

# PROE - Trabalho nº. 1

João Gonçalves, Teresa Nogueira, Bárbara Sousa  
30 de Novembro 2023

## Descrição do equipamento

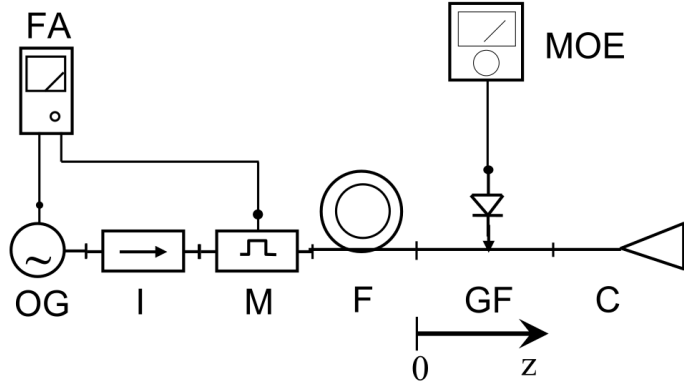


Fig. 1: Elementos do circuito de micro-ondas.

**Oscilador de Gunn:** Constituído por um díodo de Gunn e uma cavidade ressonante de comprimento variável. O díodo fornece a energia (*é polarizado a funcionar na zona de resistência negativa*) e a cavidade define a frequência do modo (através da posição do seu parafuso micrométrico).

**Frequencímetro:** Usado para medir a frequência com grande precisão, é constituído por uma cavidade ressonante cuja altura (e consequentemente a frequência de ressonância) é controlada através da posição do micrómetro. Como está inserida em paralelo na montagem, varia-se a posição do micrómetro e quando a sua frequência de ressonância é igual à frequência da portadora fornecida pelo gerador de Gunn, a cavidade absorve parte da potência e verifica-se uma diminuição abrupta do sinal no MOE.

**Guia Fendido WR90 (Banda X):** Componente fundamental na Banda X de frequências de micro-ondas, que vai de 8 a 12 GHz. Funciona efetivamente como um passa-alto.

Frequência de corte de cada modo  $TE_{nm}$ :

$$f_{c_{nm}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2} \rightarrow \begin{cases} f_{c_{10}} = 6.562 \text{ [GHz]} \\ f_{c_{20}} = 13.123 \text{ [GHz]} \end{cases}$$

O guia de onda de secção retangular tem dimensões  $a$  e  $b$ , estipuladas no guia como  $a = 22.86 \text{ mm}$  e  $b = 10.16 \text{ mm}$ .

No regime unimodal  $f \in [f_{c_{10}}; f_{c_{20}} \text{ ou } f_{c_{01}}]$ , mas como esperamos um  $a > 2b$ , o segundo modo deverá ser  $TE_{20}$ , invés de  $TE_{01}$  que ocorre quando  $a < 2b$ . O modo fundamental é naturalmente  $TE_{10}$ , onde nos mantemos.

**Nota1:**  $n$  e  $m$  são inteiros que representam o número de meio comprimentos de onda ao longo das dimensões maior e menor do guia de ondas, respetivamente.

**Nota2:** Os guias fendidos funcionam através da utilização das fendas para criar um padrão de onda estacionária ao longo do comprimento do guia de onda. Quando um sinal de RF é aplicado ao guia fendido, este percorre o guia e reflete-se nas fendas, criando um padrão de onda estacionária. Este padrão de onda estacionária cria um campo elétrico radiante que é perpendicular à direção do guia fendido, permitindo que a antena transmita e receba sinais. A frequência do sinal RF determina o espaçamento das fendas, e isto determina a gama de frequências operacionais da antena.

**Corneta:** Fornece uma estrutura de transição gradual para adequar a impedância do tubo à impedância do ar. Na corneta, as condições que suportam a formação de ondas estacionárias, nomeadamente as reflexões vistas no guia fendido, já não estão presentes. A onda começa a assemelhar-se mais a uma onda de propagação, que é caracterizada pela propagação contínua de energia numa única direção, sem os nós (*node*) e antinós (*antinode*) distintos de uma onda estacionária.

## A. Contacto com a bancada micro-ondas

Os elementos constituintes da montagem são:

Sigla	Descrição
FA	Fonte de Alimentação
OG	Oscilador de Gunn
I	Isolador
M	Modulador
F	Frequencímetro
GF	Guia Fendido
MOE	Medidor de Onda Estacionária
C	Corneta

## B. Frequência e comprimento de onda

Frequência de operação  $f \in [6.562, 13.123] \text{ GHz}$ . Para evitar dispersão intensa e a zona de atenuação queremos manter-nos relativamente acima de 6.562 GHz. No entanto, não devemos entrar em regime multimodal, depreendemos que necessitamos de uma margem razoável para nos mantermos abaixo dos 13.123 GHz.

$$z_{min2} - z_{min1} = \frac{\lambda_z}{2}, \quad \lambda_z = \frac{2\pi}{k_z} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}.$$

## C. Medida de distâncias

Para duas configurações diferentes  $(d_1, z_{min1}; d_2, z_{min2})$  obtém-se

$$d_2 - d_1 = \frac{\lambda_0}{\lambda_z} (z_{min2} - z_{min1}) + m \frac{\lambda_0}{2},$$

tipicamente  $m = 0$ .

