

Sistemas por Feixe Hertziano

- **Conceitos básicos**
- **Modulação em feixes analógicos e digitais**
- **Balanço de potência**
- **Ruído de sistema**
- **Plano de frequências**
- **Estações terminais e repetidores**

Mário Jorge M Leitão

Neste capítulo, faz-se o estudo de sistemas por feixe hertziano, também designados de feixes de micro-ondas, devido ao pequeno comprimento de onda utilizado nos atuais sistemas, em que as bandas de operação se situam acima dos 2 GHz.

Este tipo de ligações suporta-se na transmissão atmosférica de ondas de rádio, com propagação em linha de vista entre o emissor e o receptor. Entre as estações terminais poderá ser necessário intercalar repetidores intermédios para assegurar a linha de vista e o adequado nível de sinal.

Conceitos básicos

Constituição dos sistemas por feixe hertziano

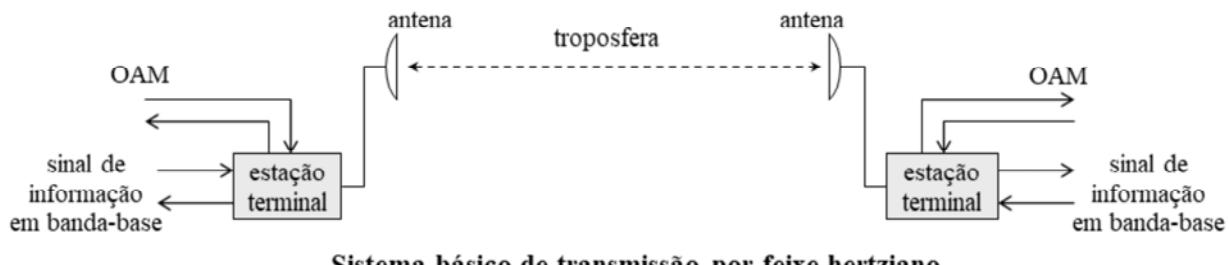
- ligação ponto-a-ponto em linha de vista
- modulações em banda de canal
- frequências típicas de portadora: 2-40 GHz (superiores no futuro)

• Estações terminais

- sistemas de emissão / receção de sinal
- antenas diretivas (paraboloides) colocadas numa torre ou mastro espiado
- sistemas de operação e manutenção (OAM)

• Meio de transmissão

- camadas baixas da atmosfera: troposfera



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

As bandas mais utilizadas atualmente são de 2 GHz, 4 GHz, 6 GHz, 11 GHz e 18 GHz.

As elevadas frequências permitem a realização de antenas de elevado ganho com dimensões aceitáveis. Por exemplo, a 2 GHz o comprimento de onda é 0,15 m e um refletor de 10 comprimentos de onda, isto é, um paraboloide de 1,5 m, é aceitável.

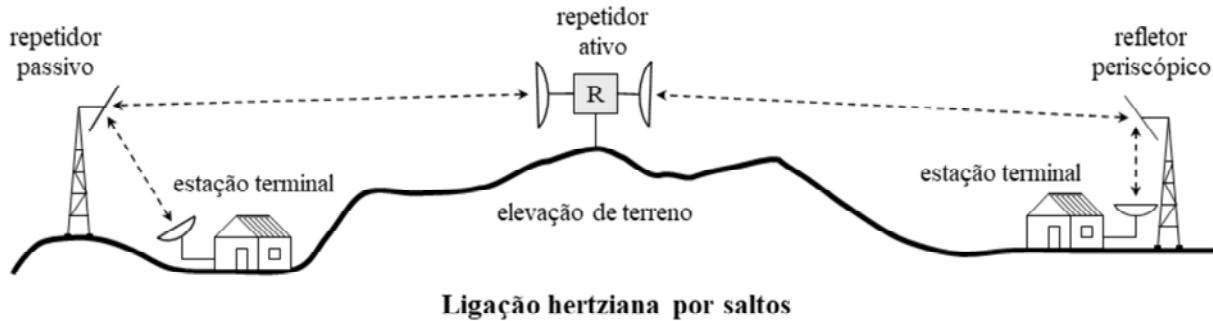
As estações terminais têm de estar situadas em pontos de cota elevada para permitir linha de vista. Por outro lado, têm de estar próximos dos centros de origem e destino do tráfego, aos quais estão ligadas por sistemas suportados em linhas de cobre ou fibra ótica.

Conceitos básicos

Constituição dos sistemas por feixe hertziano

• Repetidores

- permitem cumprir as seguintes funções
 - contornar obstáculos
 - restabelecer o nível de potência de sinal
 - regenerar sinais digitais
- repetidores ativos
 - não regenerativos
 - regenerativos (sinais digitais)
- repetidores passivos: refletores simples



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

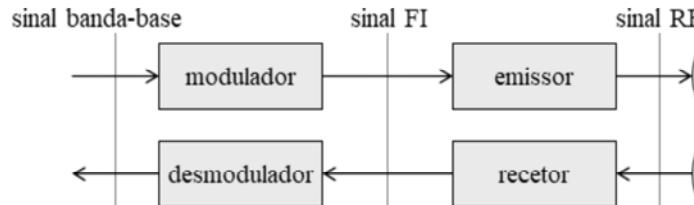
Os repetidores são colocados em pontos elevados com acesso facilitado e algumas infraestruturas, nomeadamente o fornecimento fiável de energia elétrica, o que é muitas vezes incompatível com o primeiro objetivo referido.

O comprimento dos saltos situa-se tipicamente entre 40 e 50 km, para garantir potência suficiente na receção.

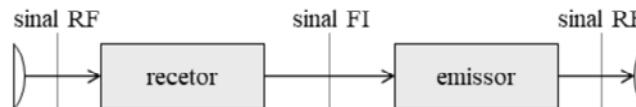
Por exemplo, a 6 GHz, um percurso de 40 km introduz uma perda em espaço livre de 140 dB. Utilizando antenas de 40 dB de ganho, a perda reduz-se a 60 dB, o que permite à ligação operar em condições satisfatórias.

Conceitos básicos

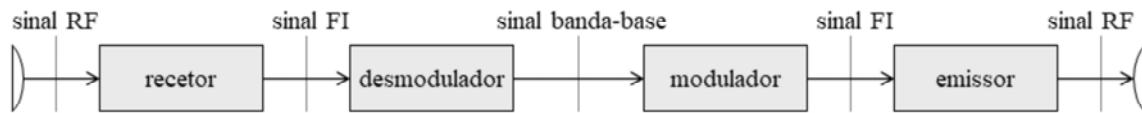
Constituição dos sistemas por feixe hertziano



Estrutura de uma estação terminal



Estrutura de um repetidor em frequência intermédia



Estrutura de um repetidor em banda base

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

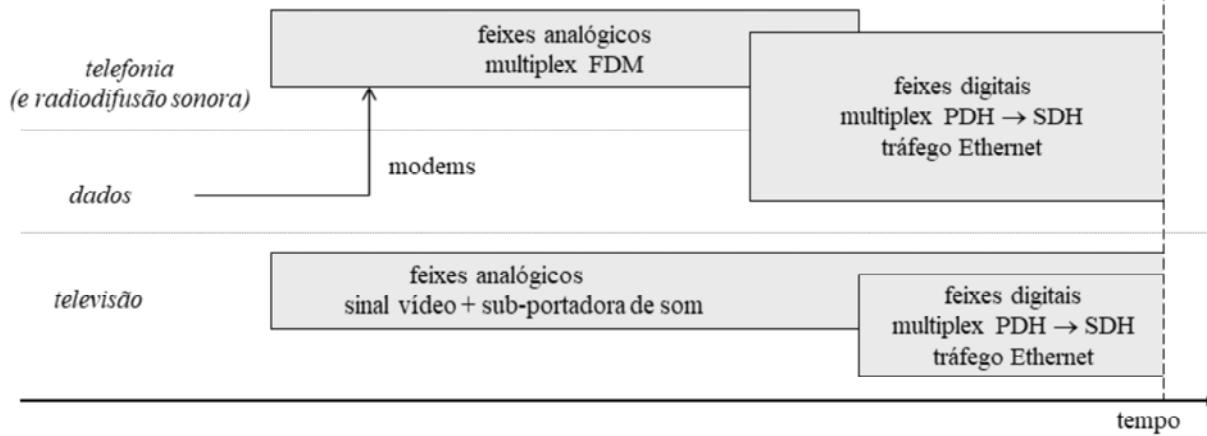
Este modelo de referência é ainda de alto nível, mas destaca desde já blocos funcionais e interfaces, que serão analisados adiante.

A frequência normalmente utilizada em frequência intermédia (FI) é de 70 MHz, podendo ser de 140 MHz, em sistemas de muito alta capacidade.

Os repetidores com interligação em FI não permitem regeneração, sendo por isso pouco utilizados em consequência dos avanços no sentido da digitalização. Pelo contrário, os repetidores com interligação em banda base permitem suportar regeneração no caso de sinais digitais.

Conceitos básicos

Introdução e aplicação dos sistemas por feixe hertziano



Comparação dos feixes hertzianos com os sistemas de linha

[+] instalação mais simples e rápida manutenção reduzida menos sujeitos a obras no terreno menores custos	- banda disponível limitada necessidade de linha de vista repetidores em locais de difícil acesso afetados por interferências e efeitos de propagação
---	---

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Algumas notas históricas:

- 1931: Primeira ligação monovia entre França e Inglaterra
- 1933: Primeira ligação multivia entre Escócia e Irlanda do Norte (65 MHz; 9 canais telefónicos; AM)
- 1939: Ligação FM multivia na Alemanha (4,3 GHz; 10 canais telefónicos; FM)
- 1947: Ligação de média capacidade nos EUA (4 GHz; 100 canais telefónicos; FM)
- 1949: Ligação TV nos EUA (4 GHz, FM)
- Décadas de 50 e 60: Expansão de ligações analógicas de alta capacidade para telefonia e televisão (60, 240, 300, 480, 600, 1800 canais telefónicos; FM)
- 1968: Ligação digital no Japão
- Décadas de 70 e 80: Expansão de ligações digitais de alta capacidade para telefonia, dados e televisão (2, 8, 34 e 140 Mbit/s)
- 1995-...: Ligações SDH (155 Mbit/s, 2x155 Mbit/s)
- 2005-...: Tráfego Ethernet

Os feixes hertzianos competem atualmente com sistemas por fibra ótica, embora a sua utilização seja fortemente limitada pela saturação do espetro. Por esta razão, a opção entre sistemas de linha ou feixes não deve ser dominada pelo fator custo, de modo a permitir a exploração de feixes em situações em que as vantagens sejam significativas.

Conceitos básicos

Metodologia de abordagem de sistema

- modulação / desmodulação
 - análise dos métodos utilizados
 - desempenho de cada método ①
- balanço de potência
 - cálculo da potência recebida ②
- ruído de sistema
 - cálculo de ruído no receptor ③
 - análise de interferências ④
- plano de frequências
 - utilização de recursos
- emissores e receptores
 - equipamento ativo e passivo
 - operação e manutenção (OAM)



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O estudo dos feixes hertzianos será estruturado nas seguintes áreas:

- modulação / desmodulação
- balanço de potência
- ruído de sistema
- plano de frequências
- emissores e receptores

Uma abordagem semelhante, com adaptações, será adotada nos sistemas por satélite.

Modulação em feixes analógicos

Seleção do tipo de modulação

Requisitos do sistema

- sinais a transmitir de banda larga
- imunidade a flutuações rápidas de amplitude devido a efeitos de propagação

Modulação de amplitude

- exige grande linearidade dos elementos ativos
- baixa proteção contra o ruído
- flutuações de amplitude introduzem elevado ruído no sinal

Modulação angular

- menores problemas com não linearidades
- maior proteção contra o ruído
- maior ocupação de banda
- pouco afetada pelas flutuações de amplitude

amplificadores limitadores

Modulação de Frequência - FM

utilizada no passado – obsoleta

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

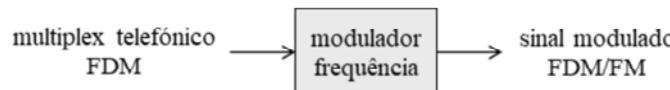
Apesar de exigir maior banda, a modulação de frequência acabou por ser adotada genericamente nos feixes analógicos, por ser a única que permite uma qualidade equivalente à obtida com circuitos suportados em condutores metálicos.

Modulação em feixes analógicos

Caracterização da modulação

- Multiplex telefónico analógico

- canais telefónicos modulados em SSB / largura de banda de 4 kHz
- sinal a transmitir: multiplex FDM
- modulação FM do multiplex FDM
 - frequência intermédia: 70 MHz ($N \leq 1\,800$)
 - frequência intermédia: 140 MHz ($N = 2\,700$)
- sistema tecnológica e operacionalmente ultrapassado



N	600	900	1 200	1 800	2 700	número de canais do multiplex
Δf_{ref} (kHz)	200	200	200	140	140	excursão eficaz frequência para sinal referência de 0 dBm

Parâmetros da modulação FDM/FM de sinais telefónicos (1)

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Apesar de obsoletos, a referência a este tipo de sistema dá uma perspetiva de evolução na área e permite compreender certos aspetos dos atuais sistemas digitais.

A excursão eficaz de frequência para o sinal de referência define a característica de conversão tensão-frequência do modulador.

Embora destinados essencialmente a telefonia, os sistemas FDM podem transportar sinais relativos a difusão de som podem, ocupando vários canais telefónicos, de acordo com a banda requerida:

- 50 Hz — 6,4 kHz: 2 canais de voz;
- 50 Hz — 10 kHz: 3 canais de voz;
- 30 Hz — 15 kHz: 6 canais de voz.

Modulação em feixes analógicos

Caracterização da modulação

- Multiplex telefônico analógico

– largura de banda do sinal modulado: cálculo estatístico

$$\begin{array}{c} P_{ref} = 0 \text{ dBm} \xrightarrow{\substack{\text{fator de carga} \\ N \text{ canais}}} P_{med}(N) = P_{ref} + L \text{ (dBm)} \xrightarrow{\substack{\text{fator de pico}}} P_{max}(N) = P_{med} + G = P_{ref} + L + G \text{ (dBm)} \\ \Delta f_{ref} \xrightarrow{N \text{ canais}} \Delta f_{med} = \Delta f_{ref} l \xrightarrow{} \Delta f_{max} = \Delta f_{med} g = \Delta f_{ref} l g \end{array}$$

$$\Delta f \sim V \sim \sqrt{P}$$

$$L = 20 \log_{10} l$$

$$G = 20 \log_{10} g$$

sistemas de alta capacidade

$$L = -15 + 10 \log_{10} N \text{ dB}$$

$$G \approx 10 \text{ dB}$$

N	600	900	1 200	1 800	2 700	número de canais do multiplex
f_{max} (MHz)	2,660	4,188	5,564	8,204	12,388	frequência máxima do multiplex FDM
Δf_{max} (MHz)	2,8	3,4	3,9	3,3	4,1	excursão máxima de frequência multicanal
B_{FI} (MHz)	11	15	19	23	33	largura de banda multicanal $B_{FI} = 2(\Delta f_{max} + f_{max})$

Parâmetros da modulação FDM/FM de sinais telefónicos (2)

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Para caracterizar esta modulação é ainda necessário calcular a largura de banda através de uma análise estatística, já que a potência do sinal modulador depende da atividade nos canais.

Calcula-se primeiro a excursão máxima de frequência, a partir da excursão eficaz para um sinal de referência de 0 dBm, tendo em conta dois fatores:

- o fator de carga, que traduz o acréscimo de potência média do sinal multiplexado, resultante da utilização estatística dos N canais;
- o fator de pico, que incorpora a relação entre a potência média e a potência máxima multicanal, para uma dada probabilidade de ocorrência (0,1%).

Estes fatores foram estabelecidos pela UIT, como se indica a seguir.

No caso do fator de carga, partiu-se do valor médio empírico da potência de um sinal de voz, considerando já os períodos de não atividade

$$P_{med}(1) = -15 \text{ dBm}$$

Assumindo um número elevado de canais, o sinal multiplexado pode ser considerado como ruído branco gaussiano, pelo que

$$\begin{aligned} P_{med}(N) &= N P_{med}(1) \\ P_{med}(N) &= -15 + 10 \log_{10} N \text{ dBm} \end{aligned}$$

Quanto ao fator de pico, o valor de 10 dB é meramente empírico.

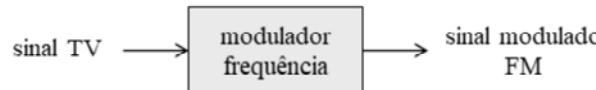
Uma vez obtida a excursão máxima de frequência, aplica-se a regra de Carson.

Modulação em feixes analógicos

Caracterização da modulação

- Televisão analógica

- sinal a transmitir: vídeo
 - amplitude nominal: 1 V_{pp}
 - largura de banda: 5 MHz
- modulação FM
 - frequência intermédia: 70 MHz
- largura de banda do sinal modulado: cálculo direto (regra de Carson)
- sistema ainda utilizado mas em substituição progressiva por digital



Δf_{max}	4 MHz	excursão máxima de frequência provocada pelo sinal de 1 V_{pp}
B_{FI}	18 MHz	$B_{\text{FI}} = 2 (\Delta f_{\text{max}} + f_{\text{max}})$

Parâmetros da modulação FM do sinal de televisão

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

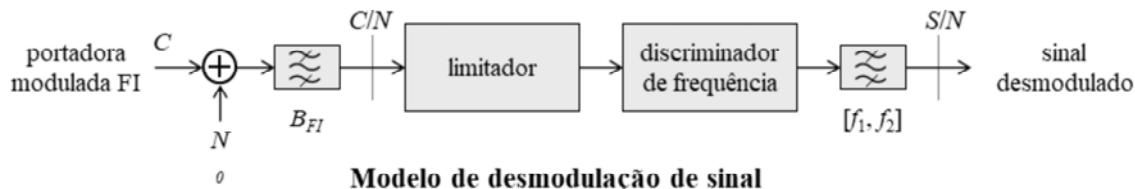
Sistemas por Feixe Hertziano

Neste caso a aplicação da regra de Carson é direta.

Além do sinal de vídeo, é necessário transmitir um canal de som. Utiliza-se normalmente uma sub-portadora de 7,5 MHz modulada em frequência, com um desvio eficaz de 140 kHz.

Modulação em feixes analógicos

Caracterização da modulação



Relação sinal-ruído à saída do desmodulador		
Caso geral	$S/N = C/N \frac{3 B_{FI} \Delta f_{ef}^2}{f_2^3 - f_1^3}$	B_{FI} - largura de banda do sinal em frequência intermédia Δf_{ef} - desvio eficaz de frequência $\Delta f_{ef}^2 = \Delta f_{max}^2 / 2$ [f ₁ , f ₂] - banda de passagem do filtro de saída do desmodulador
Multiplex telefónico	$S/N = C/N \frac{B_{FI}}{b} \left(\frac{\Delta f_{ref}}{f_{max}} \right)^2$	Canal mais desfavorável $f_2 = f_{max}$ $f_1 = f_{max} - b$ $f_2^3 - f_1^3 \approx 3 b f_{max}^2$ b - largura de banda do canal telefônico ($b = 3\ 400 - 300 = 3\ 100$ Hz)
Televisão	$S/N = C/N \frac{3 B_{FI}}{f_{max}} \left(\frac{\Delta f_{ef}}{f_{max}} \right)^2$	$f_2 = f_{max}$ $f_1 = 0$ $f_2^3 - f_1^3 = f_{max}^3$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O desempenho de um sistema FDM/FM estabelece-se, como referência, através da relação S/N à saída quando o multiplex transporta um único sinal de teste de 800 Hz de frequência (ou 1 kHz, no sistema americano) e 0 dBm de potência. Assim, na expressão para S/N, $\Delta f_{ef} = \Delta f_{ref}$. Além disso, considera-se o canal mais desfavorável, situado no extremo do multiplex telefônico.

