Antenas

São dispositivos passivos, que transmitem ou recebem radiações electromagnéticas. As formulações matemáticas de alguns parâmetros podem ser bastante complexas e, nestes casos, são dados apenas os resultados, evitando-se considerações mais profundas. São apresentadas, algumas considerações básicas sobre este importante componente.

Dipolo de meia onda

É um tipo básico de antena, formado por dois condutores rectilíneos, cada um de comprimento de 1/4 do comprimento de onda da radiação a ser transmitida ou recebida (Figura 01 A).

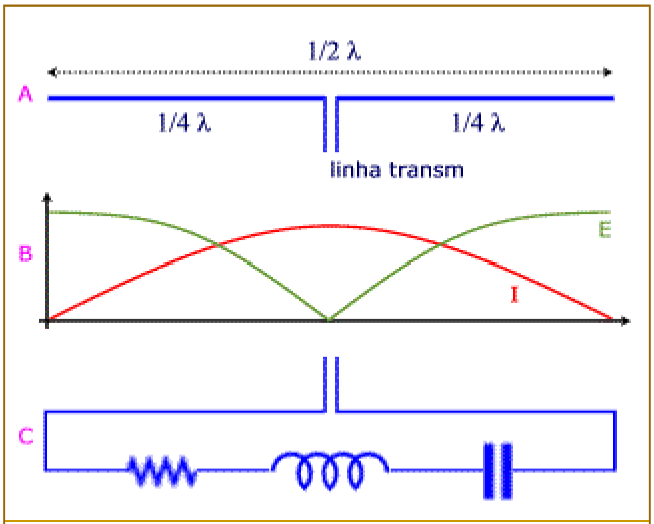

Fig 01

No vácuo (e de forma aproximada para o ar), a relação entre o comprimento de onda e a frequência é dada por:

$$\lambda = 3\ 10^8 / f$$

onde λ é o comprimento de onda em metros e f, a frequência em hertz. A constante $3\ 10^8$ é a velocidade aproximada de propagação (velocidade da luz).

Desde que a velocidade de propagação nos meios condutores é menor, na prática os comprimentos das antenas são cerca de 95% dos calculados pela fórmula anterior.

A figura 01 B dá uma ideia da variação e tensão e corrente (em valores absolutos) ao longo do dipólo. No centro a corrente é máxima e a tensão é mínima. Isso permite deduzir que o dipolo é equivalente a um circuito ressonante RLC série (Figura 01 C).

Na ressonância, as reactâncias indutiva e capacitiva se anulam e, portanto, a impedância é puramente resistiva. Para dipólos de meia onda, a impedância na frequência de ressonância é aproximadamente 72 ohms (lembrar que impedância não significa necessariamente uma resistência física. Afinal os elementos são electricamente separados. É uma característica que pode ser calculada.

Antena isotrópica

Uma antena isotrópica pode ser considerada como um elemento puntiforme, cuja potência irradiada (ou recebida) é a mesma em todas as direcções (Pi da Figura 02 deste tópico).

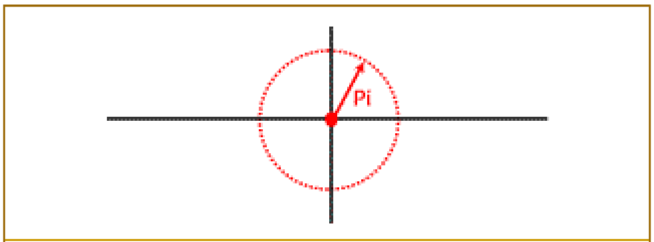

Fig 02

Na prática ela não existe. É apenas um modelo matemático para comparação com antenas reais. Pode ser simulada de forma aproximada por uma combinação de dipólos de meia onda.

As antenas reais não são isotrópicas, isto é, a potência irradiada (ou recebida) varia de acordo com a orientação (é claro que se considera o aspecto tridimensional, isto é, no espaço. Algumas antenas práticas irradiam de forma aproximadamente uniforme em um determinado plano).

Ganho de uma antena

O conceito de ganho de uma antena deve ser entendido de forma diferente do de um amplificador. Antenas são elementos passivos, não amplificam sinais. O ganho de uma antena expressa a relação com uma **antena de referência**. Veja exemplo a seguir.

