linha de transmissão. A mesma consiste em lugares geométricos traçados num diagrama polar, com valores de resistência constante e reatância constante. Serve para calcular e relacionar impedâncias e coeficientes de reflexão complexos, também permite, a partir das dimensões de uma linha, determinar de forma imediata o coeficiente de reflexão e a onda estacionária. A carta foi criada em 1939, por Phillip Hagar Smith. Inicialmente a carta era retangular e limitada no número de variáveis (VENDELIN, 2005).

Algum tempo depois a carta mudou seu formato, através de uma transformação bilinear, apresentando todas as impedâncias passivas em um círculo de raio infinito (COLLIN, 2001).

Figura 1: Carta de Smith Completa.



Fonte: Nova Eletrônica (2022)

Disponível: <https://blog.novaeletronica.com.br/carta-de-smith-smith-chart/2022>

O valor da impedância normalizada ao longo de uma linha de transmissão é dado pela equação (5).

$$\frac{Z_{(z)}}{Z_0} = r + jx = \frac{1 + \Gamma_{(z)}}{1 - \Gamma_{(z)}} = \frac{1 + (u + jv)}{1 - (u + jv)} \quad (5)$$

Onde:

$$\Gamma_{(z)} = \Gamma_L \cdot e^{-j2\beta z} = u + jv \quad (6)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (7)$$

- $Z_0$  = impedância característica da linha;
- $Z_{(z)}$  = impedância na posição “z” da linha;
- $\Gamma_{(z)}$  = coeficiente de reflexão na posição “z” da linha;

- $r$  = parte real da impedância normalizada;
- $x$  = parte imaginária da impedância normalizada;
- $u$  = eixo real do plano;
- $v$  = eixo imaginário do plano;
- $\beta$  = número de onda;
- $\lambda$  = comprimento de onda;
- $z$  = comprimento da linha ou distância entre a carga e o plano de  $\Gamma$ .

Ao dividir a equação (5) da impedância em parte real e imaginária, temos respectivamente:

$$\left(u - \frac{r}{1+r}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(1+r)^2} \quad (8)$$

E,

$$(u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 = \frac{1}{x^2} \quad (9)$$

Essas duas últimas equações, mostram as famílias de círculos de  $r$  constantes e de  $x$  constantes respectivamente. Os valores de resistência constante ( $r$ ) no plano complexo  $\Gamma$  (com coordenadas retangulares  $u$  e  $v$ ), formam círculos centrados no eixo  $u$  em  $[r/(1+r), 0]$  e com raios  $[1/(1+r)]$  (SADIKU, 2004).

Assim, a impedância possui um valor com parte real ( $r$ ), entre 0 e  $+\infty$  e uma parte imaginária ( $x$ ) indutiva ou capacitiva, entre  $-\infty$  e  $+\infty$ . Com a impedância normalizada e separando a parte real e a imaginária e traçando uma reta do centro da carta, passando pelo ponto da impedância e chegando até a borda, círculo de maior raio da carta, podemos determinar o módulo do coeficiente de reflexão, através da razão entre o raio da carta e a distância do centro ao ponto marcado (SADIKU, 2004).

Os valores de reatância constante ( $x$ ) no plano complexo  $\Gamma$  (com coordenadas retangulares  $u$  e  $v$ ), formam círculos centrados em  $(1, 1/x)$  e com raios  $(1/|x|)$ .

O ângulo do coeficiente de reflexão  $\Gamma$  é medido diretamente na borda da carta, no sentido anti-horário iniciando no ponto  $r = \infty$ , até o ponto de intersecção com a reta desenhada.

Para uma linha de transmissão sem perdas, o lugar geométrico de valores de impedâncias que apresentam o mesmo valor para o módulo do coeficiente de reflexão (SADIKU, 2004).

Cada volta completa sobre um círculo com centro no centro da carta, corresponde a uma distância de meio comprimento de onda percorrido na LT. Girando-se no sentido horário, equivale a percorrer na LT em direção ao gerador. Girando-se no sentido anti-horário, equivale a percorrer na LT em direção a carga. Podem-se obter os pontos de máximo e mínimo da onda estacionária na LT nos pontos onde a impedância é real pura, ou seja, parte imaginária é zero. Os valores de impedâncias nesses pontos são dados por:

$$Z_{MÁX} = Z_0 \cdot \frac{1 + |\Gamma_{(Z)}|}{1 - |\Gamma_{(Z)}|} = Z_0 \cdot ROE \quad (10)$$

E,

$$Z_{MÍN} = Z_0 \cdot \frac{1 - |\Gamma_{(Z)}|}{1 + |\Gamma_{(Z)}|} = \frac{Z_0}{ROE} \quad (11)$$

Onde,

$ROE$  = relação de onda estacionária, a razão entre o valor máximo e o valor mínimo de uma onda estacionária.

### 1.1.3. STUB

*Stub* é uma linha de transmissão terminada em circuito aberto ou curto-circuito, utilizada para a adaptação de impedâncias de sistemas de rádio frequência e micro-ondas. Esta técnica pode ser usada em série ou em paralelo com a LT do circuito principal. Uma ligação de um toco em paralelo terminado em aberto ou em curto-circuito a adaptação de impedância de circuitos de micro-ondas com tocos é necessária, quando não se consegue obter a impedância desejada numa LT com componentes discretos, indutores e capacitores, devido aos pequenos valores das reatâncias envolvidas (POZAR, 2012).

Assim, esses tocos de guia de onda servem para modificar a impedância de entrada da LT, obtendo a reatância capacitiva ou indutiva necessária ao casamento de impedância (WEBER, 2001).

A impedância de entrada de uma LT, com comprimento  $d$  (metros) a partir de uma carga  $Z_L$ , pode ser dada por:

$$Z_{in}(d) = Z_0 \cdot \frac{\left[ Z_L + jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda_g}\right) \right]}{\left[ Z_0 + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda_g}\right) \right]} \quad (12)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (13)$$

Onde,

- $\lambda_g$  = comprimento de onda guiado;
- $c$  = velocidade da luz;
- $f$  = frequência de operação;
- $\epsilon_{ref}$  = constante dielétrica efetiva da linha (no caso de linhas com um único dielétrico é a própria permissividade relativa do material).

Para uma terminação em curto-circuito ( $Z_L = 0\Omega$ ), da equação (12), obtém-se:

$$Z_{in}(d) = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda_g}\right) \quad (14)$$

Dependendo do comprimento  $d$  escolhido, pode-se definir se o argumento da função tangente estará no 1º ou 3º quadrante, resultando assim em uma reatância indutiva, ou no 2º ou 4º quadrante, resultando em uma reatância capacitiva.

Para uma terminação da LT em circuito aberto ( $Z_L = \infty$ ), da mesma equação (12):

$$Z_{in} = -jZ_0 \cdot \frac{1}{\tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda_g}\right)} = -jZ_0 \cdot \cot\left(\frac{2\pi d}{\lambda_g}\right) \quad (15)$$

De forma análoga à terminação em curto-circuito, a terminação em aberto permite construir tocos com reatância indutiva ou capacitiva, dependendo da localização do argumento da função cotangente que varia de acordo com o tamanho  $d$  do toco.

#### 1.1.4. ANÁLISE DE CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS

A análise de circuitos lineares é facilitada no momento em que se consegue relacionar as grandezas, como por exemplo, tensão e corrente, de entrada com a sua saída, ou seja, ter uma ferramenta que nos permita estimar as suas propriedades, sem que se conheça a sua topologia. Essas ferramentas são equações matriciais que relacionam os valores de corrente, tensão e ondas nas portas de entrada e saída do circuito (GONZALEZ, 1997; POZAR, 2012).

As matrizes a seguir são referentes a uma rede de duas portas mostrada na figura a seguir.

As principais matrizes são:

- Matriz Admitância ( $Y$ );
- Matriz Impedância ( $Z$ );
- Matriz de Parâmetros Híbridos ( $h$ );
- Matriz  $ABCD$ ;
- Matriz de Parâmetros de Espalhamento ( $S$ ).

**Figura 2:** Rede de duas Portas



Fonte: Autores (2022).

#### 1.1.4.1. MATRIZ ADMITÂNCIA ( $Y$ )

Relaciona os valores de corrente nas portas com os valores de tensão ( $I$ ) = ( $Y$ ) · ( $V$ )

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

**Tabela 1** Elementos da Matriz Admitância

Elemento	Fórmula	Condição	Nome
$Y_{11}$	$I_1/V_1$	Porta 2 em curto ( $V_2 = 0$ )	Admitância de entrada
$Y_{21}$	$I_2/V_1$	Porta 2 em curto ( $V_2 = 0$ )	Transadmitância direta
$Y_{12}$	$I_1/V_2$	Porta 1 em curto ( $V_1 = 0$ )	Transadmitância reversa
$Y_{22}$	$I_2/V_2$	Porta 1 em curto ( $V_1 = 0$ )	Admitância de saída

Fonte: Gonzalez (1997).

#### 1.1.4.2. MATRIZ IMPEDÂNCIA ( $Z$ )

Relaciona os valores de tensão nas portas com os valores de corrente ( $V$ ) = ( $Z$ ) · ( $I$ ).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

**Tabela 2** Elementos da Matriz Impedância

Elemento	Fórmula	Condição	Nome
$Z_{11}$	$V_1/I_1$	Porta 2 em aberto ( $I_2 = 0$ )	Impedância de entrada
$Z_{21}$	$V_2/I_1$	Porta 2 em aberto ( $I_2 = 0$ )	Transimpedância direta
$Z_{12}$	$V_1/I_2$	Porta 1 em aberto ( $I_1 = 0$ )	Transimpedância reversa
$Z_{22}$	$V_2/I_2$	Porta 1 em aberto ( $I_1 = 0$ )	Impedância de saída

Fonte: Gonzalez (1997).

#### 1.1.4.3. MATRIZ DE PARÂMETROS HÍBRIDOS ( $h$ )

Relaciona os valores de tensão de entrada e de corrente de saída das portas, com os valores de corrente de entrada e de tensão de saída.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

**Tabela 3** Elementos da Matriz de Parâmetros Híbridos.

Elemento	Fórmula	Condição	Nome
$h_{11}$	$V_1/I_1$	Porta 2 em curto ( $V_2 = 0$ )	Impedância de entrada
$h_{21}$	$I_2/I_1$	Porta 2 em curto ( $V_2 = 0$ )	Ganho direto de corrente
$h_{12}$	$V_1/V_2$	Porta 1 em aberto ( $I_1 = 0$ )	Ganho reverso de tensão
$h_{22}$	$I_2/V_2$	Porta 1 em aberto ( $I_1 = 0$ )	Admitância de saída

Fonte: Gonzalez (1997).

#### 1.1.4.4. MATRIZ ABCD

**Tabela 4** Elementos da Matriz ABCD

Elemento	Fórmula	Condição	Nome
$A$	$V_1/V_2$	Porta 2 em aberto ( $I_2 = 0$ )	Ganho reverso de tensão
$B$	$V_1/I_2$	Porta 2 em curto ( $V_2 = 0$ )	Transimpedância reversa
$C$	$I_1/V_2$	Porta 2 em aberto ( $I_2 = 0$ )	Transadmitância reversa
$D$	$I_1/I_2$	Porta 2 em curto ( $V_2 = 0$ )	Ganho reverso de corrente

Fonte: Gonzalez (1997).

Relaciona os valores de tensão e corrente de entrada com os valores de tensão e corrente de saída.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

## 1.2. PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO (S)

Desde aproximadamente 1950, quando os estudos relacionados a circuitos de alta frequência se intensificaram, engenheiros de micro-ondas se beneficiam com a utilização dos parâmetros de espalhamento  $S$  (do Inglês *Scattering*). Os parâmetros de espalhamento são utilizados principalmente em circuitos que operam em alta frequência, descrevendo as propriedades desses circuitos quando submetidos a excitações periódicas. Esses parâmetros apresentam a relação entre as ondas incidente e refletida nas portas de uma determinada rede (WEBER, 2001; POZAR, 2012).

Para obter-se os parâmetros  $S$  de uma rede é preciso apenas medir a amplitude e fase das ondas incidentes e refletidas em cada porta, não sendo necessário conhecer a topologia da rede. Por isso, se diz que é um Modelo Caixa Preta (MCP). Esses parâmetros são medidos a partir do carregamento das portas com impedâncias específicas, normalmente a impedância característica da linha, e não de impedâncias de circuito aberto ou curto-circuito, onde em micro-ondas, medições desse tipo apresentam problemas em função do aparecimento de indutâncias e capacitâncias parasitas, sendo necessário o uso de tocos, por exemplo, para a sintonia e para anular esses efeitos indesejáveis (POZAR, 2012),

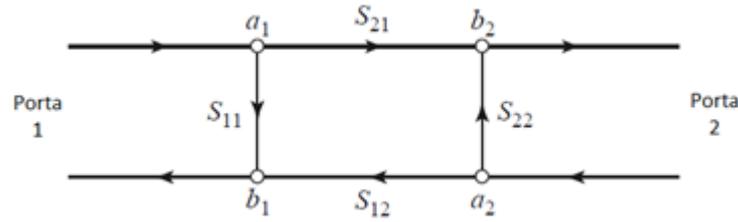
Graficamente uma rede de duas portas caracterizada por uma matriz de espalhamento  $S$  com ondas incidentes e refletidas. A figura a seguir mostra o gráfico do fluxo de sinal.

