

Capítulo VII

Outros Tipos de Antenas

1 Introdução

Sem pretender esgotar o assunto, o Capítulo VII descreve as principais características e o princípio de funcionamento de outros tipos de antenas não analisadas em capítulos anteriores, mas que, todavia, são encontradas na prática de antenas.

Dado o não pequeno número de variantes específicas, apenas alguns tipos mais comuns e clássicos serão aqui apresentados. Seria inviável descrever mesmo que brevemente, dentro dos objetivos a que se propõe este estudo como um todo, a operação de todas aquelas tipos específicos de antenas que mereceriam uma análise mais aprofundada.

Os autores reconhecem que o termo "mereceriam" aqui empregado é algo subjetivo. Aliás, o leitor pode ter certeza que existe, por parte dos autores, uma componente de respeito histórico na caracterização deste termo quanto a algumas antenas do rol de antenas que citamos a seguir. Dentre as antenas que mereceriam atenção citamos a antena bicônica, a discone, o dipolo *sleeve*, as antenas *long wire* (V, rômica e Beverage), antenas do tipo *loop*, antenas dielétricas (*polyrods*), lentes dielétricas, lentes de placas metálicas, antenas *microstrip*, antenas fractais, refletores parabólicos Cassegrain¹, refletores parabólicos Gregorianos² e antenas *slot*.

No entanto, a grande maioria das antenas que infelizmente não serão abordadas neste estudo pode ser analisada sob o ponto de vista da técnica de *arrays* vista no Capítulo V em combinação com o conceito de imagem elétrica visto no Capítulo VI e/ou em combinação com o conceito de Guias de Ondas e Linhas de Transmissão³. Desta maneira, com algum trabalho adicional de inferência, o leitor poderá ter uma idéia do funcionamento de qualquer antena encontrada na prática.

Passamos, então, a descrever as principais características e o princípio de funcionamento de alguns tipos clássicos de antenas não analisadas em capítulos anteriores.

¹ O refletor parabólico Cassegrain clássico é caracterizado por ter seu *feeder* primário localizado no vértice do disco irradiando na direção do eixo da parábola. Em sua frente é colocado um sub-refletor de curvatura hiperbólica convexa, de modo a re-irradiar a energia na direção do refletor parabólico principal. Este arranjo construtivo minimiza o *mismatching* sobre o *feeder* primário (ROE) e maximiza a banda-passante da antena.

² O refletor parabólico Gregoriano é similar ao Cassegrain, com a diferença de que o sub-refletor apresenta curvatura elíptica côncava. Para uma mesma banda-passante e mesmo diâmetro D do refletor principal, um refletor Gregoriano apresenta a vantagem de requerer uma menor distância focal no refletor principal do que para o refletor Cassegrain. Uma menor distância focal reduz as dimensões do refletor como um todo.

³ Guias de Ondas e Linhas de Transmissão já foram estudadas na disciplina Ondas e Linhas.

2 A Antena Hélice

● Uma antena hélice, ou antena helicoidal, é constituída por uma hélice condutora (uma “mola”) e de um plano refletor (*ground plane* – plano de terra⁴), conforme mostra a Figura 1:

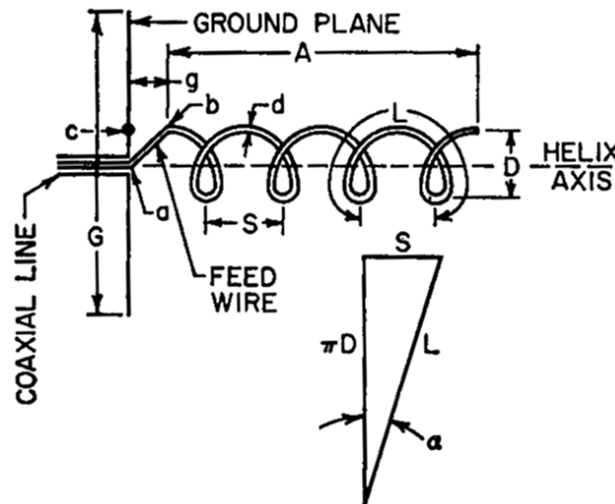


Figura 1: Dimensões geométricas de uma antena helicoidal.

onde

- D é o diâmetro da hélice,
- S é o espaçamento entre espiras (centro a centro),
- $\alpha = \arctan\left(\frac{S}{\pi D}\right)$ é o ângulo do passo da hélice,
- L é comprimento de uma espira da hélice,
- n é o número de espiras,
- $A = nS$ é o comprimento axial,
- d é o diâmetro do fio condutor que forma a hélice,
- g é a distância da base da hélice ao plano de terra,
- G é o diâmetro do plano de terra.

⁴ Um plano de terra é qualquer estrutura condutora que objetive emular um plano refletor infinito para efeito de operação de uma antena. Por exemplo, em VHF a resistividade do solo é muito alta para que se possa obter uma baixa resistência de aterramento necessária ao bom funcionamento de um monopolo vertical aterrado (alinhado com o eixo z) de tamanho $\lambda/4$. A solução é utilizar um plano de terra construído com 4 ou mais radiais condutoras de tamanho $\lambda/4$ a um ângulo de $\theta = 105^\circ$ com o monopolo e com espaçamento angular idêntico em torno do mesmo. O ângulo $\theta = 105^\circ$ faz a

$$\text{resistência de entrada do monopolo vertical resultar em } 73\Omega \frac{\int_{\theta=0}^{\theta=\pi} \text{sen}^3 \theta d\theta}{\int_{\theta=0}^{\theta=105} \text{sen}^3 \theta d\theta} \approx 50\Omega \text{ (ver Seção 4.5.2)}$$

do Capítulo II) o que permite a alimentação por um cabo coaxial de impedância característica 50Ω .

- Uma antena helicoidal apresenta dois modos básicos de irradiação:

Irradiação Axial: Ocorre quando L é da ordem de 1.0λ . Neste modo a antena helicoidal forma um *array* do tipo *end-fire* e irradia ondas eletromagnéticas na direção do eixo da hélice, polarizadas circularmente. O modo axial é o modo com características de performance mais significativas.

Irradiação Normal: Ocorre quando $L \ll \lambda$. Neste modo a antena helicoidal forma um *array* do tipo *broadside* e irradia ondas eletromagnéticas na direção perpendicular ao eixo da hélice, polarizadas linearmente. O comportamento de uma hélice neste modo é muito semelhante ao de um monopolo aterrado de tamanho $\lambda/4$, ambos apresentando resistência de radiação similares. No entanto, uma hélice no modo normal torna-se ressonante (anula sua reatância de entrada) com um comprimento axial A algo menor que o comprimento do irradiador de tamanho $\lambda/4$. A banda-passante é muito semelhante à de um monopolo com carga indutiva na base. Hélices no modo normal são extensivamente utilizadas como antenas omnidirecionais em aparelhos portáteis para VHF, UHF e microondas (telefonia celular).

- A Figura 2 mostra os dois modos básicos de irradiação de uma antena helicoidal:

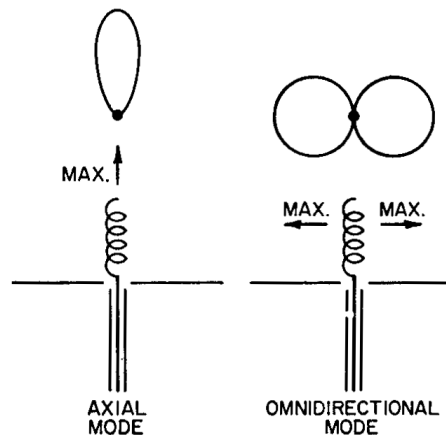


Figura 2: Modos básicos de irradiação de uma antena helicoidal.

- Dada à similaridade do comportamento de uma hélice no modo de irradiação normal com o comportamento de um monopolo com plano de terra, nos dedicaremos neste estudo apenas à análise do modo de irradiação axial.

