

Efeito da Variação da Perda de Retorno sobre a ERP de um Sistema Rádio

Eng^o Marcello Praça Gomes da Silva*

1. INTRODUÇÃO

A própria perda de retorno (= RL) na interface cabo-antena de um sistema rádio, de per si, já ocasiona diminuição da ERP (*Effective Radiated Power*) ou PEI (Potência Efetivamente Irradiada). Este efeito, todavia, é de amplitude muito pequena e poderá ser quase sempre ignorado (na faixa de valores normalmente assumidos por RL).

A variação da ERP deve-se à variação da potência P realmente entregue à carga RL (= potência incidente menos potência refletida na interface linha-carga). A ERP linear é dada por um produtório de dois termos (P e G):

$$ERP = P \times G$$

onde G é o ganho da antena e P é a potência presente na interface antena li-

nha de transmissão. Logaritmizando a expressão anterior temos:

$$ERP \text{ (dBm, dBW)} = P \text{ (dBm, dBW)} + G \text{ (dBi)}$$

Como P (em dBm ou dBW) varia à medida em que varia a perda de retorno RL na interface antena-cabo concluímos que a ERP (em dBm ou dBW) também varia.

2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Para mostrar semelhante efeito seja um esquema genérico com uma fonte de tensão alternante E_s e sua impedância interna Z_s .

Logo após, encontramos a linha de transmissão coaxial de impedância característica Z_0 e, finalmente, temos a impedância Z_y que representa a impedância global da antena referida à interface cabo-antena.

*EMBRATEL – Departamento de Transmissão Terrestre – Divisão de Rádio – Seção de Projetos e Administração do Espectro

É suposto que a linha coaxial esteja perfeitamente casada com a fonte de radiofrequência, havendo um descasamento na segunda interface (a qual chamaremos de interface S – S de separação). Esta suposição, no entanto, não gera qualquer restrição ao raciocínio posterior.

Esta situação de descasamento em uma única interface é denominada *OEM* (iniciais do inglês *One-End Mismatch*).

Define-se a perda ou atenuação linear por descasamento *ML* (*Mismatch Loss*) conforme abaixo:

$$ML = P_f / P$$

onde: P = Potência realmente entregue à carga *RL*;

P_f = Potência irreal que seria entregue à carga *RL* se não houvesse nenhum descasamento na interface.

Define-se a perda ou atenuação logarítmica por descasamento conforme abaixo:

$$ML \text{ (dB)} = 10 \log [ML]$$

onde \log é o logaritmo de base dez (decimal, vulgar ou de Briggs).

O módulo do coeficiente de reflexão em potência é dado por:

$$|\Gamma_P| = P_- / P_+$$

onde: P_+ = potência incidente na interface *S*;

P_- = potência refletida na interface *S*.

Doravante vamos representar essa grandeza modular simplesmente por Γ_P ao invés de $|\Gamma_P|$.

Relacionando P_+ e P_- com P_f e P na interface de separação temos:

$$\begin{array}{c} P_+ \rightarrow || \rightarrow P \\ \quad \quad || \\ P_- \leftarrow || \\ \quad \quad \text{interface } S \end{array}$$

onde é fácil ver que:

$$P_f = P_+ \text{ e } P = P_+ - P_-$$

E portanto:

$$ML = \frac{P_f}{P} = \frac{P_+}{P_+ - P_-} = \frac{\frac{P_+}{P_+}}{\frac{P_+ - P_-}{P_+}} = \frac{1}{1 - \Gamma_p}$$

O módulo do coeficiente de reflexão em potência (= Γ_P) se relaciona com o módulo do coeficiente de reflexão em tensão (= Γ_e) através de:

$$\Gamma_P = (\Gamma_e)^2$$

(Γ_P é igual à Γ_e ao quadrado).

Escrevendo ML em função de Γ_e ao invés de Γ_p , temos:

$$ML = \frac{1}{1 - \Gamma_e^2}$$

Como, em geral, trabalhamos com a SWR (simbolizada por S) ao invés de Γ_e , temos de explicitar ML em função de S . Sabemos que:

$$\Gamma_e = \frac{S - 1}{S + 1}$$

Rescrevendo ML em função de Γ_e temos:

$$ML = \frac{1}{(1 + \Gamma_e) \times (1 - \Gamma_e)} = \frac{\frac{1}{(1 - \Gamma_e)^2}}{\frac{(1 + \Gamma_e) \times (1 - \Gamma_e)}{(1 - \Gamma_e) \times (1 - \Gamma_e)}} = \frac{\frac{1}{\left(1 - \frac{S - 1}{S + 1}\right)^2}}{S}$$

mas $\left(1 - \frac{S - 1}{S + 1}\right)^2 = \left(\frac{2}{S + 1}\right)^2 = \frac{4}{(S + 1)^2}$ logo

$$ML = \frac{(S + 1)^2}{4S}$$

A relação entre a perda de retorno RL e a SWR é dada por:

$$RL \text{ (dB)} = -20 \log [\Gamma_e] = -20 \log \left[\frac{S - 1}{S + 1} \right]$$

ou

$$S = \frac{1 + A}{1 - A} \quad \text{onde } A = 10^{-RL/20}$$

Logaritmizando ML temos finalmente:

$$ML \text{ (dB)} = 10 \log \left[\frac{(S + 1)^2}{4S} \right] \text{ em função da } SWR$$

$$ML \text{ (dB)} = 10 \log \left[\frac{1}{(1 - A^2)} \right] \text{ em função do parâmetro } A$$

$$ML \text{ (dB)} = 10 \log \left[\frac{1}{1 - 10^{-RL/10}} \right] \text{ em função da perda de retorno } RL$$

$$ML \text{ (dB)} = 10 \log \left[\frac{1}{1 - \Gamma_e^2} \right] \text{ em função do coeficiente de reflexão de tensão } \Gamma_e.$$