**Figura 3:** Rede de 2 Portas em Matriz  $S$  com Ondas Incidentes e Refletidas



Fonte: Pozar (2012, p. 195).

**Figura 4:** Rede de 2 Portas em Matriz  $S$  com Gráfico do Fluxo de Sinal



Fonte: Pozar (2012, p. 195).

A matriz de espalhamento  $S$ , segundo WEBER (2001), é dada por:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Onde,

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (21)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Dessa forma as equações (21) e (22), apresentam a relação entre a onda incidente e a refletida. De acordo com a definição dos parâmetros  $S$ , quando se casa a porta 2 da rede de duas portas, ocorre a máxima transferência de potência, fazendo com que a onda eletromagnética em  $b_2$  seja toda absorvida pela carga (WEBER 2001; GONZALEZ, 1997).

Assim,  $a_2$  é igual à zero. Caso a porta 1 seja casada, a onda eletromagnética em  $b_1$  será toda absorvida, fazendo com que  $a_1$  seja nulo. Assim temos:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de reflexão na entrada com a porta de saída terminada por uma carga casada.}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de reflexão na saída com a porta de entrada terminada por uma carga casada.}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{ganho de transmissão direto com a porta de saída terminada por uma carga casada.}$$

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$  ganho de transmissão reverso com a porta de entrada terminada por uma carga casada.

O significado de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  respectivamente é o ganho, ou atenuação, reverso e direto da rede de duas portas, quando suas terminações estão casadas (GONZALEZ, 1997).

E também temos que:

$|S_{11}|^2$  potência refletida pela porta de entrada (potência incidente na porta de entrada).

$|S_{22}|^2$  potência refletida pela porta de saída (potência incidente na porta de saída).

$|S_{21}|^2$  potência líquida entregue à carga  $Z_0$  (potência disponível da fonte de impedância  $Z_0$ ).

$|S_{12}|^2$  ganho reverso de conversão de potência com fonte e carga de valor  $Z_0$ .

### 1.3. PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO (S) MULTIPORTAS

Transistores são dispositivos de três portas. Apesar disto, são caracterizados com uma das portas à terra. No caso do transistor bipolar, a configuração mais comum é a de emissor comum, onde o emissor é aterrado. Mas se deve verificar se há outra configuração, por exemplo, coletor comum ou base comum, mais adequada para o uso desse dispositivo no projeto de oscilador de micro-ondas (WEBER, 2001).

Pode-se fazer uma conversão entre parâmetros  $S$ , convertendo duas portas para parâmetros de três portas e de três para duas novamente, mas dessa vez com uma porta diferente em terra (WEBER, 2001; GONZALEZ, 1997; KHANNA, 1981).

#### 1.3.1. CONVERSÃO DOS PARÂMETRO (S) DE 2 PARA 3 PORTAS

As equações para a conversão de duas para três portas são:

$$S_{33} = (S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}) / (4 - (S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22})) \quad (24)$$

$$S_{32} = ((1 + S_{33}) / 2) \cdot (1 - S_{12} - S_{22}) \quad (25)$$

$$S_{23} = ((1 + S_{33}) / 2) \cdot (1 - S_{21} - S_{22}) \quad (26)$$

$$S_{22} = S_{22} + (S_{23} \cdot S_{32}) / (1 + S_{33}) \quad (27)$$

$$S_{13} = 1 - S_{23} - S_{33} \quad (28)$$

$$S_{31} = 1 - S_{33} - S_{32} \quad (29)$$

$$S_{12} = 1 - S_{22} - S_{32} \quad (30)$$

$$S_{21} = 1 - S_{22} - S_{23} \quad (31)$$

$$S_{11} = 1 - S_{21} - S_{31} \quad (32)$$

A matriz de espalhamento  $S$  de uma rede de três portas é:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (33)$$

### 1.3.2. CONVERSÃO DOS PARÂMETRO (S) DE 3 PARA 2

Uma vez obtidos os parâmetros de três portas, onde a porta 1 é a base, porta 2 é o coletor e a porta 3 é o emissor, podemos passar para duas portas novamente em qualquer configuração aterrando a porta desejada ou colocando-a em  $\Gamma_3$  (WEBER, 2001).

Aplicando-se a equação (35), converte-se de três para duas portas, novamente em emissor comum. Para tanto, aterrando-se o emissor (porta 3), fazendo  $\Gamma_3$  igual a -1, como mostra a equação (34).

$$\Gamma_3 = \frac{a_3}{b_3} = -1 \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} - \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{1 + S_{33}} & S_{12} - \frac{S_{13} \cdot S_{32}}{1 + S_{33}} \\ S_{21} - \frac{S_{31} \cdot S_{23}}{1 + S_{33}} & S_{22} - \frac{S_{23} \cdot S_{32}}{1 + S_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (35)$$

A conversão pode ser feita considerando quaisquer outros coeficientes de reflexão  $\Gamma_3$  no emissor. A equação com a porta 3 em  $\Gamma_3$  fica:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} - \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{-\Gamma_3^{-1} + S_{33}} & S_{12} - \frac{S_{13} \cdot S_{32}}{-\Gamma_3^{-1} + S_{33}} \\ S_{21} - \frac{S_{31} \cdot S_{23}}{-\Gamma_3^{-1} + S_{33}} & S_{22} - \frac{S_{23} \cdot S_{32}}{-\Gamma_3^{-1} + S_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Essa conversão é possível com a devida alteração de linhas e colunas na equação (33), sendo realizada em qualquer uma das portas. Pode-se ter a base em  $\Gamma_3$  ou o coletor em  $\Gamma_3$ . Se  $\Gamma_3$  for igual a -1, irá se obter a configuração base comum ou coletor comum (WEBER, 2001).

#### 1.4. FATOR DE ESTABILIDADE “K”

Para (WEBER, 2001), em circuitos de micro-ondas, a oscilação ocorre se a parte real, da impedância de entrada ou de saída de uma rede, for negativa. Com isso,  $|\Gamma_{OUT}| > 1$  e  $|\Gamma_{IN}| > 1$ . Como  $\Gamma_{OUT}$  e  $\Gamma_{IN}$  dependem do casamento de impedâncias da fonte e da carga, a estabilidade do transistor depende dos  $\Gamma_{SOURCE}$  e  $\Gamma_{LOAD}$ . Em alta frequência, dispositivos ativos como o transistor são caracterizados em função da matriz de espalhamento  $S$ . Para o projeto de oscilador de micro-ondas, é necessário o conhecimento destes parâmetros na frequência de interesse.

O fator de estabilidade “K” do transistor pode ser obtido a partir de:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (37)$$

Onde,

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (38)$$

O dispositivo é estável quando  $k > 1$ , mas para o circuito de oscilador, precisa-se de um fator de estabilidade  $k < 1$ , ou seja, trabalhar na região instável do transistor (WEBER, 2001).

As oscilações se estabelecem condicionadas às:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| > 1 \quad (39)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| > 1 \quad (40)$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (41)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| > 1 \quad (42)$$

Dados os valores dos parâmetros de espalhamento do transistor, podem-se desenhar os círculos de estabilidade de entrada e saída do oscilador na carta de Smith, a partir dos pontos em que  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  e  $|\Gamma_{IN}| = 1$ . Assim, determinar-se as regiões onde  $\Gamma_{SOURCE}$  e  $\Gamma_{LOAD}$  sejam mais instáveis.

### 1.5. TECNOLOGIA MICROFITA (*MICROSTRIP*)

A estrutura *Microstrip* é uma linha de transmissão planar onde o metal condutor está em um plano paralelo ao plano terra, separados por uma camada dielétrica chamada de substrato. As Microfitas são muito utilizadas na construção de circuitos de micro-ondas (POZAR, 2012; SADIKU, 2004).

Uma linha de transmissão em *microstrip* contém uma linha condutora de espessura  $T$ , largura  $W$  e comprimento  $L$ , contém um substrato de espessura  $h$  e constante dielétrica relativa  $\epsilon_r$ , e por fim, contém um plano terra na face inferior.

A linha *microstrip* é uma estrutura onde podemos ver a sua evolução a partir de uma linha de dois condutores cilíndricos, uma linha bifilar (POZAR, 2012).

Na estrutura com linha bifilar, o campo elétrico  $E$  é representado por linhas contínuas e o campo magnético  $H$  é representado por linhas tracejadas, estas são perpendiculares entre si e são perpendiculares à direção de propagação das ondas eletromagnéticas, que ocorre no sentido longitudinal dos condutores.

O formato dos condutores é circular, alterando o formato para condutores retangulares pode-se atingir a configuração da figura a seguir. Colocando uma placa condutora entre os condutores e usar apenas a metade inferior da montagem, temos a configuração da figura 12 (c), assim, com a inserção de um substrato dielétrico entre os condutores, evolui-se à forma final de uma linha *Microstrip*.

As linhas de campo elétrico, como mostrado na figura 13, vão da fita condutora para o plano terra, sendo que parte dessas linhas atravessa o ar. Assim, a linha de Microfita não suporta o modo de propagação TEM (Ondas Transversais Eletromagnéticas), por esse motivo, considera-se o modo de propagação quasi – TEM (POZAR, 2012).

As dimensões da fita estão relacionadas com a impedância característica da linha. Como há dois meios com constantes dielétricas diferentes, do substrato e do ar, é necessário definir a

constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ref}$  de uma linha *Microstrip*, como sendo a constante dielétrica de um meio homogêneo em torno do *Microstrip* que substitui o ar e o dielétrico, de forma a facilitar a descrição do guia de onda.

Para uma linha *Microstrip*, a impedância característica, a constante dielétrica efetiva e a velocidade de propagação são:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \quad \text{Para } \frac{W}{h} < 1 \quad (43)$$

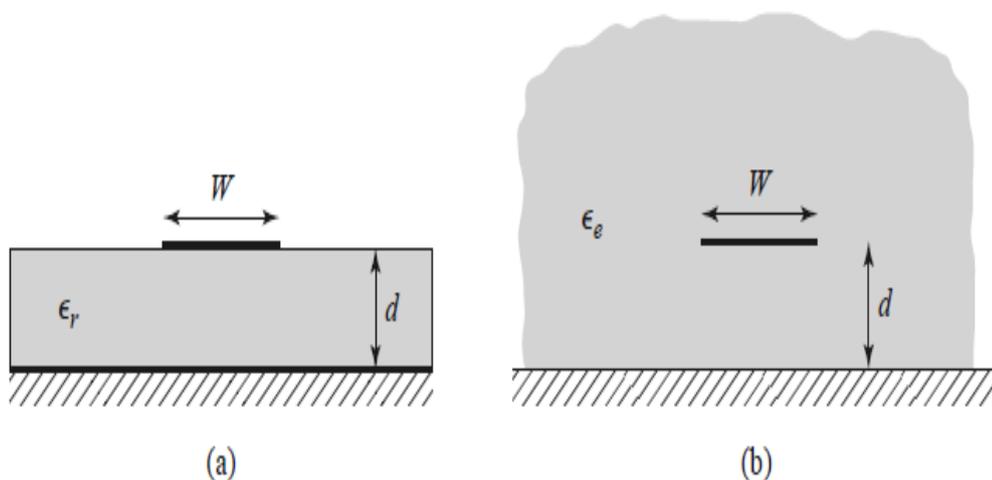
$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad \text{Para } \frac{W}{h} < 1 \quad (44)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right)} \quad \text{Para } \frac{W}{h} > 1 \quad (45)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Para } \frac{W}{h} > 1 \quad (46)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (47)$$

**Figura 5:** Transformação da estrutura não homogênea numa homogênea



Fonte: Pozar (2012, p. 148)

## 2. MÉTODO DO PROJETO

O método empregado neste projeto consiste em se optar por um elemento ativo, onde será usado o transistor bipolar AT-41486, para calcular os fatores de estabilidade  $K$  nas diversas configurações fazendo a conversão dos parâmetros  $S$ , Assim para definir a configuração do oscilador, elaborar as redes de casamento de impedância, elaborar a rede de polarização do transistor e calcular as dimensões das linhas *Microstrip* da placa de circuito impresso do protótipo.

Para o auxílio nas tarefas foram utilizadas algumas ferramentas de cálculo específicas para micro-ondas, como por exemplo, o programa *AppCAD*, que foi utilizado na elaboração da rede de polarização e, também, no cálculo da linha de transmissão do tipo *Microstrip* e uma ferramenta gráfica no software Labview, que calcula o fator de estabilidade  $K$ , converte os parâmetros  $S$  e calcula os comprimentos de onda das linhas *Microstrip* ( $\lambda$ ), desenvolvida no laboratório de RF do IFSUL.

### 2.1. ELEMENTO ATIVO

Foi utilizado no projeto como elemento ativo, o transistor bipolar de junção (*TBJ*) *AT-41486*, fabricado pela empresa *Hewlett Packard (hp)* (*AT-41486*, 1999).

