

SOBRE O INTERESSE DAS TÉCNICAS DE VOBULAÇÃO

Introdução.

A articulação dos domínios ω e t tem sido objecto de considerável atenção por parte de matemáticos, físicos e engenheiros de há alguns anos para cá.

Neste pequeno trabalho tentámos dar alguma contribuição para este importante problema, no caso particular das linhas de transmissão, e preocupando-nos sobretudo com o exame concreto de alguns aspectos práticos.

Ele insere-se também na linha de estudo que há anos vimos seguindo, e serve de continuação, e nalguns casos de ponto final, a várias questões deixadas em suspenso em publicações anteriores (8).

Admitimos que o tratamento matemático de algumas questões pudesse ter maior elegância analítica; mas, como dissemos, a nossa preocupação foi a do exame concreto de situações práticas.

A grande concordância dos resultados obtidos com os fenómenos observados justificará, segundo cremos, a posição assumida.

1 — Os domínios complementares ω e t .

Já na mecânica ondulatória os pares de variáveis momento-coordenada, energia-tempo das partículas, e mesmo frequência-tempo, conduziram, pelas relações experimentais entre elas existentes, à noção físico-matemática de complementaridade (Princípio de HEISENBERG).

Designam-se, como sabemos, por complementares, duas grandezas físicas que não comutem, isto é, em relação às quais seja impossível obter valores de elevada precisão, simultaneamente para as duas.

No caso concreto dos domínios frequência-tempo (de muito interesse na Engenharia), isto significa por exemplo que ao precisar no tempo a fixação dum determinado acontecimento, utilizando para tal um impulso de duração extremamente curta, se torna necessário dispor dum canal de comunicação de banda extremamente larga.

Tais relações foram inicialmente estabelecidas por KÜPFMÜLLER em 1924, e mais tarde por HARTLEY, em 1928 (princípio de Hartley da quantidade de informação).

Esta complementaridade experimental traduz porém como que a existência duma unidade dos dois domínios, inobservável actualmente no seu conjunto, mas tão completa que qualquer modificação num deles acarreta imediatamente modificações características para o outro.

É como sabemos através do estudo das funções de variável complexa que actualmente se pretende unificar os domínios ω e t , bem como da análise gráfica dos diagramas p - z , imediatamente resultante daquele.

Esta dualidade teórica dos dois domínios, traduz-se na prática pela existência de procedimentos técnicos diferentes, tendentes a completarem-se mutuamente, e exigindo uma atitude crítica de interpretação dos resultados que domine perfeitamente os aspectos teóricos do problema.

2 — Problemas práticos do domínio temporal.

São largamente conhecidos dos técnicos que trabalham com impulsos os problemas típicos que a sua transmissão através dos circuitos radioeléctricos suscita, sejam eles de constantes concentradas, sejam de constantes distribuídas.

A preocupação fundamental é a de assegurar que tal transmissão seja o mais possível isenta de distorsão, isto é, que os sinais se apresentem à saída dos circuitos com uma forma o mais aproximada possível da que tinham à entrada.

Em trabalhos anteriores (5) (6) (7) (8) (9), vimos já que para avaliar o grau de tal afastamento se definiam vários parâmetros, como sejam os tempos de crescimento e decrescimento, as ultrapassagens, os atrasos temporais; e com uma preocupação mais apurada, se estabeleciam mesmo tolerâncias de deformação relacionadas com as distorsões de fase.

Tais parâmetros têm interesse quando as deformações resultam de distorsões de fase (ou tempos de atraso) relativamente pequenas, o que sucede normalmente nos circuitos de constantes concentradas, localizados geralmente em filtros, amplificadores ou circuitos de conformação.

Quando os tempos de atraso atingem valores já mais elevados, como no caso dos circuitos de constantes distribuídas, por exemplo linhas de transmissão e antenas, então já as distorsões de transmissão têm um aspecto totalmente diferente, conduzindo ao aparecimento não de impulsos defor-

mados, mas de famílias de impulsos indesejáveis ou parasitários, adjacentes ao impulso útil.