1.1 Modo Axial

Uma antena helicoidal no modo axial é uma antena que opera em **Regime de Ondas Progressivas (ROP)**⁵. O ROP em uma antena hélice é estabelecido através do seguinte processo:

- O gerador de tensão senoidal que alimenta a antena impõe uma perturbação senoidalmente variante no tempo à corrente na hélice, a qual percorre a hélice no sentido plano de terra → extremidade posterior da hélice.

⁵ Um dipolo de meia onda, estudado no Capítulo IV, não opera em ROP mas sim em **Regime de Ondas Estacionárias**. Esta caracterização decorre do fato de a corrente refletir-se nas extremidades do dipolo gerando uma onda estacionária com primeiros nulos em cada um dos extremos.

- A medida que a corrente variante no tempo percorre a hélice, energia eletromagnética é irradiada. A cada espira de tamanho $L = \lambda$ que é percorrida pela corrente, uma certa quantidade de energia eletromagnética é fornecida ao meio de propagação no qual a hélice encontra-se.
- Em consequência da potência fornecida pela corrente ao meio através do processo de irradiação, a cada espira da hélice percorrida pela corrente ocorre uma atenuação de sua amplitude. Assim, o valor da amplitude da corrente na extremidade posterior da hélice é um valor bem menor do que seu valor próximo ao plano de terra, o que minimiza a reflexão na extremidade posterior.
- Portanto, o fato da onda de corrente refletir-se minimamente na extremidade posterior da hélice caracteriza o Regime de Ondas Progressivas (ROP): O fluxo de potência estabelecido pela onda de corrente ocorre somente no sentido plano de terra \rightarrow extremidade posterior da hélice. Para antenas que operam em ROP, a distribuição de corrente em sua estrutura condutora decai rapidamente com a distância do ponto de alimentação (no centro do plano de terra).

\Rightarrow Uma vez que uma perturbação na corrente precisa percorrer cada espira para avançar longitudinalmente ao longo do eixo da hélice, então a onda eletromagnética resultante desta perturbação que se propaga na direção axial apresenta uma velocidade de fase⁶ v menor que a velocidade c de propagação da luz⁷. Por isto, antenas helicoidais são também enquadradas na classe de **antenas de ondas lentas**.

\Rightarrow Observe que no projeto de uma antena helicoidal S e D são determinados em função de λ . Portanto, a medida que a frequência de operação f varia, as razões S/λ e D/λ são também alteradas, mas o ângulo do passo da hélice $\alpha = \arctan\left(\frac{(S/\lambda)}{\pi(D/\lambda)}\right)$ permanece constante.

\Rightarrow Esta não-dependência da frequência de uma das dimensões geométricas (dimensão angular) da antena helicoidal faz com que a banda-passante com relação à diretividade e ganho se mantenha constante sobre uma faixa de frequência de aproximadamente 1.7 : 1⁸, conforme mostra as Figuras 3 e 4 a seguir:

⁶ A velocidade de fase de uma onda é a velocidade com que uma frente de onda da onda em questão se propaga no espaço \mathfrak{R}^3 .

⁷ Uma analogia mecânica aproximada pode ser estabelecida se imaginarmos o movimento de um ponto p situado na rosca de um parafuso de raio r girando alinhado com o eixo z a uma velocidade angular $\omega = d\theta/dt$ [rad/s] constante. O ponto p move-se circularmente com uma velocidade linear $v = r\omega$ [m/s] no plano perpendicular ao eixo z , mas sua velocidade axial na direção do eixo z é muito menor que v .

⁸ Uma banda passante de 1.7:1 é bem maior que a de um dipolo de meia onda e muito maior que a de uma Yagi.

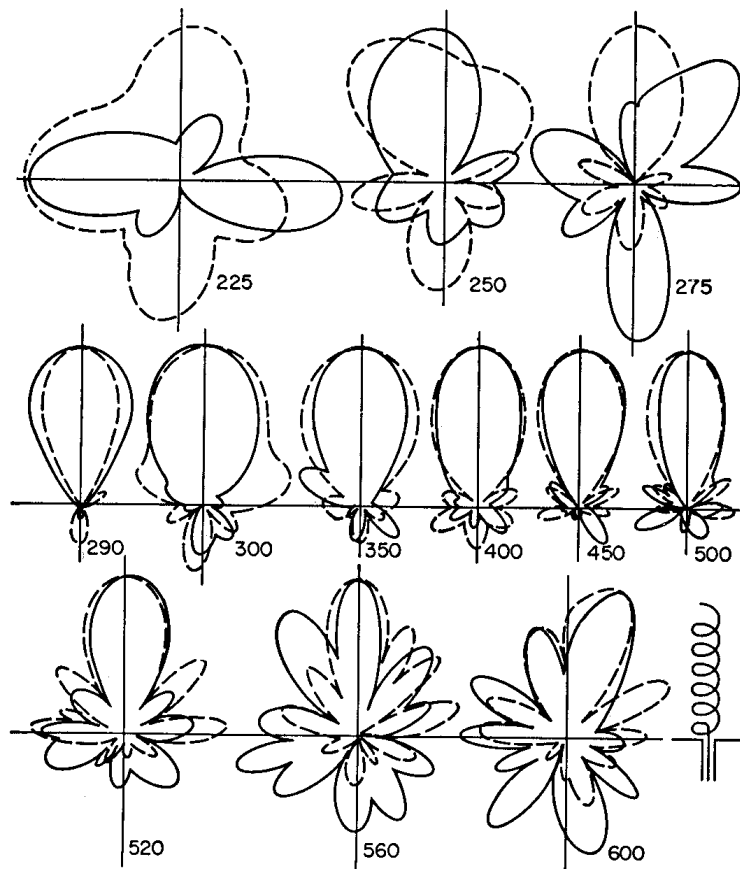


Figura 3: Padrão de irradiação do campo elétrico \underline{E} para uma hélice com $n = 6$ espiras e $\alpha = 14^\circ$ em função da frequência de operação f . Linhas sólidas: Componente horizontal de \underline{E} . Linhas tracejadas: Componente vertical de \underline{E} . Observe que entre $290 < f < 500$ MHz o padrão de irradiação do campo permanece praticamente inalterado.

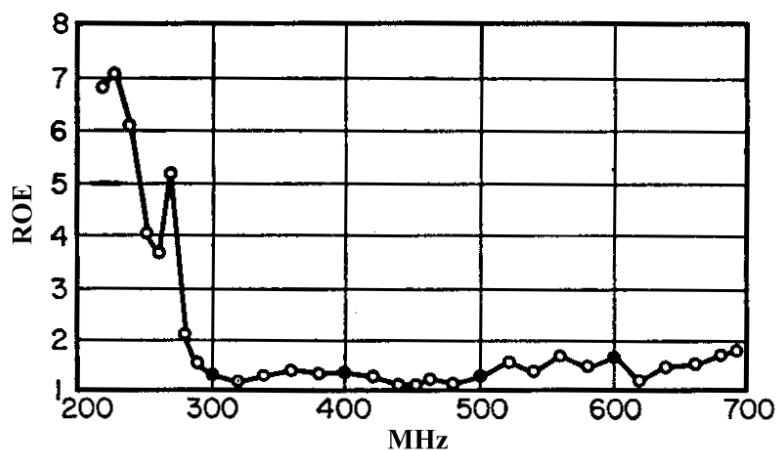


Figura 4: ROE para uma hélice com $n = 6$ espiras e $\alpha = 14^\circ$ em função da frequência de operação f .

● A Figura 5 mostra uma hélice no modo axial ($L = \lambda$) e suas duas primeiras espiras (púrpura e azul). É mostrado como cada elemento de corrente ao longo da hélice pode ser interpretado por um dipolo infinitesimal (em vermelho).