### 2.2. DESCRIÇÃO DO TRANSITOR

O *TJB* de modelo *AT-41486* é um transistor bipolar do tipo *npn* que oferece excelente desempenho em alta frequência. Ele é construído em um encapsulamento plástico com 0.085 polegadas de diâmetro. Este componente é utilizado em sistemas *wireless* (sem fio) como *LNA*, estágio de ganho, buffer, amplificador, oscilador e mixer. O ruído é muito baixo próximo da impedância característica de  $50 \Omega$  em frequências até  $900 \text{ MHz}$ , tornando este dispositivo ideal para ser utilizado como um oscilador de baixo ruído (*AT-41486*, 1999).

### 2.3. NÍVEIS MÁXIMOS ABSOLUTOS

Os níveis máximos absolutos desse dispositivo são valores limite de operação do transistor que se encontra na *datasheet* do componente. Nunca se devem exceder esses limites, pois se os mesmos forem ultrapassados, o transistor não irá operar corretamente ou ocasionará

danos irreversíveis ao dispositivo (AT-41486, 1999). A tabela 5 mostra os níveis máximos do transistor *AT-41486*, bem como suas unidades.

**Tabela 5** Níveis Máximos Absolutos do Transistor *AT-41486*

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	V	1,5
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage	V	20
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	V	12
$I_C$	Collector Current	mA	60
$P_T$	Power Dissipation	mW	500
$T_j$	Junction Temperature	°C	150
$T_{STG}$	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Fonte: AT-41486 (1999).

#### 2.4. ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS

Para a aplicação adequada do componente num determinado circuito, se faz necessário conhecer as suas especificações elétricas (AT-41486, 1999). A tabela 6 mostra as especificações elétricas do transistor *AT-41486*, bem como suas unidades.

**Tabela 6** Especificações Elétricas do Transistor *AT-41486*

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
$ S_{21E} ^2$	Insertion Power Gain; $V_{CE} = 8V$ , $I_C = 25mA$ $f = 2,0GHz$	dB		11,5	
$P_{1dB}$	Power Output @ 1 dB Gain Compression; $V_{CE} = 8V$ , $I_C = 25mA$ $f = 2,0GHz$	dBm		18,0	
$G_{1dB}$	1 dB Compressed Gain; $V_{CE} = 8V$ , $I_C = 25mA$ $f = 2,0GHz$	dB		13,5	

$NF_o$	Optimum Noise Figure; $V_{CE} = 8V, I_C = 10mA, f = 2,0GHz$	dB		1,7	
$G_A$	Gain @ $NF_o$ ; $V_{CE} = 8V, I_C = 10mA, f = 2,0GHz$	dB		13,0	
$f_T$	Gain Bandwidth Product; $V_{CE} = 8V, I_C = 25mA$	GHz		8,0	
$h_{FE}$	Forward Current Transfer Ratio; $V_{CE} = 8V, I_C = 10mA$	---	30	150	270
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current; $V_{CB} = 8V$	$\mu A$			0,2
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current; $V_{EB} = 1V$	$\mu A$			1
$C_{CB}$	Collector Base Capacitance; $V_{CB} = 8V, f = 1MHz$	pF		0,25	

Fonte: AT-41486 (1999).

### 2.5. PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO (S)

Segundo WEBER (2001), para trabalhar em circuitos de micro-ondas, precisa-se caracterizar o elemento ativo através de uma matriz de espalhamento formada pelos parâmetros S, que relaciona as ondas incidentes e refletidas nas portas do dispositivo.

**Tabela 7** Parâmetros S para o transistor AT-41486 (emissor comum  $I_C = 10 mA$ )

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0,1	0,74	-38	28,1	25,46	157	-39,6	0,011	68	0,94	-12
0,5	0,59	-127	22,0	12,63	107	-30,2	0,031	47	0,60	-29
1,0	0,56	-168	16,8	6,92	84	-27,7	0,041	46	0,49	-29
1,5	0,57	169	13,5	4,72	69	-26,2	0,049	49	0,45	-32
2,0	0,62	152	11,1	3,61	56	-24,8	0,058	43	0,42	-39
2,5	0,63	142	9,3	2,91	47	-23,4	0,068	52	0,40	-42
3,5	0,68	122	6,3	2,06	26	-20,6	0,093	51	0,37	-60
4,0	0,71	113	5,1	1,80	16	-19,5	0,106	48	0,35	-70
4,5	0,74	105	4,0	1,59	7	-18,0	0,125	48	0,35	-84
5,0	0,77	99	3,1	1,42	-4	-17,2	0,139	43	0,35	-98

Fonte: AT-41486 (1999).

Esses parâmetros dependem de vários fatores tais como: frequência de operação, configuração da polarização do transistor, impedância característica da linha de transmissão ( $Z_0$ ), temperatura ambiente ( $T_A$ ), tensão entre o coletor e o emissor ( $V_{CE}$ ) e a corrente do coletor ( $I_C$ ) (AT-41486, 1999).

Com isso, os parâmetros de espalhamento para o transistor *AT-41486* (na polarização emissor comum,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $V_{CE} = 8 V$  e  $I_C = 10 mA$ ), obtidos da *datasheet*, são mostrados na tabela 7. Os parâmetros de espalhamento para o transistor *AT-41486* (na polarização emissor comum,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $V_{CE} = 8 V$  e  $I_C = 25 mA$ ).

**Tabela 8** Parâmetros  $S$  para o transistor *AT-41486* (emissor comum  $I_C = 25 mA$ )

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0,1	0,50	-75	32,0	40,01	142	-41,3	0,009	54	0,85	-17
0,5	0,55	-158	23,2	14,38	97	-34,1	0,020	48	0,51	-24
1,0	0,57	177	17,5	7,50	78	-29,9	0,032	61	0,46	-24
1,5	0,57	161	14,1	5,07	65	-27,3	0,043	62	0,44	-28
2,0	0,59	148	11,5	3,75	53	-24,8	0,058	59	0,43	-35
2,5	0,61	139	9,6	3,02	45	-22,9	0,072	58	0,40	-41
3,5	0,70	121	6,7	2,17	24	-20,1	0,099	56	0,36	-59
4,0	0,74	113	5,7	1,92	14	-18,8	0,115	52	0,34	-72
4,5	0,78	107	4,7	1,72	3	-17,6	0,132	47	0,32	-87
5,0	0,78	102	3,7	1,53	-8	-16,6	0,149	42	0,31	-106

Fonte: AT-41486 (1999).

## 2.6. CONVERSÃO DOS PARÂMETROS ( $S$ )

A frequência escolhida para o projeto do oscilador foi de 3 GHz. Após essa escolha, foi necessário realizar a conversão dos parâmetros  $S$  de duas para três portas, para tornar o transistor em um dispositivo genérico de três portas, e posteriormente, converter novamente de três para duas portas para obter os parâmetros “ $S$ ” nas configurações base-comum e coletor-comum, pois o transistor possui em sua *Datasheet* apenas os valores para a configuração em emissor-comum.

## 2.7. FATOR DE ESTABILIDADE ( $K$ ) NAS DIVERSAS CONFIGURAÇÕES

Os cálculos dos fatores estabilidade  $K$  são de suma importância para a escolha da topologia adequada. Eles foram executados, conforme as equações descritas no capítulo 2.4, também com o auxílio da ferramenta gráfica através do software Labview.

O elemento ativo possui em sua *datasheet* do fabricante duas tabelas contendo os parâmetros de espalhamento que foram medidos com correntes de polarização ( $I_C$ ) diferentes. Os cálculos do fator de estabilidade  $K$  foram feitos para todas as configurações, emissor-comum, coletor-comum e base-comum. Os parâmetros  $S$  com corrente de polarização  $I_C = 25 \text{ mA}$ .

## 2.8. DEFINIÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DO OSCILADOR

O projeto proposto é de um oscilador com rede de ressonância em série e com resistência negativa. O fator de estabilidade  $K$  é calculado através da ferramenta gráfica em Labview, desenvolvido no laboratório de RF do IFSUL, nas diversas configurações (base, emissor ou coletor comum ou em  $\Gamma_3$ ), onde é escolhida a configuração que apresentar um  $K < 1$  e também definir um  $\Gamma_3$  que maximize  $\Gamma_{OUT}$ , ou seja, que torne o circuito instável para se manter oscilação (WEBER, 2001).

## 2.9. POLARIZAÇÃO DO TRANSITOR E DIMENSÕES MICROSTRIP

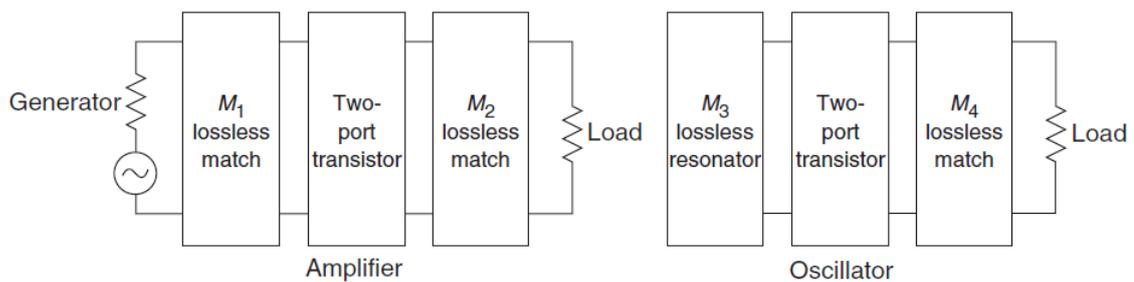
A rede de polarização do transistor é feita utilizando o programa gratuito *AppCAD* da empresa *Agilent Technologies* na topologia *voltage feedback*. Para calcular essa rede, é necessário inserir no programa alguns parâmetros descritos na *datasheet* do transistor, como por exemplo:  $h_{FE}$ ,  $I_{cbo}$ ,  $\theta_{jc}$ ,  $T_C$ ,  $V_{CC}$ ,  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$  e  $I_C$ . Assim, são encontrados os valores dos resistores  $R_C$ ,  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$ , que compõem a rede de polarização, e a corrente total  $I_{CC}$ .

As dimensões das trilhas são calculadas através do programa *AppCAD*. São inseridos no programa  $f$  (frequência de trabalho),  $\epsilon_r$  (permissividade relativa do substrato),  $h$  (espessura do substrato),  $t$  (espessura da fita condutora),  $L$  (comprimento da fita condutora). Depois de inserir esses dados, é ajustado o valor de  $W$  (largura da fita condutora) para que o valor da impedância característica  $Z_0$  seja igual a  $50\Omega$ . O software também calcula  $v_p$  (velocidade de propagação) e o  $\lambda$  (comprimento de onda).

### 3. PROJETO DO OSCILADOR DE MICRO-ONDAS

A criação de um oscilador é muito semelhante à concepção do amplificador. Os mesmos transistores, os mesmos níveis de polarização de corrente contínua, e o mesmo conjunto de parâmetros  $S$  pode ser utilizado para a concepção do oscilador. A carga não sabe se está conectada a um oscilador ou a um amplificador (VENDELIN, 2005).

**Figura 6:** Diagrama de um amplificador e um oscilador



Fonte: Vendelin (2005, p. 221).

Para a concepção do amplificador mostrado na figura 15,  $M_1$  e  $M_2$  podem ser concebidos com uma carta de Smith normal, desde que  $|\Gamma_{in}|$  e  $|\Gamma_{out}|$  sejam normalmente menores ou iguais a unidade. Para osciladores,  $|\Gamma_{in}|$  e  $|\Gamma_{out}|$  são ambos maiores que a unidade. Assim, uma carta de Smith que inclua os coeficientes de reflexão maiores do que a unidade é uma ferramenta útil para o projeto do oscilador. O projeto de um oscilador pode ser feito a partir de alguns pontos de vista:

- Projeto a partir dos parâmetros de espalhamento  $S$ ;
- Síntese de resistência negativa com transistor;
- Ressonância série ou paralela;
- Baixo nível de ruído;
- Grande sinal em uma abordagem analítica;
- Análise não linear.

O fator de estabilidade  $K$  deve ser menor do que a unidade para qualquer possibilidade de oscilação, ou seja:

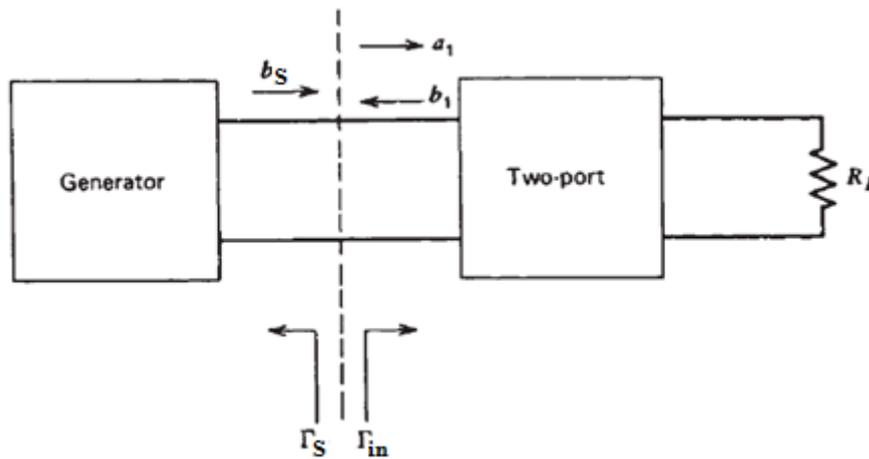
$$K < 1 \quad (48)$$

$$\Gamma_S \Gamma_{in} = 1 \quad (49)$$

$$\Gamma_L \Gamma_{out} = 1 \quad (50)$$

Assim, cargas com coeficientes de reflexão  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$  adequados, devem ser adicionadas nas portas de entrada e saída do transistor. Isto levará  $\Gamma_S \Gamma_{in} = 1$  ou  $\Gamma_L \Gamma_{out} = 1$ . Vemos que se  $\Gamma_S \Gamma_{in} = 1$ , então  $\Gamma_L \Gamma_{out} = 1$  também deve ser satisfeita e vice-versa, ou seja, se o oscilador está oscilando numa porta, ele deverá ser oscilante na outra porta também. Normalmente, uma fração maior da potência é fornecida apenas para uma porta, uma vez que apenas uma carga é ligada. Como  $|\Gamma_S|$  e  $|\Gamma_L|$  são menores do que a unidade pode-se dizer que  $\Gamma_S \Gamma_{in} = 1$  e  $\Gamma_L \Gamma_{out} = 1$  implicará em  $|\Gamma_{in}| > 1$  e  $|\Gamma_{out}| > 1$ . As condições de oscilações podem ser vistas a partir da Figura 16, em que um gerador de entrada tem sido ligado a uma das duas portas.