## D. Medida da permissividade relativa

Para duas configurações diferentes  $(z_{min1}; z_{min2})$  obtém-se

$$\epsilon_r = \left[ 1 + \frac{1}{d} \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_z} (z_{min2} - z_{min1}) + m \frac{\lambda_0}{2} \right) \right]^2,$$

tipicamente  $m = 0$ .

## E. Reflexão/transmissão em tiras metálicas

É relevante analisar as condições de fronteira numa interface com um condutor elétrico perfeito (PEC) [3]. Um condutor elétrico perfeito é um material idealizado com condutividade elétrica  $\sigma \rightarrow +\infty$ . Como a corrente de condução é  $\mathbf{J}_{\text{cond}} = \sigma \mathbf{E}$ , o campo elétrico dentro de um condutor perfeito deve anular-se. Assim, um material PEC ideal comporta-se como um espelho perfeito e é impenetrável pela luz. Consequentemente, o campo elétrico na interface com um material PEC deve desaparecer:

$$\mathbf{E}_{1t} = \mathbf{E}_{2t} = 0 \quad (\text{interface PEC})$$

- [1] - Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 4th ed., 2012.  
[2] - Cheng. *Field and Wave Electromagnetics*. Addison-Wesley, 2nd ed., 2002.  
[3] - M. Silveirinha. *Lecture Notes (PROE)*, 2023

## PROE - Trabalho nº. 2

João Gonçalves, Teresa Nogueira, Bárbara Sousa  
15 de Dezembro 2023

Se definirmos o sentido de propagação como  $\hat{\mathbf{d}} = +\hat{\mathbf{z}}$ , temos:

$E_z = 0, H_z = 0,$	modos TEM
$E_z = 0, H_z \neq 0,$	modos TE ou modos H
$E_z \neq 0, H_z = 0,$	modos TM ou modos E
$E_z \neq 0, H_z \neq 0,$	modos híbridos ou modos HE ou EH

Operamos na Banda X de frequências de micro-ondas, que vai de 8.2 a 12.4 GHz.

No guia de onda retangular e no guia dielétrico as ondas podem propagar-se em qualquer frequência da banda X.

No guia de onda metálico com secção circular, a frequência de corte do seu modo fundamental  $f_c$  é superior a 8.2 GHz, e inferior a 12.4 GHz.

### Guia Retangular (GR)

O guia de onda de secção retangular tem dimensões  $a$  e  $b$ , estipuladas no guia como  $a = 22.86$  mm e  $b = 10.16$  mm.

Modo fundamental  $\text{TE}_{10}$  ( $a > 2b$ ), segundo modo  $\text{TE}_{20}$ .

Frequência de corte de cada modo  $\text{TE}_{nm}$ :

$$f_{c_{nm}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2} \rightarrow \begin{cases} f_{c_{10}} = 6.562 \text{ [GHz]} \\ f_{c_{20}} = 13.123 \text{ [GHz]} \end{cases}$$

### Guia Circular (GC)

O guia de onda de secção circular tem diâmetro estipulado de  $2a = 19$  mm.

Frequência de corte dos modos  $\text{TE}_{11}$  e  $\text{TM}_{01}$ :

$$f_{c_{nm}}^{\text{TE/TM}} = \frac{c_0 \rho_{nm}^{\text{TE/TM}}}{2\pi a} \rightarrow \begin{cases} f_{c_{11}}^{\text{TE}} = 9.253 \text{ [GHz]} \\ f_{c_{01}}^{\text{TM}} = 12.087 \text{ [GHz]} \end{cases}$$

onde as raízes das funções de Bessel são:

$$\rho_{11}^{\text{TE}} = 1.841$$

$$\rho_{01}^{\text{TM}} = 2.405$$

O SWR deverá estar no seu máximo quando o GC está ao corte.

## Guia Dielétrico (GD)

Existem campos eletromagnéticos externos ao guia dielétrico que decaem rapidamente com a distância radial do guia e estão ligados aos campos internos através da condição fronteira dielétrica. No troço CD, os campos assumem a forma de ondas estacionárias segundo  $\rho$  e propagam-se segundo  $z$  com a mesma constante de propagação  $k_z$  das ondas evanescentes.