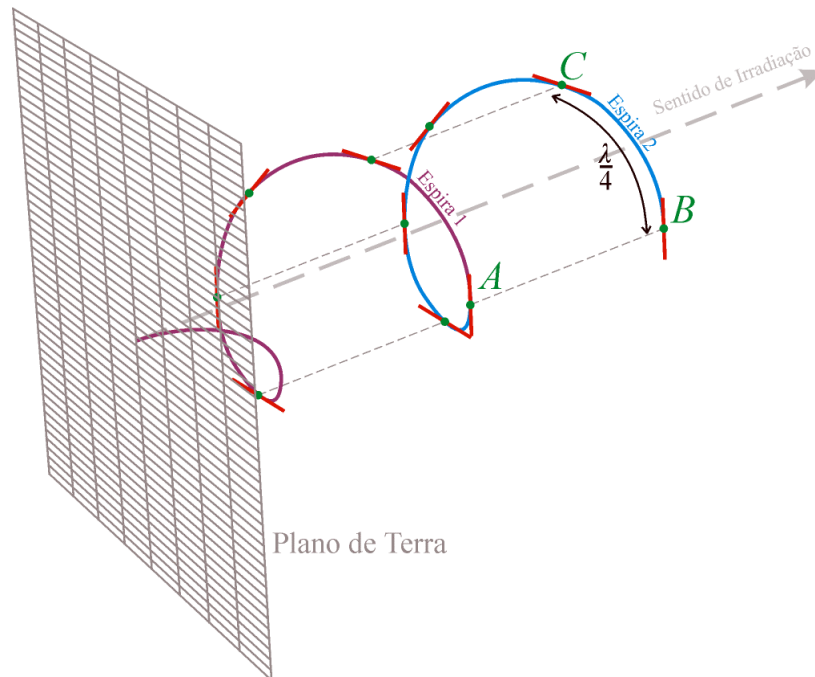


Figura 5: Hélice no modo axial com $L = \lambda$ interpretada como um *array* de dipolos infinitesimais (em vermelho) dispostos ao longo de cada espira.

Uma antena hélice apresenta polarização circular no modo axial. A justificativa para este comportamento é como segue:

- (I) Na Figura 5, a distância percorrida por uma perturbação na corrente **ao longo** de uma espira na hélice é $L = \lambda$. Por exemplo, a distância percorrida de *A* até *B* por uma perturbação na corrente **ao longo** da espira azul na hélice da Figura 5 é $L = \lambda$.
- (II) Logo, de (I), a diferença de fase entre as correntes dos dipolos infinitesimais nos pontos *A* e *B* é 360° .
- (III) Da Figura 5, a direção do vetor que define o sentido de cada elemento de corrente na hélice varia 360° (um círculo completo) no espaço \mathfrak{R}^3 a cada trajeto percorrido de tamanho $L = \lambda$ ao longo de uma espira. Por exemplo, os dipolos infinitesimais nos pontos *A* e *B* apresentam mesma orientação no espaço \mathfrak{R}^3 .
- (IV) De (II) e da Figura 5 infere-se que dipolos infinitesimais (elementos de corrente) distantes entre si de $\lambda/4$ **ao longo** da hélice possuem correntes defasadas de 90° elétricos, como é o caso dos dipolos situados nos pontos *B* e *C*.
- (V) De (III) e da Figura 5, uma vez que os dipolos infinitesimais alinham-se com a direção dos elementos de corrente na hélice, então dipolos infinitesimais distantes entre si de $\lambda/4$ na hélice apresentam polarizações lineares e ortogonais entre si.
- (VI) Portanto, uma hélice no modo axial é um *array* de pares de dipolos infinitesimais com polarização ortogonal entre cada dipolo do par e com correntes de excitação de cada dipolo defasadas de 90° elétricos.
- (VII) Cada par de dipolos infinitesimais com polarizações ortogonais e correntes defasadas de 90° elétricos gera um vetor campo elétrico cujas componentes em quadratura variam no tempo de acordo com $\cos(\omega t)$ e $\cos(\omega t - 90^\circ) = \sin(\omega t)$.
- (VIII) Portanto, o vetor campo elétrico resultante de cada par de dipolos gira em um plano perpendicular ao eixo da Hélice e **esta condição define a polarização circular** (ver Capítulo III). O campo elétrico em um ponto *p* na região de Campo Distante é a soma das contribuições de cada par de dipolos do *array*.

⇒ As recomendações gerais para o projeto de uma antena helicoidal no modo axial são:

Tabela 1: Parâmetros de Projeto (vide Figura 1)
$D = 0.32\lambda$
$S = 0.22\lambda$
$G \geq 0.8\lambda$
$d \approx 0.02\lambda$
$g = S/2 = 0.12\lambda$

⇒ O ângulo de meia potência resultante do *array* definido por uma hélice no modo axial é dado por:

$$HPBW = \frac{52^\circ}{\frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{\frac{nS}{\lambda}}} \quad (1)$$

⇒ O ângulo δ_0 entre os primeiros nulos é dado por $\delta_0 = 2.21 \times HPBW$.

⇒ O ganho G sobre um irradiador isotrópico polarizado circularmente é aproximado por:

$$G \approx 15 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \frac{nS}{\lambda} \quad (2)$$

⇒ Para $\frac{3\lambda}{4} < \pi D < \frac{4\lambda}{3}$ a resistência R nos terminais de uma hélice no modo axial é:

$$R = \frac{140\pi D}{\lambda} \pm 20\% \quad [\Omega] \quad (3)$$

3 Antenas Independentes da Freqüência

● Uma antena independente da freqüência é aquela que a impedância de entrada e diagrama de radiação permanecem constantes como função da freqüência.

● Vimos que a não-dependência da freqüência de uma das dimensões geométricas (dimensão angular) da antena helicoidal faz com que a banda-passante com relação à diretividade, ganho e ROE (impedância de entrada) se mantenha constante sobre uma faixa de freqüência de quase uma oitava.

● Baseado em observações experimentais, V. H. Rumsey⁹ propôs em 1957 que uma antena que pudesse ser definida apenas em termos de **dimensões geométricas angulares** teria seu comportamento eletromagnético independente da freqüência.

⇒ Uma antena definida apenas em termos de dimensões angulares é aquela que, se aplicado um fator de escala à forma geométrica de sua estrutura condutora, esta é transformada em uma estrutura igual à original¹⁰.

⁹ V. H. Rumsey, Frequency Independent Antennas, 1957 IRE National Convention Record, pt.1, pp. 114-118.

¹⁰ Mais recentemente, este postulado conduziu ao conceito de Antenas Fractais.

⇒ Uma antena assim definida satisfaz a **condição angular**, isto é, assim como um ângulo é definido por duas retas que se interceptam independentemente do tamanho das retas, de mesma forma a antena mantém a continuidade e proporcionalidade de suas formas geométricas que influenciam no processo de irradiação, independentemente de seu tamanho.

● Duas classes principais de antenas satisfazem esta condição:

Antenas Cônicas: Dipolos (e monopolos) cujas estruturas condutoras sejam cones de tamanho tendendo ao infinito alimentados pelo vértice¹¹.

Antenas Equiangulares: Dipolos cujas estruturas condutoras sejam superfícies em espiral conforme a Figura 6 :

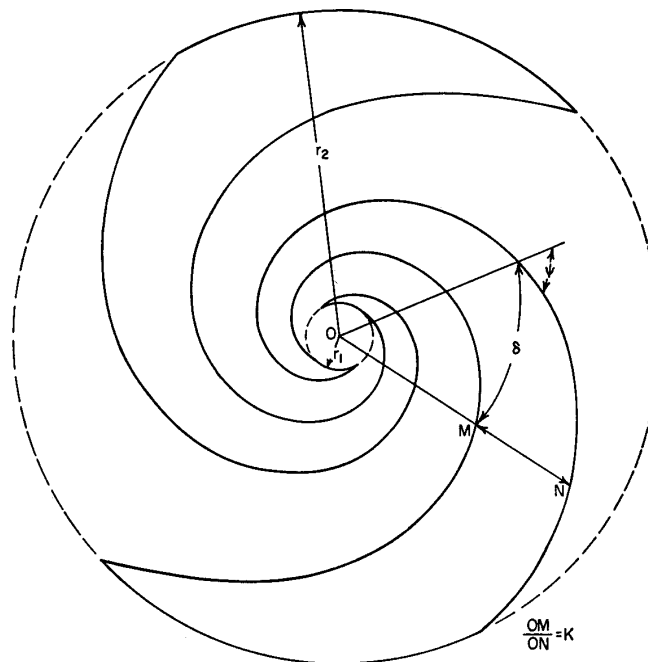


Figura 6: Dipolo equiangular: O ângulo ψ entre o raio vetor e a espiral é uma constante.