Na referência (8) estudámos o mecanismo da formação destes impulsos em linhas, e já aí também nos referimos à relação estreita existente entre o andamento das respostas de frequência e a forma das famílias de impulsos obtidas.

É por isso natural que encontremos na prática técnicas de análise da resposta de frequência, por um lado, conjugadas sempre que possível com a observação do comportamento dos impulsos no tempo, por outro.

As primeiras podem consistir em análises da curva amplitude-frequência ponto por ponto (nalguns casos conjugada com uma exploração no tempo, como nos casos dos multitrens da TV); ou ainda na análise da mesma curva mas, duma maneira contínua e recorrente, processo que na prática é conhecido por «vobulação» dos circuitos.

3 — Diagramas p - z , e sua aplicação às linhas.

1. Sabemos (6) (7) que a distribuição dos polos e zeros das funções de rede determina completamente quer o aspecto da resposta de frequência, quer a forma da resposta transitória dos circuitos.

No caso das linhas de transmissão vimos em (8) que se podem estabelecer três regimes impulsivos diferentes, consoante estejam adaptadas nos dois extremos, desadaptadas no extremo receptor, ou desadaptadas em ambos os extremos receptor e gerador.

Os diagramas p - z correspondentes à função «tensão» à entrada da linha, \dot{V}_1 , são diferentes em cada caso.

Quando haja adaptação nos dois extremos, a impedância de entrada da linha é o valor da sua impedância característica, e a tensão correspondente é uma reprodução da tensão E do gerador: não há função de rede (ou por outra, reduz-se a uma constante), não há polos nem zeros.

2. Se houver desadaptação do lado do receptor, a tensão à entrada da linha tem por expressão:

$$\dot{V}_1 = E \frac{1}{2} (1 - re^{-2pT_0}) \quad (1)$$

que mostra a existência dum eco simples, atrasado de $2T_0$ (dobro do tempo de percurso na linha) em relação ao impulso principal, e de sinal dependente de r , factor de reflexão no extremo receptor, de valor $r = \frac{z_0 - R_2}{z_0 + R_2}$.

A resposta de frequência A (obtida por exemplo vobulando

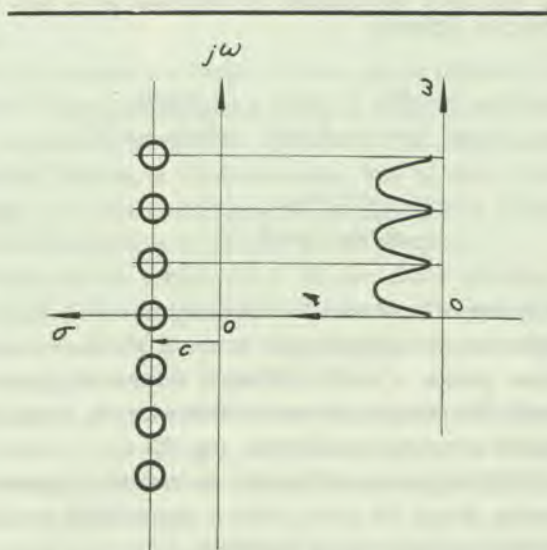


Fig. 1 — Diagrama p - z para uma desadaptação

a linha, e observando o resultado à entrada) apresenta neste caso ramos cíclicos de concavidade voltada para baixo.

Pode verificar-se facilmente a sua forma recorrendo ao diagrama p - z , que neste caso consiste num número infinito de zeros dispostos sobre uma linha paralela a $j\omega$, à distância $\frac{\log r}{2 T_0}$ daquele eixo (fig. 1).