A largura de banda do canal corresponde à ocupação multicanal do multiplex, como referido anteriormente.

Note-se ainda que a expressão indicada para o sinal de televisão aplica-se igualmente a qualquer outros sinal não multiplexado: é o caso da telefonia monovia que, apesar de usada no passado, não tem atualmente interesse prático.

Modulação em feixes analógicos

Caracterização da modulação

Acentuação

- reforço, no emissor, das altas frequências em relação às baixas frequências
- operação inversa no receptor
- melhoria objetiva da relação $S/N \rightarrow a$ dB

Ponderação (sinais áudio e vídeo)

- considerados os efeitos da percepção humana
- melhoria subjetiva da relação $S/N \rightarrow p$ dB

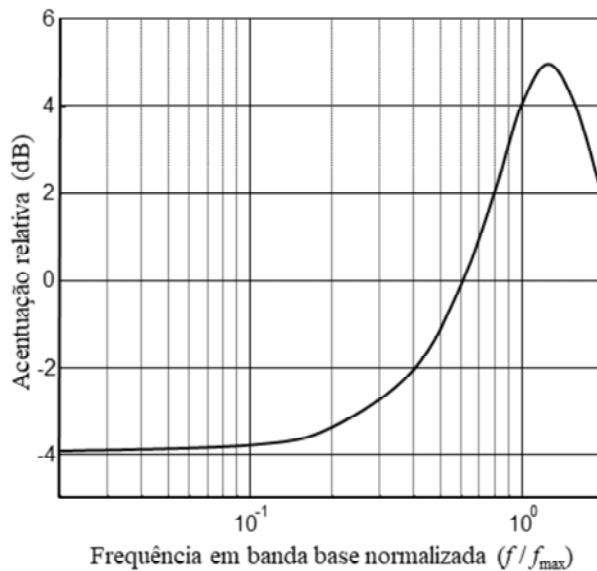
Relação sinal-ruído com acentuação e ponderação			
		$(S/N)_p = S/N + a + p$ (dB)	
Multiplex telefónico	$a = 4,0$ dB $p = 2,5$ dB	$S/N = C/N + 10 \log_{10} \frac{B_{FI}}{b} + 20 \log_{10} \frac{\Delta f_{ef}}{f_{max}} + a + p$ (dB)	
Televisão	$a = 2,0$ dB $p = 7,4$ dB	$S/N = C/N + 10 \log_{10} \frac{3B_{FI}}{f_{max}} + 20 \log_{10} \frac{\Delta f_{ef}}{f_{max}} + a + p$ (dB)	

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

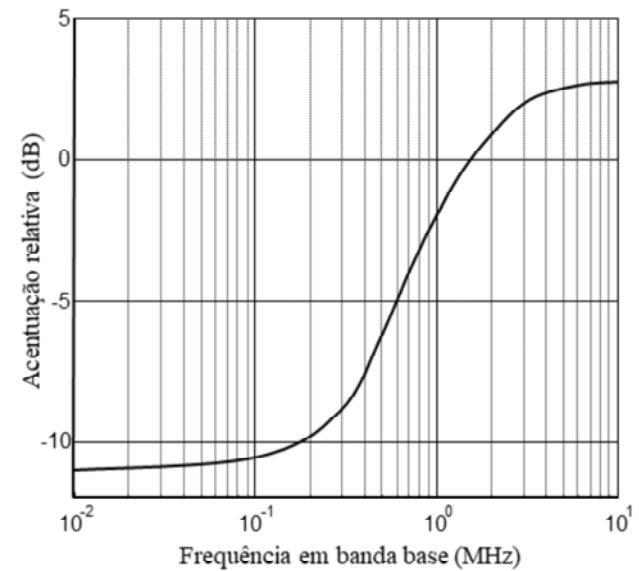
Sistemas por Feixe Hertziano

No caso da televisão, é habitual definir a relação sinal ruído (S/N)_{TV} num ponto como o quociente entre a amplitude pico a pico de tensão do sinal de imagem e o valor eficaz da amplitude da tensão de ruído no mesmo ponto. Daqui resulta a seguinte relação entre (S/N)_{TV} e a relação S/N convencional

$$(S/N)_{TV} = S/N + 6 \quad (\text{dB})$$



Característica de pré-acentuação para o multiplex telefónico FDM



Característica de pré-acentuação para o sinal de televisão

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O reforço das altas frequências tem que ser compensado pela atenuação das baixas, para manter a mesma potência média de sinal.

Modulação em feixes digitais

Seleção do tipo de modulação

Requisitos do sistema

- eficiência espectral elevada
elevado número de estados
modulações M-PSK e M-QAM
 - eficiência de potência elevada
reduzido número de estados
constelação de símbolos reticular
modulações M-QAM
 - imunidade a não linearidades
amplitude constante
modulações PSK
 - interferências reduzidas
espetro compacto
modulações de fase contínua - CPM (ex: MSK)
- modulações M-QAM

$$\rho = R_b / B$$

ρ elevado

R_b - débito binário

B - largura de banda

$$P_b = f(E_b / N_0)$$

E_b / N_0 baixo
para uma dada P_b

E_b - energia média por bit

N_0 - densidade espectral de ruído

importância crescente ↑

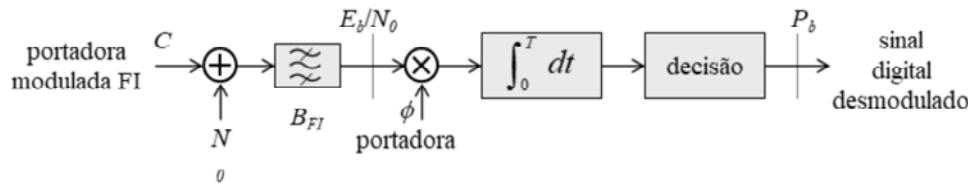
Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

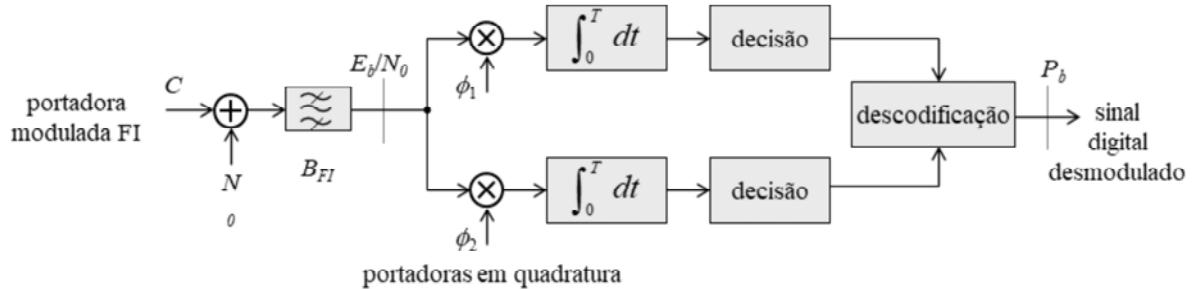
A ordem de importância de requisitos indicada para os feixes hertzianos não é a mesma para os sistemas por satélite ou para outros sistemas de radiocomunicações, pelo que resultarão diferentes escolhas de modulações.

Modulação em feixes digitais

Caracterização da modulação



Modelo de desmodulação coerente num espaço de sinal unidimensional



Modelo de desmodulação coerente num espaço de sinal de duas dimensões

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Dado que não existe normalmente uma componente espectral à frequência da portadora, esta pode ser obtida por filtragem, fazendo passar previamente o sinal por um dispositivo não linear.

No entanto, uma vez obtido a referência da portadora, subsiste o bem conhecido problema da ambiguidade de fase - a portadora recuperada poderá assumir uma de duas polaridades em cada uma das dimensões, resultando duas possibilidades ambíguas num espaço de sinal unidimensional e quatro possibilidades ambíguas num espaço de sinal de duas dimensões. Este problema poderá ser ultrapassado de dois modos:

- transmitindo no sinal digital um padrão de sincronização definido, e identificando a sua receção, testando as combinações de fase possíveis - esta opção tem a desvantagem de impor restrições ao sinal digital, o que significa que a ligação não é transparente aos dados; apesar disso, esta opção é muito utilizada em sistemas por satélite;
- efetuando a codificação diferencial dos dados - a desvantagem desta opção é exibir um efeito multiplicativo de erros, isto é, um erro num símbolo recebido provoca uma erro nos bits associados a esse símbolo e ao símbolo seguinte.

A decisão implica o conhecimento da temporização de símbolo, que pode ser obtida de duas formas:

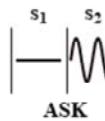
- diretamente a partir da frequência da portadora, se o relógio de símbolos for síncrono com o da portadora;
- utilizando as transições do sinal em banda base, como se não existisse modulação.

No último caso, torna-se imprescindível utilizar baralhadores (*scramblers*) na codificação do sinal, de forma a assegurar um número adequado de transições no sinal em banda base. Além disso, os baralhadores removem eventuais comportamentos periódicos do sinal em banda base, que criariam riscas espectrais no sinal modulado e, consequentemente, interferências perturbadoras sobre outros sinais. Naturalmente que a utilização de baralhadores do lado da emissão requer a operação inversa do lado da receção.

Modulação em feixes digitais

Caracterização da modulação

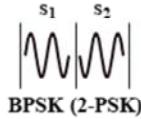
- Modulações binárias < 1 símbolo = 1 bit



$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

(deteção coerente)

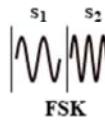
Não otimizada em potência
Risca espectral à frequência f_c



$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

(deteção coerente)

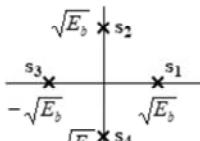
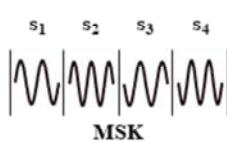
Máxima eficiência de potência
(máxima distância entre símbolos)



$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

(deteção coerente)

Menor eficiência de potência (perda de 3 dB)
Riscas espectrais às frequências f_1 e f_2



$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

(deteção coerente)

Máxima eficiência de potência



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A presença de riscas espectrais e menor eficiência de potência excluem as modulações ASK e FSK do leque de opções dos feixes hertzianos.

A modulação MSK utiliza duas frequências como o FSK: a designação MSK (*Minimum Shift Keying*) traduz o facto de ser mínimo o espaçamento de frequência entre essas duas frequências, de forma a garantir a sua ortogonalidade

$$f_H - f_L = f_b / 2 = 1 / (2 T_b)$$

A modulação MSK mantém a continuidade de fase limitando a utilização dos símbolos: para um dado símbolo recebido, o símbolo seguinte só tem 2 possibilidades.

A codificação que garante a máxima eficiência de potência é de tipo diferencial. Designando por b_n a sequência de bits, pode utilizar-se a seguinte tabela de codificação:

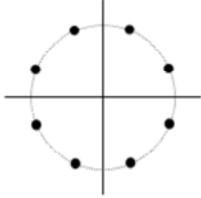
símbolo anterior	símbolo seguinte	
	$b_n = 0$	$b_n = 1$
s_1	s_1	s_2
s_2	s_3	s_4
s_3	s_3	s_4
s_4	s_1	s_2

Modulação em feixes digitais

Caracterização da modulação

- Modulações de M estados 1 símbolo = $\log_2 M$ bit

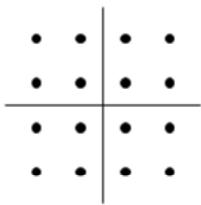
$$E_b = E_s / \log_2 M \quad P_b = P_s / \log_2 M \quad (\text{códigos de Gray})$$



M-PSK (ex: M=8)

$$P_s \cong 2Q\left(\sqrt{2} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)$$

$$P_b \cong \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2 \log_2 M} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$



M-QAM (ex: M=16)

$$P_s \cong 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{(M-1)}} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)$$

$$P_b \cong \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{(M-1)}} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Notas

Eficiência de potência diminui com o aumento de M

M-PSK menos eficiente do que M-QAM

M=4 - QPSK

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

eficiência idêntica a BPSK
distância diminui - perda de 3 dB
 $E_b = E_s / 2$ - ganho de 3 dB

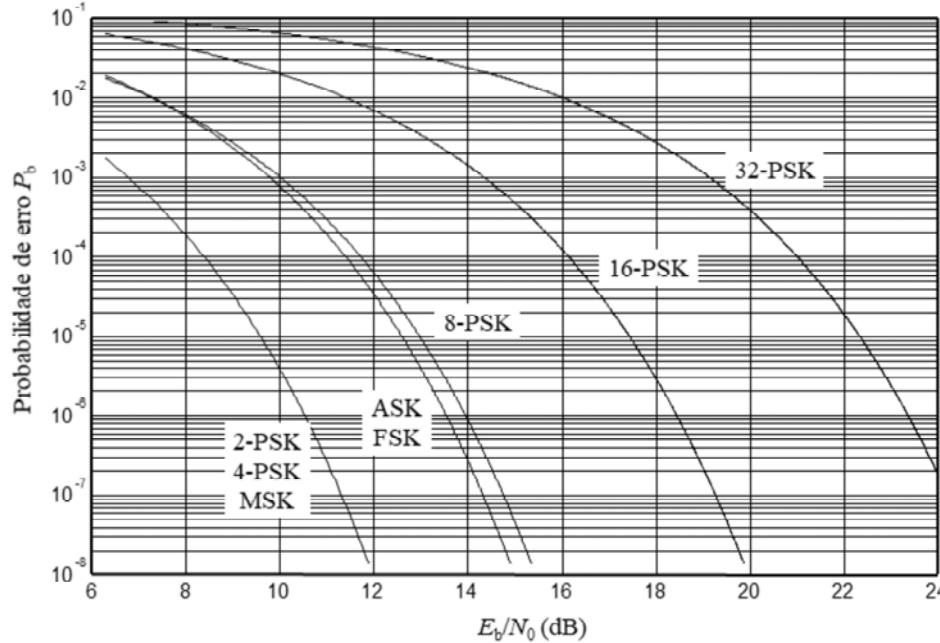
Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Nos feixes hertzianos, a maior eficiência de potência da modulação M-QAM é o fator determinante para a sua escolha face à modulação M-PSK, já que têm eficiências espetrais equivalentes.

A modulação M-FSK é muito eficiente para um número elevado de estados, mas a tal desempenho está associada uma baixa eficiência espectral, o que retira esta modulação do leque de opções para feixes hertzianos.

Caracterização da modulação



Probabilidades de erro em modulações digitais

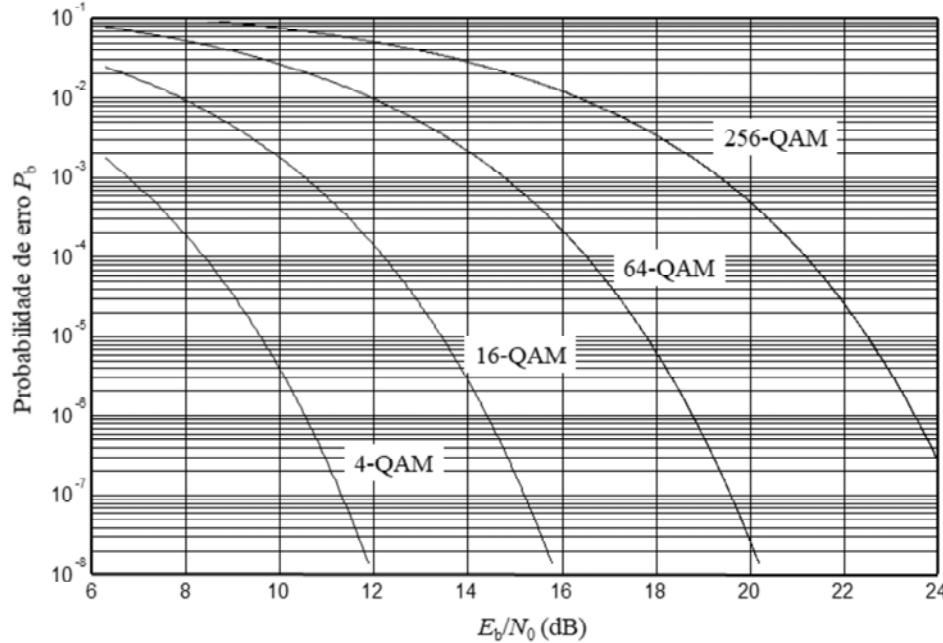
Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Como se viu anteriormente e se pode verificar na figura, as modulações 2-PSK e 4-PSK têm a mesma eficiência de potência, exigindo a segunda metade da largura de banda. É, por isso, preferida na maioria dos casos.

Note-se que as designações 4-PSK, 4-QAM e QPSK se referem à mesma modulação.

Caracterização da modulação



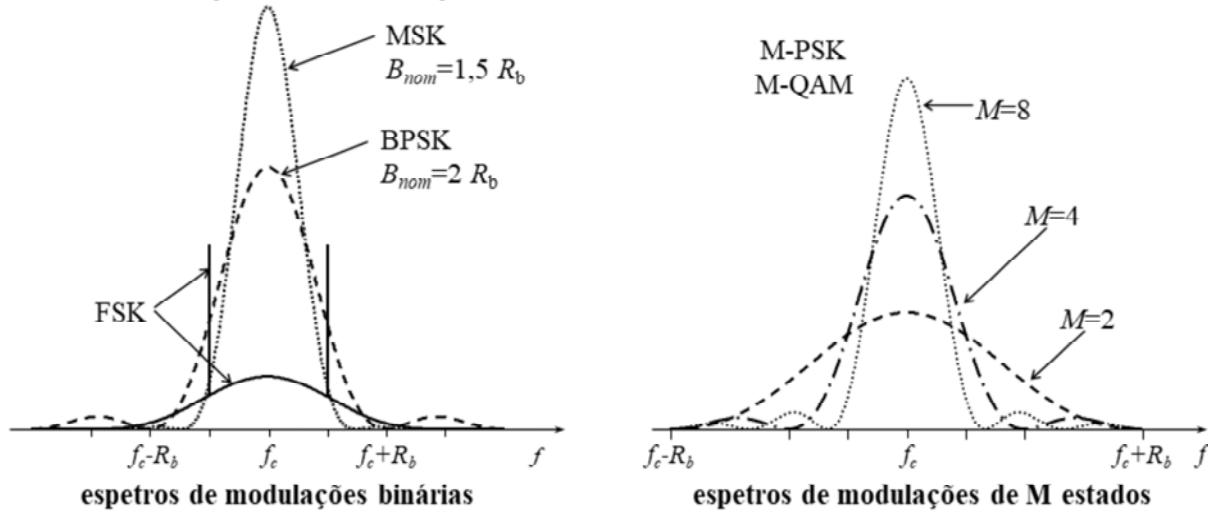
Probabilidades de erro em modulações digitais

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A comparação entre esta figura e a anterior demonstra o superior desempenho da modulação M-QAM face à M-PSK.