⇒ Ao contrário das Antenas Cônicas, a distribuição de corrente em Antenas Equiangulares apresenta uma atenuação bem mais rápida de que o inverso da distância do ponto de alimentação, caracterizando uma antena operando em Regime de Ondas Progressivas. Portanto, não ocorre reflexão nas extremidades terminais externas (mais afastadas do ponto de alimentação) da antena (*end effect* – efeito de terminação).

● Ainda em 1957, R.H. DuHamel e D.E. Isbell¹² propuseram que se uma estrutura condutora torna-se igual a si mesma pela aplicação de um particular fator de escala τ à suas dimensões, então a estrutura terá as mesmas propriedades eletromagnéticas nas frequências f e τf .

¹¹ Na prática, vários comprimentos de onda aproximam o tamanho infinito, muito embora, não ocorra o Regime de Ondas Progressivas porque, neste caso, o campo se atenua apenas com o inverso da distância do vértice.

¹² R.H. DuHamel e D.E. Isbell, *Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures*, 1957 IRE National Convention Record, pt.1, pp. 119-128.

⇒ A consequência do postulado de DuHamel e Isbell é que as propriedades (ROE, diretividade, etc.) de uma antena construída desta forma variam periodicamente de acordo com $\log(\tau f) = \log f + \log \tau$, sendo o período dado por $\log \tau$. Usualmente é utilizada a função logaritmo em base natural \ln .

Nota: Para $\tau < 1$ o período torna-se $\ln(1/\tau)$.

⇒ Ora, uma variação periódica das propriedades eletromagnéticas de acordo com $\ln f$ apresenta uma razão de variação bem menor ao longo de cada período $\ln \tau$ do que uma variação com f (como é o caso do dipolo de meia onda).

⇒ Isto é especialmente válido quando τ encontra-se nas vizinhanças de 1.0, porque o período $\ln \tau$ é pequeno e, em consequência, também é pequena a variação das propriedades eletromagnéticas ao longo do mesmo. Como a variação das propriedades repete-se a cada período $\ln \tau \approx 0$, a faixa de frequência em que diretividade, ROE, etc mantêm-se constante é da ordem de 100 : 1 (se a construção mecânica for fiel à geometria de projeto), o que caracteriza a independência com a frequência. Tais antenas são denominadas Antenas Log-Periódicas.

3.1 Antenas Log-Periódicas

A partir dos postulados iniciais de Rumsey, DuHamel e Isbell, diversas estruturas geométricas foram encontradas por diferentes pesquisadores cujo comportamento eletromagnético é mantido constante com facilidade dentro de uma banda-passante maior que 20 : 1. As Figuras 7,8,9 e 10 mostram algumas delas.

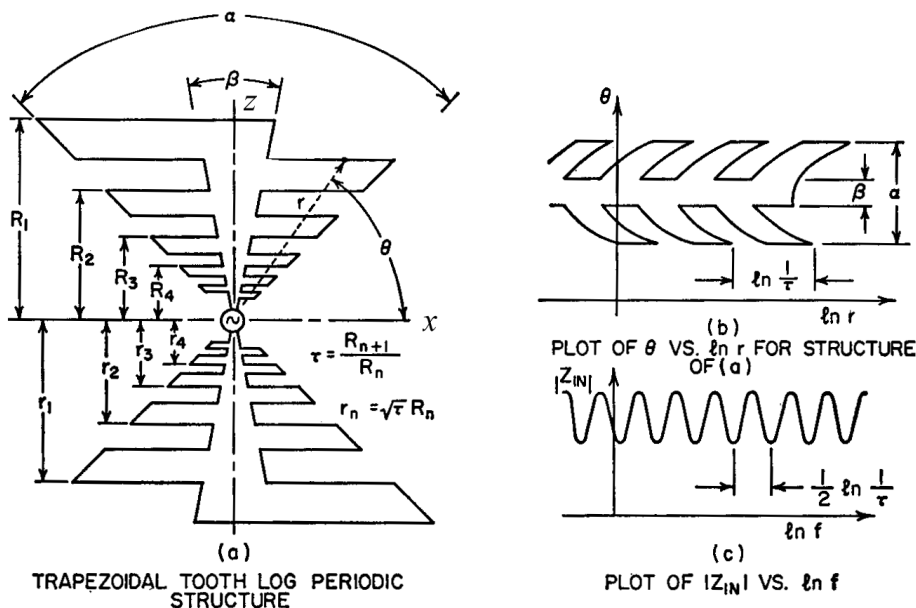


Figura 7: (a) Características de uma antena log-periódica. A antena é formada por uma chapa plana de metal contida no plano da página. Cada metade da estrutura metálica forma um dos braços do dipolo. Cada braço é constituído por uma seção triangular de suporte com recortes formando “dentes”. Note que as dimensões R_n e $r_n = \sqrt{\tau} R_n$ obedecem a lei de formação log-periódica com período $\ln \tau$, sendo $\tau = (R_{n+1}/R_n)$ uma constante. Note também que a distância entre as extremidades externas de cada par (disjunto) de dentes bem como a estrutura triangular de suporte são definidas apenas por ângulos (obedecendo o postulado de Rumsey). O ângulo α delimita as extremidades dos “dentes” e o ângulo β delimita a estrutura central de suporte. (b) Comportamento log-periódico das dimensões em função de $\ln r$. (c) Comportamento log-periódico da impedância de entrada (que é uma das propriedades eletromagnéticas) em função de $\ln f$.

● Suponhamos que seja conhecida a relação analítica $\Gamma(r, \theta, \phi) = 0$ que define os pontos que formam as linhas do contorno geométrico da estrutura metálica na Figura 7(a), sendo a origem do sistema de coordenadas (r, θ, ϕ) localizada onde situa-se o gerador senoidal.

⇒ Fazemos $\phi = 0^\circ$ ¹³ em $\Gamma(r, \theta, \phi) = 0$, isto é, $\Gamma(r, \theta, 0) = 0$ de modo que possamos isolar θ e expressá-lo em função de r . Se plotarmos $\theta \times \ln(r)$ então o gráfico resultante apresenta período $\ln(1/\tau)$, caracterizando o comportamento log-periódico das dimensões, conforme mostra a Figura 7(b).

⇒ Supondo que a antena da Figura 7(a) se estenda ao infinito, e mantenha as proporções geométricas até dimensões infinitesimais no ponto alimentado pelo gerador senoidal, então a estrutura metálica torna-se eletromagneticamente equivalente a si mesma toda vez que o gerador senoidal altera sua frequência f de $f = f_0$ para $f = \tau f_0$, $\tau > 1$.

⇒ Em consequência, o formato da distribuição de corrente na estrutura metálica para $f = \tau f_0$ é idêntico aquele para $f = f_0$ exceto que sua posição relativa se desloca indexada por n , isto é, se para $f = f_0$ a distribuição de corrente estava localizada em uma posição relativa de índice n então para $f = \tau f_0$ a distribuição de corrente estará localizada em uma posição relativa de índice $n + 1$, sendo n o mesmo índice que indexa os dentes da estrutura metálica.

⇒ Portanto, uma vez que o comprimento de onda λ também foi alterado de pelo mesmo fator τ (no caso, dividido por τ), então o padrão de irradiação e a impedância de entrada Z_{IN} (ROE) têm que ser os mesmos para $f = f_0$ e $f = \tau f_0$, conforme mostra a Figura 7(c).

⇒ Devido à assimetria nos tamanhos dos braços do dipolo da Figura 7(a), assimetria que é consequência da lei de formação $r_n = \sqrt{\tau} R_n$ para a posição dos "dentes" no braço inferior, o período da impedância na Figura 7(c) resulta $(1/2)\ln(1/\tau)$ ao invés de $\ln(1/\tau)$. Observe, no entanto, que se $\tau \approx 1.0$ então $r_n \approx R_n$.