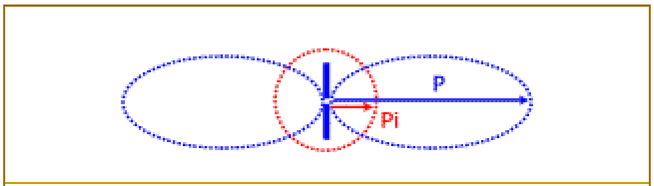

Fig 03

A Figura 03 dá a curva aproximada da potência irradiada por um dipólo de meia onda. Um vector traçado do centro do dipólo até um ponto qualquer da curva representa a potência irradiada na direcção do vector. Assim, a potência máxima irradiada é dada pelo vector P (ou o oposto de 180°, na outra parte da curva).

Considere agora uma antena isotrópica conforme tópico anterior, na mesma posição do dipólo e alimentada com a mesma potência da linha de transmissão. Ela irradia uma potência máxima Pi, que é a mesma para todas as direcções. Então, o ganho do dipólo de meia onda tendo como referência a antena isotrópica é dado pela relação ente essas potências, expressa em decibéis.

Portanto, ganho = 10 log (P/Pi).

E o valor encontrado é simbolizado por dBi, para indicar a antena isotrópica como referência . Uma antena isotrópica tem ganho de 0 dBi.

Um dipólo de meia onda apresenta um ganho de 2,14 dBi. Alguns fabricantes de antenas indicam o ganho tendo como referência o dipólo de meia onda. Assim, para efeito de comparação, é importante saber a referência, pois há uma diferença de 2,14 dB entre as duas.

Polaridade da radiação

O ângulo que a antena faz com o plano horizontal determina a orientação dos campos eléctrico e magnéticos irradiados, os quais são perpendiculares entre si.

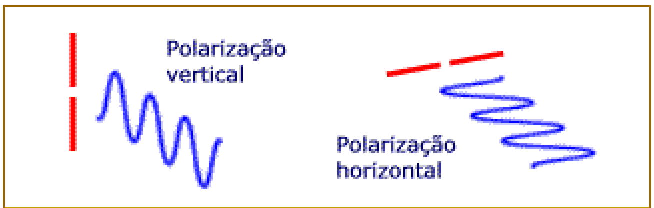

Fig 04

Para maior eficiência do conjunto transmissor e receptor, as antenas de ambos devem ter a mesma polarização.

A Figura 04 ao lado dá uma representação gráfica.

Antena de quarto de onda

É um arranjo bastante utilizado em comunicação móvel, pois oferece um padrão omnidireccional no plano horizontal.

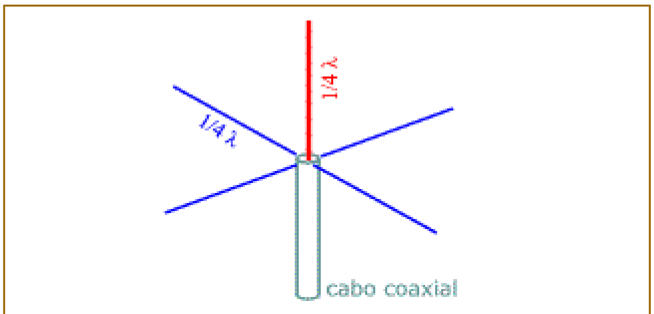

Fig 05

O elemento excitador é um condutor vertical rectilíneo de comprimento igual a 1/4 do comprimento de onda do sinal, que é conectado ao condutor central do cabo coaxial.

Os elementos auxiliares (4 ou mais) fazem um plano de terra horizontal e as ondas reflectidas interagem com a incidente, resultando em uma distribuição uniforme no plano horizontal. A impedância característica está na faixa de 36 ohms.

Notar que as hastes que formam o plano terra podem ser dispensadas quando um já existe, como o tecto de um automóvel.

Antena não múltipla de quarto de onda

Se o comprimento do elemento excitador da antena não é múltiplo de 1/4 do comprimento de onda do sinal, ela não será ressonante, ou seja, não terá o melhor desempenho.