As frequências de corte podem ser dadas por:

$$f_{c\text{LP}_{01}} = 0, \quad f_{c\text{LP}_{11}} = \frac{2.405 \cdot c}{2\pi a n_1 \sqrt{2\Delta}} = 11.203 \text{ GHz}$$

onde  $\Delta$  é o contraste entre os meios:  $n_1^2 = 1$  e  $n_2^2 = 2$  (teflon). Diâmetro de  $2a = 20.5$  mm no guia laboratorial.

### Teoria das Linhas

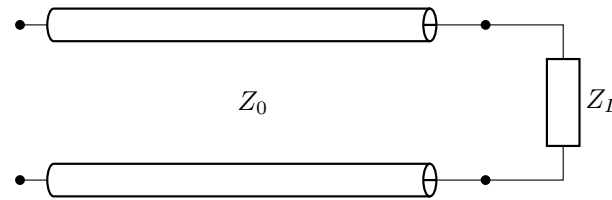


Fig. 2: Esquema equivalente GR  $\rightarrow$  GC.

$$Z_0 = Z_{\text{TE}_{10}}^{\text{GR}} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c\text{TE}_{10}}^{\text{GR}}}{f}\right)^2}}$$

$$Z_L = Z_{\text{TE}_{11}}^{\text{GC}} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c\text{TE}_{11}}^{\text{GC}}}{f}\right)^2}}$$

Abaixo da frequência de corte do GC, a impedância de carga  $Z_L$  é aproximadamente imaginária, o que resulta num fator de reflexão com módulo unitário.

O módulo do fator de reflexão no GR tem um andamento tal que: para  $f$  inferior à freq. de corte do modo do GC  $|\rho| = 1$ , à medida que  $f \rightarrow +\infty$  as impedâncias  $Z_L$  e  $Z_0$  tendem para aproximadamente  $120\pi$ , o que resulta num módulo de fator de reflexão mínimo de  $|\rho| = 1/2$ .

## Medida de Potência

A partir da frequência de corte do modo fundamental do GC, a potência cresce uma vez que a atenuação diminui. O sinal passa a ser transmitido e a potência transportada aumenta.

Avançando para o guia dielétrico,

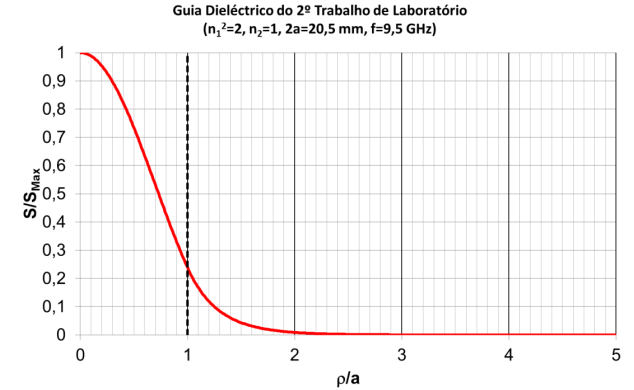


Fig. 3: Evolução da potência (campos externos) conforme a distância radial. Imagem retirada do guia laboratorial.

Coloca-se um absorvente perto do guia dielétrico e mede-se a diminuição de potência no termistor localizado no final do circuito. A atenuação dos campos eletromagnéticos externos resulta na diminuição do sinal medido, baseando-se no princípio de que campos externos ao guia dielétrico estão ligados aos campos internos, e a atenuação conduzida ao exterior reflete-se na diminuição da potência no interior do guia.

- [1] - Guia do 2º Trabalho.
- [2] - Pozar. *Microwave Engineering*, 2012.
- [3] - Cheng. *Field and Wave Electromagnetics*, 2002.
- [4] - Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*.
- [5] - M. Silveirinha. *Lecture Notes (PROE)*, 2023

# PROE - Trabalho nº. 3

João Gonçalves, Teresa Nogueira, Bárbara Sousa  
05 de Janeiro 2024

## 1. Antena Emissora: Corneta Piramidal

A corneta, sendo uma antena emissora, é projetada para converter ondas eletromagnéticas guiadas em ondas livres com eficiência. As suas características principais incluem ganho elevado, feixes direcionais estreitos e polarização bem definida.

### Princípio de Operação

A corneta opera com base no princípio de expansão gradual da onda guiada para o espaço livre, o que permite a adaptação das impedâncias do guia de onda e do espaço livre, minimizando as reflexões e maximizando a radiação.

### Ganho e Padrão de Radiação

O ganho  $G$  de uma corneta [1] é proporcional à área da sua abertura  $A$  e ao quadrado da frequência de operação  $f$ , ou equivalentemente, inversamente proporcional ao quadrado do comprimento de onda  $\lambda$ :

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} e_A$$

onde  $e_A$  é a eficiência da corneta. A diretividade da corneta é uma consequência de sua abertura física que permite focar a energia num feixe estreito, cuja largura é inversamente proporcional ao diâmetro da abertura.