⇒ O padrão de irradiação da antena da Figura 7(a) é bidirecional, isto é, o feixe se propaga com mesma distribuição de intensidade para dentro e para fora do plano da página. A polarização é horizontal. O período do padrão de irradiação é $\ln(1/\tau)$.

⇒ Mesmo quando a antena da Figura 7(a) não se estende ao infinito, todas as observações acima continuam válidas. Isto ocorre porque observou-se experimentalmente que a distribuição de corrente atinge um máximo na região onde encontra-se um dente de tamanho relativo $\lambda/4$, caindo rapidamente a medida que a distância deste máximo aumenta.

¹³ A atribuição $\phi = 0^\circ$ decorre do fato de a chapa metálica encontrar-se no plano da página.

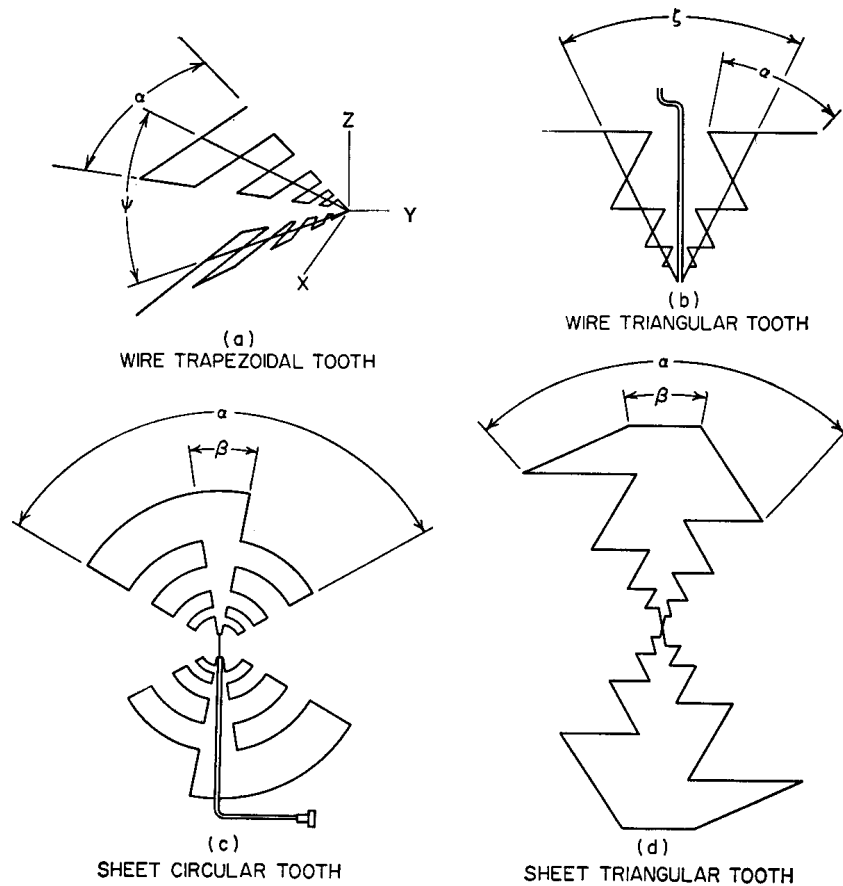


Figura 8: Vários tipos de estruturas log-periódicas. Para todas as estruturas mostradas o ângulo α define as extremidades dos dentes e o ângulo β define a estrutura central de suporte. Todas as estruturas apresentam padrão de irradiação e impedância de entrada semelhantes. A radiação é originada por correntes fluindo nas vizinhanças do dente de tamanho relativo $\lambda/4$. Em conseqüência, a polarização é transversal à linha central de cada braço do dipolo. Em (a), a direção de maior irradiação é o eixo Y. Em (b) a direção de maior irradiação é no sentido da seta formada pelo vértice.

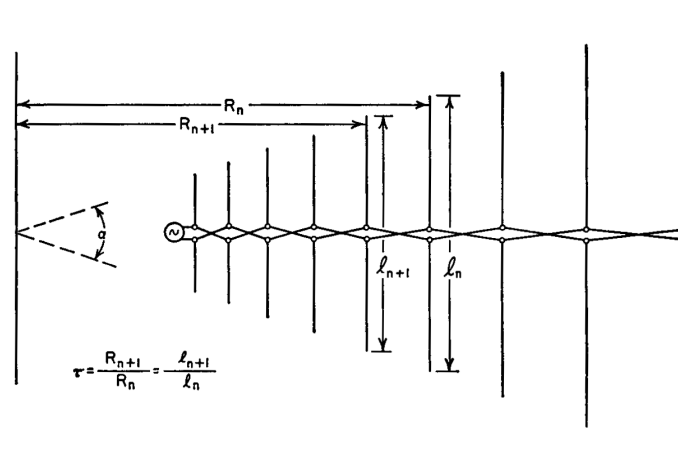


Figura 9: Antena log-periódica formada por um *array* de dipolos. Note que esta antena é derivada da Figura 7(a) fazendo-se a largura da extremidade de cada dente e o ângulo β tender para zero e simultaneamente fechando um braço do dipolo sobre o outro. A disjunção de fase entre cada dente é obtida pela transposição do alimentador de cada dipolo.

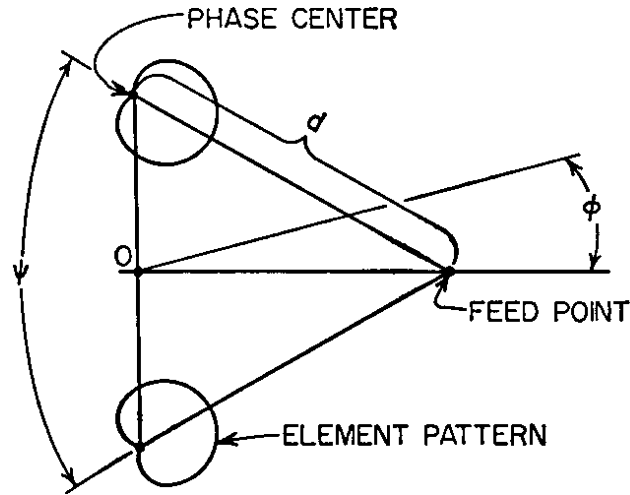


Figura 10: Antena log-periódica formada por um *array* de dois elementos, cada um deles formado pelo *array* de dipolos da Figura 9. A direção de maior irradiação é no sentido da seta formada pelo vértice. ϕ é a direção a um ponto p na região de Campo Distante.

⇒ O padrão de irradiação da antena da Figura 10 é aproximado por

$$F = \cos^n \left(\frac{\phi + \psi}{2} \right) e^{\beta d \sin \left(\frac{\psi}{2} \right) \sin \psi} + \cos^n \left(\frac{\phi - \psi}{2} \right) e^{-\beta d \sin \left(\frac{\psi}{2} \right) \sin \psi} \quad (4)$$

onde n é o número de dipolos no *array* de dipolos da Figura 9 e $\beta = 2\pi/\lambda$.

3.1.1 Análise da Log-Periódica formada por um *array* de dipolos

● Para facilitar a análise que segue vamos redefinir o fator de escala $\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n}$ da Figura 9 como

$$\tau = \frac{S_{n+1}}{S_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n} \quad (5)$$

onde S_n é o espaçamento entre os dipolos de índice n e $n+1$, conforme é mostrado na Figura 11 a seguir.