**Figura 7:** Duas portas conectadas a um gerador



Fonte: Vendelin (2005, p. 522).

Usando a equação (51) abaixo para a representação do gerador:

$$a_1 = b_S + \Gamma_S \Gamma_{in} a_1 \quad (51)$$

Assim definindo,

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} \quad (52)$$

Logo,

$$b_s = a_1(1 - \Gamma_s \Gamma_{in})$$

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{\Gamma_{in}}{1 - \Gamma_s \Gamma_{in}} \quad (53)$$

Assim, a onda refletida a partir das duas portas é dependente de  $b_s$ ,  $\Gamma_{in}$  e  $\Gamma_s$ . Se  $\Gamma_s \Gamma_{in} = 1$  é satisfeita, o  $b_s$  deve ser igual a zero, o que implica que as duas portas são oscilantes. Se  $\Gamma_s$  for igual ou inferior à unidade, isso requer que  $\Gamma_{in}$  seja igual ou maior do que a unidade.

O projeto do oscilador deve simplesmente garantir um fator de estabilidade inferior à unidade e ressoar a porta de entrada, satisfazendo  $\Gamma_s \Gamma_{in} = 1$ , o que implica que  $\Gamma_L \Gamma_{out} = 1$  também tenha sido satisfeito. Outra forma de expressar a condição de ressonância de  $\Gamma_s \Gamma_{in} = 1$  é a seguinte:

$$R_{in} + R_s = 0 \quad (54)$$

$$X_{in} + X_s = 0 \quad (55)$$

Isso decorre da substituição,

$$\Gamma_{in} = \frac{R_{in} + jX_{in} - Z_0}{R_{in} + jX_{in} + Z_0} \quad (56)$$

$$\Gamma_s = \frac{R_s + jX_s - Z_0}{R_s + jX_s + Z_0}$$

$$\Gamma_s = \frac{-R_{in} - jX_{in} - Z_0}{-R_{in} - jX_{in} + Z_0} \quad (57)$$

Substituindo  $\Gamma_s \Gamma_{in} = 1$  temos,

$$\Gamma_s \Gamma_{in} = \frac{-R_{in} - jX_{in} - Z_0}{-R_{in} - jX_{in} + Z_0} \cdot \frac{R_{in} + jX_{in} - Z_0}{R_{in} + jX_{in} + Z_0} = 1 \quad (58)$$

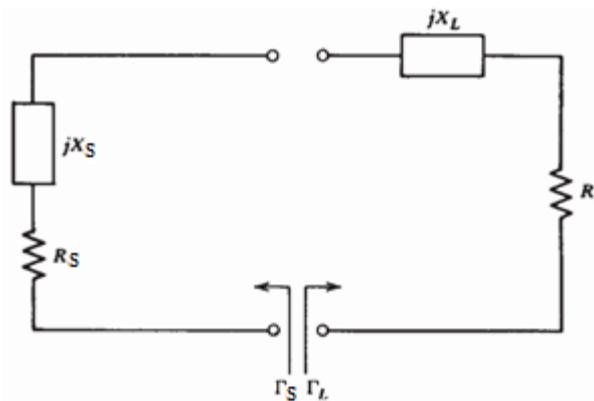
Comprovando a equivalência de  $\Gamma_s \Gamma_{in} = 1$  para,

$$R_{in} + R_s = 0 \text{ e } X_{in} + X_s = 0.$$

### 3.1. RESSONADORES EM SÉRIE E EM PARALELO

Osciladores podem ser classificados em dois tipos, ressonador em série ou ressonador em paralelo. Neste projeto será usada a configuração do ressonador em série, que resulta em um circuito mais simples.

**Figura 8:** Circuito equivalente do oscilador com ressonador em série.



Fonte: Vendelin (2005, p. 527).

Essa configuração é escolhida a partir da resposta da porta de saída, isto é, a resposta de  $\Gamma_S$ . Para essa condição do ressonador em série, a resistência negativa do transistor deve exceder a resistência de carga  $R_L$  na inicialização de oscilação, em cerca de 20% (VENDELIN, 2005).

Condição para a inicialização da oscilação:

$$|R_S| > 1,2R_L \quad (59)$$

Condição para ressonar:

$$R_S + R_L = 0 \quad (60)$$

$$X_S + X_L = 0 \quad (61)$$

O tipo de ressonador que é utilizado nesse projeto é a linha *Microstrip*. Os elementos distribuídos usando linhas de *Microstrip* são geralmente, ou linhas de transmissão em aberto ou em curto, com o comprimento correto para dar o ângulo adequado para  $\Gamma_S$ . Alguns tipos de estruturas *Microstrip* a considerar são:

- Linha *Microstrip* retangular;
- Disco Circular;

- Anel Circular *Microstrip*;
- Triangular *Microstrip*;
- Hexagonal *Microstrip*;
- Elíptico *Microstrip*;
- Ressonador de Guia de Onda Coplanar.

### 3.2. OSCILADOR COM TRANSISTOR

Em um oscilador utilizando transistor, uma resistência negativa é efetivamente criada por um transistor potencialmente instável, com uma impedância para fazer o dispositivo trabalhar numa região instável.

Neste circuito, a porta de saída de RF, é o lado direito da saída do transistor, ligado na rede de carga, mas também é possível utilizar o lado esquerdo do transistor como a porta de saída, onde está ligado na rede da fonte. No caso de um amplificador, necessita-se de um dispositivo com um grau elevado de estabilidade, ou seja, um dispositivo incondicionalmente estável.

Já para um oscilador, é necessário um dispositivo com um elevado grau de instabilidade. Normalmente, o transistor bipolar nas configurações de emissor comum ou base comum, são usados, muitas vezes, com uma realimentação positiva para aumentar a instabilidade do dispositivo. Depois que a configuração do transistor é selecionada, o círculo de estabilidade de saída pode ser desenhado no plano  $\Gamma_L$ , onde o  $\Gamma_L$  é projetado para produzir um grande valor de resistência negativa na entrada do transistor. Em seguida, a impedância  $Z_S = R_S + jX_S$  pode ser escolhida para corresponder a  $Z_{in}$ .

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \right) \quad (62)$$

$$Z_{in} = -R_{in} - jX_{in} \quad (63)$$

$$Z_L = -Z_{in} \quad (64)$$

O projeto depende dos parâmetros  $S$  de pequeno sinal, e  $R_{in}$  pode se tornar menos negativo com o aumento da potência do oscilador, sendo necessário escolher um  $R_S$ , de modo que  $R_S + R_{in} < 0$ .

Caso contrário, a oscilação pode cessar se o aumento de potência de RF aumentar  $R_{in}$  para um ponto em que  $R_S + R_{in} > 0$ .

Na prática é muitas vezes utilizado o valor de:

$$R_S = \frac{-R_{in}}{3} \quad (65)$$

$$X_S = -X_{in} \quad (66)$$

Assim,

$$Z_S = \frac{-R_{in}}{3} - jX_{in} \quad (67)$$

Quando ocorre a oscilação entre a rede de terminação e o transistor, a oscilação vai ocorrer simultaneamente à porta de saída. Para ter oscilação na porta de entrada, temos de ter  $\Gamma_S \Gamma_{in} = 1$ , onde temos:

$$\frac{1}{\Gamma_S} = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (68)$$

$$\Gamma_L = \frac{1 - S_{11}\Gamma_S}{S_{22} - \Delta\Gamma_S} \quad (69)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (70)$$

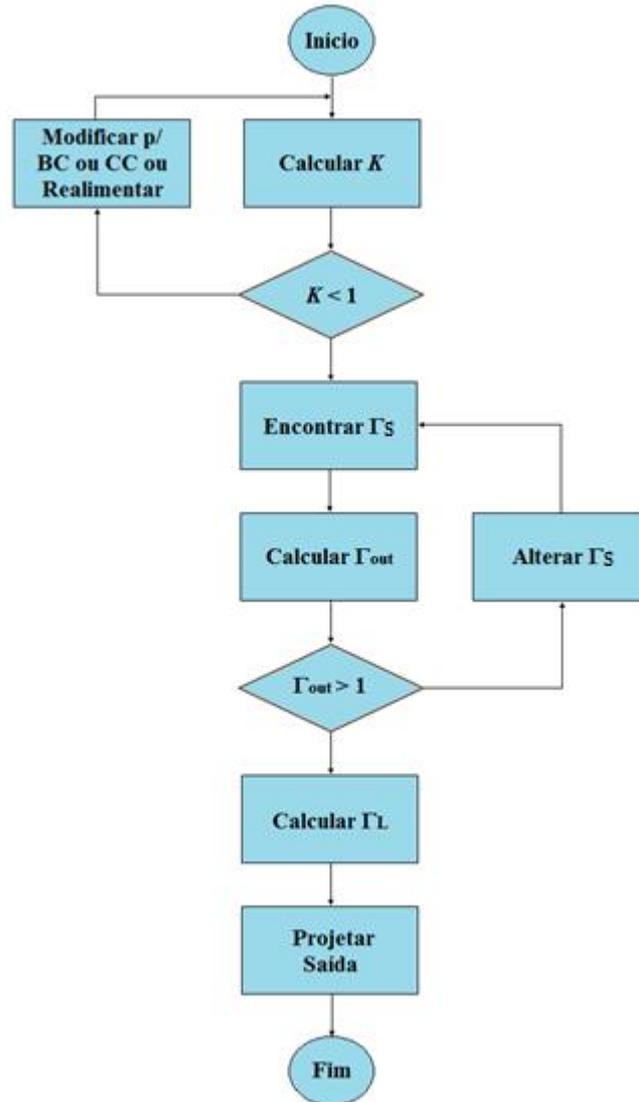
Onde  $\Delta$  se encontra através da equação (38).

O que demonstra que  $\Gamma_L \Gamma_{out} = 1$ , e portanto,  $Z_L = -Z_{out}$ . Assim, a condição de oscilação na rede de carga é satisfeita (POZAR, 2012).

### 3.3. FLUXOGRAMA DO PROJETO DE UM OSCILADOR

O projeto de oscilador de duas portas pode ser resumido da seguinte forma conforme a figura a seguir:

**Figura 9:** Fluxograma do projeto de um oscilador



Fonte: Autores (2022).

- Um transistor com um ganho suficiente e com capacidade de potência de saída para a frequência de operação desejada. Isto pode ser baseado nas folhas de dados do elemento ativo do projeto ou através do cálculo dos parâmetros  $S$ ;

- Selecione uma topologia que dá  $K < 1$  na frequência de operação. Adicionar feedback se  $K < 1$  não for alcançado;
- Selecione um circuito de casamento de impedância correspondente à carga de saída, que leve a  $|\Gamma_{in}| > 1$  na faixa de frequência desejada. No caso mais simples isso pode ser uma carga de impedância de  $50\Omega$ ;
- Ressoar a porta de entrada com uma terminação sem perdas, para que  $\Gamma_G \Gamma_{in} = 1$ . O valor de  $\Gamma_{out}$  será maior do que a unidade, se a entrada estiver apropriadamente em ressonância.

### 3.4. CÍRCULOS DE ESTABILIDADE

Segundo (POZAR, 2012), o transistor no circuito oscilador com impedâncias casadas, é incondicionalmente estável se:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (71)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (72)$$

Em dispositivos unilaterais, onde ( $S_{12} = 0$ ), basta que  $|S_{11}| < 1$  e  $|S_{22}| < 1$  para ser estável. De outra forma, necessitamos encontrar os círculos de estabilidade para determinar quais regiões em  $\Gamma_L$  e  $\Gamma_S$  que representam regiões estáveis e instáveis.