O intervalo entre dois zeros consecutivos é de

$$\Delta\omega = \frac{\pi}{T_0} \left(p = \frac{\log r}{2 T_0} \pm j \frac{k\pi}{T_0} \right).$$

Fazendo

$$c = \frac{\log r}{2 T_0} \quad \text{e} \quad \omega_1 = \frac{\pi}{T_0},$$

temos que:

$$A^2 = A_0 \left[c^2 + \omega^2 \right] \left[c^2 + (\omega \pm \omega_1)^2 \right] \left[c^2 + (\omega \pm 2\omega_1)^2 \right] \dots \dots \dots (2)$$

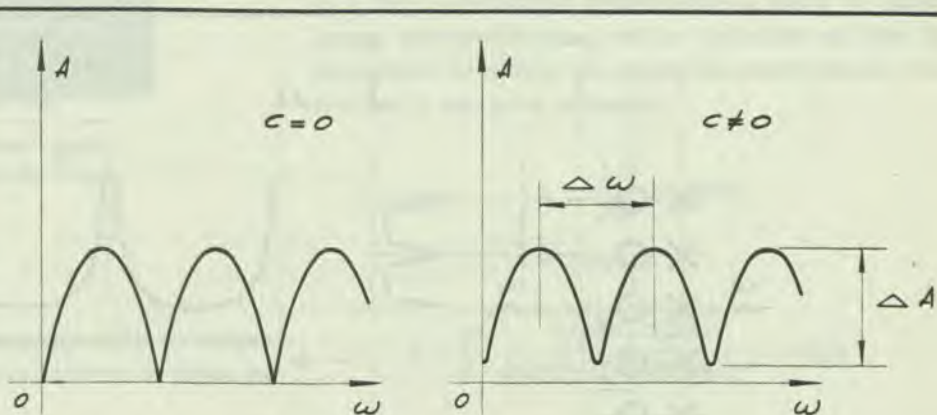


Fig.2 — Resposta de frequência para uma desadaptação

Derivando, obtemos:

$$\frac{1}{A_0} \frac{dA}{d\omega} = \frac{\omega}{c^2 + \omega^2} + \frac{\omega \pm \omega_1}{c^2 + (\omega \pm \omega_1)^2} + \frac{\omega \pm 2\omega_1}{c^2 + (\omega \pm 2\omega_1)^2} + \dots \quad (3)$$

que mostra a existência de máximos em $\omega = \pm k\omega_1$ e de mínimos em $\omega = (2k \pm 1)\omega_1/2$. Se $c = 0$, $dA/d\omega = \infty$ nestes últimos pontos $\omega = (2k \pm 1)\omega_1/2$: trata-se de pontos de reversão, de contacto de ramos adjacentes da curva apresentando a mesma concavidade (fig. 2).

Se $c \neq 0$ desaparecem os pontos de reversão, aparecendo pequenos troços da curva onde a concavidade tem sinal contrário ao dos ramos principais.

A segunda derivada:

$$\frac{1}{A_0} \frac{d^2A}{d\omega^2} = \frac{c^2 - \omega^2}{c^2 + \omega^2} + \dots + \frac{c^2 - (\omega \pm n\omega_1)^2}{c^2 + (\omega \pm n\omega_1)^2} + \dots$$

é sempre negativa se $c = 0$, o que confirma o que acima afirmámos quanto à concavidade.

A resposta de frequência pode também apresentar-se com a forma seguinte:

$$A = A_0 \sqrt{1 + r^2 - 2r \cos 2\omega T_0} \quad (4)$$

Verificamos do mesmo modo a existência de máximos e mínimos em $\omega = \pm k \frac{\pi}{T_0}$ e $\omega = (2k \pm 1) \frac{\pi}{2} T_0$.

A amplitude das ondulações vale:

$$\Delta A = A_0 [(1+r) - (1-r)] = 2r A_0 \quad (5)$$

ou seja, é proporcional ao coeficiente de reflexão.