Caracterização da modulação



Modulações M-PSK / M-QAM		Nominal	Ótima
	Largura de banda	$B_{nom} = 2R_b / \log_2 M$	$B_{min} = R_b / \log_2 M$
	Eficiência espectral	$\rho_{nom} = R_b / B_{nom} = (\log_2 M) / 2$	$\rho_{max} = R_b / B_{min} = \log_2 M$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A largura de banda nominal define-se como a distância “nulo-a-nulo” no espetro de potência, quando os impulsos têm forma retangular, sendo um parâmetro muito comum para comparar modulações. A correspondente eficiência espectral diz-se igualmente nominal.

Note-se que a modulação MSK tem uma banda nominal entre o BPSK e o QPSK, tendo muito menor potência fora da banda do que a própria modulação QPSK (é mais compacta).

Se os impulsos tiverem a forma de seno cardinal, teremos a situação ótima, que corresponde a largura de banda mínima (Nyquist) e eficiência espectral máxima (além de não introduzirem interferência intersimbólica). Contudo, estes impulsos não são realizáveis na prática, uma vez que são não causais.

Uma alternativa são os impulsos em forma de cosseno elevado, que podem ser aproximados por impulsos causais, conduzindo a uma largura de banda e eficiência intermédias entre as duas situações anteriores (nominal e ótima). Neste caso

Largura de banda
$$B = \frac{R_b(1+\alpha)}{\log_2 M}$$

Eficiência espectral
$$\rho = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{1+\alpha}$$

em que α é o parâmetro gerador da família de impulsos em cosseno elevado ($\alpha=0$ corresponde ao caso particular do impulso em seno cardinal). O fator α traduz, assim, o acréscimo de banda do filtro de Nyquist, estando normalmente compreendido entre 0,1 e 0,5.

Caracterização da modulação

- Comparação de parâmetros de desempenho

Modulação	Eficiência de potência E_b / N_0 (dB) $P_b = 10^{-6}$	Eficiência espectral nominal (1) $\rho_{nom} = R_b / B_{nom}$	Eficiência espectral máxima (2) $\rho_{max} = R_b / B_{min}$
BPSK (2-PSK)	10,6	0,5	1
QPSK (4-PSK)	10,6	1	2
8-PSK	14,0	1,5	3
16-PSK	18,3	2	4
16-QAM	14,5	2	4
32-QAM	17,4	2,5	5
64-QAM	18,8	3	6

(1) - largura de banda “nulo-a-nulo” (lobo principal do sinal retangular não filtrado)

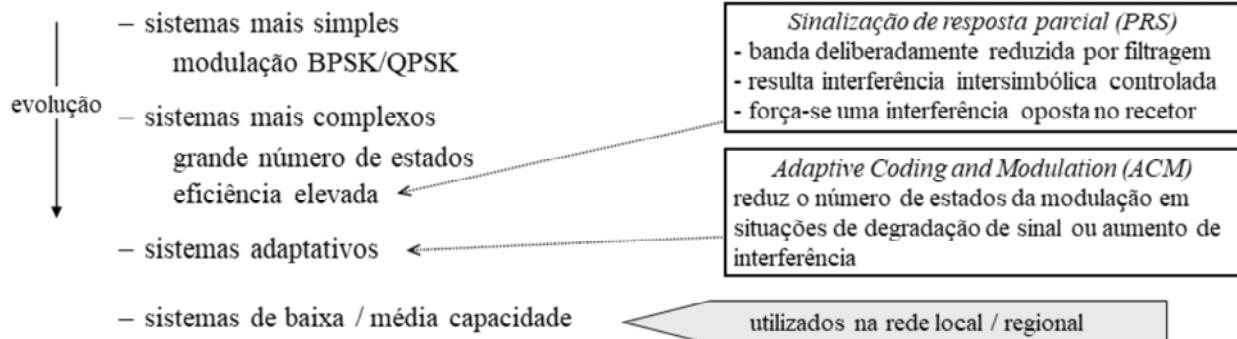
(2) - largura de banda de Nyquist (sinal seno cardinal sem interferência intersimbólica)

A tabela especifica numericamente os parâmetros de desempenho de algumas modulações M-PSK e M-QAM, exemplificando os comentários de eficiência de potência e eficiência espectral anteriormente apresentados (valores nominal e máximo).

Modulação em feixes digitais

Caracterização da modulação

• Sistemas correntes



Modulação	Sistema e respetiva largura de banda (MHz)						Eficiência	Eficiência máxima
	2 Mbit/s	2 x 2 Mbit/s	8 Mbit/s	2 x 8 Mbit/s	34 Mbit/s	2 x 34 Mbit/s		
BPSK	3,5	7	14	28	56		≈ 0,6	1
QPSK	1,75	3,5	7	14	28	56	≈ 1,2	2
16-QAM		1,75	3,5	7	14	28	≈ 2,4	4

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

As recomendações dos organismos internacionais, nomeadamente a UIT e o ETSI, especificam uma grande variedade de sistemas de pequena, média e alta capacidade, a que correspondem canais com larguras de banda muito diversificada, desde 1,75 a 220 MHz.

Os sistemas de baixa / média capacidade foram os primeiros a ser utilizados, continuando a ter um papel importante pela sua simplicidade, nos casos em que o espetro não se encontra saturado.

Modulação em feixes digitais

Caracterização da modulação

- Sistemas correntes

- sistemas de alta capacidade

Modulação	Sistema	B (MHz)	Eficiência	Eficiência máxima
16-QAM	140 Mbit/s	40	3,5	4
	155 Mbit/s	55	2,8	
64-QAM	140 Mbit/s	30	4,7	6
		40	3,5	
	155 Mbit/s		3,9	
128-QAM	140 Mbit/s	30	4,7	7
	155 Mbit/s		5,2	
256-QAM	2 x 140 Mbit/s	40	7,0	8
512-QAM	2 x 155 Mbit/s	40	7,8	9

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Os sistemas de alta capacidade, mais recentes, permitem o transporte de sinais E4 da hierarquia PDH e sinais STM-1 da hierarquia SDH, utilizando normalmente canais com cerca de 30 ou 40 MHz de largura de banda.

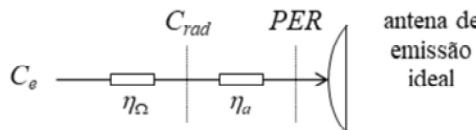
A tendência atual de desenvolvimento continua a ser a procura de sistemas de maior capacidade que rentabilizem o escasso recurso que é o espaço eletromagnético do espaço livre.

Balanço de potência

Radiação da antena

• Eficiência da antena

Análise de potências



C_e - potência transmitida

potência entregue pelo emissor à antena

C_{rad} - potência total radiada

potência radiada pelo alimentador da antena

PER - potência efetiva radiada

potência radiada pelo refletor parabólico

Modelo de radiação de uma antena de abertura

Parâmetros de eficiência

$$\text{Eficiência óhmica} \quad \eta_\Omega = C_{rad} / C_e$$

$$\text{Eficiência de abertura} \quad \eta_a = \text{PER} / C_{rad}$$

$$\boxed{\eta = \eta_\Omega \eta_a}$$

$$\text{Eficiência total} \quad \eta = \text{PER} / C_e$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A eficiência óhmica da antena incorpora a totalidade das perdas óhmicas que ocorrem nos vários elementos da antena.

A eficiência de abertura resulta de fatores como:

- deficiente iluminação do parabólico pelo alimentador;
- perturbações da presença física do alimentador e suportes;
- irregularidades da superfície do parabólico.

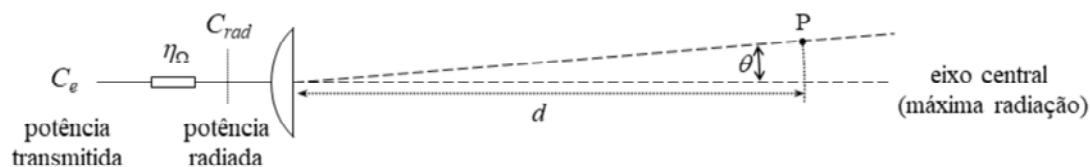
Os valores para a eficiência total situam-se tipicamente entre cerca de 0,5 e 0,8 para paraboloides utilizados em aplicações de micro-ondas.

Este modelo simples que contempla as perdas óhmicas e as perdas de abertura é suficiente para utilização na área de engenharia de sistemas de comunicação.

Balanço de potência

Radiação da antena

- Ganho da antena



Geometria de um sistema de antena

Densidade de fluxo de potência isotrópica produzida por uma antena ideal à distância d

$$W_i(d) = \frac{I_i}{d^2} = \frac{C_{rad}}{4\pi d^2} \quad (\text{Wm}^{-2}) \quad I_i - \text{intensidade de radiação isotrópica ideal}$$

Densidade de fluxo de potência produzida pela antena real na direção θ à distância d (ponto P)

$$W(\theta, d) = \frac{I(\theta)}{d^2} \quad (\text{Wm}^{-2}) \quad I(\theta) - \text{intensidade de radiação na direção } \theta$$

$$\text{Ganho diretivo da antena na direção } \theta = G_d(\theta) = \frac{W(\theta, d)}{W_i(d)} = \frac{I(\theta)}{I_i} = \frac{4\pi I(\theta)}{C_{rad}}$$

$$\text{Ganho de potência da antena na direção } \theta = G(\theta) = \frac{4\pi I(\theta)}{C_e} = \eta_\Omega G_d(\theta)$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O ganho diretivo de uma antena numa dada direção exprime a relação entre a densidade de fluxo de potência criada pela antena e o valor equivalente correspondente à antena isotrópica, quando ambas irradiam a mesma potência total. Ou seja, em linguagem corrente, traduz a capacidade de radiação da antena numa certa direção, relativamente à antena ideal que irradia igualmente em todas as direções.

Define-se ainda outro parâmetro de ganho, o chamado ganho de potência, em que a razão entre as densidades de potência criadas pela antena real e pela antena ideal é determinada quando ambas são alimentadas pela mesma potência. O ganho de potência e o ganho diretivo são portanto idênticos, exceto no facto de o primeiro ter em consideração as perdas óhmicas na antena em causa (a antena isotrópica assume-se sem perdas). O ganho de potência é assim menor do que o ganho diretivo, podendo ser considerado idêntico no caso de as perdas óhmicas serem desprezáveis.

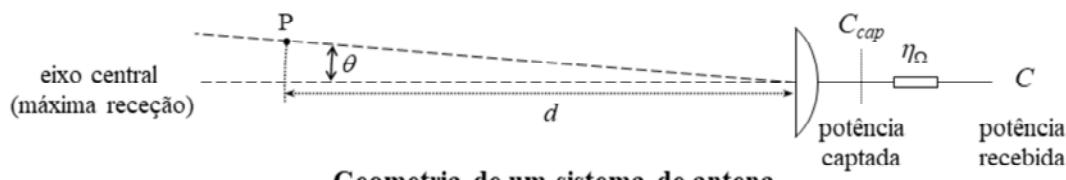
Quer o ganho diretivo quer o de potência, assim definidos, designam-se ainda de absolutos ou isotrópicos, por usarem uma antena de referência com a propriedade muito conveniente de ser isotrópica, como tal permitindo cálculos de potência muito simples e intuitivos.

No entanto, uma antena isotrópica não existe na prática, pelo que, quando se pretende especificar com maior realismo as características diretivas de uma antena, é frequente tomar como referência a antena física mais simples, que é o dipolo de meio comprimento de onda. Como esta antena de referência tem, ela própria, um ganho absoluto de 1,64 (2,15 dB), para uma dada antena o ganho absoluto é 1,64 vezes o ganho relativo ao dipolo de referência de meio comprimento de onda.

Balanço de potência

Radiação da antena

- Ganho da antena



Geometria de um sistema de antena

Ganho diretivo máximo da antena $G_{d|_{max}} = G_d(\theta)_{\theta=0} = 4\pi A_{eq}/\lambda^2$ C_{cap} - potência captada pela antena

Área equivalente de receção $A_{eq} = \frac{C_{cap}}{W} = \eta_a A \quad (\text{m}^2)$ W - densidade de fluxo potência na receção

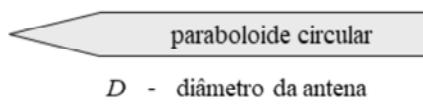
Ganho de potência máximo da antena $G_{max} = G(\theta)_{\theta=0} = 4\pi\eta A/\lambda^2$ η_a - eficiência de abertura

η - eficiência total

A - área física da antena

Largura do feixe a -3 dB (radianos) $\phi \equiv 1,2\lambda/D$

Ganho de potência máximo da antena $G_{max} \equiv 14,2 \eta / \phi^2$



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O ganho diretivo máximo de uma antena pode exprimir-se em função da área equivalente de receção, a qual, no caso de antenas de abertura, depende diretamente das dimensões físicas da antena e da eficiência de abertura. Embora esta formulação corresponda à situação de receção, é igualmente aplicável à emissão, tendo em conta o princípio da reciprocidade das antenas.

O ganho de potência máximo depende, por sua vez, das dimensões físicas da antena e da eficiência total. É esta grandeza a que, de um modo geral, chamamos simplesmente ganho da antena, quando não se indica o ângulo ou se refere explicitamente o ganho diretivo.

Além do ganho máximo, a forma como uma antena radia energia eletromagnética pode ainda ser caracterizada pela largura do feixe a -3 dB, isto é, o ângulo entre as direções cujo ganho da antena está 3 dB abaixo do ganho máximo. Naturalmente que, quanto maior for a largura do feixe, menor será o ganho.

Pode mostrar-se que, no caso de um paraboloide circular, se obtém uma relação simples entre o ganho G_{max} e a largura do feixe ϕ , acima indicada.

Radiação da antena

- Radiação copolar e contrapolar

Caracterização da radiação das antenas

- diagrama de radiação na polarização nominal (copolar)
- diagrama de radiação na polarização ortogonal à nominal (contrapolar)

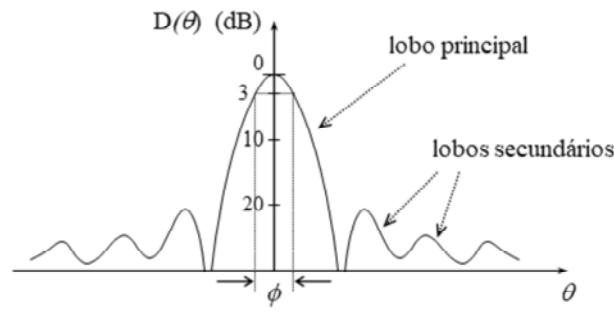


Diagrama de radiação copolar

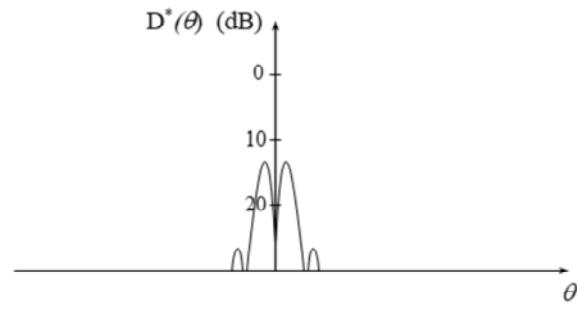


Diagrama de radiação contrapolar

Desacoplamento copolar

$$D(\theta) = \frac{I(0)}{I(\theta)} = \frac{G_{\max}}{G(\theta)}$$

Desacoplamento contrapolar

$$D^*(\theta) = \frac{I^*(0)}{I^*(\theta)} = \frac{G_{\max}}{G^*(\theta)}$$

$I^*(\theta)$ - intensidade de radiação na direção θ na polarização ortogonal
 $G^*(\theta)$ - ganho contrapolar

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O diagrama de radiação de uma antena pode exprimir-se através do desacoplamento, que é uma grandeza derivada do ganho muito utilizada na prática, uma vez que, em conjunto com o ganho máximo, pode ser utilizada diretamente nos cálculos do balanço de potência e de ruídos de interferência.

Como o espetro é normalmente explorado (e rentabilizado) utilizando polarizações ortogonais vertical/horizontal (V/H) ou circular esquerda/direita (CE/CD), é necessário caracterizar as antenas em termos dos diagramas completos de radiação copolar e contrapolar, isto é, através do ganho copolar (atrás introduzido) e do ganho contrapolar, ou dos respetivos desacoplamentos.

Radiação da antena

- Radiação copolar e contrapolar

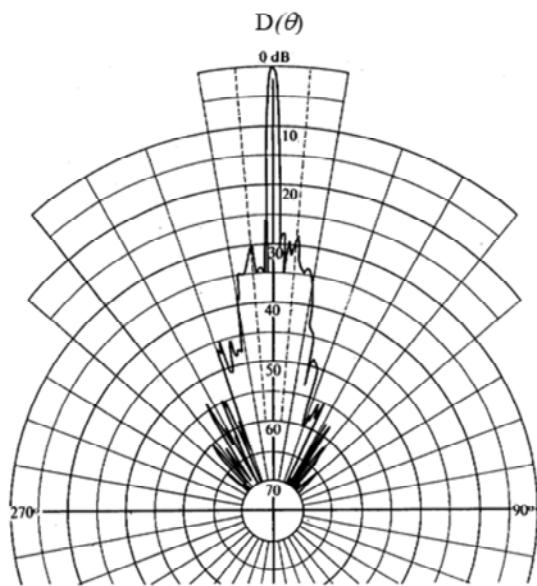


Diagrama de radiação copolar

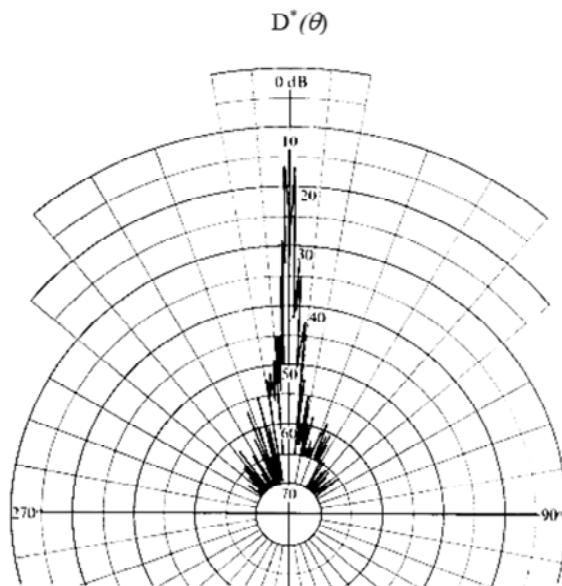


Diagrama de radiação contrapolar

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

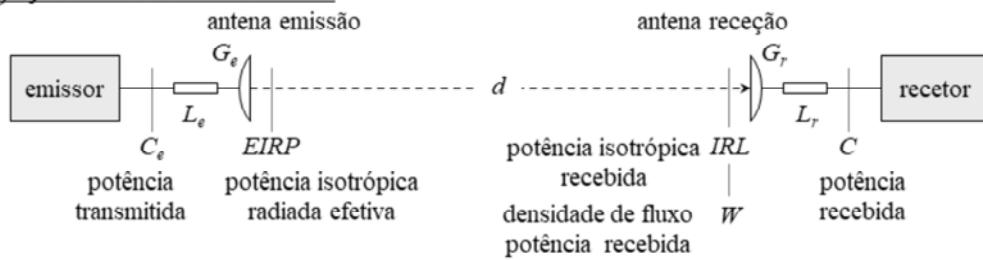
Sistemas por Feixe Hertziano

A figura exibe os diagramas de radiação copolar e contrapolar, agora numa representação polar cobrindo uma volta completa, o que tem particular interesse para avaliar o nível de interferências entre sistemas fisicamente próximos, mas operando sobre direções completamente distintas.