As equações para encontrar os círculos de estabilidade nos plano  $\Gamma_L$  e  $\Gamma_S$  são:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (73)$$

$$R_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|} \quad (74)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (75)$$

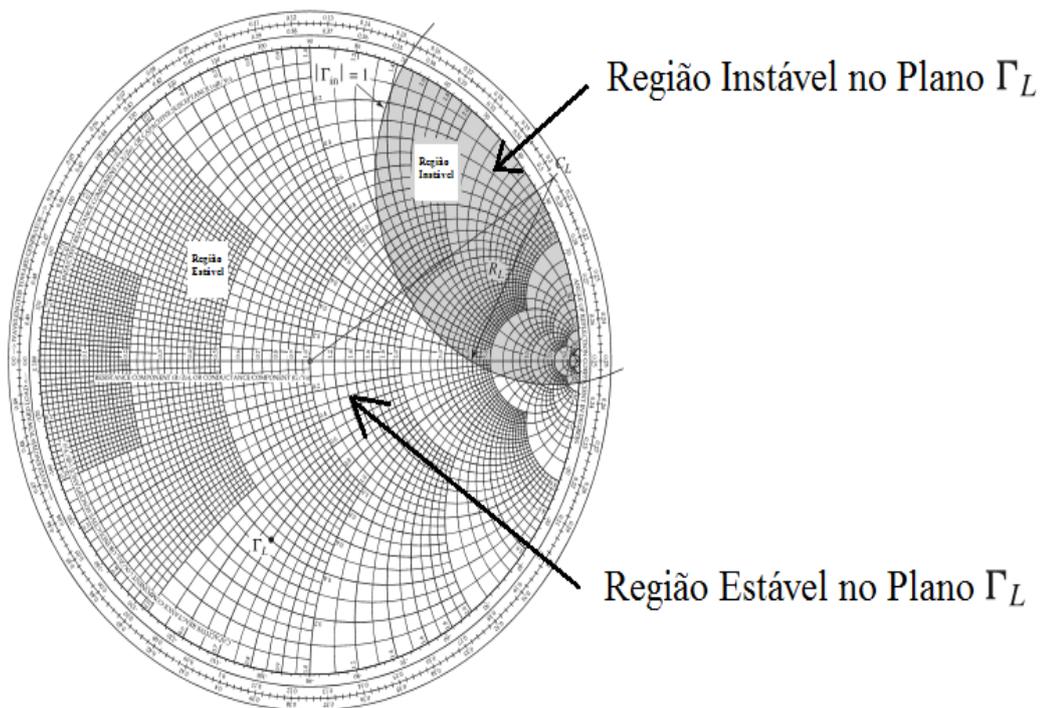
$$R_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (76)$$

Onde  $\Delta$  se encontra através da equação (38).

Ao fazer  $\Gamma_L = 0$ , a equação (71) mostra que  $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$ . Assim, se  $|S_{11}| < 1$ , então  $|\Gamma_{in}| < 1$  e, portanto o círculo de estabilidade de saída no plano  $\Gamma_L$ , mostra que no centro da carta de Smith será uma região estável. Desta forma, toda a região da carta de Smith que está na parte externa do círculo de estabilidade, é uma região estável para a carga. Mas, se fazer  $\Gamma_L = 0$  e ter  $|S_{11}| > 1$ , então o  $|\Gamma_{in}|$  é maior do que a unidade, logo, o círculo de estabilidade de saída no plano  $\Gamma_L$  mostra que o centro da carta de Smith será uma região instável (POZAR, 2012).

Na prática, se  $|S_{11}| < 1$  a região estável é onde se encontra o centro da carta no plano  $\Gamma_L$ .

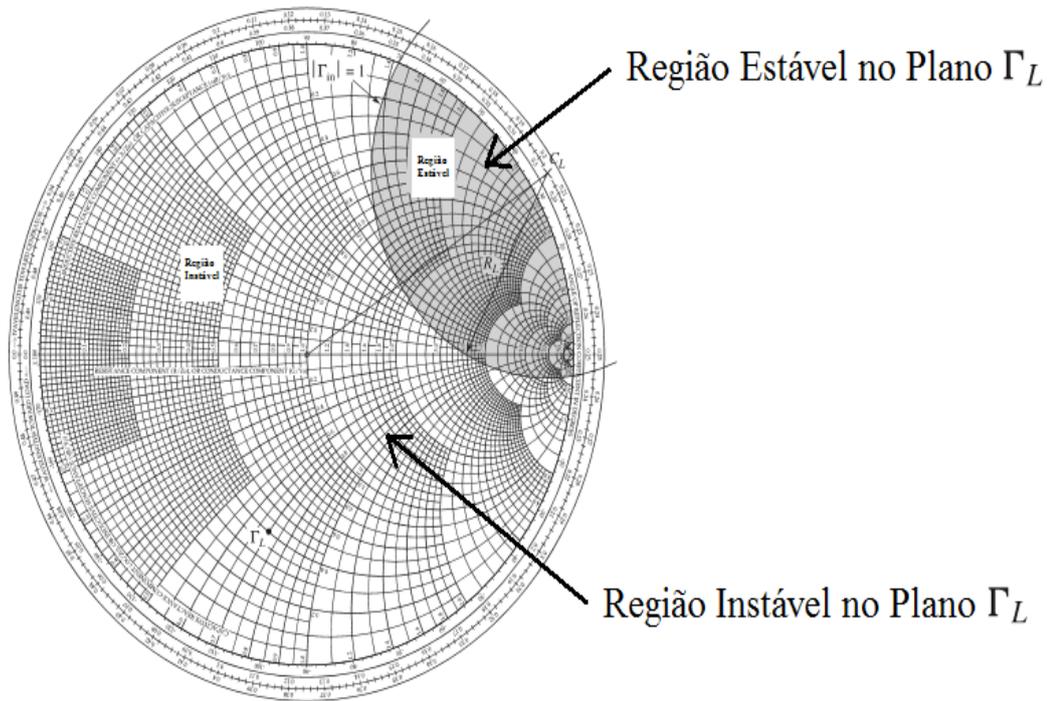
**Figura 10:** Exemplo das regiões de uma carta de Smith no plano  $\Gamma_L$  com  $|S_{11}| < 1$ .



Fonte: Autores (2022).

Se  $|S_{11}| > 1$ , a região estável é onde não se encontra o centro da carta.

**Figura 11:** Exemplo das regiões de uma carta de Smith no plano  $\Gamma_L$  com  $|S_{11}| > 1$ .



Fonte: Autores (2022).

### 3.5. CÁLCULO DA REDE DE POLARIZAÇÃO DO TRANSITOR

**Tabela 9** Dados requeridos pelo *AppCAD* para o cálculo da polarização

Symbol	Units	Min.	Typ.	Max.
$h_{FE}$	---	30	150	270
$\theta_{jc}$	°C/W		165	
$V_{CC}$	V		12	
$V_{CE}$	V		8	
$V_{BE}$	V		0,78	
$I_C$	mA		25	
$I_{CBO}$	$\mu A$		0,2	

Fonte: Autores (2022).

Para o circuito oscilador trabalhar com as tensões e correntes corretas, é necessário fazer a rede de polarização do transistor em CC, através de alguns parâmetros que se encontram na *datasheet* desse componente. O software *AppCAD* é usado para calcular os resistores  $R_C$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  e a corrente total  $I_{CC}$ . A tabela 9 mostra esses parâmetros que estão na *datasheet* do transistor, com seus respectivos valores. Depois de se colocar os valores no *AppCAD*, os valores dos resistores e da corrente são calculados, como mostra a tabela 10.

Tabela 10 Valores calculados pelo *AppCAD*

Symbol	Units	Min.	Typ.	Max.
$R_C$	$\Omega$		150	
$R_{B1}$	$k\Omega$		2,7	
$R_{B2}$	$\Omega$		300	
$I_{CC}$	mA		26,67	

Fonte: Autores (2022).

Figura 12: Rede de polarização *voltage feedback*, calculada pelo *AppCAD*.

### Voltage Feedback Bias Network

1. Enter values for  $V_{cc}$ ,  $V_{ce}$ , and  $I_c$ .

2. Enter Transistor Parameters.

3. Calculate bias resistors and analyze circuit. Calculate [F4]

**Transistor Parameters**

$h_{FE} =$  30 min 150 typ 270 max

$I_{cbo} =$  0,2  $\mu A$      $\theta_{jc} =$  165  $^{\circ}C/W$

$T_c =$  -25 min 25 typ 65 max  $^{\circ}C$

---

**Design Rules**

$I_{RB2} =$  0,1  $\times I_c =$  2,500 mA

$V_{BE} =$  0,78 V

$\partial h_{FE}/\partial T =$  0,5  $\%/^{\circ}C$

$\partial V_{be}/\partial T =$  -2 mV/ $^{\circ}C$

$\partial I_{cbo}/\partial T$  factor = 2 /10  $^{\circ}C$

**Collector Current,  $I_c$  (mA):**

$h_{FE} =$	30	150	270
-25 $^{\circ}C$	13,88	20,38	21,25
25 $^{\circ}C$	19,97	27,21	28,82
65 $^{\circ}C$	25,53	33,37	35,58

$I_c$  max/min ratio = 2,6     $T_{j\max} =$  112,0  $^{\circ}C$

**Stability Analysis:**

	Stability Factor	Delta $I_c$ (mA); typ $h_{FE}$ , $T_c$
$I_{cbo}$	2,48E+01	0,777
$V_{be}$	-5,85E-02	8,540
$h_{FE}$	2,49E-05	1,362
<b>Delta <math>I_c</math>, Total =</b>		<b>10,679</b>

Fonte: Autores (2022).

### 3.6. PROJETO DE OSCILADOR DE 3GHz

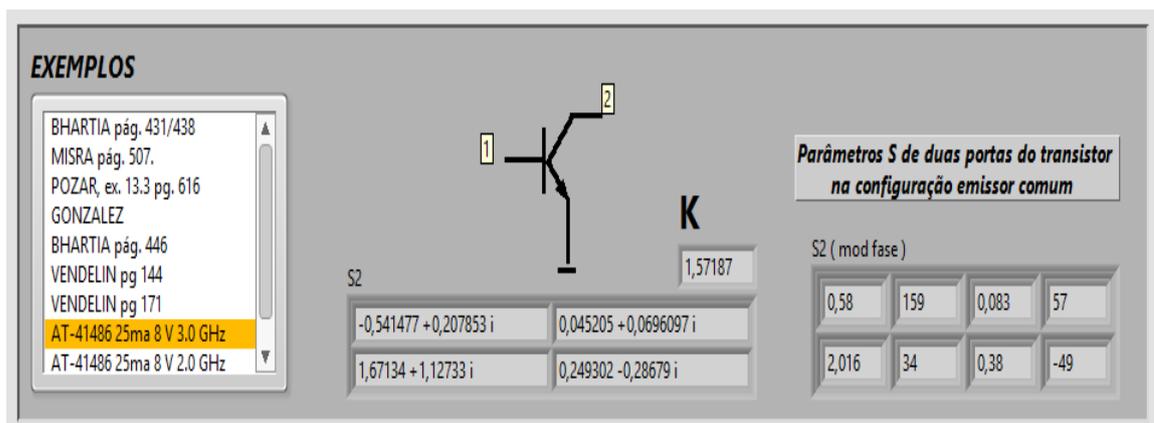
Através do software de programação Labview, foi feita uma ferramenta de projeto gráfico para um oscilador, utilizando uma plataforma onde entramos com os parâmetros de espalhamento do transistor AT41486 na frequência desejada em emissor comum, onde se pode escolher qual a topologia usar, emissor, base ou coletor comum.

Utilizado a configuração base comum para o projeto na frequência de 3GHz, onde nessa topologia temos uma melhor condição de oscilação, em virtude do fator de estabilidade ser menor do que 1 e também por conseguirmos um  $Z_{out}$  próximo dos  $-150\Omega$ , condição favorável para não precisar fazer casamento de impedância na saída, onde é conseguido através da variação do ângulo de  $\Gamma_3$  e do ângulo de  $\Gamma_5$ . O módulo de  $\Gamma_3$  e de  $\Gamma_5$  será igual a 1 em função de se tratar de um ressonador do tipo *Microstrip*, ou em aberto, ou em curto circuito. Apesar do circuito em RF ser em base comum, a polarização em CC pode ser em emissor comum.

#### 3.6.1. PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO DO AT41486

Os valores dos parâmetros de espalhamento do transistor AT41486 na frequência de 3GHz que está na *Datasheet* do componente. Nota-se que esses parâmetros estão na configuração emissor comum. Como vemos o fator de estabilidade em emissor comum desse transistor para essa frequência é de 1,57187, valor maior de que 1, ou seja, fator de estabilidade ruim para oscilador, valor calculado através das equações descritas no item 2.4.

Figura 13: Parâmetro S do AT41486 e o fator de estabilidade em emissor comum.