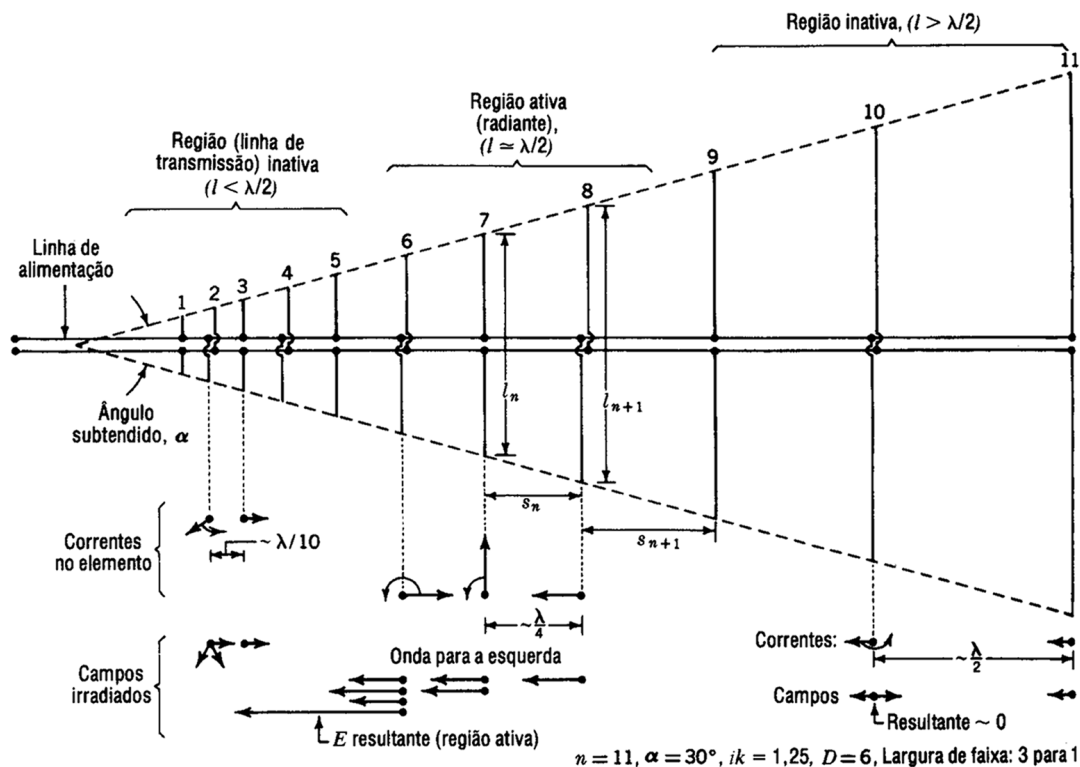


Figura 11: Log-Periódica com 11 elementos (dipolos). A fase das correntes e a fase do campo é indicada pelas flechas.

- Analisando a Figura 11, observa-se que:
 - Os elementos dentre os 11 elementos que efetivamente irradiam (região ativa) para uma dada frequência de operação f têm um comprimento $l \approx \lambda/2$ ($\lambda/4$ por "dente") relativo a f . Na Figura 11, estes elementos são os dipolos 6,7 e 8.
 - Quando o campo irradiado para a esquerda do elemento 8 chega ao elemento 7, a fase da corrente em 7 já avançou 90° de modo que o campo de 7 se soma ao que chega de 8.
 - Quando o campo total irradiado para a esquerda do elemento 7 chega ao elemento 6, a fase da corrente em 6 já avançou 180° de modo que o campo de 6 se soma ao que chega de 7.
 - Todos os demais dipolos possuem distribuição de corrente de valor pequeno, não contribuindo para a irradiação.
 - Se a f do gerador aumenta (λ diminui) a região ativa desloca-se para a esquerda e se a f do gerador diminui (λ aumenta) a região ativa desloca-se para a direita.

3.1.2 Projeto de uma Log-Periódica formada por um array de dipolos

O procedimento aqui apresentado para o projeto de antenas log-periódicas é baseado na heurística desenvolvida por Carrel em sua tese de doutoramento¹⁴. Neste contexto, apresentaremos o procedimento aplicado na solução de um exemplo numérico prático sem demonstrar a teoria implícita no equacionamento adotado.

¹⁴ R.L. Carrel, Analysis and Design of the Log-Periodic Dipole Antenna, *PhD Dissertation*, Elec. Eng. Dept., University of Illinois, 1961.

- A Figura 12 a seguir mostra as dimensões de referência a serem utilizadas no projeto.

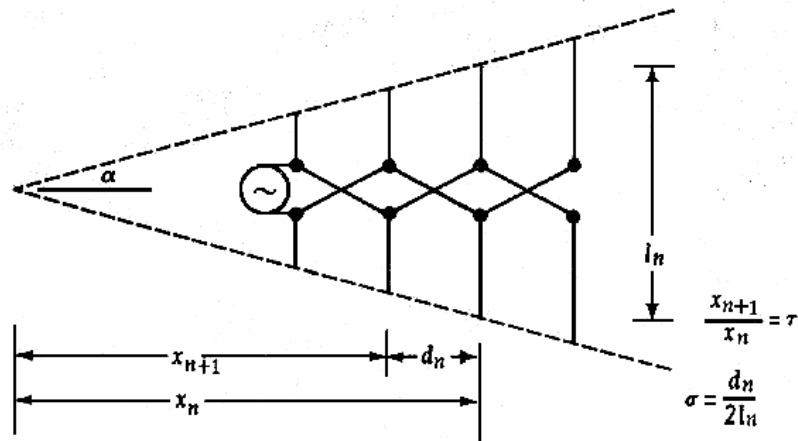


Figura 12: Parâmetros geométricos de projeto para uma log-periódica com n elementos (dipolos).

- Os parâmetros de projeto são τ , α e σ , definidos conforme a Figura 12 sendo independentes apenas dois destes parâmetros.

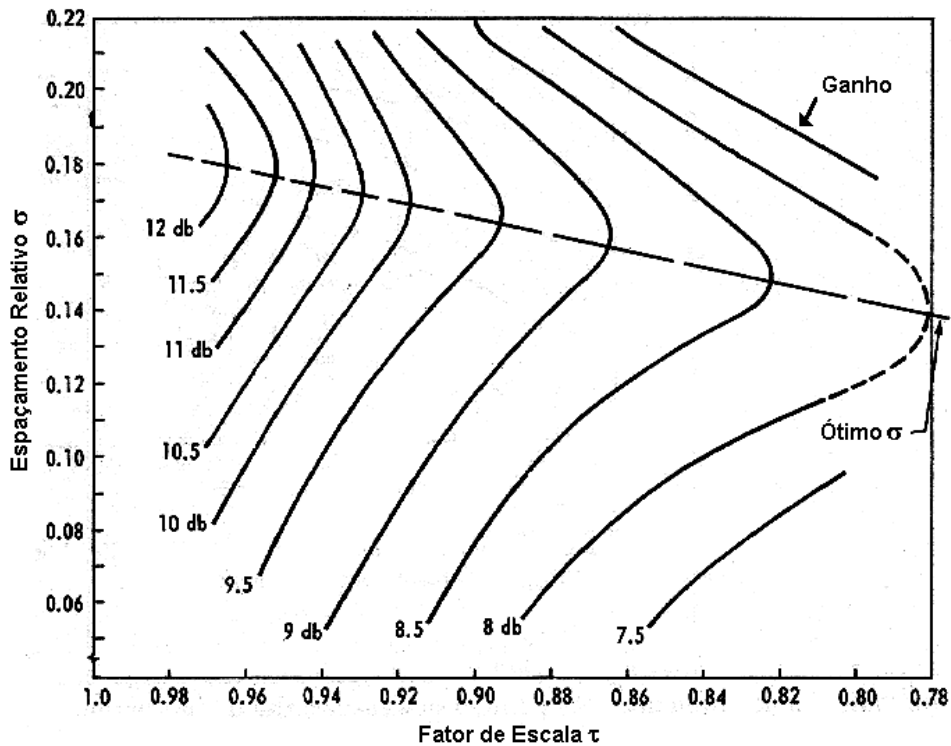


Figura 13: Contornos de diretividade D constante versus τ e σ .

- Suponhamos que deseja-se projetar uma antena log-periódica formada por dipolos para uso entre 20 e 60 MHz. A antena deve ter um ganho de 10 dB e uma impedância de entrada de 75Ω . A antena deve ser construída com tubos de $1\frac{1}{2}$ polegadas de diâmetro.