Balanço de potência

Ligaçāo em espaço livre

- Ligaçāo em linha de vista



Ligaçāo em linha de vista em espaço livre

Potência isotrópica radiada efetiva

$$EIRP = C_e + L_e + G_e \quad (\text{dBW})$$

Perdas no espaço livre

$$L_{fi} = 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} \quad (\text{dB})$$

Potência isotrópica no recetor

$$IRL = EIRP + L_{fi} \quad (\text{dBW})$$

Densidade de fluxo de potência no recetor

$$W = EIRP - 10 \log_{10}(4\pi d^2) \quad (\text{dBW/m}^2)$$

Potência recebida

$$C = EIRP + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} + G_r + L_r = W + 10 \log_{10} \frac{\lambda^2}{4\pi} + G_r + L_r \quad (\text{dBW})$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A potência isotrópica radiada efetiva ou equivalente (EIRP / PIRE) é um parâmetro que caracteriza, por si só e de forma simples, a capacidade de radiação de um sistema de emissão.

Se, em vez do ganho absoluto da antena, for usado o ganho relativo ao dipolo de referência de meio comprimento de onda, obtém-se a potência efetiva radiada (ERP), designada em português de potência aparente radiada (PAR). A diferença entre ambas é o ganho do dipolo de referência de meio comprimento de onda, ou seja,

$$ERP = EIRP - 2,15 \quad (\text{dBW})$$

A potência isotrópica no recetor representa o nível de potência de sinal no ponto de receção: exprime a potência que seria recebida por uma antena ideal isotrópica. Em alternativa, poderá ser utilizada a densidade de fluxo de potência no mesmo ponto.

Note-se que, entre as antenas e os equipamentos de emissão e receção, existem ligações que introduzem perdas adicionais, indicadas por L_e e L_r , as quais deverão ser consideradas no balanço de potência.

Refira-se que a equação da potência recebida, sem considerar as perdas adicionais, isto é,

$$C = C_e + G_e + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} + G_r \quad (\text{dBW})$$

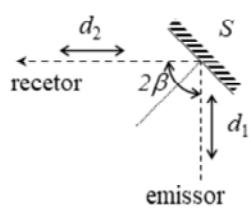
é a bem conhecida fórmula de Friis, na sua versão logarítmica. Esta equação só é válida se as antenas estiverem suficientemente afastadas, sendo habitual tomar como distância mínima de validade d_{min} a zona distante da antena de maiores dimensões. No caso de um paraboloide circular de diâmetro D , d_{min} é dado por

$$d_{min} = \frac{2D^2}{\lambda}$$

Balanço de potência

Ligaçāo em espaço livre

- Ligaçāo com repetidor passivo



Geometria de um repetidor passivo

$$\text{Área equivalente do repetidor } A_{eq} = \eta S \cos \beta \quad (\text{m}^2)$$

$$\text{Ganho do repetidor } G_S = 4\pi \eta S \cos \beta / \lambda^2$$

$$\text{Potēncia refletida pelo repetidor } C_S = C_e + L_e + G_e + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_1} + G_r \quad (\text{dBW})$$

$$\text{Potēncia recebida no recetor } C = C_s + G_s + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_2} + G_r + L_r \quad (\text{dBW})$$

$$C = C_e + L_e + G_e + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi(d_1 + d_2)} + G_r + L_r + 20 \log_{10} \underbrace{\frac{\eta S \cos \beta (d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}_{\text{perdas por introdução do repetidor passivo}} \quad (\text{dBW})$$

- perdas no passivo aumentam proporcionalmente com λ^2
- perdas no passivo máximas quando $d_1=d_2$

repetidor na proximidade
do emissor ou recetor

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Uma das aplicações mais comuns dos repetidores passivos é a sua colocação em elevações próximas das estações terminais, quando, por conveniência operacional, estas se situam em locais sem visibilidade direta.

Balanço de potência

Ligaçāo com obstrução

• Análise de obstrução

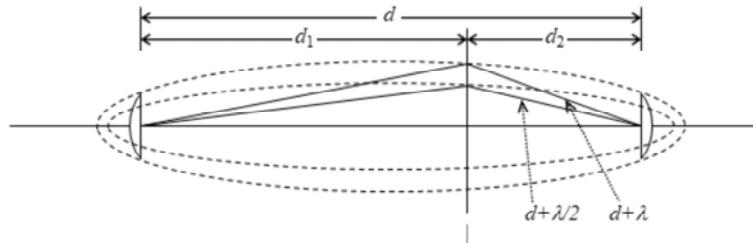
Definição dos elipsoides de Fresnel

– lugar geométrico de pontos que conduzem a comprimentos L_n do tipo

$$L_n = d + n \frac{\lambda}{2}$$

– num ponto intermédio, o raio da secção dos elipsoides é dado por

$$r_n \approx \sqrt{n\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$



Elipsoides de Fresnel

Critério de obstrução

o feixe considera-se obstruído se existirem obstáculos no 1º elipsoide de Fresnel

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Para verificar se há ou não obstrução em qualquer ponto do trajeto, a equação que exprime o raio da secção do 1º elipsoide de Fresnel ($n=1$) pode então ser usada. Deve, contudo, notar-se que a referida equação não é válida nas proximidades das antenas emissora e receptora, isto é, exige-se, de um modo geral, $d_1 \gg r_n$ e $d_2 \gg r_n$.

Embora o ideal seria impor a desobstrução total do 1º elipsoide de Fresnel, em certas condições adversas de propagação, que analisaremos adiante, poderá admitir-se uma certa probabilidade de a desobstrução ser apenas parcial.

Balanço de potência

Ligaçāo com obstruāo

• Difraāo

ocorre se houver obstruāo parcial do percurso entre o emissor e o recetor

Causas da difraāo

- ocorrēcia de obstáculos
- curvatura da Terra

provocam desvanecimentos

Cálculo teórico do desvanecimento em situações tipo

- obstáculos em lâmina
- obstáculos arredondados
- Terra esférica perfeita

desvanecimentos crescentes

Cálculo aproximado do desvanecimento

- valor intermédio entre a obstruāo mínima de um obstáculo em lâmina e a obstruāo máxima da Terra esférica perfeita

$$A_d = 20 \frac{h}{r_1} + 10 \quad (\text{dB})$$

r_1 - raio da secção do 1º elipsoide de Fresnel
 h - altura da parte mais significativa do obstáculo acima do raio direto entre antenas terminais

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Existindo obstruāo no trajeto, a transposição dos obstáculos ou o contornar da superfície da Terra pode fazer-se por um mecanismo de propagação designado de difraāo.

Pode ser feita uma análise teórica do desvanecimento em certas situações ideais, nomeadamente (ver [Salema, 1998]):

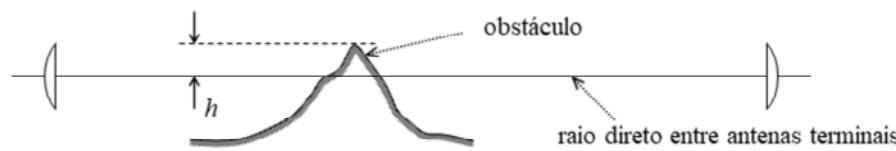
- obstáculo em lâmina isolado;
- obstáculo em lâmina de comprimento finito;
- obstáculo arredondado;
- obstáculos múltiplos em lâmina;
- obstáculos múltiplos arredondados;
- Terra esférica perfeita.

Os resultados destas análises devem ser utilizados com precaução, uma vez que a sua validade está fortemente dependente do grau de aproximação entre o obstáculo real e o modelo utilizado. Devido a esta incerteza, é frequente utilizar-se a relação semi-empírica acima indicada, que dá valores intermédios entre os valores dos modelos ideais. Esta expressão é aplicável apenas para valores de A_d superiores a 6 dB ($h/r_1 > -0,2$).

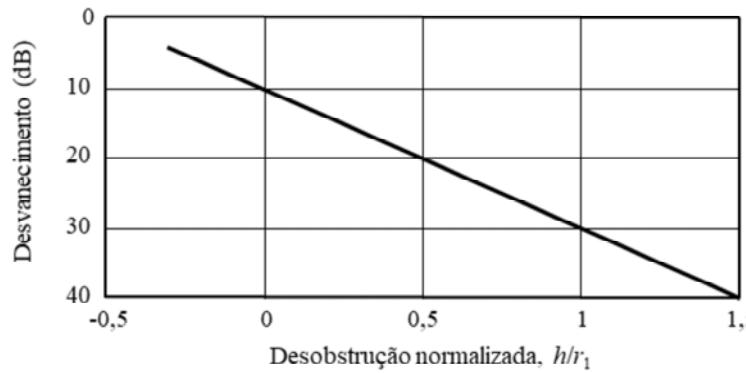
Balanço de potência

Ligaçāo com obstrução

- Difração



Geometria do feixe para o cálculo do desvanecimento por difração



Desvanecimento por difração em relação ao espaço livre

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A figura acima e o gráfico ilustram, respetivamente, a geometria aplicável e a relação semi-empírica entre o desvanecimento e a desobstrução normalizada.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

• Tipos de desvanecimentos

Desvanecimentos quase constantes

- absorção pelos gases atmosféricos ← incorporados no balanço de potência

Desvanecimentos esporádicos mais ou menos lentos

- obstrução no percurso por sub-refração ← exige uma boa desobstrução do percurso
- variações do ângulo de chegada por refração ← crítico para antenas de pequena largura de feixe
- multipercursos devidos a
reflexão na superfície terrestre
refração em camadas da troposfera ← efeitos muito significativos que causam frequentemente perdas de ligação
- atenuação pela precipitação

Desvanecimentos esporádicos rápidos ←

- multipercursos devidos a não homogeneidades do índice de refração
- cintilações por efeitos de turbulências na atmosfera, que provocam dispersão

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A camada baixa da atmosfera - a troposfera - é um meio com características muito variáveis no tempo, podendo afetar as radiocomunicações de forma muito significativa.

De facto, nas ligações por feixe hertziano o sinal recebido apresenta flutuações, por vezes de grande amplitude, acima e abaixo do seu valor mediano. Este fenómeno é vulgarmente designado de desvanecimento (*fading*), e afeta de forma significativa a qualidade de serviço, sendo por isso necessário conhecer os principais tipos de desvanecimento e as suas características.

Analisaremos ainda algumas medidas de proteção, com o objetivo de manter os desvanecimentos dentro de limites aceitáveis. Distinguiremos medidas específicas, aplicáveis a cada tipo de desvanecimentos, e medidas gerais, utilizadas para combater vários tipos de efeitos de propagação. Estas últimas só serão discutidas mais adiante, na secção seguinte.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

• Absorção pelos gases atmosféricos

Caracterização da absorção

- picos de absorção correspondem a efeitos de ressonância (H_2O e O_2)
- atenuação aproximadamente constante ao longo do tempo

Medidas de proteção

- determinação da atenuação específica para condições médias
temperatura
pressão atmosférica
concentração de vapor de água
- cálculo da atenuação total no percurso de comprimento d

$$A_g = \gamma_g(f)d = -L_g \quad (\text{dB})$$

- inclusão direta de um termo no balanço de potência

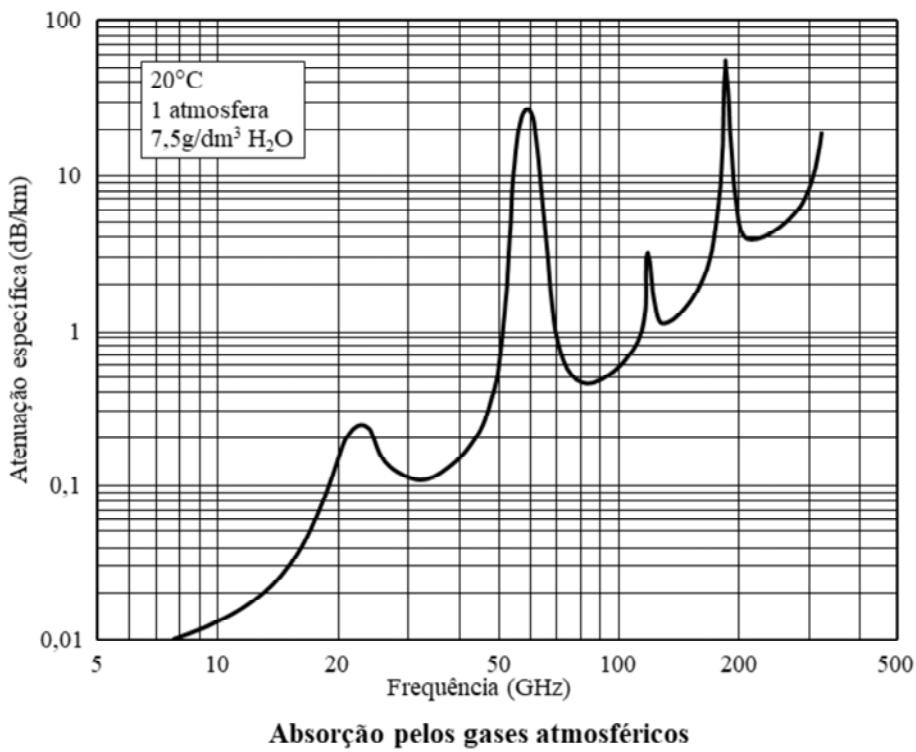
$$C = C_e + L_e + G_e + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} + L_g + G_r + L_r \quad (\text{dBW})$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A absorção pelos gases atmosféricos produz um nível de atenuação presente em todas as ligações, que pode ser estimado com o rigor suficiente para os objetivos do balanço de potência.

Balanço de potência



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

As **frequências** de ressonância dos gases atmosféricos introduzem atenuações significativas (H₂O a 22 GHz e O₂ a 60 GHz), evitando-se a sua utilização nos feixes de longa distância.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Obstrução no percurso por sub-refração troposférica

Caracterização da refração

- resulta de um gradiente do índice de refração com a altitude
- numa atmosfera normal, os raios são encurvados



Curvaturas da terra e do percurso de um raio (atmosfera normal)

r_p - raio de curvatura do raio

n - índice de refração

h - altitude

α - ângulo de incidência

$$\frac{1}{r_p} = -\frac{1}{n} \frac{dn}{dh} \cos \alpha$$

Atmosfera normal $n \approx 1$ $dn/dh \approx -40 \times 10^{-6}$

Ligaçāo de baixa elevaçāo

$\alpha \approx 0$

$$\frac{1}{r_p} \approx -\frac{dn}{dh} = 40 \times 10^{-6}$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Apesar de ser conhecido o valor do gradiente do índice de refração numa atmosfera normal, em condições reais ocorrem grandes variações que dificultam o projeto e a operação dos feixes hertzianos.

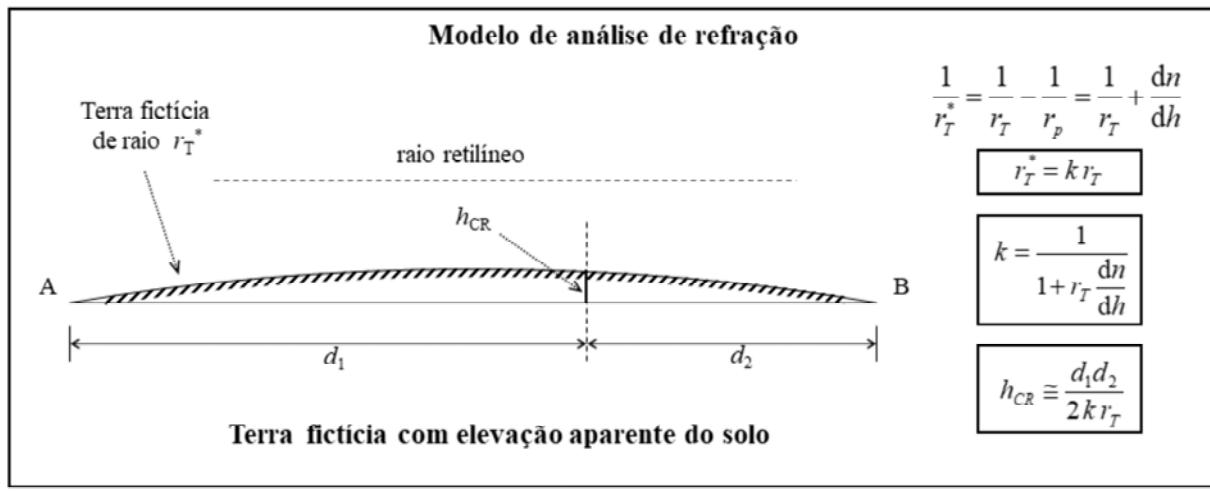
Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Obstrução no percurso por sub-refração troposférica

Modelo de análise da refração

- essencial para controlar a obstrução no percurso
- baseado em raios retilíneos e Terra fictícia com curvatura corrigida pela refração



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

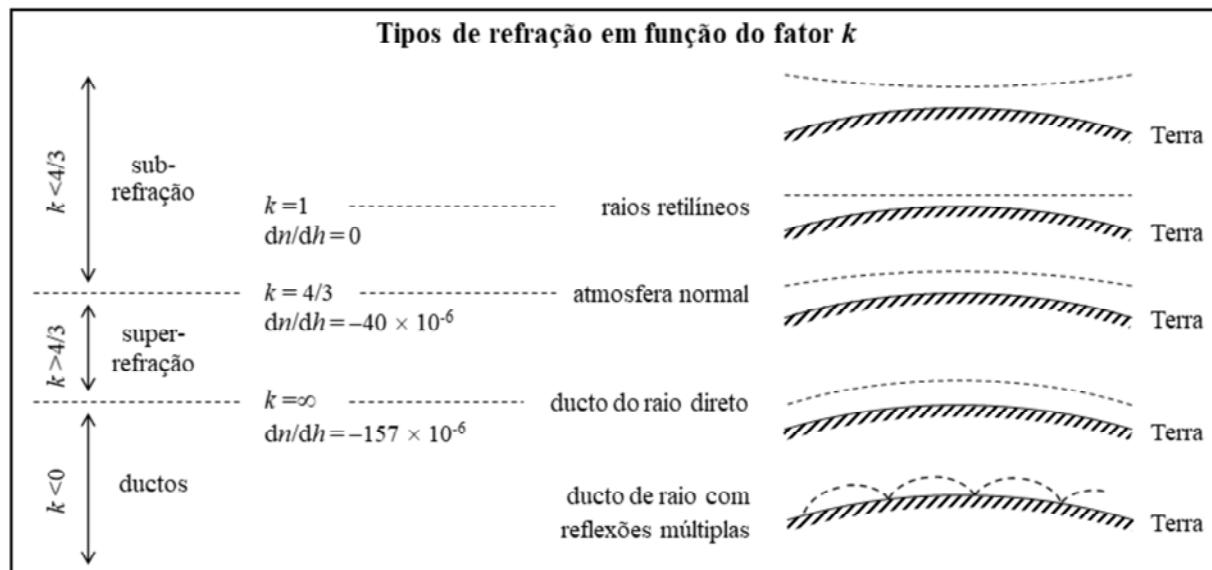
Este modelo consiste em partir de uma Terra plana e calcular a elevação aparente ao longo do percurso quando se passa para a Terra fictícia de raio r_T^* . Isto é, o perfil do terreno é representado inicialmente ao longo de uma Terra plana e calcula-se a nova altitude em condições reais de propagação, que incluem a curvatura real da Terra e o efeito da refração.