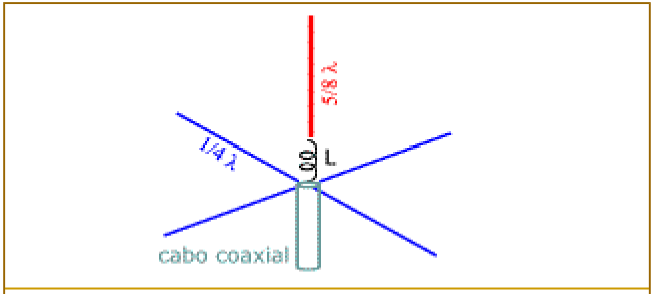

Fig 06

Veja exemplo da Figura 06: uma antena de 5/8 do comprimento de onda tem uma reactância capacitiva. Um indutor L é colocado na base com uma reactância indutiva igual, em valor absoluto, as duas anulam-se e o conjunto torna-se ressonante na frequência do sinal.

Dipolo fechado

Conforme Figura 07, pode ser considerado como dois dipólos de meia onda em paralelo.

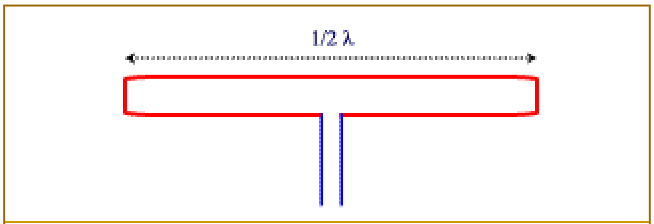

Fig 07

Nesta situação, a impedância é multiplicada por 2^2 (4).

Portanto, Z = 4 x 72 = 288 ohms. É um valor bastante próximo da impedância dos fios paralelos de 300 ohms e, por isso, bastante usados em sinais de VHF, como TV. Se fossem 3, a impedância seria multiplicada por 2^3 (8).

Antena Yagi

O nome se deve ao seu inventor, professor Hidetsugu Yagi que, junto com seu assistente Shintaro Uta, desenvolveu por volta de 1924 uma antena sensível e bastante direccional. É formada por um dipólo de meia onda como elemento excitador, um reflector e um ou mais directores, conforme Figura 08.

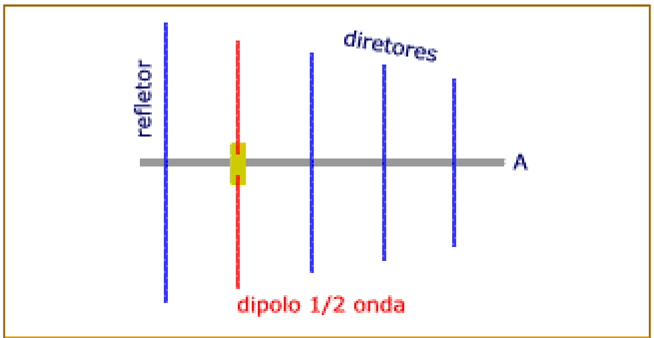

Fig 08

Na transmissão, a interacção electromagnética entre os elementos produz múltiplas irradiações do sinal, na direcção dos directores, com significativo ganho do total irradiado. Na recepção, a malha formada pelos directores e reflector reforça o sinal.

Devido à simetria e igualdade de impedâncias, não há corrente entre elementos e um suporte condutor pode ser usado. Apenas o dipólo deve ser isolado.

A impedância é baixa, em geral menor que 50 ohms. Para aumentá-la, muitas vezes é usado um dipólo fechado conforme tópico anterior. Dependendo do número de directores, o ganho pode ser alto. Valores típicos vão de 7 a 15 dB.

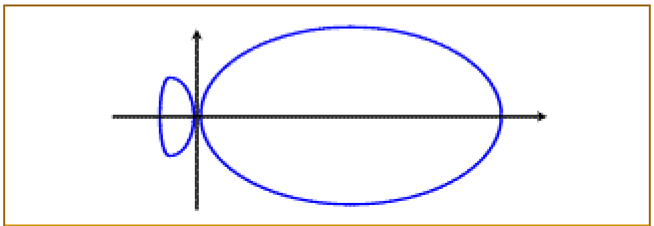
Fig 09

Conforme já dito, é bastante direccional. Na Figura 09, uma curva aproximada da potência de irradiação.