Da Figura 13 com $D = 10$ dB obtemos ao longo da linha σ ótimo os valores $\tau = 0.917$ e $\sigma = 0.172$.

●
$$\alpha = \arctan\left(\frac{1-\tau}{4\sigma}\right) \quad (6)$$

De (6) com $\tau = 0.917$ e $\sigma = 0.172$ obtemos $\alpha \approx 6.8^\circ$.

●
$$B_{ar} = 1.1 + \frac{7.7(1-\tau)^2}{\tan \alpha} \quad (7)$$

onde B_{ar} é denominado de **banda passante da região ativa**. De (7), com $\tau = 0.917$ e $\alpha = 6.8^\circ$ obtemos $B_{ar} = 1.54$.

●
$$B_a = B \times B_{ar} \quad (8)$$

De (8) com $B = f_{max}/f_{min} = 60\text{Mhz}/20\text{Mhz} = 3$ obtemos $B_a = 4.56$ sendo B_a denominado **banda ajustada**.

●
$$L = \frac{\lambda_{max}}{4 \tan \alpha} \left(1 - \frac{1}{B_a}\right) \quad (9)$$

onde L é a distância entre o maior elemento da antena e o menor elemento e λ_{max} é o comprimento de onda da menor frequência no limite inferior da banda B_a dado por

$$\lambda_{max} = \frac{3 \times 10^8 (B_a + 1)}{(B + 1) f_{min}} \quad (10)$$

De (10) com $B = 3$, $B_a = 4.56$ e $f_{min} = 20\text{Mhz}$ obtemos $\lambda_{max} = 20.85$ m. De (9) com $\alpha = 6.8^\circ$, $B_a = 4.56$ e $\lambda_{max} = 20.85$ m obtemos $L = 34$ m.

●
$$N = \left\lceil 1 + \frac{\ln(B_a)}{\ln\left(\frac{1}{\tau}\right)} \right\rceil \quad (11)$$

onde N é o número de dipolos e $\lceil \cdot \rceil$ é o operador que retorna a parte inteira do argumento. De (11) com $B_a = 4.56$ e $\tau = 0.917$ obtemos $N = 18$.

●
$$l_1 = \frac{\lambda_{max}}{2} \quad (12)$$

sendo l_1 o tamanho do maior dipolo. De (12) com $\lambda_{max} = 20.85$ m obtemos $l_1 = 10.43$ m.

⇒ O tamanho dos demais dipolos é obtido de $l_n = l_1 \times \tau^{n-1}$. Por exemplo, o dipolo $n = 18$ tem um tamanho $l_{18} = l_1 \times \tau^{17} = 2.39 \text{ m}$, sendo $\tau = 0.917$ e $l_1 = 10.43 \text{ m}$.

⇒ As distâncias d_n são dadas por $d_n = 2\sigma l_n$ (ver Figura 12).

●
$$Z_a = 120 \left(\ln \left(\frac{h}{a} \right) - 2.25 \right) \quad (13)$$

onde Z_a é a impedância de entrada característica de um dipolo do conjunto, sendo h a metade de seu comprimento e a o seu diâmetro. No exemplo em questão $a = 1 \frac{1}{2}'' = 3.81 \times 10^{-2} \text{ m}$ e para o maior dipolo (pior caso em termos de banda-passante) $h = \frac{\ell_1}{2} = 5.22 \text{ m}$. Daí, de (13), $Z_a = 320 \Omega$.

●
$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \quad (14)$$

De (14) obtemos $\sigma' = 0.180$.

●
$$Z_0 = \frac{1}{8} \frac{R_0}{\sigma' Z_a} \left(R_0 + \sqrt{R_0^2 + (8\sigma' Z_a)^2} \right) \quad (15)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha paralela alimentadora dos dipolos (elementos), cujo espaçamento entre os dois condutores de diâmetro D é s , conforme mostra a Figura 14. R_0 é a resistência de entrada desejada nos terminais de alimentação da log-periódica.

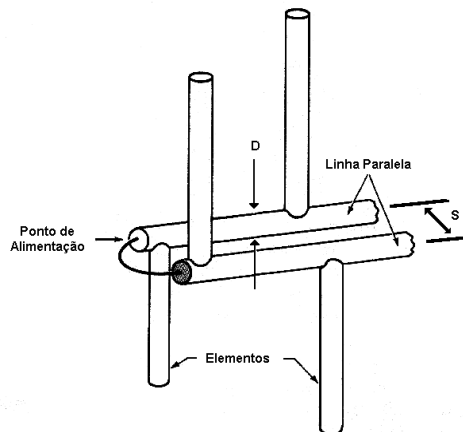


Figura 14: Detalhe construtivo de uma log-periódica.

De (15), com $R_0 = 75\Omega$, $\sigma' = 0.180$ e $Z_a = 320 \Omega$ obtemos $Z_0 = 88.2\Omega$.

●
$$s = D \cosh\left(\frac{Z_0}{120}\right) \quad (16)$$

onde \mathbf{S} é o espaçamento entre os condutores de diâmetro D da linha paralela alimentadora dos dipolos conforme mostra a Figura 14. De (16) com $D = 3.81 \text{ cm}$ e $Z_0 = 88.2\Omega$ obtemos $\mathbf{s} = 4.9 \text{ cm}$.

⇒ Resumindo os resultados obtidos, tendo como referência a Figura 12:

- O menor elemento possui um tamanho $l_{18} = 2.39 \text{ m}$.
- O maior elemento possui um tamanho $l_1 = 10.43 \text{ m}$.
- A distância entre o maior elemento e o menor elemento é $L = 34 \text{ m}$.
- O ângulo delimitador das extremidades dos "dentes" é $\alpha = 6.8^\circ$.
- As distâncias d_n são dadas por $d_n = 2\sigma l_n$, sendo $\sigma = 0.172$.

4 Antenas Corneta (*Horn*)

A Figura 15 mostra as linhas do campo eletromagnético em um guia de ondas (GO) retangular propagando os modos TE_{10} e TE_{20} .

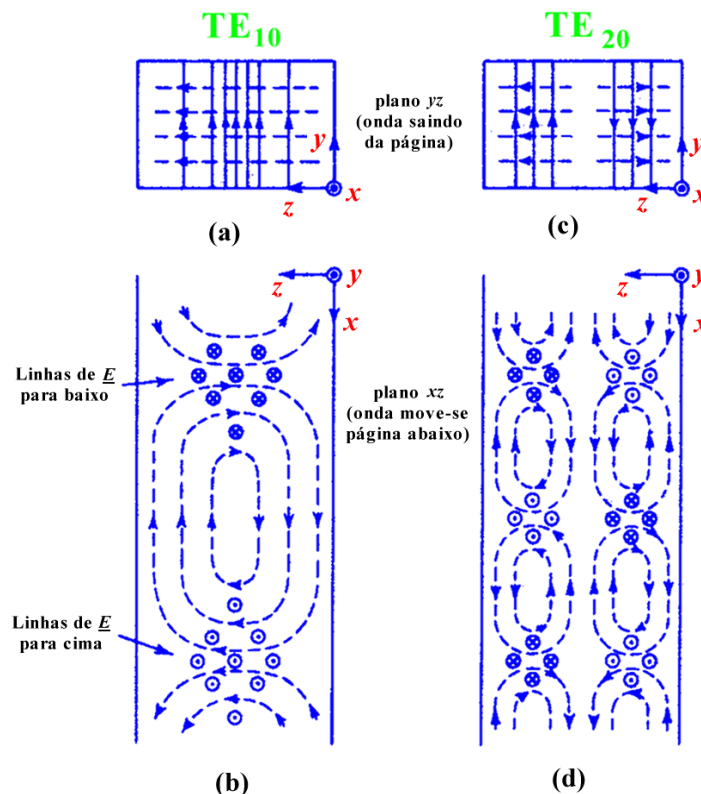


Figura 15: Configuração das linhas do campo \underline{E} (linha sólida) e do campo \underline{H} (linha tracejada) no interior de um GO retangular propagando os modos (a) TE_{10} e (c) TE_{20} . O comprimento de onda de corte é $\lambda_c = 2b/n$ onde b é a largura do GO retangular medida no eixo z , sendo $n = 1$ para o modo TE_{10} e $n = 2$ para o modo TE_{20} . Em (b) é mostrado a vista de topo do campo no GO de (a) e em (d) é mostrado a vista de topo do campo no GO de (c).