No caso da atmosfera normal, o modelo de raio retilíneo pode ser aplicado na prática recorrendo a gráficos em papel em que a curvatura da Terra (fictícia) está representada com 4/3 do seu valor real. O inconveniente deste processo é não permitir analisar facilmente cenários com vários gradientes do índice de refração, uma vez que seria necessário alterar a curvatura da Terra fictícia.

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Obstrução no percurso por sub-refração troposférica

Tipos de refração



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

No modelo de análise anterior, as situações de sub-refração com $k < 1$ traduzem-se numa elevação aparente dos obstáculos, que se adiciona à elevação resultante da curvatura da Terra.

Estas situações de sub-refração excessiva, embora menos frequentes, são as que causam potencialmente maiores danos, na medida em que se dá um encurvamento que aproxima os raios dos obstáculos terrestres. Consequentemente, pode impedir a linha de vista e introduzir atenuações muito significativas associadas ao fenómeno de difração, em que os obstáculos são normalmente os pontos elevados do percurso. No limite, poderá ocorrer a perda total de sinal.

Como veremos adiante, os ductos criam condições de propagação anormalmente favorável que conduzem a outro tipo de problemas, nomeadamente interferências.

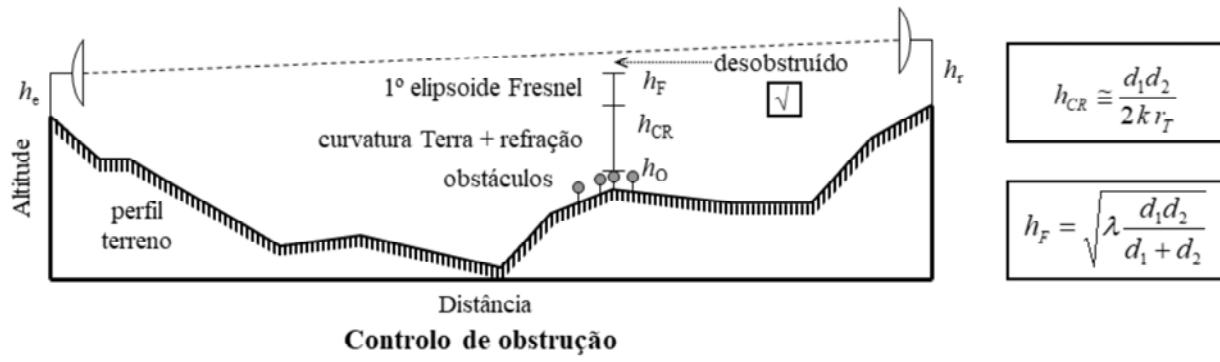
Desvanecimento por efeitos de propagação

- Obstrução no percurso por sub-refração troposférica

Medidas de proteção

- requisito de visibilidade: desobstrução do 1º elipsoide de Fresnel
desobstrução de obstáculos acima do solo
compensação da curvatura da terra e da refração
- análise de perfil de terreno
- cálculo de desobstrução em pontos notáveis

considera-se o valor de k mínimo para uma dada probabilidade de ocorrência



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Herziano

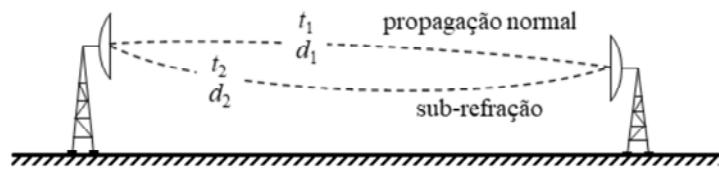
A figura representa um exemplo concreto de aplicação do modelo de refração com vista ao controlo da obstrução. O processo prático adotado consiste em representar o perfil do percurso com uma Terra retilínea e elevar apenas os pontos mais significativos do perfil, que serão os únicos preocupantes do ponto de vista de obstrução do percurso.

Note-se que, como foi referido, a elevação aparente cresce com o grau de sub-refração, isto é, com a diminuição de k , pelo que se deve considerar valores mínimos de k previsíveis no local, para uma dada probabilidade de ocorrência (é frequente utilizar valores entre 0,6 e 0,8 para uma probabilidade de 0,01%).

Por vezes, este critério de k mínimo torna-se demasiado restritivo, podendo ser relaxado exigindo, nessa situação, apenas uma desobstrução parcial do 1º elipsoide de Fresnel, numa certa percentagem que pode oscilar entre 30 e 60%.

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Variações do ângulo de chegada por refração



Variações do ângulo de chegada numa ligação

Causa das variações do ângulo de chegada

flutuações temporais do índice de refração

- antenas apontam numa única direção
- raios chegam às antenas com direções diferentes da direção de máxima receção
- problema idêntico coloca-se na emissão

Medidas de proteção

- largura do feixe das antenas não pode ser muito pequena, sobretudo no plano vertical
- consequentemente, o ganho das antenas tem um limite que não deve ser excedido

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

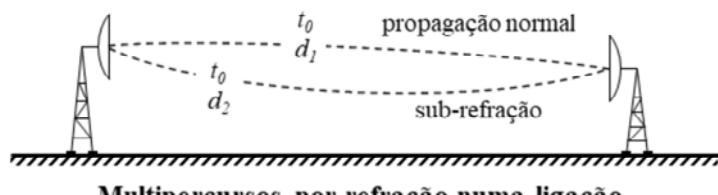
Ao receptor chega energia eletromagnética por diferentes percursos, em instantes distintos, a que correspondem variações temporais do ângulo de chegada.

Estas variações, embora normalmente muito lentas, podem atingir amplitudes de algumas décimas de grau: até $0,7^\circ$ no plano vertical e menos de $0,1^\circ$ no plano horizontal. Este valor no plano vertical seria suficiente para introduzir atenuações significativas em antenas de pequena largura de feixe (elevado ganho), que, por este facto, não deverão ser utilizadas.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Multipercursos por refração



Multipercursos por refração numa ligação

Causa dos multipercursos

- inversões ocasionais do gradiente do índice de refração
- ondas chegam ao receptor por dois ou mais percursos, em simultâneo
- resulta uma interferência que varia entre construtiva e destrutiva
- produz instabilidade de amplitude e fase que podem ter frequências elevadas

heterogeneidade espacial do índice de refração

Medidas de proteção

- inclusão de uma margem no balanço de potência
- introdução de percursos em diversidade
- aplicação de igualizadores adaptativos do canal
caso de variações rápidas, com componentes espectrais na banda do sinal

} medidas gerais

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

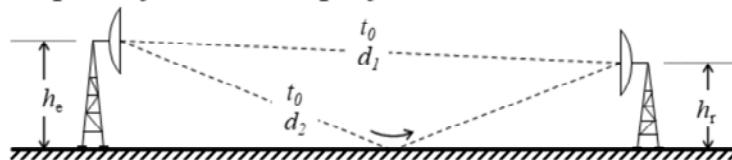
Ao receptor chega energia eletromagnética simultaneamente e por percursos distintos, com diferentes distâncias percorridas. Esta situação pode ocorrer se nas camadas mais baixas da troposfera houver uma inversão do gradiente do índice de refração que pode criar condições para o aparecimento de um percurso suplementar em situação de sub-refração. Estas condições verificam-se sobretudo em períodos sem vento, nomeadamente durante a madrugada e nas primeiras horas da manhã.

Neste caso, quando a diferença entre as distâncias percorridas for um múltiplo ímpar de meio comprimento de onda ocorrerá atenuação, cuja variabilidade resulta sobretudo das flutuações temporais da estrutura espacial do índice de refração na troposfera.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Multipercursos por reflexão na superfície terrestre



Multipercursos numa ligação com plano de Terra

Causa dos multipercursos

- reflexão no plano de terra
- interferência pode ser subtrativa

Medidas de proteção

- criação de condições de reforço do sinal com uma boa região de reflexão
 - optimização da altura das torres
 - problema: refração variável na atmosfera
- escolha de uma área de baixa reflexão
 - procura-se uma situação de má reflexão no terreno (floresta, terreno acidentado)
 - necessário localizar as estações terminais e repetidores e controlar as alturas das torres

interferência construtiva

$$h_e h_r = (n/4) \lambda d$$

$$n = 1, 3, 5, \dots$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A reflexão no plano de terra é particularmente eficiente em terreno liso ou sobre água. Noutros casos verificam-se reflexões nas camadas atmosféricas próximas do terreno, em especial quando ocorre neblina ou nevoeiro em vales húmidos.

Há um grande risco que se corre quando o sistema é projetado para otimizar a reflexão na terra através da escolha da altura das torres: caso o índice de refração da atmosfera varie, e isso é incontornável, pode passar-se para uma situação de interferência subtrativa.

A reflexão em obstáculos é um outro problema que pode afetar significativamente a propagação. Contudo, nos feixes hertzianos convenientemente projetados, este efeito não tem significado, ao contrário do que acontece, por exemplo, com os sistemas móveis.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

• Atenuação pela chuva

Causa da atenuação pela chuva

- gotas de chuva provocam absorção e dispersão
- chuva intensa introduz atenuação significativa (dependente da frequência)
- eventos ocorrem em pequenas percentagens do tempo
- tem de ser caracterizada estatisticamente

distribuições cumulativas

Medida de proteção

- inclusão de uma margem no balanço de potência

medida geral

Estimativa do efeito da atenuação pela chuva

- estimativa da precipitação pontual excedida em 0,01% do tempo
- cálculo da atenuação específica correspondente a $R_{0,01}$
- cálculo do comprimento eficaz do percurso
- cálculo da atenuação do percurso
- extração da atenuação para outras percentagens de tempo

$$\begin{aligned} R_{0,01} & \quad (\text{mm/h}) \\ \gamma_{0,01} &= \alpha(f) R_{0,01}^{\beta(f)} \quad (\text{dB/km}) \\ d_{ef} &= C(d, R_{0,01}) \quad (\text{km}) \\ A_c(0,01) &= \gamma_{0,01} d_{ef} \quad (\text{dB}) \\ A_c(P) &= f(P) A_c(0,01) \quad (\text{dB}) \end{aligned}$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Numa ligação por feixe hertziano de comprimento d a operar a uma frequência f , a atenuação provocada pela chuva A_c é calculada por

$$A_c = \int_0^l \gamma(x) dx = \int_0^l \alpha R(x)^\beta dx$$

em que γ é a atenuação específica e R é a intensidade de precipitação pontual ao longo do percurso.

Assim, para calcular a estatística de atenuação no percurso é necessário conhecer não só a distribuição estatística da intensidade de precipitação num ponto do percurso, mas também as características de distribuição espacial da chuva, incorporadas no integral.

Para ultrapassar esta dificuldade, a UIT recomenda a utilização de um método de cálculo empírico, de aplicação simples e válido para frequências até 40 GHz, distâncias até 60 km e percentagens de tempo entre 0,001 e 1%, cujos passos principais estão indicados acima.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

• Atenuação pela chuva

Intensidade de precipitação pontual

- medidas estatísticas do local nem sempre disponíveis
- valores típicos da região climática a que pertence o local

Regiões climáticas do Mundo (segundo a UIT)

Intensidade de precipitação (mm/h) excedida na percentagem de tempo indicada

% tempo	Min. p/ano	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
1,0	5260	-	1	-	3	1	2	-	-	-	2	-	4	5	12
0,3	1578	1	2	3	5	3	4	7	4	13	6	7	11	15	34
0,1	526	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
0,03	158	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105
0,01	53	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0,003	15,8	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
0,001	5,3	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

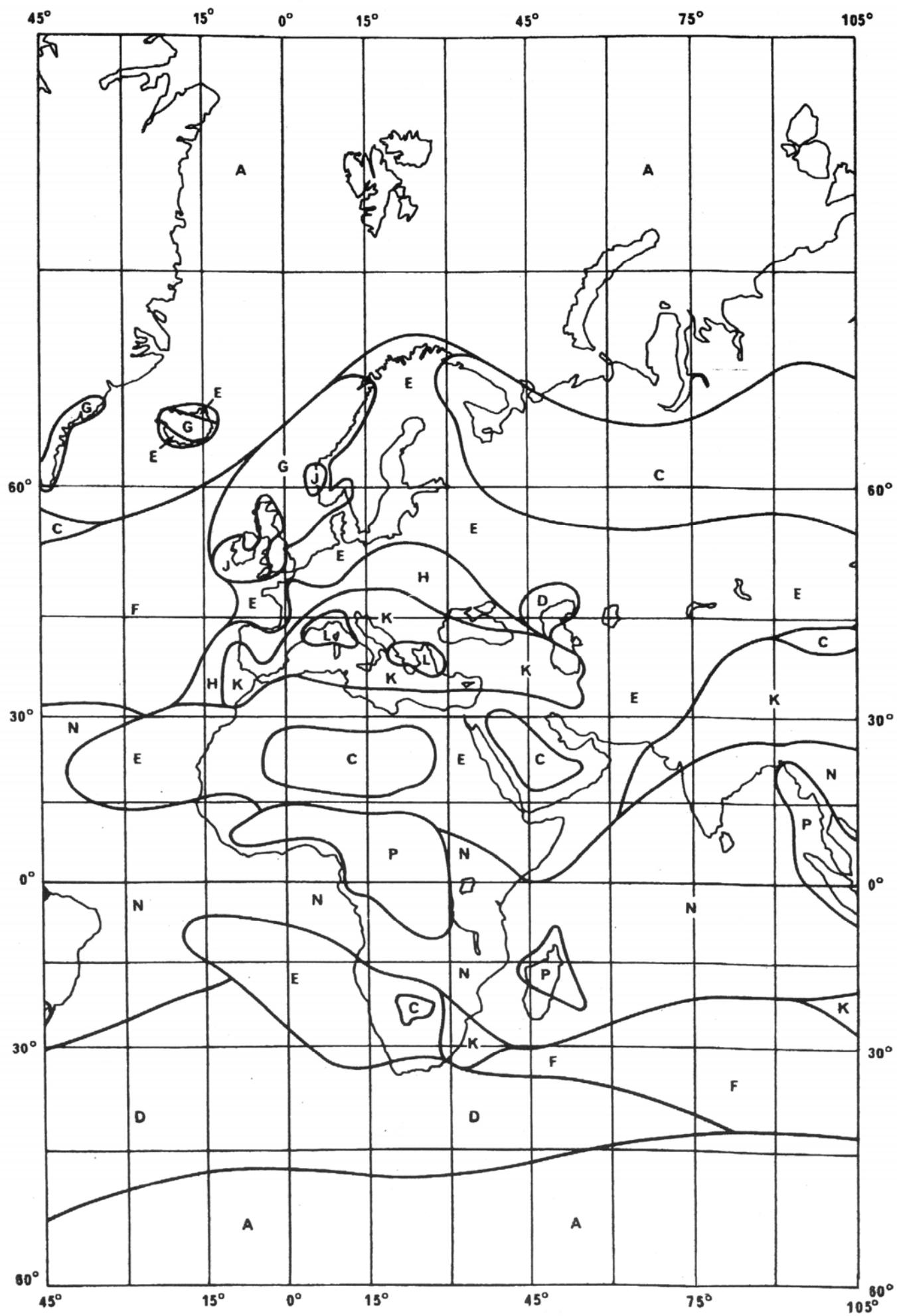
Sistemas por Feixe Hertziano

As estatísticas de medidas realizadas num local só são fiáveis se o tempo de observação for da ordem de dez anos. O facto de ser exigido um tempo de integração muito curto, tipicamente 1 minuto, agrava o problema.

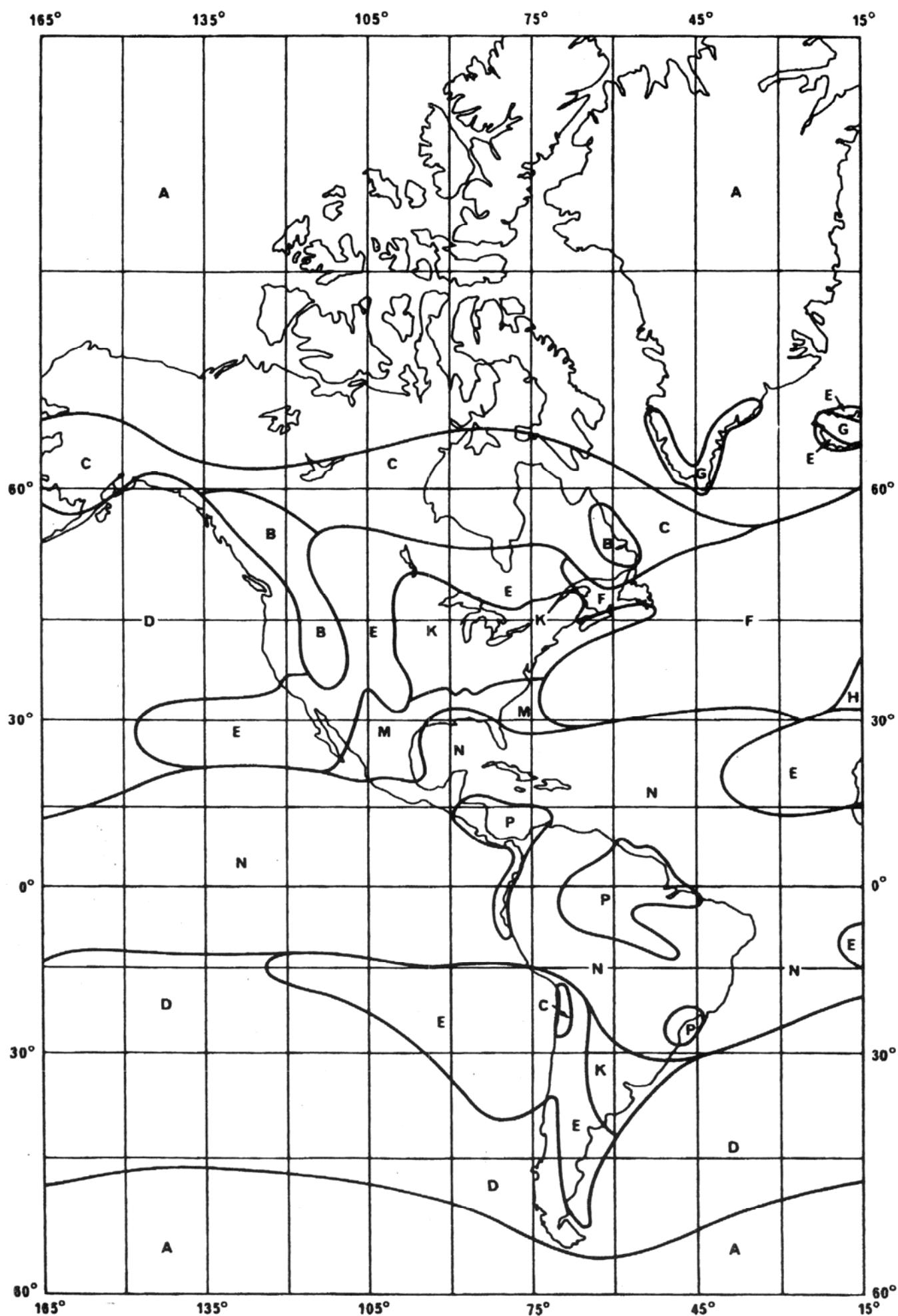
Há, contudo, a possibilidade de serem utilizadas estatísticas com maiores tempos de integração, por exemplo 1 hora, disponíveis na maior parte dos países desenvolvidos. Estas estatísticas podem ser extrapoladas para tempos de integração de 1 minuto mediante a aplicação de modelos especificamente desenvolvidos para o efeito.