Apresenta uma largura de banda estreita, o que pode ser vantajoso para algumas aplicações e limitadora para outras.

Embora possa ser usada para transmissão, não é adequada para altas potências devido ao efeito corona entre os elementos.

Antena log-periódica

Conforme dito no início, não cabem aqui considerações matemáticas mais profundas. Apenas para esclarecimento, o nome se deve à variação periódica de alguns parâmetros com o logaritmo da frequência.

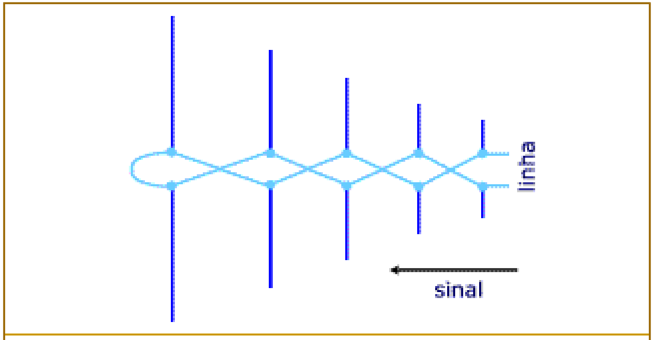

Fig 10

A Figura 10 dá a disposição de uma com 5 elementos. São dipólos de comprimentos diferentes e com espaçamentos diferentes, interligados de forma alternada e com um loop no final.

O arranjo confere uma vantagem importante: a ampla faixa de frequências em que pode operar.

Se, por exemplo, o receptor sintoniza um sinal de frequência igual ou próxima à de ressonância do segundo dipólo (da esquerda para a direita), o primeiro actua como reflector e os outros como directores. E de forma análoga para os demais dipólos. Pode-se assim dizer que o elemento excitador varia de acordo com a frequência do sinal.

Na prática, antenas log-periódicas podem ser construídas para operar em faixas de frequências da ordem de 2:1 ou mesmo superiores. Ganhos da ordem de 6,5 a 10,5 dBi são comuns.

Devido à elevada largura de banda, este tipo é amplamente empregado na recepção de sinais de televisão aberta, evitando o uso de múltiplas antenas, conforme ocorrido até certa época.

Antena parabólica

Quando as frequências chegam à faixa de microondas, isto é, com valores contados em gigahertz, o comportamento das antenas muda.

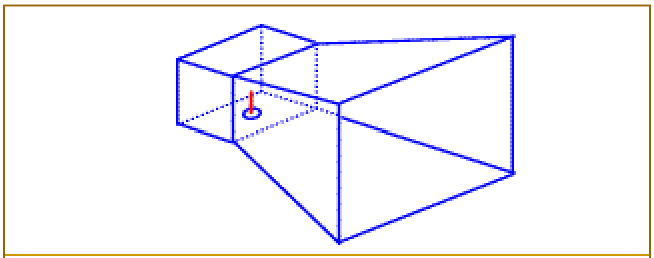
Fig 11

As indutâncias e capacidades próprias dos condutores tornam-se significativas e, de forma simplificada, pode-se dizer que os sinais tendem mais a se reflectirem nos condutores do que serem conduzidos pelos mesmos.

A Figura 11 dá exemplo de uma antena tipo corneta para microondas.

É um tipo de guia de ondas de formato cónico, fechado em uma extremidade. Os sinais captados pela corneta são levados ao circuito por um pino condutor, indicado em vermelho na figura.

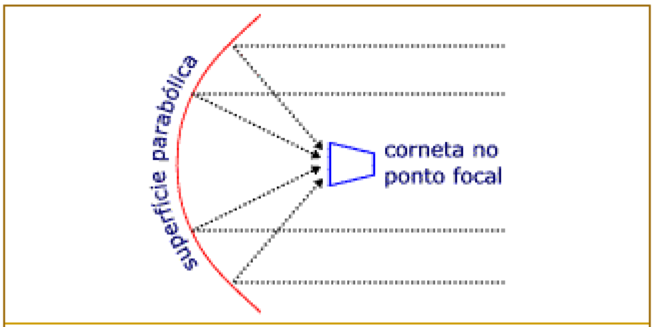

Fig 12

Uma vez que as dimensões da corneta têm relação com o comprimento de onda, elas são pequenas e o ganho não é dos maiores. Para contornar isso, usa-se um reflector parabólico, conforme arranjo da Figura 12.