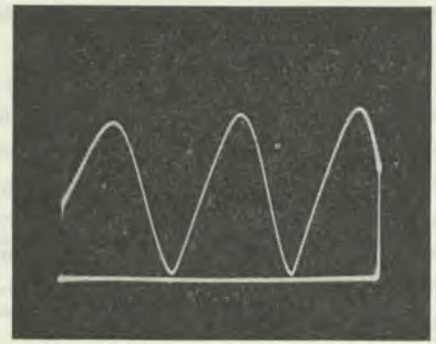


Fig. 3 — Oscilograma para uma desadaptação

A seguir (fig. 3) apresentamos um oscilograma obtido numa linha sujeita às seguintes condições:

$$l = 20 \text{ m}, \quad z_0 = 60 \Omega, \quad z_1 = 60 \Omega, \quad z_2 = \infty$$

3. No caso de haver desadaptação dos dois lados da linha, a tensão à entrada tem por expressão:

$$\dot{V}_1 = \dot{E} \cdot \frac{1 - r \cdot e^{-2\beta T_0}}{1 - r \cdot k \cdot e^{-2\beta T_0}} \quad (6)$$

que corresponde a uma série infinita de ecos espaçados no tempo de $2T_0$.

Do mesmo modo, r é função da desadaptação do lado receptor, $r = (z_0 - R_2)/(z_0 + R_2)$ e k da desadaptação do lado gerador, $k = (z_0 - R_1)/(z_0 + R_1)$.

Na fig. 4 verifica-se que A apresenta agora ramos cíclicos de concavidade principal voltada para cima

$$\left(c = \frac{\log r}{2 T_0}, \quad d = \frac{\log r k}{2 T_0} \right).$$

O intervalo entre dois máximos consecutivos é ainda $\Delta\omega = \pi/T_0$. Do diagrama p - z pode deduzir-se:

$$A^2 = A_0'^2 \cdot \frac{c^2 + \omega^2}{d^2 + \omega^2} \cdot \frac{c^2 + (\omega \pm \omega_1)^2}{d^2 + (\omega \pm \omega_1)^2} \dots \frac{c^2 + (\omega \pm n\omega_1)^2}{d^2 + (\omega \pm n\omega_1)^2} \dots \quad (7)$$

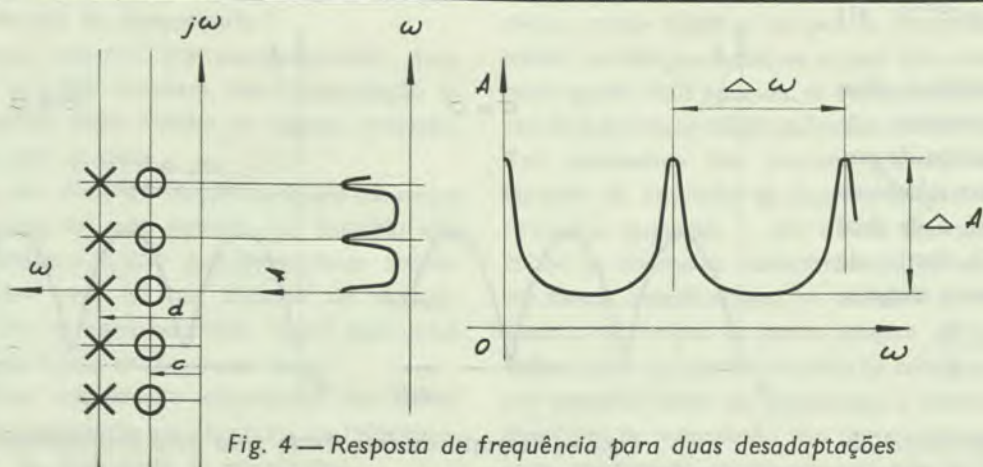


Fig. 4 — Resposta de frequência para duas desadaptações

A derivada desta expressão pode escrever-se:

$$\frac{1}{A_0'} \cdot \frac{dA}{d\omega} = \frac{\omega(d^2 - c^2)}{(c^2 + \omega^2)(d^2 + \omega^2)} + \dots + \frac{(\omega \pm n\omega_1)(d^2 - c^2)}{[c^2 + (\omega \pm n\omega_1)^2][d^2 + (\omega \pm n\omega_1)^2]} + \dots \quad (8)$$

que mostra a existência de máximos em $\omega = \pm k\omega_1$ e mínimos em $\omega = (2k \pm 1) \cdot \omega_1/2$. Também aqui $\Delta\omega = \omega_1 = \pi/T_0$.