Não existindo estatísticas fiáveis, a solução de recurso é a utilização de valores típicos de regiões climáticas, como as que foram estabelecidas pela UIT (tabela acima e mapas das páginas seguintes).

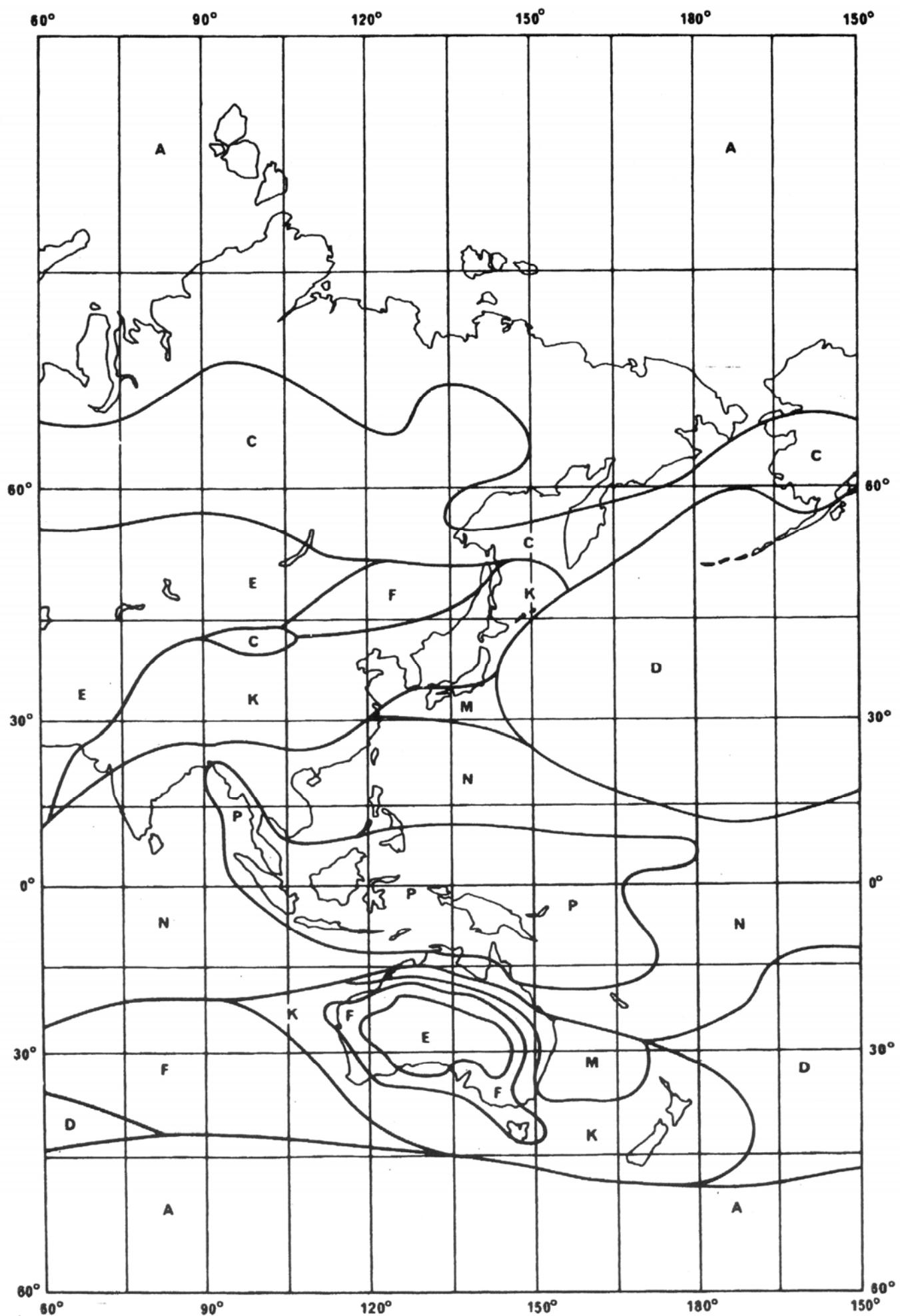
Como se pode verificar, em Portugal, a zona H abrange sensivelmente o Minho, Trás-os-Montes e Beira Alta, enquanto a região K corresponde ao restante território.



Regiões climáticas da Europa e África (segundo a UIT)

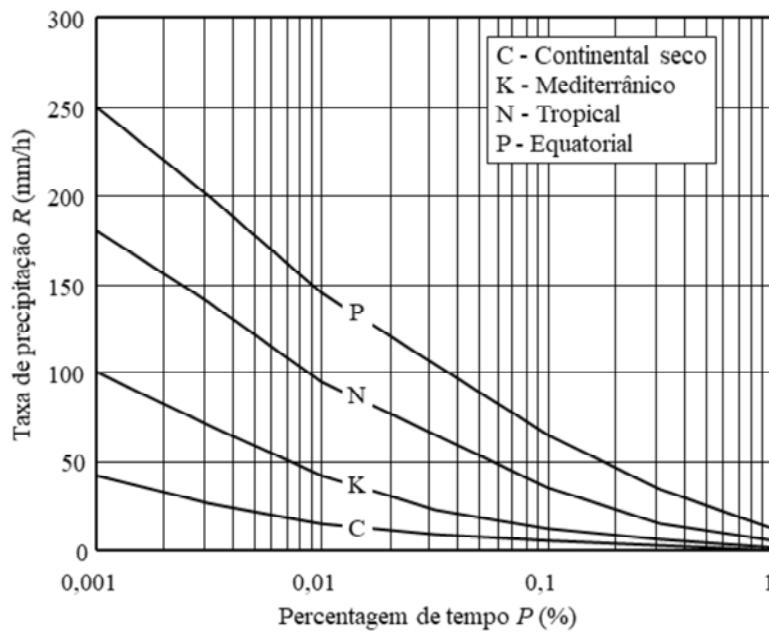


Regiões climáticas da América (segundo a UIT)



Regiões climáticas da Ásia e Oceânia (segundo a UIT)

Balanço de potência



**Distribuições cumulativas da taxa de precipitação
(exemplos de algumas regiões climáticas)**

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Estes quatro exemplos de estatísticas mostram claramente a variabilidade climática, o que tem um impacto significativo na atenuação dos feixes hertzianos.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

• Atenuação pela chuva

Atenuação específica

- cresce fortemente com a frequência e a taxa de precipitação
- depende igualmente da polarização
gotas de chuva são elipsoides
pouca importância para cálculos de atenuação



Atenuação específica pela chuva

(regressões lineares; aproximação de gotas esféricas)

$\gamma_e(f) = \alpha(f) R^{\beta(f)}$ (dB/km)	
8,5 < $f < 50$ GHz	$\alpha(f) = 4,21 \times 10^{-5} f^{2,42}$
8,5 < $f < 25$ GHz	$\beta(f) = 1,41 f^{-0,0779}$
25 < $f < 50$ GHz	$= 2,63 f^{-0,272}$

Freq (GHz)	α	β	Freq (GHz)	α	β
10	0,0111	1,178	25	0,102	1,097
11	0,0139	1,170	30	0,158	1,043
12	0,0172	1,162	35	0,230	1,000
15	0,0295	1,142	40	0,317	0,964
20	0,0593	1,117	50	0,544	0,907

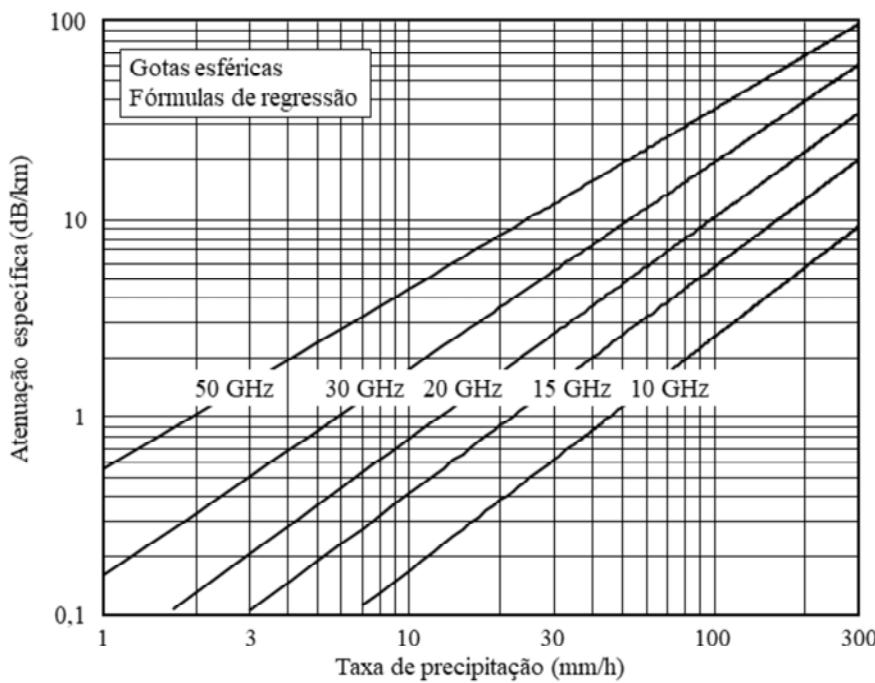
Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A não esfericidade das gotas de chuva tem um impacto significativo noutro problema que estudaremos mais à frente: a alteração da polarização (despolarização) das ondas eletromagnéticas.

Para efeitos de cálculos de atenuação é razoável utilizar os valores da atenuação específica correspondente a gotas esféricas, assumindo uma certa distribuição de dimensão das gotas, função da taxa de precipitação (de um modo geral, precipitação mais intensa contém gotas de maiores dimensões).

Balanço de potência



Atenuação específica em função da taxa de precipitação para várias frequências

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Os valores da atenuação específica da figura demonstram bem a importância da precipitação na operação dos feixes hertzianos.

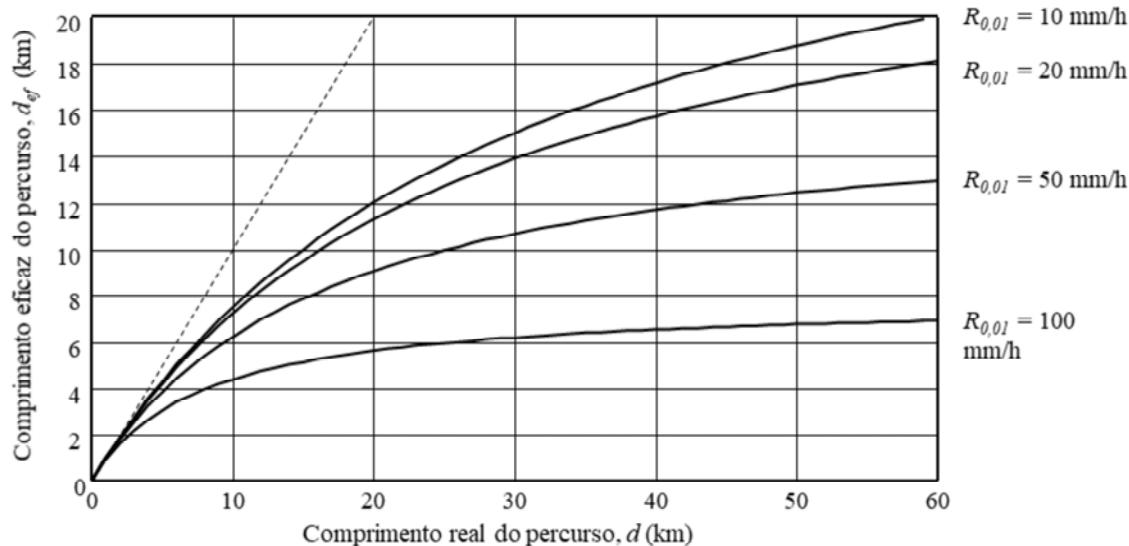
Embora muito dependente das condições climáticas e da frequência de operação, um feixe com algumas dezenas de quilómetros pode sofrer uma ou mais dezenas de dB de atenuação.

Balanço de potência

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Atenuação pela chuva

Comprimento eficaz do percurso



Conversão do comprimento real no comprimento eficaz do percurso

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O comprimento eficaz corresponde ao comprimento que seria necessário para introduzir no percurso a mesma atenuação com uma precipitação uniforme igual à precipitação pontual no local. Este parâmetro introduz assim a estrutura espacial da precipitação e é normalmente calculado recorrendo a expressões empíricas.

No caso dos feixes hertzianos terrestres, a UIT recomenda a adoção da seguinte relação:

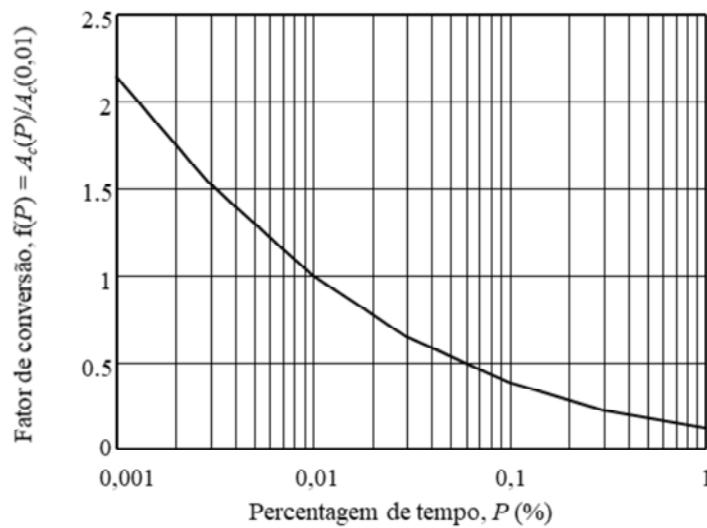
$$d_{ef} = C(d, R_{0,01}) = \frac{d}{1 + \frac{d}{35 e^{-0,015 R_{0,01}}}} \quad \begin{array}{l} d \text{ e } d_{ef} \text{ em km} \\ R_{0,01} \text{ em mm/h} \end{array}$$

A figura representa graficamente a expressão anterior com a intensidade de precipitação como parâmetro. Pode notar-se que, à medida que o comprimento ou a intensidade de precipitação aumentam, ocorre um efeito de média no percurso que reduz o comprimento efetivo em comparação com o comprimento real. O que isto traduz é o facto de, quanto maiores forem aqueles dois parâmetros, mais improvável se torna a chuva ocupar a totalidade do percurso.

Desvanecimento por efeitos de propagação

- Atenuação pela chuva

Extrapolação para outras percentagens de tempo



Extrapolação da atenuação para diferentes percentagens de tempo

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Uma vez calculada a atenuação para 0,01% do tempo, pode estimar-se a atenuação correspondente a outras percentagens através de uma extrapolação expressa pela seguinte equação empírica, sugerida pela UIT:

$$A_c(P) = f(P) A_c(0,01) = 0,12 P^{-(0,546 + 0,043 \log_{10} P)} A_c(0,01)$$

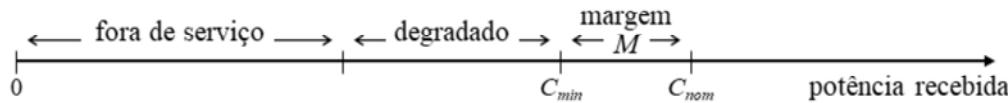
Balanço de potência

Medidas gerais de proteção contra desvanecimentos

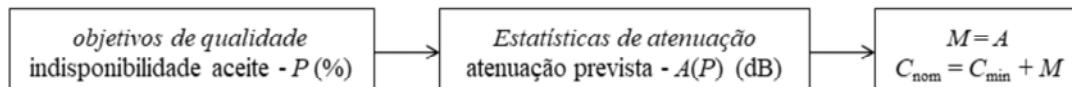
• Margem de potência

Potência no recetor: determina o comportamento do feixe

- eventos ocasionais de multipercursos e atenuação perturbam o feixe
- a ligação poderá ser sobredimensionada com uma margem de potência

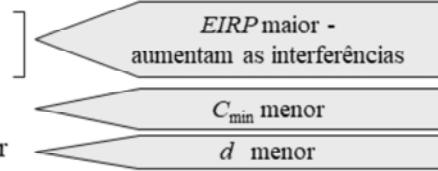


Cálculo da margem de potência



Técnicas de introdução da margem

- potência transmitida superior
- antenas de maiores dimensões
- recetor com maior sensibilidade
- distância entre repetidores menor



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A potência mínima no recetor (C_{\min}), ou sensibilidade, é o valor mínimo que ainda garante o objetivo de qualidade (S/N ou P_b). Abaixo deste valor a operação do feixe fica degradada, podendo o feixe, no limite, ficar fora de serviço.

Para combater os efeitos de propagação esporádicos, nomeadamente multipercursos e atenuação pela chuva, a potência nominal recebida (C_{nom}) deverá ser superior à potência mínima de um valor a que chamamos margem de potência.

Este valor é determinado tendo em conta a disponibilidade requerida para a ligação (ou indisponibilidade aceite), podendo calcular-se diretamente a partir das estatísticas cumulativas de atenuação na ligação.

Por exemplo, se se pretender uma disponibilidade de 99,99%, aceita-se que o feixe fique degradado ou fora de serviço, em média, durante 0,01% do tempo, ou 53 minutos por ano. A margem deverá ser, então, o valor previsto da atenuação que é excedida em 0,01% do tempo.

A margem será introduzida no processo global de dimensionamento da ligação, em que se estabelecem compromissos na perspetiva da relação custo-benefício mais favorável, tendo em conta condicionantes legais (por exemplo, máximo EIRP).