A parábola é uma curva matemática que tem uma propriedade especial: todos os raios incidentes paralelos ao eixo são reflectidos para o mesmo ponto, chamado **foco** da parábola. Portanto, uma corneta situada no foco recebe uma intensidade significativa de sinal, tanto maior quanto maiores as dimensões do reflector.

O conjunto permite formar antenas com os maiores ganhos. Valores como 60 dB ou maiores são possíveis. Isso é fundamental para a recepção de sinais de satélites, uma vez que as limitações do artefacto impedem a transmissão com potências altas.

Linhas de transmissão de sinais

Introdução

Na Electrónica, linhas de transmissão são cabos condutores de sinais. No dia-a-dia elas são vistas em antenas, cabos de telefonia, redes de computadores, etc.

Um dado bastante usado para especificar um cabo de transmissão de sinais é a sua impedância. Por exemplo: cabo coaxial de 75 ohms, cabo paralelo de 300 ohms, etc. Mas o que é impedância de um cabo de transmissão? O termo adequado é **impedância característica**, ou seja, uma propriedade do mesmo.

Nesta página, pretende-se mostrar o desenvolvimento matemático que define a propriedade e outras informações dela decorrentes. Para isso, são necessários conceitos de integrais, diferenciais, números complexos.

Impedância

Impedância de um circuito de corrente alternada pode ser entendida como a grandeza equivalente à resistência de um circuito de corrente contínua. A unidade física é a mesma da resistência (ohm). Entretanto, a impedância precisa ser representada por um número complexo.

Considerando uma corrente sinusoidal de frequência f, temos:

a) Impedância através de um indutor é dada por $Z_L = j\omega L$.
b) Impedância através de um condensador é $Z_C = -j/(\omega C)$.
c) Impedância através de um resistência é a sua própria resistência $Z_R = r$.

Onde j unidade imaginária $\sqrt{-1}$, ω velocidade angular (2πf), L indutância, C capacidade.

Na forma complexa, associações de impedâncias se comportam como associações de resistências. Assim, a resultante da ligação em série das anteriores é $Z_S = Z_L + Z_C + Z_R$. Para a ligação em paralelo: $(1/Z_P) = (1/Z_L) + (1/Z_C)+ (1/Z_R)$.

Linha ideal e linha real

Se existisse, uma linha de transmissão ideal não ofereceria nenhum obstáculo à passagem do sinal. Mas, numa linha real, as coisas são diferentes. Condutores eléctricos não têm resistência nula. Um fio, mesmo rectilíneo, apresenta uma pequena indutância. Entre dois fios separados por um isolante, sempre há uma pequena capacidade e uma elevada resistência eléctrica.

Em circuitos de corrente contínua ou de baixa frequência, basta em muitos casos considerar apenas as resistências ao longo dos condutores. Em frequências mais altas, o efeito dessas pequenas indutâncias e capacidades é considerável e não pode ser desprezado.

Modelo de uma linha de transmissão

Na Figura 13 abaixo, o modelo teórico de um pequeno comprimento de linha Δx para aproximação com uma linha real:

Entre os dois condutores há um conjunto RC paralelo. Ao longo de um condutor, há um conjunto RL em série, subdividido em dois para manter a simetria, conforme sugere a situação real.

É suposto que uma unidade de comprimento da linha tem uma impedância em série z_L e uma paralela z_C. Nelas estão inclusas as resistências e os símbolos foram assim colocados porque o efeito das indutâncias e capacidades são predominantes e, em muitos casos, as resistências podem ser desprezadas. Notar que, quanto menor o comprimento, menor z_L e maior z_C.