A segunda derivada, $d^2A/d\omega^2$ tem sempre sinal positivo, (concavidade voltada para cima), excepto na vizinhança dos pontos $\omega = \pm k\omega_1$.

A resposta de frequência também se pode escrever do seguinte modo:

$$A = A_0' \sqrt{\frac{1+r^2-2r \cos 2\omega T_0}{1+r^2k^2-2rk \cos 2\omega T_0}} \quad (9)$$

que verifica naturalmente as conclusões a que acima chegámos.

A amplitude das ondulações é neste caso:

$$\Delta A = A_0' \left[\frac{1+r}{1+rk} - \frac{1-r}{1-rk} \right] = A_0' \frac{2r(1-k)}{1-r^2k^2} \quad (10)$$

Verificamos que desta vez a amplitude das ondulações depende dos dois factores de reflexão referidos, como de resto já seria de suspeitar.

A seguir apresentamos um oscilograma obtido numa linha sujeita às seguintes condições:

$$l = 20 \text{ m}, \quad z_0 = 60 \Omega, \quad z_1 = 1000 \Omega, \quad z_2 = \infty$$

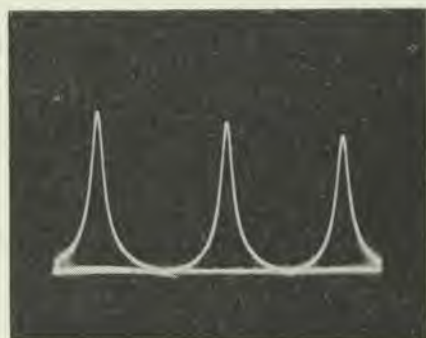


Fig. 5 — Oscilograma para duas desadaptações

4 — Determinação dos regimes de linhas por vobulação.

1. No capítulo anterior deduzimos as expressões da função $A(\omega)$ para várias condições de funcionamento de linhas de transmissão.

Estabelecemos para a amplitude das suas ondulações as expressões (5) e (10), que mostram as relações existentes

entre elas e os factores de reflexão em jogo nos dois casos.

Como é justamente a função $A(\omega)$ a que se observa vobulando a linha e recolhendo a tensão à entrada, verificamos ter encontrado um método quantitativo de determinação daqueles factores, e dinamicamente, isto é, com a linha fechada nos dois extremos sobre as impedâncias próprias de funcionamento: a do gerador e a do receptor.

2. Verifica-se na prática, (2) e (4), ser difícil relacionar a tensão de saída do gerador com a escala do osciloscópio onde se observa a imagem, representando esta uma figura apenas proporcional à verdadeira $A(\omega)$.

O factor de proporcionalidade obtém-se porém facilmente, provocando uma reflexão conhecida no extremo da linha (por exemplo deixando-a em circuito aberto) e registando a nova $A_1(\omega)$.

Nos casos concretos estudados atrás, temos assim, respectivamente, para uma ou duas desadaptações:

$$\begin{cases} \frac{\Delta A}{\Delta A_1} = \frac{2r A_0}{2 A_0} = r \\ \frac{\Delta A}{\Delta A_1} = \frac{r(1-k^2)}{1-r^2k^2} \end{cases} \quad (11)$$

3. No caso das duas desadaptações, e representando $n = \Delta A / \Delta A_1$, verificamos que:

$$k = \sqrt{\frac{r-n}{r-nr^2}} \quad (12)$$

Conclui-se que no caso dos factores de reflexão serem reais (e por simplicidade assim os considerámos neste trabalho), o valor de n com o gerador adaptado é sempre superior ao valor de n correspondente ao gerador desadaptado.

Isto significa que na vobulação há menores ondulações com as duas extremidades desadaptadas, do que apenas com uma.