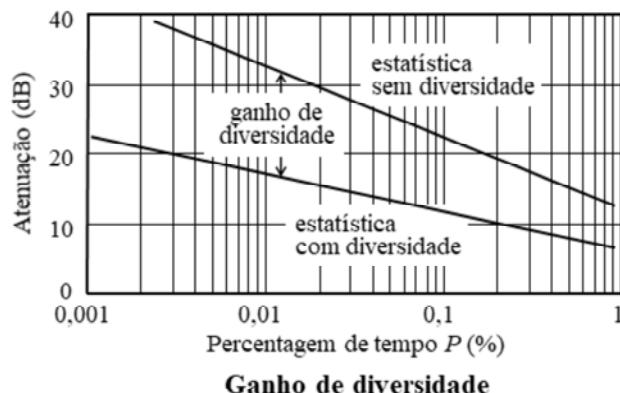
Medidas gerais de proteção contra desvanecimentos

- Diversidade

Duas ligações distintas transmitindo a mesma informação

- comuta-se dinamicamente para a ligação em melhores condições
- aproveita a descorrelação de eventos de atenuação nas ligações
- proporciona redundância de equipamento

Eficiência do processo: ganho de diversidade



A técnica de diversidade parte do princípio de que um evento de atenuação que ocorre num certo instante numa ligação poderá não ocorrer simultaneamente na outra. O receptor com maior nível de sinal será escolhido para operacional.

Há assim uma redução efetiva da atenuação para uma certa probabilidade de ocorrência, que se traduz pelo chamado ganho de diversidade. Este parâmetro é função do coeficiente de correlação entre os sinais nos dois percursos: quanto maior for a descorrelação, mais efetiva será a diversidade.

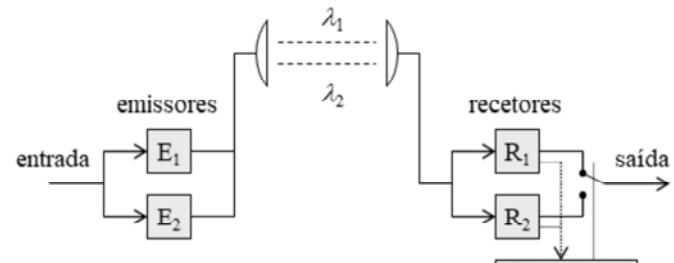
Balanço de potência

Medidas gerais de proteção contra desvanecimentos

• Diversidade

Diversidade de frequência

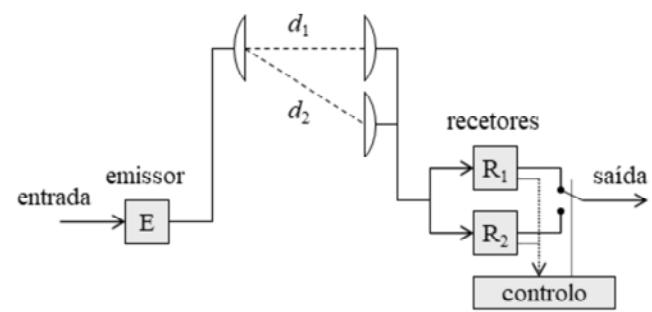
- duas frequências distintas
- exige banda adicional
- proteção contra multipercursos
interferências dependem de λ
separação de frequência - 2–5 %



Diversidade de frequência

Diversidade espacial

- dois percursos distintos
- conserva a banda
- proteção contra multipercursos
interferências dependem de d
separação das antenas $>200\lambda$
- proteção contra atenuação pela chuva
atenuação depende do percurso
separação entre percursos - 2–5 km



Diversidade espacial

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A diversidade de frequência não é eficaz contra a atenuação pela chuva, a não ser que uma das frequências fosse de alguns GHz. Esta opção vai contra a exigência de utilizar as bandas mais elevadas, devido à saturação do espetro.

A diversidade espacial pode ser eficaz contra a atenuação pela chuva desde que a separação física entre percursos seja compatível com a dimensão horizontal das células de chuva mais intensa, ou seja, entre 2 a 5 km. Esta técnica é utilizada sobretudo nos sistemas por satélite, em que se recorre a duas estações terrestres separadas entre si para obter a diversidade.

Ruído de sistema

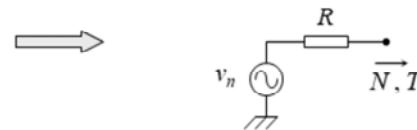
Ruído térmico

- Temperatura de ruído

Ruído de uma resistência

$$N = k T B$$

Potência de ruído na carga adaptada



k - constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K)

T - temperatura de ruído

B - largura de banda de ruído

Ruído de um dispositivo linear

$$N_{out} = g (N_{in} + N_{eq}) = g k (T_{in} + T_{eq}) B$$

N_{eq} , T_{eq} - temperatura equivalente de ruído do dispositivo (ruído considerado à entrada)

$$N_{eq} = k T_{eq} B$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

No caso de fontes de ruído de origem térmica, a temperatura de ruído é a temperatura física da resistência.

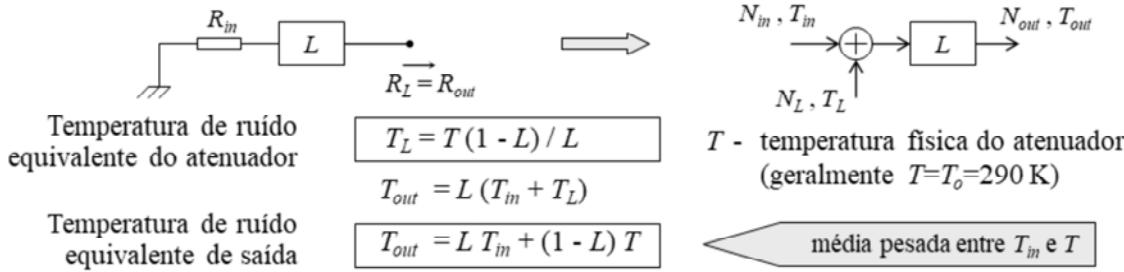
O modelo do dispositivo linear pressupõe cargas adaptadas à entrada e à saída, pelo que as potências de ruído disponíveis são efetivamente entregues às respetivas cargas.

Ruído de sistema

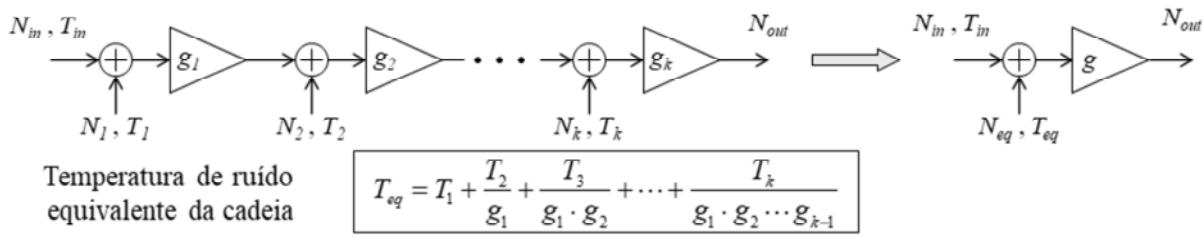
Ruído térmico

- Temperatura de ruído

Ruído de um atenuador passivo



Ruído de uma cadeia linear



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Um atenuador passivo, como, por exemplo, uma linha de transmissão com perdas, é um dispositivo linear cuja temperatura equivalente de ruído pode ser expressa diretamente a partir da sua temperatura física (T) e do fator de ganho ($L < 1$).

Para calcular a temperatura equivalente do atenuador (T_L) considera-se à entrada uma carga adaptada com uma temperatura (T) igual à do atenuador. Logo

$$N_{in} = k T B$$

$$N_{out} = L k (T + T_L) B$$

Por outro lado, o sistema, visto da saída, constitui uma fonte à mesma temperatura T_0 adaptada à carga, pelo que

$$N_{out} = k T B$$

Igualando as duas expressões para N_{out} , obtém-se a expressão acima para T_L .

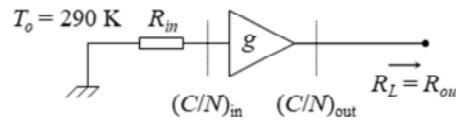
No caso da cadeia linear, cada amplificador ruidoso foi substituído por unidades sem ruído e geradores de ruído equivalente à sua entrada.

A expressão para a temperatura de ruído equivalente da cadeia mostra claramente que os primeiros andares são os mais relevantes para o desempenho do conjunto, em termos de ruído.

Ruído de sistema

Ruído térmico

- Figura de ruído



Configuração de referência da figura de ruído

f - Fator de ruído (linear)

F - Figura de ruído (em dB)

$$f = \frac{(C/N)_{in}}{(C/N)_{out}} = \frac{C_{in}}{gC_{in}} \frac{N_{out}}{N_{in}} = \frac{N_{in} + N_{eq}}{N_{in}} = 1 + \frac{N_{eq}}{N_{in}}$$

Fator de ruído *versus* temperatura de ruído

$$f = 1 + \frac{T_{eq}}{T_o}$$

$$T_{eq} = T_o(f - 1)$$

Comparação entre parâmetros de caracterização do ruído de dispositivos							
T_{eq} (K)	f	F (dB)	Comentários	T_{eq} (K)	f	F (dB)	Comentários
0	1,00	0	Amplificador ideal	40 - 50	1,14 - 1,17	0,6 - 0,7	LNA típico
10	1,03	0,15	Excelente LNA	150 - 800	1,5 - 3,8	2 - 6	Amplificador RF típico

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A figura de ruído de um dispositivo é especificada quando é colocada à entrada uma resistência ruidosa à temperatura ambiente ($T_o=290$ K). Note-se que esta situação não corresponde, de um modo geral, à situação real.

A figura de ruído, tal como a temperatura de ruído com a qual se relaciona diretamente, é utilizada para caracterizar a quantidade de ruído introduzido por dispositivos lineares.

Merece especial destaque o facto, facilmente demonstrável, de que o fator de ruído f e a figura de ruído F de um atenuador são dados por

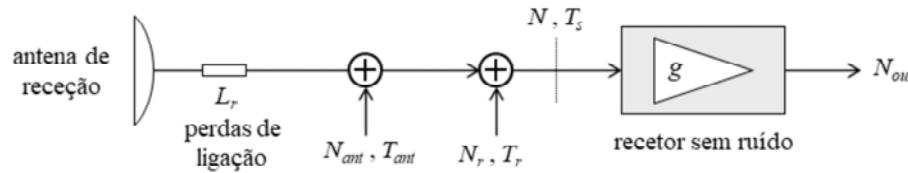
$$f = 1/L$$

$$F = -L_{dB}$$

em que L é o ganho numa escala linear ($L < 1$) e L_{dB} é o ganho em dB ($L_{dB} < 0$).

Ruído de sistema

Temperatura de ruído do sistema de receção



Modelo de ruído do sistema de receção

Potência de ruído à entrada do recetor

$$N_{ant} = K T_{ant} B$$

B - largura de banda de ruído
 T_{ant} - temperatura equivalente de ruído do subsistema de antena

Potência de ruído à saída do recetor

$$N_{out} = g (N_{ant} + N_r) = g K \underbrace{(T_{ant} + T_r)}_{T_s} B$$

N_r - potência equivalente de ruído do recetor (à entrada)
 T_r - temperatura equivalente de ruído do recetor

Potência de ruído equivalente do sistema

$$N = K T_s B$$

referentes à entrada do recetor

Temperatura de ruído equivalente do sistema

$$T_s = T_{ant} + T_r$$

$$T_s = f_r T_o$$

$$\text{se } T_{ant} = T_o$$

f_r - fator de ruído do recetor

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Uma vez mais, consideram-se cargas adaptadas à entrada e à saída de cada uma das unidades que constituem o sistema de receção.

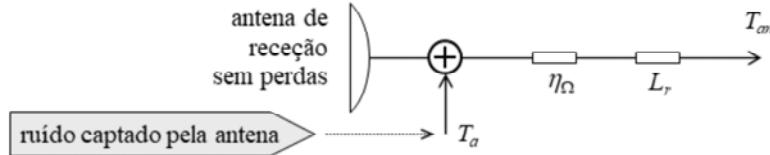
O modelo de ruído do sistema de receção destaca a contribuição da antena (T_{ant}) e do recetor (T_r) para o ruído total, referidos à entrada do recetor.

A temperatura de ruído total do sistema é, como o nome indica, um parâmetro global do sistema, que incorpora estas duas componentes.

É, assim, a temperatura de uma resistência ruidosa que, colocada à entrada do recetor de um sistema de receção ideal, gera a mesma potência de ruído que o sistema de receção real, à saída deste.

Ruído de sistema

Temperatura de ruído do subsistema de antena



Modelo de ruído do subsistema de antena

Temperatura de abertura de antena

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Psi} G_d(\theta, \phi) T_b(\theta, \phi) d\Psi$$

ganho diretivo da antena temperatura de brilho, T_b

$$T_b(\theta, \phi) = \underbrace{\varepsilon(\theta, \phi)}_{\text{emissividade}} \underbrace{T(\theta, \phi)}_{\substack{\text{temperatura} \\ \text{física}}} \quad (\varepsilon \leq 1)$$

$T_b(\theta, \phi) = \text{const.}$ $T_a = T_b = \varepsilon T$

$$T_a = \frac{T_b}{4\pi} \iint_{\Psi} G_d(\theta, \phi) d\Psi = T_b$$

Temperatura de ruído do subsistema de antena

$$T_{ant} = \eta_\Omega L_r T_a + (1 - \eta_\Omega L_r) T_o$$

T_o - temperatura física da antena e da ligação

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A temperatura de brilho exprime a quantidade de radiação que um corpo emite a uma dada temperatura física.

A temperatura de ruído do subsistema de antena resulta do ruído captado pela antena, expresso pela temperatura de abertura T_a , e do ruído térmico introduzido pela antena e pela ligação da antena ao emissor.

Pode considerar-se que estes atenuadores estão à temperatura ambiente $T_o = 290$ K, correspondente à temperatura física da antena e da ligação.

Ruído de sistema

Temperatura de ruído do subsistema de antena

Caso particular: ruído térmico dominante  frequência > 1 GHz

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{\text{Terra}} G_d(\theta, \phi) T_b(\theta, \phi) d\Psi + \frac{1}{4\pi} \iint_{\text{Céu}} G_d(\theta, \phi) T_b(\theta, \phi) d\Psi$$

– ruído terrestre

pode considerar-se: $T_b \equiv T_o$

– ruído do céu (atmosfera)

de um modo geral: $T_b < T_o$

às frequências de ressonância de H₂O e O₂: $T_b \equiv T_o$

$$\begin{aligned} T_b(\theta, \phi)_{\text{Terra}} &= T_o &= \text{const.} \\ T_b(\theta, \phi)_{\text{Céu}} &= T_{c\acute{e}u} &= \text{const.} \end{aligned}$$

$$T_a = \frac{T_o}{4\pi} \iint_{\text{Terra}} G_d(\theta, \phi) d\Psi + \frac{T_{c\acute{e}u}}{4\pi} \iint_{\text{Céu}} G_d(\theta, \phi) d\Psi$$

α - fração do ganho da antena
na direção da Terra

$$T_a = \alpha T_o + (1-\alpha) T_{c\acute{e}u}$$

$$T_{\alpha \max} = T_o$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

No caso dos feixes hertzianos, que operam a frequências da ordem dos GHz, pode considerar-se como válido o facto de o ruído térmico ser dominante.

Resultam, assim, duas componentes de ruído térmico, terrestre e do céu, que, por sua vez, se podem considerar constantes, cada uma, no respetivo domínio de integração.

Com estas aproximação, a temperatura de abertura da antena pode calcular-se através de uma média pesada da temperatura ambiente e da temperatura de abertura do céu (ou temperatura de ruído do céu), sendo os pesos a aplicar função do diagrama de radiação da antena e da direção de pontaria.

Caso não seja possível estimar estes pesos, ou tal se torne excessivamente complicado, na prática corrente de engenharia de sistemas assume-se o caso mais desfavorável, em que

$$\alpha = 1$$

$$T_a = T_o .$$

No caso da receção de sinal de um satélite, desde que a elevação não seja muito baixa, o ruído do céu será o único a considerar, pelo que

$$T_a = T_{c\acute{e}u} .$$

Ruído de sistema

Temperatura de ruído do subsistema de antena

Temperatura de ruído do céu

- radiação cósmica de fundo é muito baixa → cerca de 3 K
- gases atmosféricos e precipitação introduzem perdas e aumentam o ruído do céu
- admite-se que o meio é um atenuador a uma temperatura de ruído T_m

Temperatura de absorção
do meio (relação empírica)

$$T_m = 1,12 T_o - 50 \text{ (K)}$$

T_o - temperatura física do meio
(temperatura ambiente)



não coincide exatamente com a temperatura física do meio
incorpora contribuições de radiação térmica, de difusão e de outros efeitos

- para o cálculo de $T_{céu}$ utiliza-se a expressão da temperatura de ruído à saída de um atenuador

Temperatura de ruído do
céu com perdas no meio

$$\begin{aligned} T_{céu} &= LT_{cosm} + (1-L) T_m \text{ (K)} \\ T_{céu} &\approx (1-L) T_m \text{ (K)} \end{aligned}$$

L - perda total no meio
($L = 1/A$; A - atenuação)
 T_{cosm} - temperatura de ruído cósmico

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

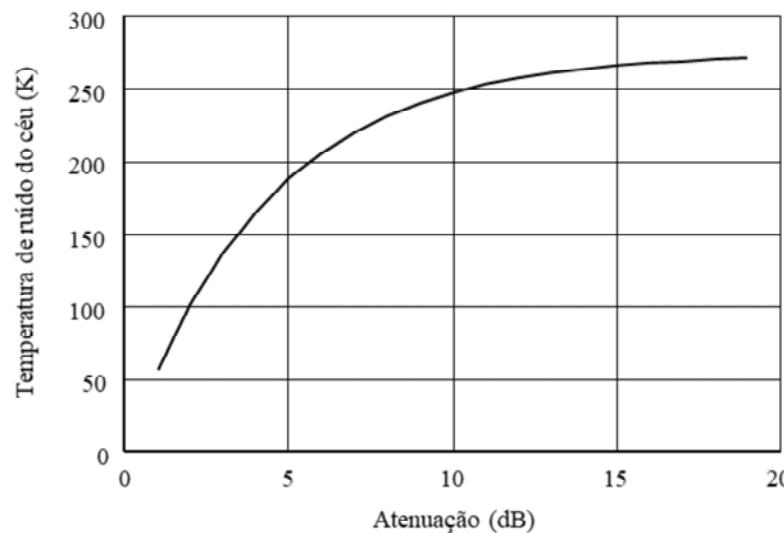
Sistemas por Feixe Hertziano

A absorção pelos gases atmosféricos e a atenuação pela chuva (que será abordada mais adiante) são responsáveis pelo aumento do ruído do céu, já que, em equilíbrio térmico, irradiam energia. Este efeito pode ser estimado, com boa aproximação, assumindo o meio constitui um atenuador a uma certa temperatura de ruído, designada de temperatura de absorção do meio, aliás não muito diferente da temperatura física do meio.

À entrada deste atenuador teremos uma fonte de ruído à temperatura de ruído cósmico, que, por ser muito baixa, é muitas vezes desprezada. À saída teremos a temperatura de ruído do céu, que, para valores elevados da atenuação, se aproxima da temperatura física ambiente, degradando, portanto, o feixe em termos de temperatura de ruído da antena.