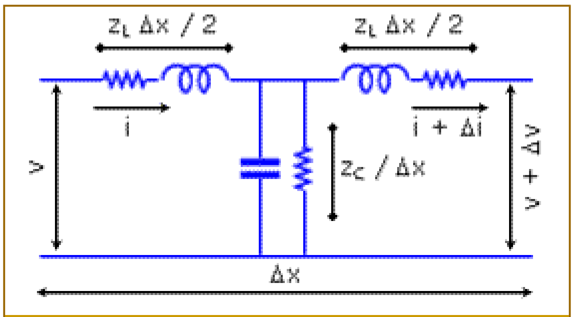

Fig 13

Portanto, para um comprimento pequeno Δx, a impedância em paralelo será

$Z_C = z_C / \Delta x$.

E a impedância em série será $Z_L = \Delta x\ z_L$ (metade desta última para cada conjunto RL desdobrado, conforme mencionado).

Em uma extremidade são supostas uma tensão v e uma corrente i e, na outra, uma tensão v + Δv e uma corrente i + Δi.

Impedância característica

Considerando o modelo do tópico anterior, fazemos a seguinte série de deduções:

• Aplicando a lei de Kirchhoff, $\sum V = 0$, para o laço formado por ambas as extremidades do modelo do item anterior e simplificando a igualdade:

$v - i\ \Delta x\ z_L/2 - (i+\Delta i)\ \Delta x\ z_L/2 - v - \Delta v = 0$ ou $\Delta v / \Delta x = -z_L\ i - \Delta i\ z_L/2$.

• Na situação limite, Δx□, a parcela $\Delta i\ z_L/2$ se anula e temos a derivada: $dv / dx = -z_L\ i$ #A.1#.

• Desenvolvendo de maneira análoga para o laço formado pela extremidade esquerda e o conjunto RC central:

$v - i\ \Delta x\ z_L/2 - [i-(i+\Delta i)]\ z_C/\Delta x = 0$ ou $v - i\ z_L\ \Delta x - \Delta i\ z_C / \Delta x = 0$.

• Na situação limite, Δx□, a parcela $i\ z_L\ \Delta x$ se anula e temos a derivada: $di / dx = - v / z_C$ #B.1#.

• A segunda derivada de #A.1# é: $d^2v / dx^2 = - z_L\ di / dx$.

• Substituindo di/dx pelo valor de #B.1#: $d^2v / dx^2 = (z_L / z_C)\ v$ #C.1#.

• No processo análogo, de #B.1# para #A.1#: $d^2i / dx^2 = (z_L / z_C)\ v$ #D.1#.

As igualdades #C.1# e #D.1# são denominadas **equações da linha de transmissão**. E a solução das equações diferenciais dá os valores de tensão e corrente em qualquer posição da linha de transmissão. Aqui não são desenvolvidas as soluções. Somente os resultados são apresentados.

• A solução de #C.1# é: $v = a\ e^{-gx} + b\ e^{gx}$ #E.1#.

• A constante g é denominada **coeficiente de propagação** e é dada por: $g = (z_L / z_C)^{1/2}$ #F.1#.

• A solução de #D.1# é: $i = (a / Z_{cr})\ e^{-gx} - (b / Z_{cr})\ e^{gx}$ #G.1#.

• A constante Z_{cr} é a **impedância característica** e é dada por: $Z_{cr} = (z_L\ z_C)^{1/2}$ #H.1#.

Linha carregada com sua própria impedância característica

Conforme Figura 14 abaixo, uma linha de comprimento m e impedância característica Z_{cr} é terminada com uma carga do mesmo valor. Então, $V_b = I_b\ Z_{cr}$.

Se fazemos x = m nas equações #E.1# e #G.1# do tópico Impedância característica, os valores v e i dessas serão respectivamente V_b e I_b. Portanto,

$a\ e^{-gm} + b\ e^{gm} = Z_{cr}\ [\ (a/Z_{cr})\ e^{-gm} - (b/Z_{cr})\ e^{gm}]$. Ou $a\ e^{-gm} + b\ e^{gm} = a\ e^{-gm} - b\ e^{gm}$.

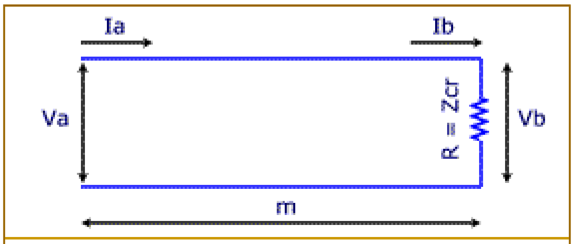

Fig 14

Para satisfazer a última igualdade, b deve ser zero.