4. A título de exemplo apresentamos a seguir os oscilogramas correspondentes a ensaios realizados na linha de transmissão do emissor do Marão da RADIOTELEVISÃO PORTUGUESA, e dos quais se conclui:

$$\begin{cases} n = \frac{1.5}{266} = 0,0564 \\ r = 0,0565 \end{cases}$$

$$k = \sqrt{\frac{0,0565 - 0,0564}{0,0565 - 0,0564(0,0565)^2}} = 0,04$$

O factor de reflexão r , foi obtido separadamente pela utilização duma ponte RF. Neste caso, o grande interesse do

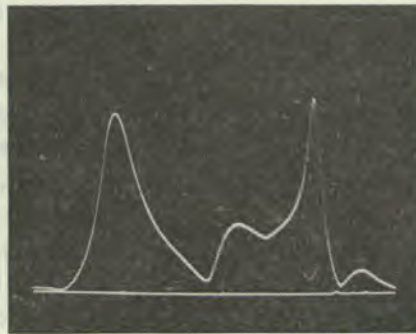
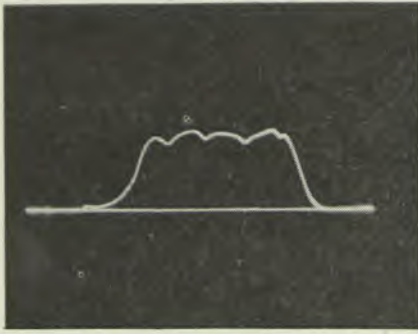


Fig. 6 e Fig. 7 — Oscilogramas obtidos no emissor do Marão da R.T.P.

método de vobulação foi o permitir a determinação do factor de reflexão k , do gerador, sem se recorrer nem ao uso de acopladores direccionais nem ao de ecómetros (reflectómetros de impulsos).

5 — Conclusões.

1. Alguns dos resultados teóricos a que chegámos neste trabalho, foram confirmados experimentalmente com os ensaios indicados e estão também de acordo com várias

posições assumidas na bibliografia consultada, embora os métodos teóricos por nós utilizados sejam, tanto quanto sabemos, originais.

2. O rigor dos resultados obtidos por vobulação dos circuitos depende, essencialmente, da qualidade da aparelhagem de ensaio utilizada.

Pode melhorar-se o rigor do processo, substituindo o vobulador por um gerador de frequência variável, e traçando as curvas ponto por ponto.

3. Conjugada com outras técnicas (no domínio das radiofrequências, por exemplo com as técnicas das pontes de medida, das linhas fendidas, dos acopladores direccionais e dos ecómetros) a vobulação tem, sobretudo, ou um valor supletivo ou um carácter expedito, que justificam amplamente todo o interesse que a ela se dedique.

MANUEL JOSÉ LOPES DA SILVA
Engenheiro Electrotécnico (I.S.T.)
RÁDIO TELEVISÃO PORTUGUESA

BIBLIOGRAFIA

- 1 — *Impulse und Schaltvorgänge in der Nachrichtentechnik*, von HEINRICH KADEN, R. Oldenbourg, Munique 1957.
- 2 — *Les mesures fondamentales en Télévision*, par ROBERT ASCHEN, Ed. Eyrolles, 1962.
- 3 — *Special applications of ultra-high frequency wide-band sweep generators*, by J. A. BAUER, RCA Review, Setembro 1947.
- 4 — *La mesure de reflexions et d'impedances à l'aide d'une ligne de transmission*, par J. C. VAN DEN NOOGENBAND et J. STOLK, Revue Technique Philips, Maio 1955.
- 5 — *Compensação do ganho em amplificadores de videofrequência*, Técnica, Fevereiro, 1955.
- 6 — *Polos e zeros das funções de rede*, Técnica, Junho, 1956.
- 7 — *Papel da característica de fase na síntese de redes*, Técnica, Junho, 1957.
- 8 — *Algumas aplicações dos métodos ecométricos em TV*, Binário, Fevereiro, 1960.
- 9 — *Ensaio modernos de sistemas de banda larga*, Técnica, Junho, 1961.

AGRADECIMENTO

O autor agradece a boa colaboração da equipa do Laboratório do Serviço de Estudos da RTP; e à Direcção dos Serviços Radioelétricos da Administração dos CTT a autorização concedida para a publicação dos resultados dos ensaios do emissor do Marão.