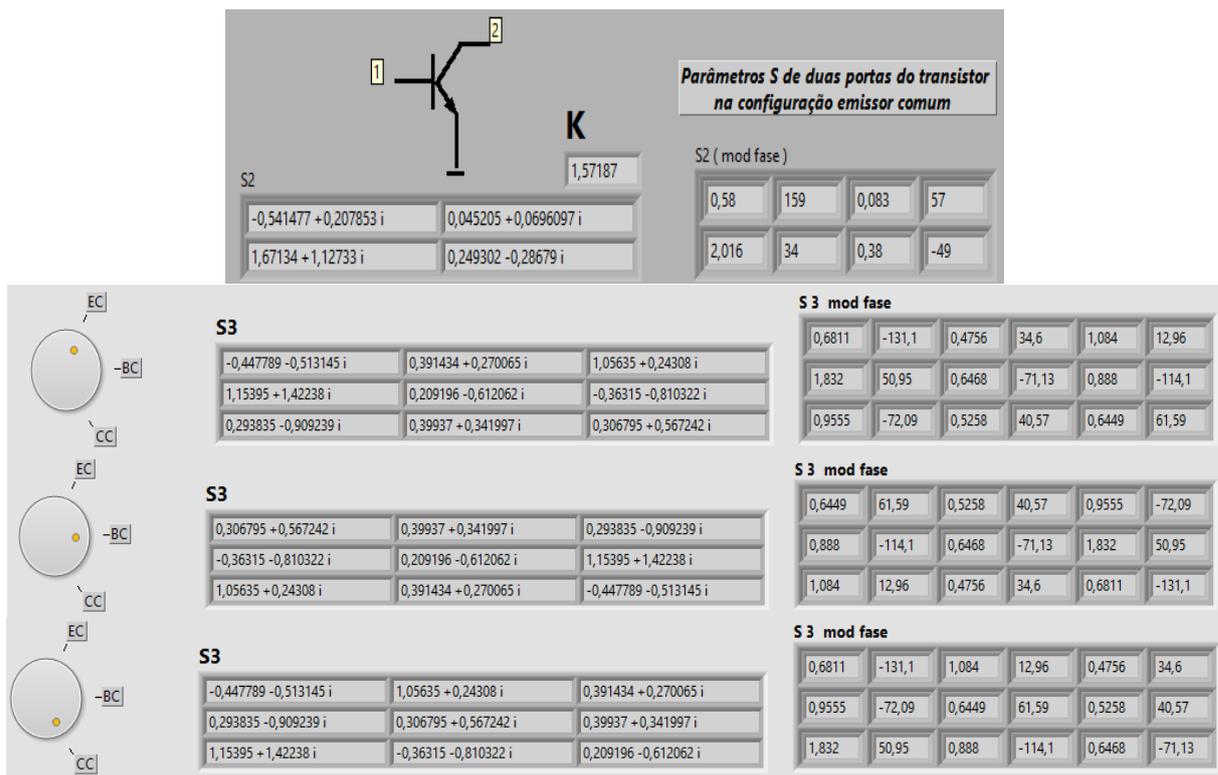


Fonte: Autores (2022).

### 3.6.2. PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO DE 3 PORTAS

Como pode-se ver, os parâmetros de espalhamento do transistor AT41486 na frequência de 3GHz em emissor comum mostram que esta não é uma boa configuração para se trabalhar como oscilador, assim, troca-se a configuração para base ou coletor comum. Faz-se isso convertendo os parâmetros de duas portas para parâmetros de três portas.

Figura 14: Parâmetros S convertidos de 2 para 3 portas em todas as topologias.



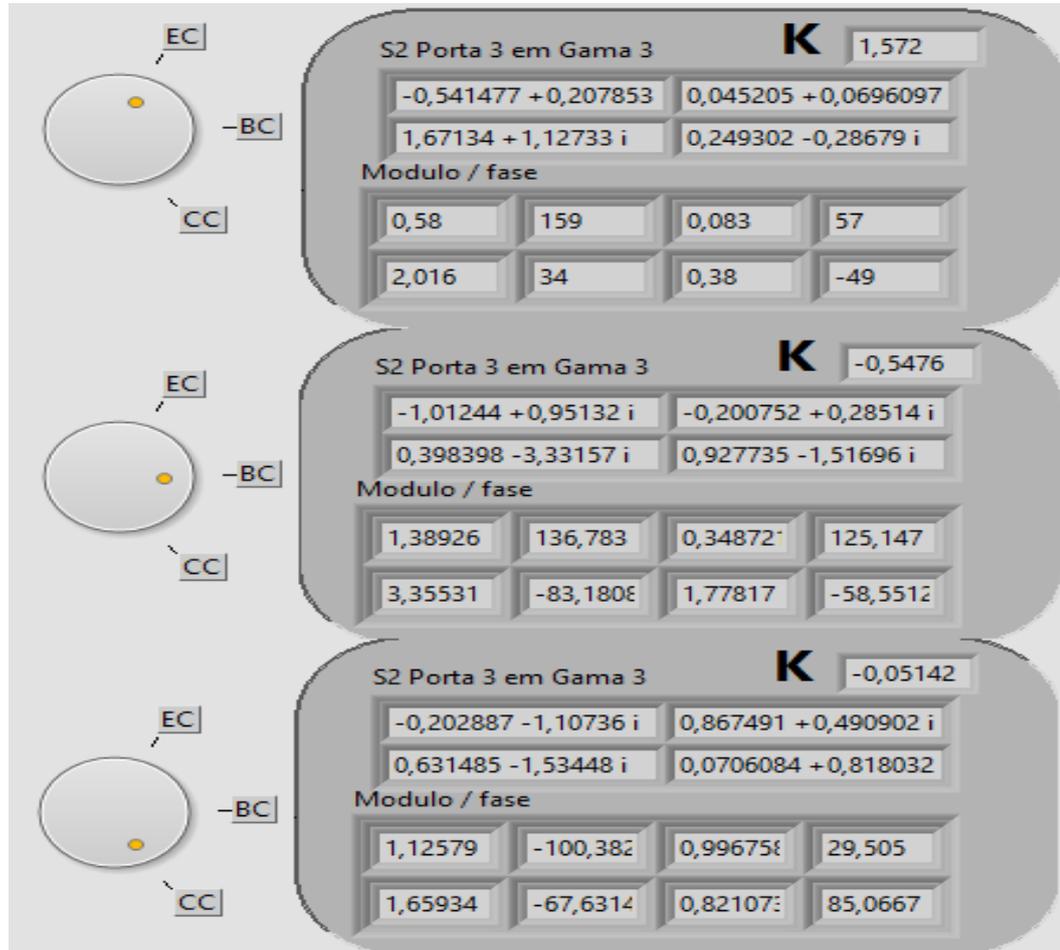
Fonte: Autores (2022).

### 3.6.3. DETERMINAÇÃO DA ESTABILIDADE EM CADA TOPOLOGIA

Para a determinação da estabilidade em cada topologia, se converte novamente para duas portas com a configuração escolhida, de acordo com as equações descritas no item 2.3.

Na topologia base comum e coletor comum observamos que o fator de estabilidade  $K$  é menor do que 1, fator favorável para a oscilação. O projeto será feito utilizando a topologia base comum.

**Figura 15:** Parâmetros  $S$  convertidos de 3 para 2 portas em todas as topologias.



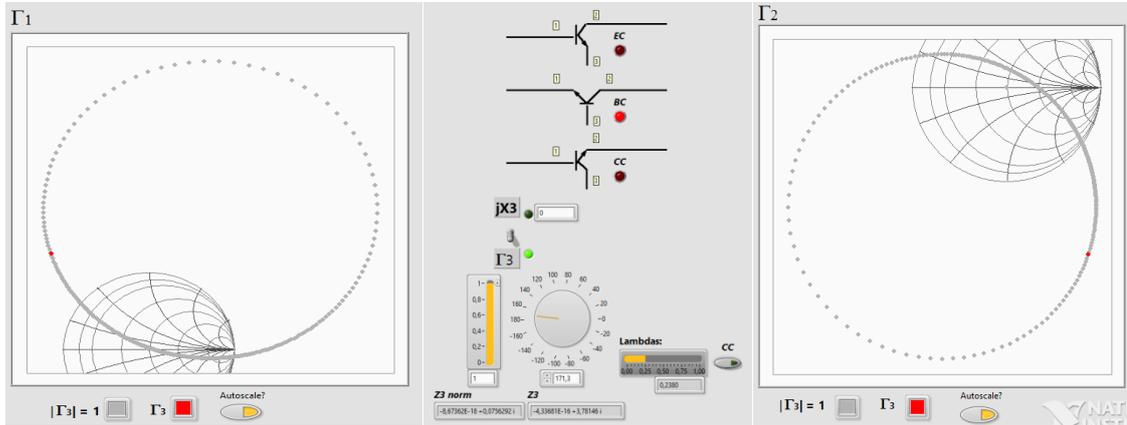
Fonte: Autores (2022).

### 3.6.4. INSTABILIDADE DO TRANSITOR ATRAVÉS DE REATÂNCIA

Na topologia base comum, foi ajustado o ângulo de  $\Gamma_3$  numa posição onde se garanta a instabilidade do transistor. Essa instabilidade se dá quando  $\Gamma_3$  estiver na região de fora da carta de Smith de  $\Gamma_1$  e  $\Gamma_2$ , como visto na figura 26.

Observa-se que o programa já calcula o valor de lambda em circuito aberto ou em curto circuito, que será utilizado para calcular a linha *Microstrip* deste ressonador na base do transistor. Foi escolhido um ângulo de 171,35 de forma estratégica em conjunto com o ângulo  $\Gamma_S$ , de forma a se obter um  $Z_{out}$  próximo a  $-150\Omega$ .

Figura 16: Círculos de variação do  $\Gamma_3$  em  $\Gamma_1$  e  $\Gamma_2$

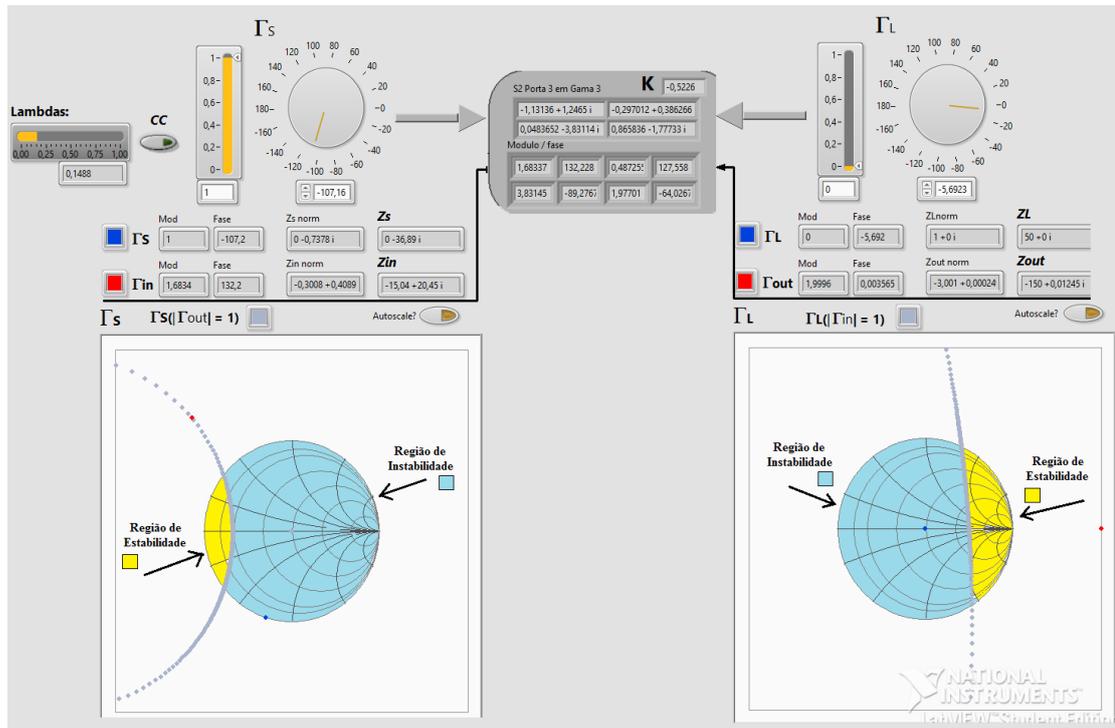


Fonte: Autores (2022).

### 3.6.5. CÍRCULOS DE ESTABILIDADE DO PROJETO

A região de instabilidade nos planos  $\Gamma_s$  e  $\Gamma_L$ . A região estável está marcada com a cor amarela na carta.

Figura 17: Círculos de Estabilidade



Fonte: Autores (2022).

### 3.6.6. COEFICIENTE DE REFLEXÃO NO EMISSOR

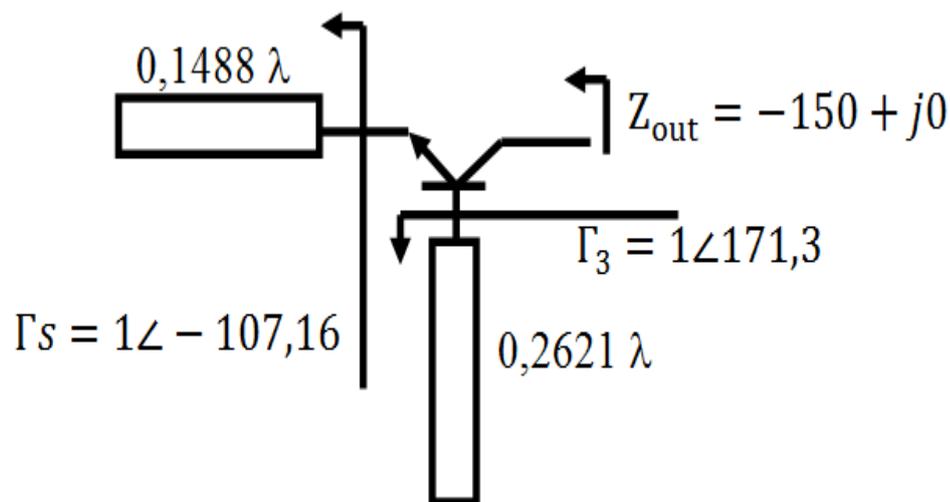
Foi possível neste circuito específico encontrar um coeficiente de reflexão  $\Gamma_s$ , em conjunto com  $\Gamma_3$ , que apresente para a saída uma impedância de saída com parte real negativa de  $-150\Omega$ , e sem parte reativa.