No lado esquerdo da linha, x = 0 e, conforme equação #E.1# do mesmo tópico, temos $V_a = a$ porque b = 0.

Assim, $v = V_a e^{-gx}$ e $i = (V_a e^{-gx}) / Z_{cr}$.

E a *impedância da entrada* (x = 0) será: $Z_e = V_a / I_a = V_a / (V_a/Z_{cr}) = Z_{cr}$.

Portanto, a impedância da entrada de um cabo carregado com sua própria impedância característica é a impedância característica, independente do comprimento. Este é um dos motivos para se usar sempre impedâncias casadas em linhas de transmissão.

Linha em curto-circuito

Usamos o mesmo esquema do tópico anterior com R = 0. Portanto, $V_b = 0$.

$a e^{-gm} + b e^{gm} = 0$ e $I_b = (a / Z_{cr}) e^{-gm} - (b / Z_{cr}) e^{gm}$.

Com essas duas igualdades, podemos relacionar os coeficientes: $a = I_b Z_{cr} e^{gm} / 2$ e $b = -I_b Z_{cr} e^{-gm} / 2$.

E, com as equações #E.1# e #G.1# do tópico Impedância característica, chegamos às igualdades:

$v = I_b Z_{cr} [e^{-g(x-m)} - e^{g(x-m)}] / 2$ e $i = I_b [e^{-g(x-m)} + e^{g(x-m)}] / 2$.

Comparando com o resultado do tópico anterior, podemos considerar as últimas parcelas das igualdades como um segundo sinal na linha, ou seja, um sinal reflectido, que produz certamente interferências no sinal original. Isso reforça a recomendação da correspondência de impedâncias nos acoplamentos de transmissão de sinais.

Impedâncias características de alguns tipos de cabos

Em geral, a resistência ao longo do cabo, r_L, é muito baixa para as correntes usuais e a resistência entre os condutores, r_C, é muito alta para as tensões usuais. Portanto, elas podem ser desprezadas e temos $z_L = j\omega L$ e $z_C = -j/(\omega C)$.

Substituindo na igualdade #H.1# do tópico Impedância característica:

$Z_{cr} = (z_L z_C)^{1/2} = [(j\omega L)\ (-j/\omega C)]^{1/2}$.

E a impedância característica é dada simplesmente por $Z_{cr} = \sqrt{(L/C)}$ #A.1#.

Ou seja, ela não depende da frequência do sinal. Depende apenas das características geométricas do cabo. E também não é complexa. É puramente resistiva.

Fórmulas teóricas foram desenvolvidas para o cálculo da impedância característica de acordo com o tipo de cabo. A seguir, algumas delas (ε_r = permissividade relativa - constante dieléctrica -do dieléctrico. Para o ar, $\varepsilon_r \approx 1$).

- **Cabo paralelo**: $Z_{cr} = (276 / \sqrt{\varepsilon_r}) \log (D / r)$ #B.1#. Onde D = espaço entre os centros dos condutores e r = raio de cada condutor.
- **Cabo coaxial**: $Z_{cr} = (138 / \sqrt{\varepsilon_r}) \log (R / r)$ #C.1#. Onde R = raio do condutor externo e r = raio do condutor interno.
- **Cabo trançado**: $Z_{cr} = (276 / \sqrt{\varepsilon_r}) \log (D / r)$ #D.1#. Onde D = espaço entre os centros dos condutores e r = raio de cada condutor.

Propagação

Já mencionado que g das fórmulas anteriores é a *constante de propagação* $g = (z_L / z_C)^{1/2}$.

Multiplicando ambos por z_L e separando os expoentes $g = (z_L z_L)^{1/2} / (z_L z_C)^{1/2} = z_L / Z_{cr}$.

No tópico Modelo de uma linha de transmissão, foi dado que z_L é a impedância de uma unidade de comprimento e, portanto, a impedância indutiva do trecho de linha estudado é $Z_L = \Delta x\, z_L$ ou $z_L = Z_L / \Delta x = j\omega L / \Delta x$.