### Largura do Feixe e Diagrama de Radiação

A largura do feixe da corneta, ou seja, o ângulo em que a potência cai para metade do valor máximo (-3 dB), pode ser estimada por [1]:

$$\theta_{-3\text{dB}} \approx \frac{70^\circ \lambda}{D_C} \approx 19.4^\circ \text{ (para } f = 9 \text{ GHz),}$$

onde  $D_C$  é a maior dimensão da abertura da corneta. O diagrama de radiação é tipicamente caracterizado por um lóbulo principal estreito com lóbulos secundários de menor intensidade.

## Zona de Radiação

Para uma corneta com uma abertura diagonal de aproximadamente 12 cm [2], a zona distante (ou zona de Fraunhofer), onde o padrão de radiação se torna independente da distância ( $r$ ), é dada por:

$$r \gg \lambda \approx 3.3 \text{ cm}, \quad r \gg D_C \approx 12 \text{ cm}, \quad r > \frac{2D_C^2}{\lambda} \approx 86 \text{ cm}.$$

Isto garante que as medições do padrão de radiação sejam realizadas na região onde o campo eletromagnético se assemelha a uma onda plana.

### Polarização

A polarização da antena corneta é determinada pela orientação dos campos elétricos e magnéticos que são ortogonais entre si. A polarização linear é a mais comum para cornetas, sendo definida pela direção do campo elétrico.

## 2. Antena Recetora: Dipolo de Meia-Onda

A antena recetora, um dipolo de meia-onda, é uma estrutura fundamental em sistemas de comunicação e radiação.

No laboratório, o comprimento do dipolo é de, estimadamente, 16.6 mm = 0.502 $\lambda$  para uma frequência de 9 GHz.

### Características do Dipolo de Meia-Onda

A antena dipolo de meia-onda é escolhida devido à sua simplicidade e eficácia. As propriedades principais são:

- Comprimento total aproximadamente igual a metade do comprimento de onda na frequência de operação escolhida.
- Impedância característica aproximadamente 73.1  $\Omega$  no espaço livre.
- Padrão de radiação omnidirecional no plano perpendicular ao dipolo.

### Fórmula de Friis

A potência recebida  $P_r$  por um dipolo de meia-onda pode ser calculada usando a fórmula de Friis [2], dada por:

$$P_r = \frac{P_a G_e(\theta_e, \phi_e) G_r(\theta_r, \phi_r) C_p C_i}{A_{el} A_s}$$

$$P_r [\text{dB}] = P_a [\text{dB}] + G_e [\text{dB}] + G_r [\text{dB}] + C_p [\text{dB}] + C_i [\text{dB}] - A_{el} [\text{dB}] - A_s [\text{dB}]$$

- $P_a$  é a potência disponível.
- $G_e$  e  $G_r$  são os ganhos das antenas emissora e recetora, respetivamente.
- $C_p$  é o coeficiente de polarização (*polarization matching coefficient*).
- $C_i$  é o coeficiente de impedância (*impedance matching coefficient*).
- $A_{el} = (4\pi d/\lambda)^2$  e  $A_s$  são as atenuações associadas ao sistema.

### Coefficiente de Polarização ( $C_p$ ) [3]

O coeficiente de polarização que determina quão eficientemente as polarizações das antenas emissora e recetora estão alinhadas (*polarization matched*). Na comunicação sem fios, a polarização refere-se à orientação do campo elétrico da onda eletromagnética.

- Uma correspondência perfeita de polarização, onde os campos elétricos das antenas estão alinhados, resulta em  $C_p = 1$ .
- Uma má correspondência, onde as polarizações são ortogonais ou mal alinhadas, leva a uma redução significativa na potência recebida, com  $C_p$  perto de 0.

### Coefficiente de Impedância ( $C_i$ ) [3]

O coeficiente de impedância representa a eficiência da adaptação de impedância entre a antena recetora e a sua linha de transmissão/carga. Uma adaptação eficiente é essencial para assegurar que a máxima potência seja transferida:

- Valores de  $C_i$  próximos a 1 indicam que a impedância da antena está bem adaptada à linha de transmissão, minimizando as perdas por reflexão na interface.
- Valores baixos de  $C_i$  indicam uma má adaptação de impedância, resultando em reflexões significativas na interface e, consequentemente, menor eficiência na transferência de potência. Impedância da carga tende para reativa.

[1] - Orfanidis. Electromagnetic Waves and Antennas.

[2] - Guia do 3º Trabalho.

[3] - M. Silveirinha. *Lecture Notes (PROE)*, 2023