Dessa forma não é necessário fazer  $X_s = -X_{in}$ , pois os termos são iguais à zero. Assim elimina-se o circuito de casamento de impedância na saída. O valor de  $\Gamma_s$  para tal impedância de saída é de  $|1| \angle -107,16^\circ$ . Observa-se que o programa também calcula o valor do tamanho das linhas *Microstrip* em comprimentos de onda, que será usado para calcular a linha *Microstrip* em circuito aberto ou em curto circuito no emissor do transistor.

### 3.6.7. REALIZAÇÃO DAS REATÂNCIAS NA BASE E NO EMISSOR

A partir dos valores, em comprimentos de onda obtidos do programa de projeto, desenha-se o circuito do oscilador.

Figura 18: Circuito de RF.



Fonte: Autores (2022).

As linhas *Microstrip* são dimensionadas a partir do comprimento de onda na linha (EDWARDS, 1981). O comprimento de onda depende da permissividade efetiva da linha, dada pela equação (44), e da frequência de operação que pode ser obtido através da equação (13).

#### 4. CARACTERIZAÇÃO E RESULTADOS

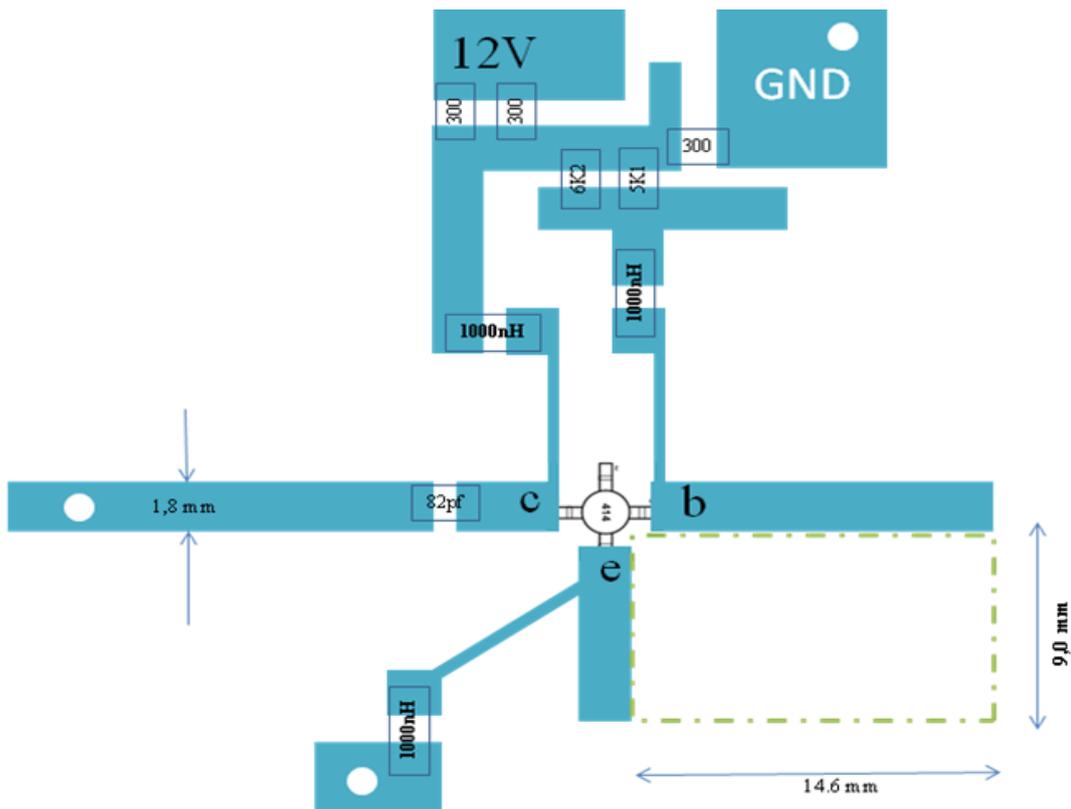
Foi utilizado uma placa de circuito impresso para circuitos de micro-ondas GILTECH 2032. A tabela 11 apresenta algumas características dessa placa.

**Tabela 11** Características da placa GIL TECH 2032

Permissividade relativa do substrato	$\epsilon_r = 3,2$
Altura do substrato	$h = 0,762$
Espessura da deposição de cobre	$t = 0,036 \text{ mm}$
Comprimento de onda na placa para 3 GHz	$\lambda = 62,684 \text{ (3 GHz)}$
Permissividade efetiva da placa.	$\epsilon_{\text{eff}} = 2,542$
Velocidade de propagação na placa.	$v_p = 0,627c$
Relação entre a largura e a espessura do substrato para uma linha de 50 ohms.	$w/h = 2,346$
Largura de trilha de 50 ohms	$w = 1,788 \text{ (50 } \Omega)$
“End-effect” de trilha com terminação aberta.	$l_{e0} = 0,3225\text{mm}$

Fonte: Autores (2022).

**Figura 19:** Circuito completo do oscilador – lado dos componentes.



Fonte: Autores (2022).

Os valores são calculados com o uso do *AppCAD*, excetuando-se o valor do “end-effect” que é calculado segundo (EDWARDS, 1981). Este valor deve ser descontado do comprimento da trilha em aberto para que sejam considerados os campos que avançam além do fim da trilha.

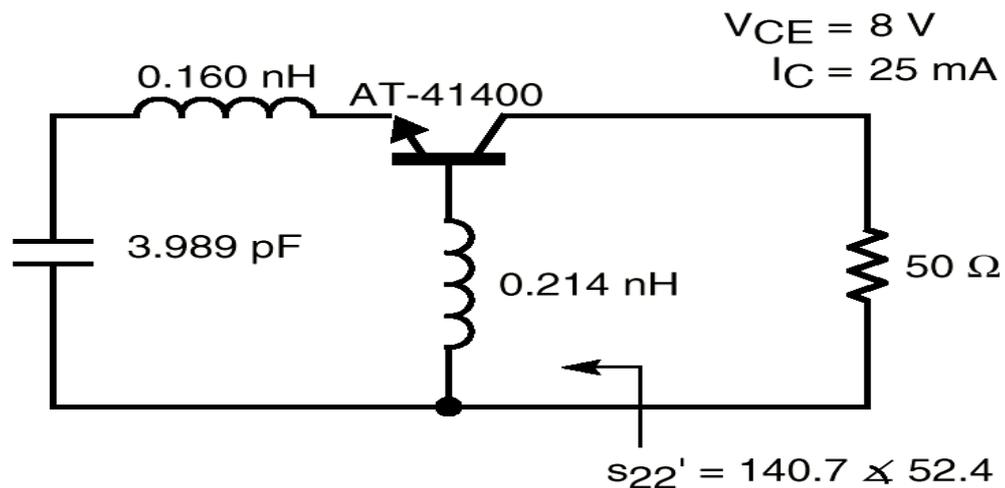
Utilizando-se a polarização da figura anterior, o circuito completo, face dos componentes, acrescidos dos indutores de bloqueio de RF. Os indutores de bloqueio são mantidos afastados e em orientações diferentes para limitar o efeito do campo magnético dos mesmos.

#### 4.1. PROTÓTIPO 1

Para verificar-se o comportamento dos osciladores série com estruturas planares, foi realizado um primeiro protótipo baseado em um circuito da Hewlett Packard, de um oscilador que emprega componentes discretos (PACKARD, 1995).

O circuito do mesmo é reproduzido de acordo com o circuito a abaixo.

**Figura 20:** Circuito oscilador de 4GHz.



Fonte: Autores (2022).

A reatância da base e o ressonador do emissor foram substituídos por trilhas em aberto de 50 ohms. O circuito foi projetado para 4 GHz e a nota de aplicação apresenta apenas uma simulação para o mesmo. O transistor originalmente utilizado era o obsoleto AT41400. Ele foi substituído pelo AT41486. O circuito não possui rede de casamento de impedância na saída.

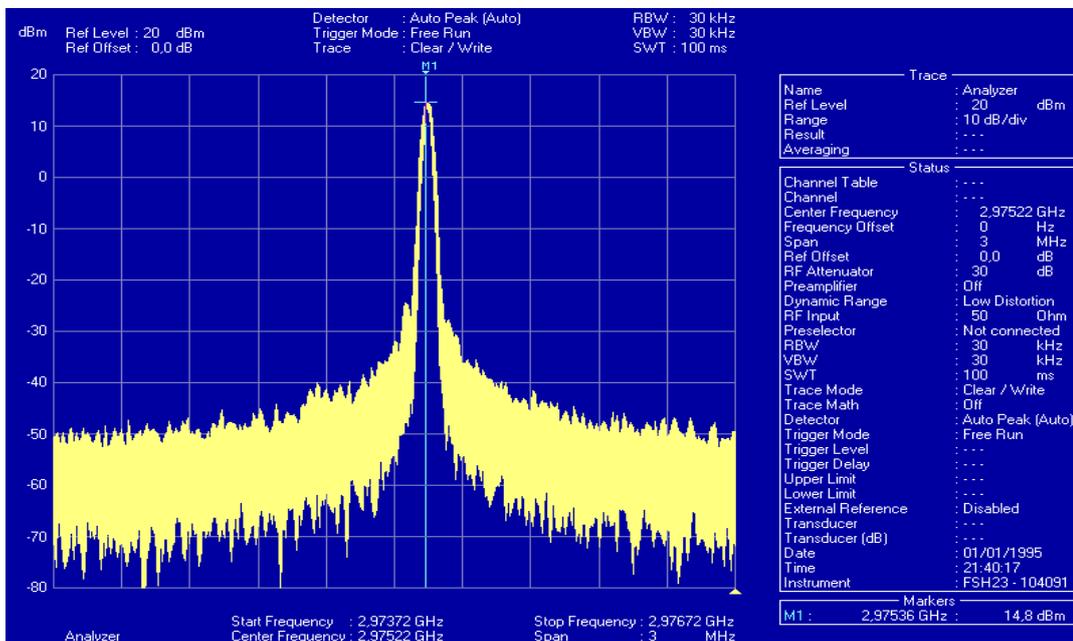
**Figura 21:** Circuito oscilador de 4GHz com linhas *Microstrip*.



Fonte: Autores (2022).

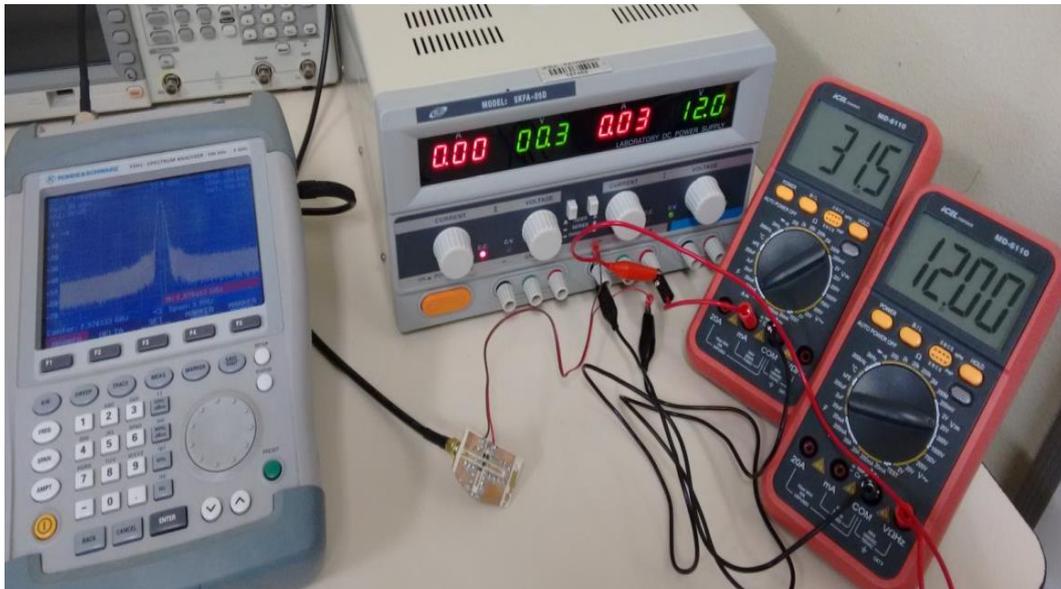
O oscilador apresentar uma boa potência de saída (14,8 dBm), frequência de oscilação abaixo da projetada (2,98 GHz). Tal discrepância causada por diferenças nos parâmetros de espalhamento dos dispositivos ativos.

**Figura 22:** Frequência na saída com 2.97522GHz e potência de 14,8 dBm.



Fonte: Autores (2022).