Substituindo na igualdade anterior: $g = j\, \omega L / (\Delta x\, Z_{cr})$.

Desconsiderando as resistências da linha conforme já mencionado, Z_{cr} é um número real e a constante pode ser escrita como

$g = j\, \beta$, onde $\beta = \omega L / (\Delta x\, Z_{cr})$. O propósito é a determinação do valor de β.

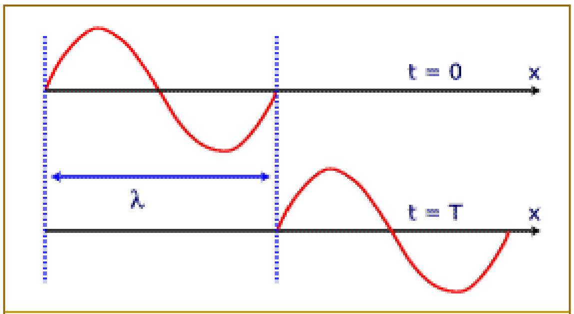

Fig 15

No tópico Linha carregada com sua própria impedância característica foi dada a tensão v ao longo da linha, $v = V_a\, e^{-gx}$. Podemos agora escrever

$v = V_a\, e^{-j\beta x}$.

Onde V_a é a tensão na entrada da linha. Se ela é um sinal sinusoidal, pode ser dada por $V_a = V\, e^{-j\omega t}$. Substituindo na equação anterior: $v = V\, e^{j\omega t}\, e^{-j\beta x}$.

Usando a notação trigonométrica para os números complexos, temos:

$v = V\,(\cos \omega t + j \operatorname{sen} \omega t)(\cos \beta x - j \operatorname{sen} \beta x)$.

$v/V = \cos \omega t \cos \beta x - j \cos \omega t \operatorname{sen} \beta x + j \operatorname{sen} \omega t \cos \beta x + \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \beta x$. E reagrupando:

$v/V = \cos \omega t \cos \beta x - \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \beta x + j (\operatorname{sen} \omega t \cos \beta x + \cos \omega t \operatorname{sen} \beta x)$. Ou

$v/V = \cos (\omega t + \beta x) + j \operatorname{sen} (\omega t + \beta x)$.

Ou $v = V\,[\cos (\omega t + \beta x) + j \operatorname{sen} (\omega t + \beta x)]$. Esta igualdade é a representação complexa de um sinal sinusoidal que, na forma simplificada, é dada por:

$v = V \operatorname{sen} (\omega t + \beta x)$. E esta é a equação da propagação do sinal ao longo da linha.

Conforme Figura 01, após um tempo igual ao período T do sinal, deve haver um deslocamento igual ao comprimento de onda λ do mesmo. Assim devemos ter $\beta = 2\pi/\lambda$.

Voltando à linha curto-circuitada de comprimento m, foram dadas as tensões e correntes:

$v = I_b\, Z_{cr}\, [e^{-g(x-m)} - e^{g(x-m)}] / 2$ e $i = I_b\, [e^{-g(x-m)} + e^{g(x-m)}] / 2$. Substituindo o valor de g e calculando para a entrada (x = 0):

$V_a = I_b\, Z_{cr}\, [e^{j\beta m} - e^{-j\beta m}] / 2$ e $I_b = I_b\, [e^{j\beta m} + e^{-j\beta m}] / 2$. E, calculando a impedância de entrada,

$Z = V_a/I_a = (Z_{cr}/2)\,(e^{j\beta m} - e^{-j\beta m}) / (e^{j\beta m} + e^{-j\beta m})$.

$Z = (Z_{cr}/2)\,(\cos \beta m + j \operatorname{sen} \beta m - \cos \beta m + j \operatorname{sen} \beta m) / (\cos \beta m + j \operatorname{sen} \beta m + \cos \beta m - j \operatorname{sen} \beta m)$.

$Z = j\, Z_{cr} \tan (2\, \pi\, m / \lambda)$.

Isto significa que, se o comprimento da linha for m = λ / 4, isto é, um quarto do comprimento de onda do sinal, a impedância na entrada será infinita, actuando como um circuito ressonante paralelo. É uma interessante aplicação para a linha em curto-circuito.