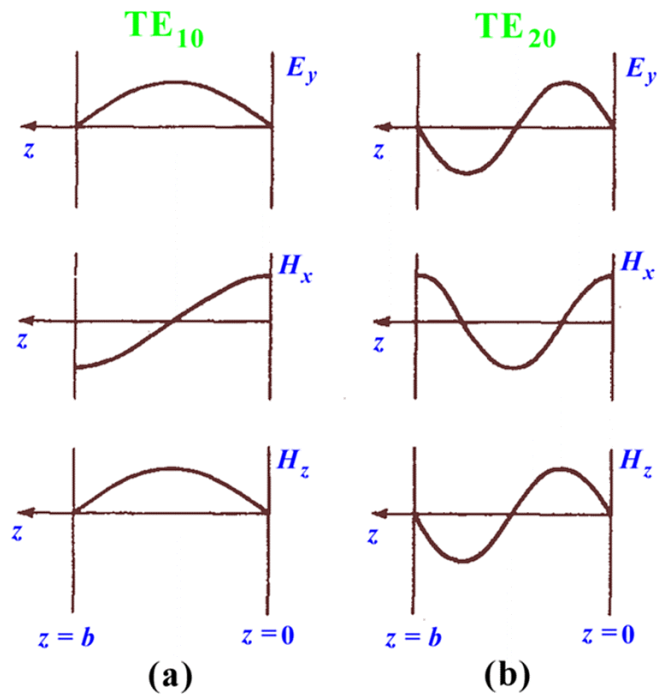


Figura 16: Amplitude das componentes do campo eletromagnético no interior do GO da Figura 15 para os modos (a) TE_{10} e (b) TE_{20} . A energia eletromagnética no interior do GO propaga-se em forma de ondas que se movimentam para fora do plano da página.

⇒ A Figura 16 sugere que a energia eletromagnética confinada no interior de um GO pode ser irradiada em forma de ondas no espaço \mathfrak{R}^3 . De fato, isto é possível se efetuarmos o acoplamento adequado entre o meio de propagação representado pelo GO e o meio de propagação representado pelo espaço \mathfrak{R}^3 .

⇒ Uma possível solução é terminar o GO por um plano de terra, conforme mostrado na Figura 17 (b), de modo a converter as correntes de deslocamento geradas por E_y no interior do GO em correntes de condução no plano de terra. Estas correntes de condução circulando na área efetiva do plano de terra formam um *array* planar de dipolos infinitesimais que irradiam no espaço \mathfrak{R}^3 para longe do plano de terra.

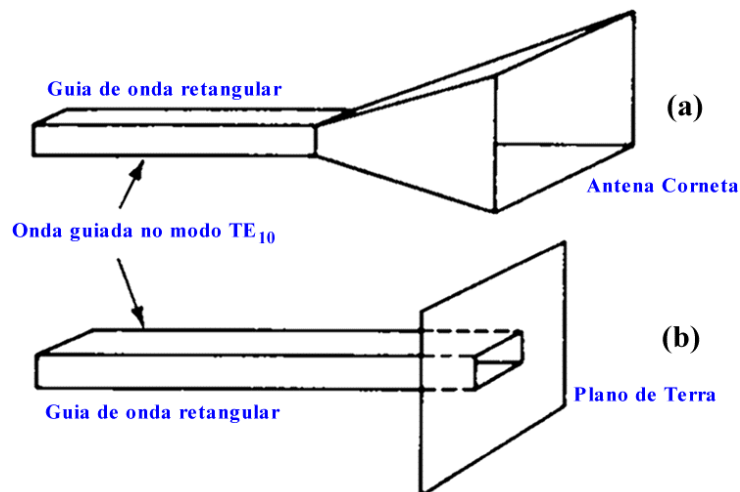


Figura 17: Acoplamento GO – espaço \mathfrak{R}^3 através de (a) antena corneta e (b) plano de terra.

- ⇒ No entanto, o uso de um plano de terra como terminação do GO representa uma descontinuidade na constante de propagação da onda que emerge do interior do GO, gerando ondas estacionárias e, em consequência, perdas por reflexão.
- ⇒ A solução para este problema é utilizar um dispositivo que efetue a transição GO – espaço \mathcal{R}^3 através de uma alteração gradual na geometria do GO no sentido de abranger gradualmente a maior área possível do espaço \mathcal{R}^3 de modo a maximizar a área efetiva de irradiação eletromagnética. A variação gradual na abertura do GO minimiza os efeitos de reflexão gerados por uma descontinuidade abrupta.
- ⇒ O dispositivo acima referido é precisamente uma antena *horn*, conforme mostrado na Figura 17 (a) e na Figura 18.

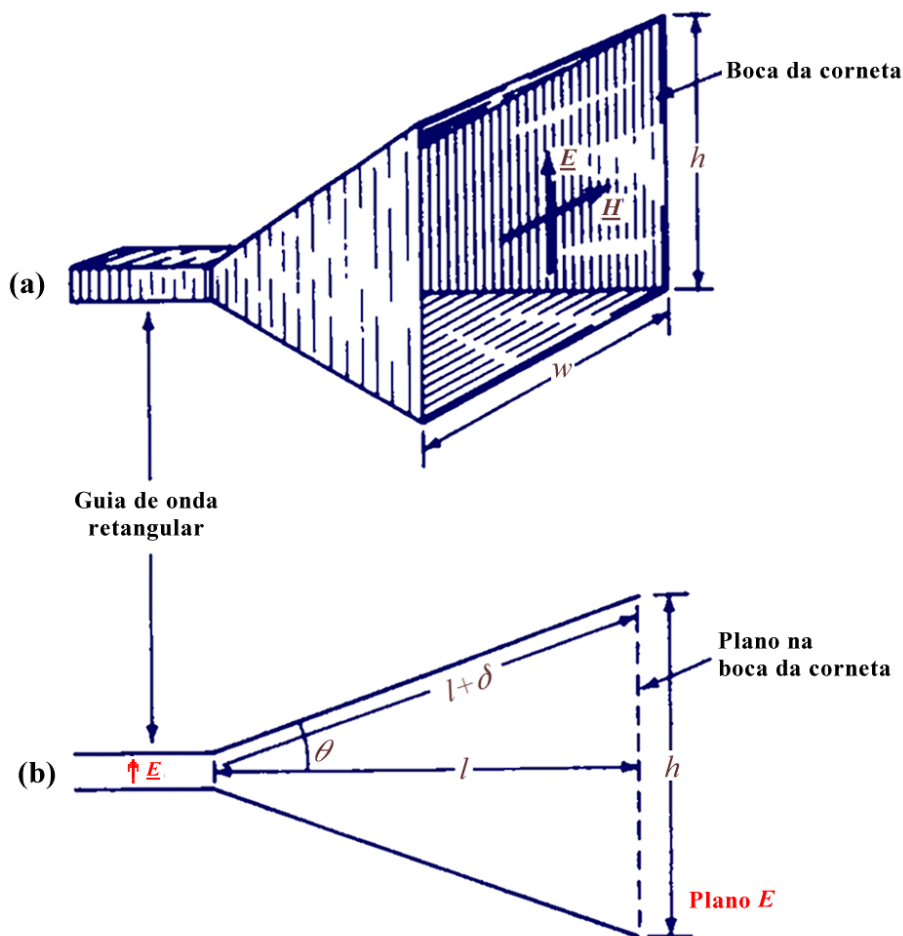


Figura 18: Antena corneta alimentada por um guia de onda retangular propagando o modo TE_{10} . Um exemplo de especificações geométricas típicas: $h = 10\lambda$, $l = 62.5\lambda$ e $w = 13.7\lambda$.