**Figura 23:** Tensão e corrente aplicada ao circuito  $V = 12V$  e  $I = 31,5mA$ .

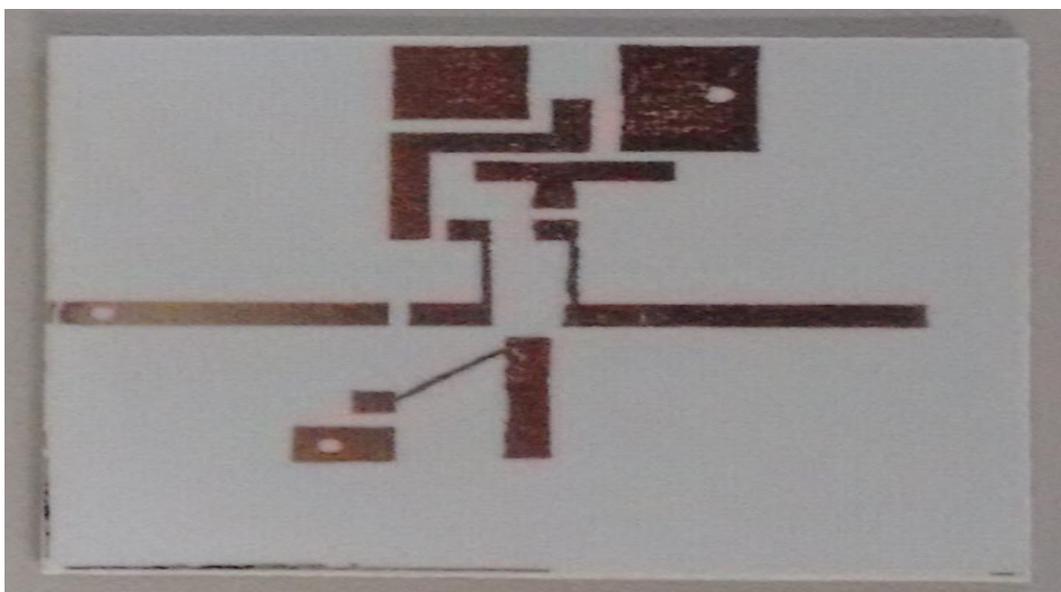


Fonte: Autores (2022).

## 4.2. PROTÓTIPO 2

O segundo protótipo é construído conforme o projeto do capítulo 4. Definiu-se uma frequência de 3 GHz como objetivo. Tal valor deve-se a limitação do analisador de espectro e do transistor utilizado. Seguem os resultados:

**Figura 24:** PCI do oscilador de 3GHz

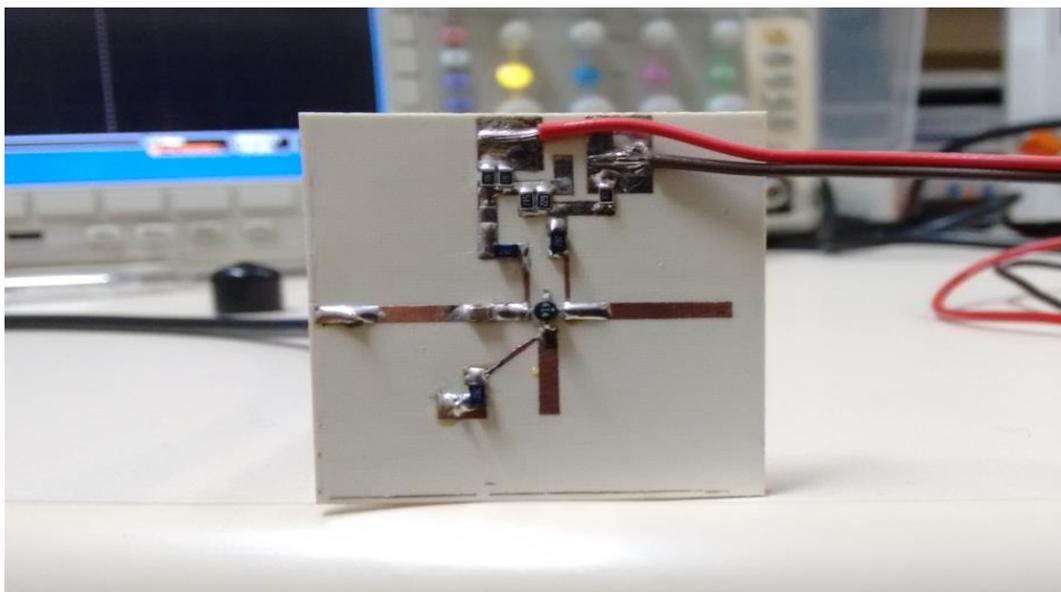


Fonte: Autores (2022).

O desenho da placa foi feito com o auxílio de ferramenta computacional, depois impresso em um papel específico e aquecido em cima da placa. Por fim, as trilhas foram corroídas com ácido.

O circuito montado e funcionando. Os componentes utilizados são todos SMD e comuns no mercado. A soldagem foi realizada manualmente.

**Figura 25:** Circuito oscilador de 3GHz.



Fonte: Autores (2022).

#### 4.2.1. DESEMPENHO DO OSCILADOR DE 3GHz

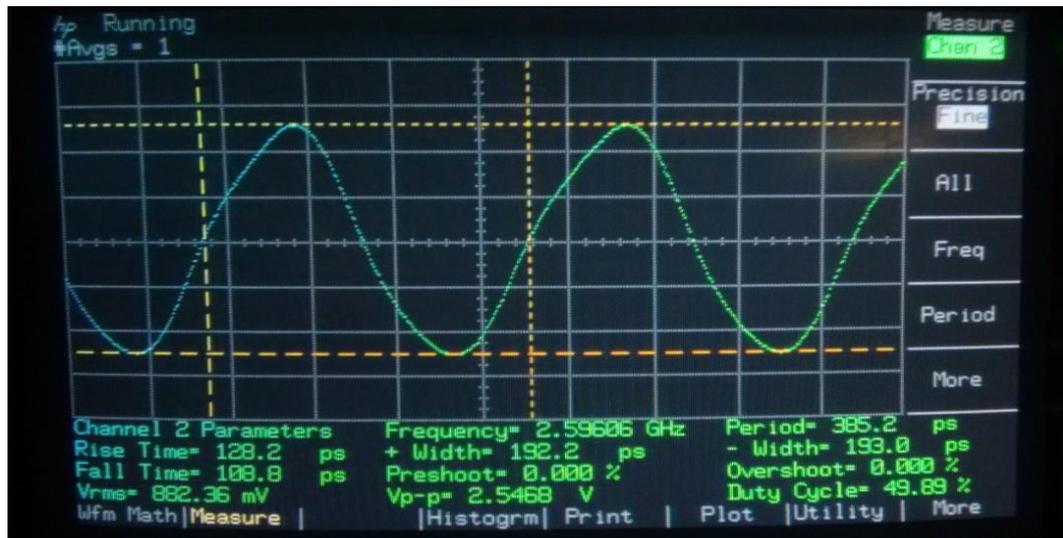
Assim, obtivemos uma senoide na saída do oscilador, medida por um osciloscópio, com uma frequência de oscilação de aproximadamente 2,6 GHz, onde houve um erro de aproximadamente 10% em relação ao objetivo de 3 GHz.

A amplitude da senoide é de 2,54V (pico a pico), aproximadamente 0,9V RMS (valor eficaz) e a resistência de saída é de  $50\Omega$ , o que nos dá através da equação (77) 16,2mW ou aproximadamente 12 dBm de potência.

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (77)$$

A senoide medida com um osciloscópio, a tabela 12 mostra o desempenho do oscilador e a figura a seguir, mostra a bancada de equipamentos para alimentação e medição do projeto.

**Figura 26:** Senoide de saída medida no osciloscópio.



Fonte: Autores (2022).

**Tabela 12** Desempenho do oscilador de 3GHz

Frequência	$f = 2,59606\text{GHz}$
Tensão RMS de saída	$V = 882,36\text{mV}$
Tensão pico a pico de saída	$V = 2,5468\text{V}$
Tensão de alimentação	$V = 12\text{V}$
Corrente de polarização	$I = 25\text{mA}$

Fonte: Autores (2022).

**Figura 27:** Bancada para alimentação e medição do circuito.



Fonte: Autores (2022).

## CONSIDERAÇÕES FINAIS

O estudo tinha como objetivo principal, *projetar um oscilador de micro-ondas, com uma frequência fixa em torno de 3 GHz, com linhas Microstrip, usando transistor bipolar de alta frequência e de baixo ruído, através dos parâmetros de espalhamento S.*

Bem como, possui objetivo secundário, *a construção de um protótipo para ser usado como fonte de sinal no laboratório de RF. Buscando assim fornecer uma ferramenta para os alunos terem um entendimento maior sobre os conceitos complexos envolvidos em circuitos de alta frequência, em especial, conceitos sobre propagação em linhas de transmissão.*

E objetivo terciário, *a geração de sinais com comprimentos de onda entre 3 e 30 cm, buscando a detecção dos padrões de onda estacionária, medição de atenuação em distâncias curtas e diferenciação entre campo próximo e distante.* Nestes comprimentos de onda, os experimentos podem ser realizados em ambiente fechado e no espaço das dimensões de uma bancada.

Os três objetivos foram atingidos com sucesso. A construção de osciladores de micro-ondas em estruturas planares, baseado nos parâmetros de espalhamento do dispositivo ativo foram apresentados. Constata-se que para tal tarefa é necessário o conhecimento de modelos lineares de duas e de três portas, com suas respectivas conversões, mapeamento gráfico de coeficientes de reflexão e impedâncias (carta de Smith), casamento de impedâncias, mapeamento gráfico de estabilidade (círculos de estabilidade), polarização de transistores e estruturas planares em Microfita. Os resultados alcançados mostraram que a metodologia de projeto é capaz de atender os requisitos e resulta em equipamentos simples, com um número mínimo de componentes e potência adequada. Para uso didático de tais dispositivos são absolutamente satisfatórios.

É importante notar que a ferramenta computacional em LabView para o projeto de osciladores, desenvolvida no laboratório de RF do IFSUL, acelerou muito o projeto do circuito. Seria interessante em desenvolvimentos futuros, que ela fosse capaz de trabalhar com parâmetros de espalhamento em um conjunto maior de frequências. Assim, seria possível utilizar a técnica proposta por (WEBER, 2001) para, através do uso de um defasador na saída do oscilador, definir de forma mais precisa, a frequência de oscilação.

## REFERÊNCIAS

- BAHL, I. J.; BHARTIA, P. **Microwave solid state circuit design**. John Wiley & Sons, AbeBooks Seller Sincer, New Jersey, December, 1988.
- BASAWAPATNA, G. R.; STANCLIFF, R. B. A unified approach to the design of wide-band microwave solid-state oscillators. **IEEE Trans. Microwave theory tech.**, vol. MTT-27, pp. 379-385, May 1979.
- COLLIN, R. E. **Foundations for Microwave Engineering**, ed. 2, New York: Mc Graw-Hill, 1992.
- EDWARDS, T. C. **Foundations for microstrip circuit design**, John Wiley & Sons, ed. 1, 1981.
- ELETRÔNICA, Nova. **A Carta de Smith: Smith Chart**. Contato, Home, Tabela e Gráficos, 2022. <https://blog.novaeletronica.com.br/carta-de-smith-smith-chart>, 2022.
- GONZALEZ, G. **Microwave Transistor Amplifier: Analysis and Design**, 2nd edition, Prentice Hall, N. J., 1997.
- GUPTA, K.C. et al. **Microstrip Lines and Slotlines**. 2. ed. Washington: Artech House, 1996. 560 p.
- HEWLETT PACKARD, **Microwave oscillator design**. Application note A008. Hewlett-Packard Co., 1995.
- KHANNA, A. P. S. **Microwave oscillator**, IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-29, no. 6, June 1981.
- LESSA, M. A. F; SILVA, B. G. Aquecedor Alternativo: Física com Experimentação. **Revista Educar Mais**, Revista da Pós Graduação em Ciências e Tecnologias na Educação CAVG, v.2, ed. 1, p.1-9, Pelotas, 2018.
- POOLE, C. **A simplified approach to predicting negative resistance in a microwave transistor with series feedback**, IEEE University College London, UK., 2013.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. Fourth Edition, Wiley, John Wiley & Sons, Inc. Massachusetts at Amherst, v.3, ed.4, 2012.
- SADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. V.1, ed.3, Bookman, 2004.
- SILVA, B. G. Ensino de Física: Ciência e sua Natureza. **Revista Semana Acadêmica**. Uni educar Inteligência Educacional, v.1, ed. 119, p. 1-17, jan., Ceara, Fortaleza, 2018.

SIMONS, R. N. **Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems**, John Wiley & Sons, 2001.

ULABY, F. T. **Eletromagnetismo para engenheiros**. Bookman, p. 382. 2007.

VENDELIN, G. D. **Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques**, 2nd edition, 2005.

WEBER, R. J. **Introduction to Microwave Circuits**, Radio Frequency and Design Application. New York: Wiley-IEEE Press, 2001.

WILLIAMS, D. F.; MARKS, R. B. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances, **IEEE transactions on microwave theory e techniques**, vol. 43, no. 4, Abril 1995.

WOLFF, I. **Coplanar Microwave Integrated Circuits**, 1 ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.