Como exemplo, seja uma interface S com perda de retorno de 10 dB. Nesse caso a perda por descasamento seria de aproximadamente 0,46 dB. Se a perda de retorno fosse de 29 dB, a perda por descasamento seria de apenas 0,0055 dB. No caso extremo de haver uma perda de retorno de zero decibéis a perda por descasamento seria, logicamente, infinita.

Neste trabalho, a perda por descasamento em função da perda de retorno representa a variação da ERP da antena em função da variação da $VSWR$ (*Voltage Standing Wave Ratio*) na interface antena-cabo.

De acordo com o que foi visto, podemos afirmar que a variação da perda de retorno na interface antena-cabo muito pouco representa na variação da ERP da antena.

Observar que se a perda de retorno variar de 30 dB para 10 dB (por conseguinte, uma variação $\Delta RL = 20$ dB) a perda por descasamento vai variar tão somente de 0,5 dB aproximadamente.

Também é possível que uma parte da potência refletida na interface antena-cabo venha a ser re-refletida pela fonte. Isto ocasionaria uma incerteza na perda total por descasamento. Esta análise, entretanto, foge ao escopo do presente trabalho.

A tabela anexa de RL x ML , obtida através de um programa escrito em *Quick BASIC*, ilustra a interdependência entre a perda por descasamento ML e a perda de retorno RL .

RL = 1 dB <<<—>>	ML = 6.86825 dB
RL = 2 dB <<<—>>	ML = 4.32923 dB
RL = 3 dB <<<—>>	ML = 3.02062 dB
RL = 4 dB <<<—>>	ML = 2.20481 dB
RL = 5 dB <<<—>>	ML = 1.65089 dB
RL = 6 dB <<<—>>	ML = 1.25628 dB
RL = 7 dB <<<—>>	ML = 0.96653 dB
RL = 8 dB <<<—>>	ML = 0.74940 dB
RL = 9 dB <<<—>>	ML = 0.58435 dB
RL = 10 dB <<<—>>	ML = 0.45758 dB
RL = 11 dB <<<—>>	ML = 0.35944 dB
RL = 12 dB <<<—>>	ML = 0.28305 dB
RL = 13 dB <<<—>>	ML = 0.22331 dB
RL = 14 dB <<<—>>	ML = 0.17643 dB
RL = 15 dB <<<—>>	ML = 0.13955 dB
RL = 16 dB <<<—>>	ML = 0.11048 dB
RL = 17 dB <<<—>>	ML = 0.08753 dB
RL = 18 dB <<<—>>	ML = 0.06938 dB
RL = 19 dB <<<—>>	ML = 0.05502 dB
RL = 20 dB <<<—>>	ML = 0.04365 dB
RL = 21 dB <<<—>>	ML = 0.03464 dB
RL = 22 dB <<<—>>	ML = 0.02749 dB
RL = 23 dB <<<—>>	ML = 0.02182 dB
RL = 24 dB <<<—>>	ML = 0.01732 dB
RL = 25 dB <<<—>>	ML = 0.01376 dB
RL = 26 dB <<<—>>	ML = 0.01092 dB
RL = 27 dB <<<—>>	ML = 0.00867 dB
RL = 28 dB <<<—>>	ML = 0.00689 dB
RL = 29 dB <<<—>>	ML = 0.00547 dB
RL = 30 dB <<<—>>	ML = 0.00435 dB

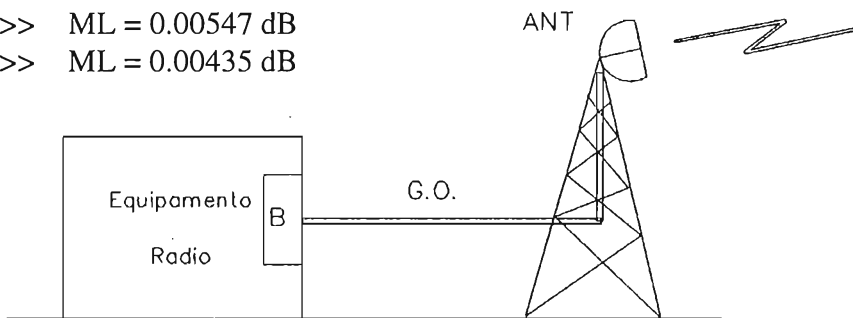


Fig. Sistema Rádio em Microondas

G.O. = Guia de Ondas
 B = Branching
 ANT = Antena Parabólica