Temperatura de ruído do subsistema de antena

Temperatura de ruído do céu



Temperatura de ruído do céu em função da atenuação total no meio

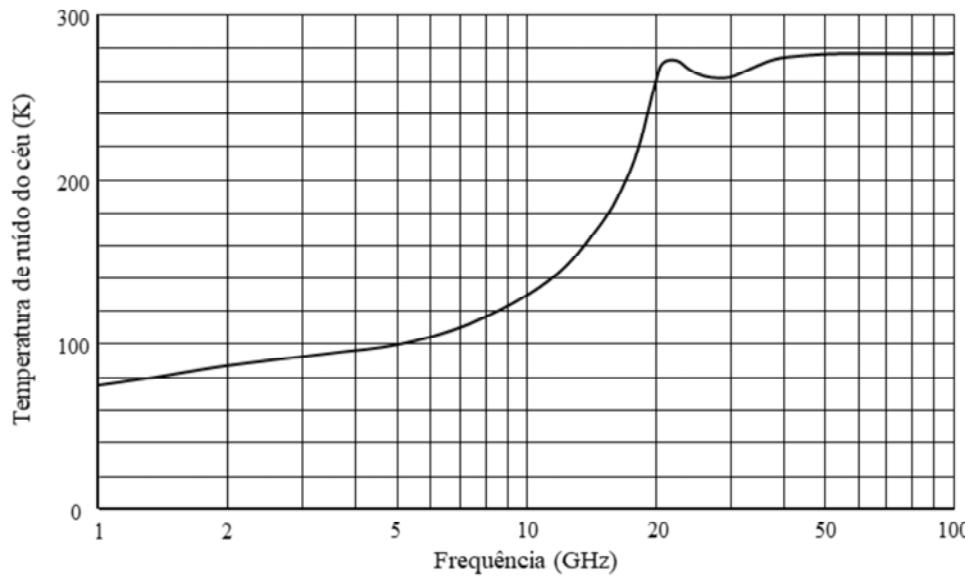
A figura ilustra precisamente a dependência referida entre a atenuação total no meio e a temperatura de ruído do céu resultante.

Pode verificar-se que, acima dos 10 dB de atenuação, a temperatura de ruído do céu satura, podendo considerar-se, para efeitos práticos, que a temperatura de ruído do céu é a temperatura ambiente.

Ruído de sistema

Temperatura de ruído do subsistema de antena

Temperatura de ruído do céu



Temperatura de ruído do céu para um feixe terrestre com tempo limpo

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

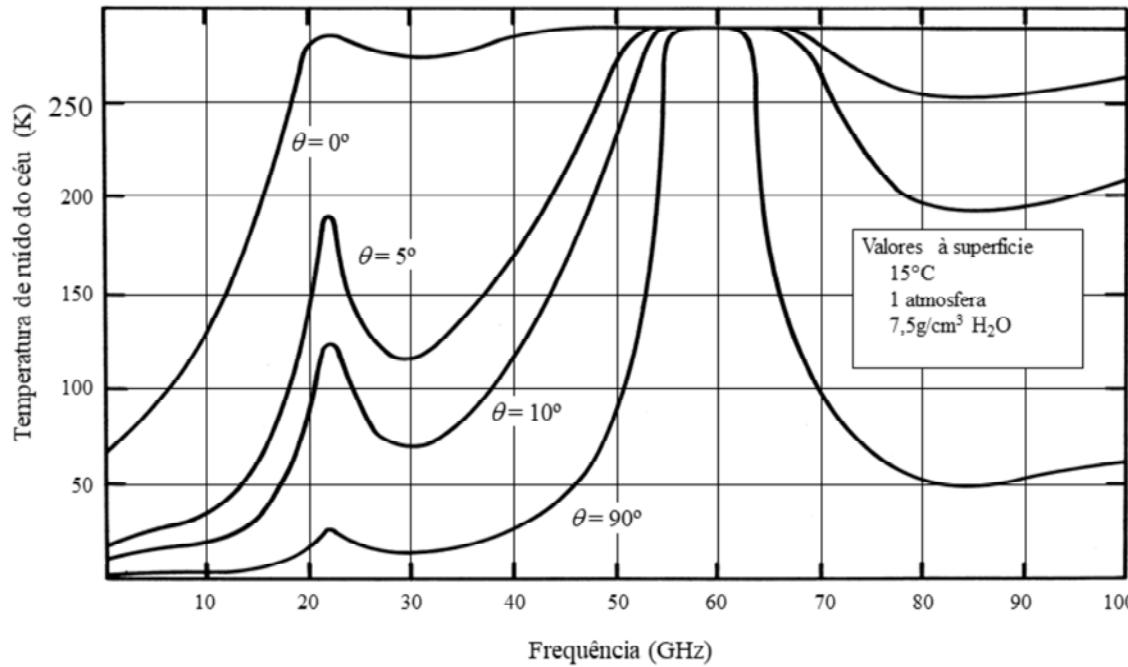
Sistemas por Feixe Hertziano

A absorção nos gases atmosféricos é a causa dominante das temperaturas de ruído do céu observadas em feixes hertzianos com tempo limpo (como foi referido, a radiação cósmica de fundo é apenas de cerca de 3 K).

A figura mostra a temperatura de ruído do céu para feixes terrestres em tempo limpo, sendo evidentes os efeitos de ressonância a 22 GHz (H_2O) e a 60 GHz (O_2), que conduzem a uma elevação significativa da temperatura de ruído do céu.

Realça-se ainda o facto de esta figura se referir a um trajeto horizontal num ponto da Terra, o qual intersecta uma porção máxima da atmosfera. Como veremos, nos sistemas por satélite, com elevações superiores, intersecta-se uma secção menor da atmosfera e a temperatura de ruído do céu pode ser mesmo muito inferior à situação considerada.

Ruído de sistema



Temperatura de ruído do céu em tempo limpo em função da elevação θ

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Esta figura reflete o aumento da temperatura de ruído de céu resultante da absorção nos gases atmosféricos. Como a temperatura de ruído cósmico de fundo T_{cosm} é muito baixa (cerca de 3 K), a temperatura de ruído do céu $T_{céu}$ pode ser calculada usando a expressão

$$T_{céu} = LT_{cosm} + (1 - L) T_m \text{ (K)}$$
$$T_{céu} \approx (1 - L) T_m \text{ (K)}$$

em que L é a perda introduzida pelos gases atmosféricos e T_m é a temperatura de absorção do meio

Ruído de sistema

Temperatura de ruído do recetor

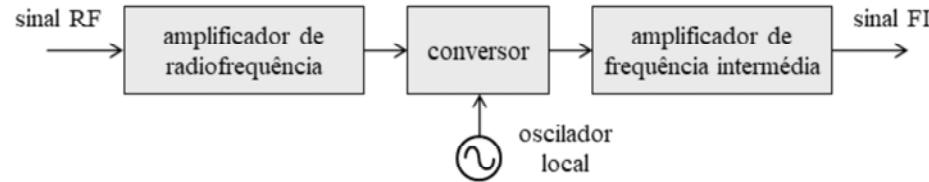
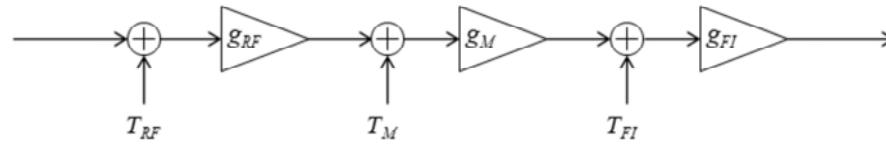


Diagrama-blocos do recetor



Modelo de ruído do recetor

Ganho do recetor

$$g = g_{RF} g_M g_{FI}$$

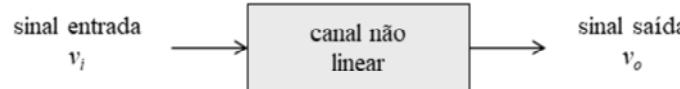
Temperatura de ruído do recetor

$$T_r = T_{RF} + \frac{T_M}{g_{RF}} + \frac{T_{FI}}{g_{RF} \cdot g_M}$$

A equação para a temperatura equivalente de ruído do recetor resulta da expressão para a temperatura de ruído de uma cadeia, neste caso correspondente a um recetor super-heterodino convencional.

Ruído de sistema

Intermodulação



Introdução de ruído de intermodulação num canal

Função de transferência
de um canal não linear

$$v_o = \sum_{n=0}^{\infty} a_n v_i^n$$

expansão em série polinomial

Sinal de entrada

$$v_i = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi f_n t + \phi_n)$$

expansão em série de Fourier

Componentes espectrais
do sinal de saída

$$\begin{matrix} f_1 & f_2 & \dots \\ 2f_1 & 2f_2 & f_1 \pm f_2 & \dots \\ 3f_1 & 3f_2 & f_1 \pm 2f_2 & 2f_1 \pm f_2 & \dots \\ & & m f_1 \pm n f_2 & (i=m+n) & \end{matrix}$$

termos de 1^a, 2^a, 3^a, ..., ordem i

A intermodulação resulta da presença de elementos não lineares no canal, que provocam o aparecimento de produtos de intermodulação entre os vários componentes espectrais do sinal. Os termos de ordem ímpar do tipo $f_1 \pm 2 f_2$, $2 f_1 \pm f_2$, $3 f_1 \pm 2 f_2$, $2 f_1 \pm 3 f_2$, etc. podem facilmente cair na banda do sinal, introduzindo ruído, e consequentemente distorção do sinal, sem que esta possa ser removida através de filtros lineares.

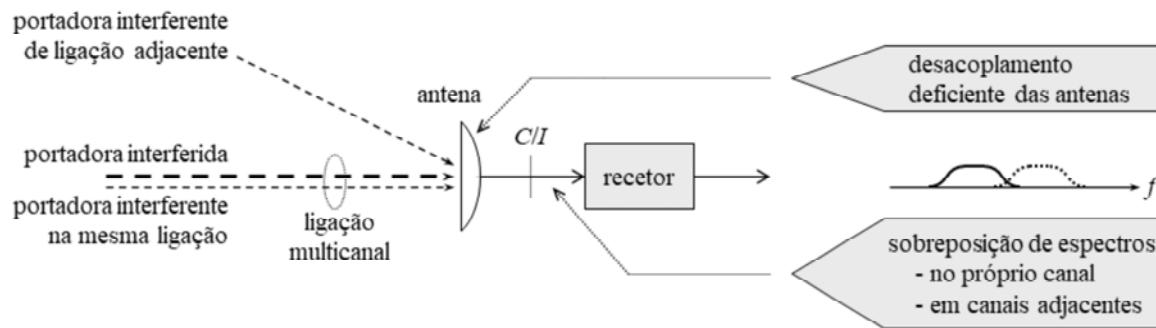
A intermodulação pode ser compensada através de filtros igualizadores, os quais são projetados para, em associação com os restantes elementos do canal, se obter uma resposta total linear.

Ruído de sistema

Interferências em espaço livre

Origem do problema: necessidade de rentabilização do espectro

- canais com largura de banda limitada
- grande densidade de ligações
- reutilização de frequência
- reutilização de polarização



Modelo de portadora e interferências numa ligação

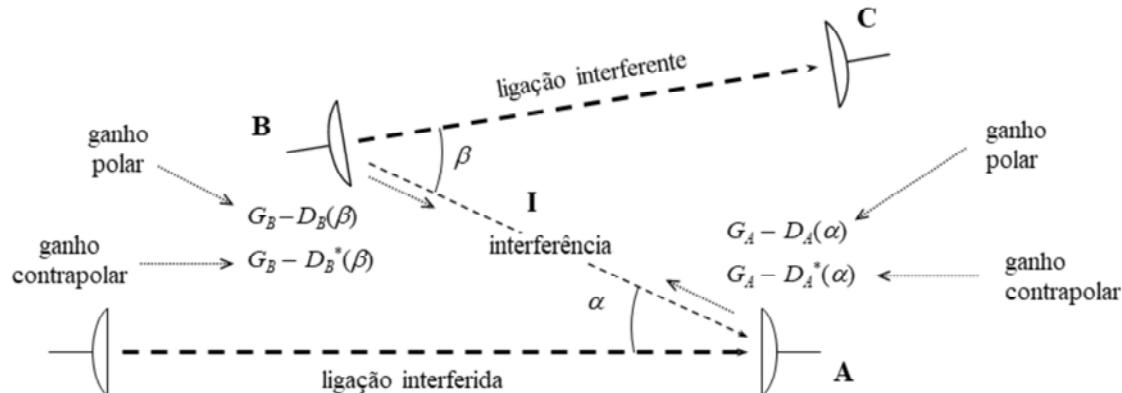
Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A necessidade de rentabilizar o espectro constitui a razão de fundo para a existência de interferências quer entre canais da mesma ligação, quer entre canais de ligações vizinhas.

Além do facto de os canais terem largura de banda limitada, provocando um certo grau de sobreposição dos espectros de canais adjacentes, opera-se normalmente com uma grande densidade de ligações numa dada região. Como os recursos são escassos, reutilizam-se as mesmas frequências desde que a separação física seja suficiente. A possibilidade de operar com polarizações ortogonais conduz a uma segunda dimensão de otimização do espectro, a reutilização de polarização.

Interferências em espaço livre



Geometria genérica de interferência

Casos particulares

- ligações com o mesmo nó de transmissão ($A \equiv C$)
- ligações idênticas
- interferências na mesma ligação

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Apesar de ser possível uma grande variedade de configurações, poderemos considerar uma geometria genérica aplicável a todos os casos.

Por exemplo, a situação particular de interferência entre ligações com o mesmo nó de transmissão corresponde a $\alpha=0$, ao passo que se forem consideradas as interferências na mesma ligação teremos $\alpha=0$ e $\beta=0$.

A situação igualmente particular de ligações idênticas, isto é, com o mesmo tipo de equipamento e a mesma separação entre estações, permite estabelecer expressões simples para a relação C/I .

Ruído de sistema

Interferências em espaço livre

• Caso geral

Interferente e interferido na mesma polarização

$$\begin{array}{ccc} G_B - D_B(\beta) & & G_A - D_A(\alpha) \\ \textbf{B} \bullet \cdots \cdots \rightarrow \bullet \textbf{A} & & \\ & & I_A = C_{eB} + G_B - D_B(\beta) + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_{AB}} + G_A - D_A(\alpha) \quad (\text{dBW}) \\ & & \text{I}_A \end{array}$$

Interferente e interferido em polarizações ortogonais

menor interferência

$$\begin{array}{ccc} G_B - D_B(\beta) & & G_A - D_A^*(\alpha) \\ \textbf{B} \bullet \cdots \cdots \rightarrow \bullet \textbf{A} & & \\ & & I_{1A} = C_{eB} + G_B - D_B(\beta) + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_{AB}} + G_A - D_A^*(\alpha) \quad (\text{dBW}) \\ & & \text{I}_{1A} \end{array}$$

$$\begin{array}{ccc} G_B - D_B^*(\beta) & & G_A - D_A(\alpha) \\ \textbf{B} \bullet \cdots \cdots \rightarrow \bullet \textbf{A} & & \\ & & I_{2A} = C_{eB} + G_B - D_B^*(\beta) + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_{AB}} + G_A - D_A(\alpha) \quad (\text{dBW}) \\ & & \text{I}_{2A} \end{array}$$

$$I_A \leq I_{1A} + I_{2A} \quad \xleftarrow[\text{(escala linear)}]{} \quad \text{majorante da interferência}$$

A expressão para a potência de interferência resulta diretamente da equação de balanço de potência, tendo em conta os ganhos das antenas, afetados dos respetivos desacoplamentos angulares, polares ou contrapolares.

Note-se que a interferência ocorre sempre em duas polarizações ortogonais. No entanto, no caso de o interferente e interferido operarem na mesma polarização, o sinal de interferência na polarização ortogonal tem um nível diminuto em comparação com o sinal de interferência na própria polarização, já que estão envolvidos desacoplamentos contrapolares em ambas as antenas.

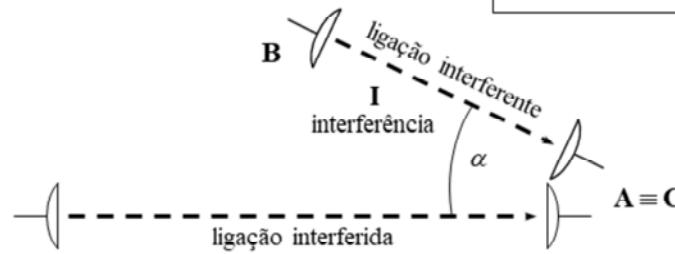
Já no caso de o interferente e interferido operarem em polarizações ortogonais, os dois termos (I_{1A} e I_{2A}) poderão ser da mesma ordem de grandeza, adicionando-se no caso mais desfavorável, quando ocorrem com a mesma fase.

Ruído de sistema

Interferências em espaço livre

- Caso particular 1: $A \equiv C$

$$\beta = 0 \quad D_B(\beta) = 0 \quad (\text{dB})$$



Caso 1 - Geometria de interferência

Interferente e interferido na mesma polarização

$$\begin{array}{ccc} G_B & & G_A - D_A(\alpha) \\ \mathbf{B} & \xrightarrow{\hspace{2cm}} & \mathbf{A} \\ & & I_A \end{array} \quad I_A = C_{eB} + G_B + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_{AB}} + G_A - D_A(\alpha) \quad (\text{dBW})$$

Interferente e interferido em polarizações ortogonais

$$\begin{array}{ccc} G_B & & G_A - D_A^*(\alpha) \\ \mathbf{B} & \xrightarrow{\hspace{2cm}} & \mathbf{A} \\ & & I_A \equiv I_{1A} \end{array} \quad I_A \gg I_{2A}$$

$$I_A \equiv C_{eB} + G_B + 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_{AB}} + G_A - D_A^*(\alpha) \quad (\text{dBW})$$

Neste caso particular, aliás muito comum, a interferência aumenta, na medida em que desapareceu o isolamento direcional da antena emissora da estação B.

O termo I_{2A} que ocorre quando interferente e interferido estão em polarizações ortogonais é previsivelmente muito menor do que o termo I_{1A} uma vez que, sendo $\beta=0$ e $D(\beta)=0$,

$$D_B^*(0) + D_A(\alpha) \gg D_A^*(\alpha)$$

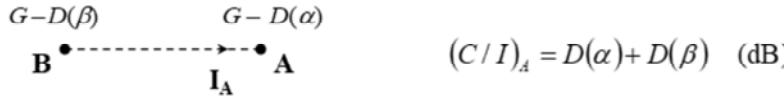
Ruído de sistema

Interferências em espaço livre

- Caso particular 2: ligações idênticas



Interferente e interferido na mesma polarização



Interferente e interferido em polarizações ortogonais



$$(C/I)_A \geq \frac{1}{(C/I)_{1A}^{-1} + (C/I)_{2A}^{-1}}$$

(escala linear)

minorante de C/I

Este caso particular é aplicável à situação comum de exploração de uma banda de frequências numa dada região, em que as antenas e emissores são idênticos e os comprimentos de ligação semelhantes.

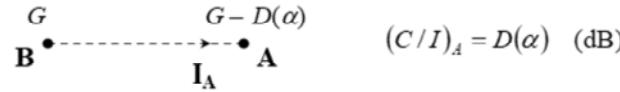
Obtêm-se expressões muito simples para a relação C/I que revelam a importância dos desacoplamentos polares e contrapolares das antenas no controlo global de interferências, de tal modo que é comum os operadores de redes exigirem níveis mínimos de isolamento direcional e de polarização das antenas utilizadas em feixes hertzianos.

Ruído de sistema

Interferências em espaço livre

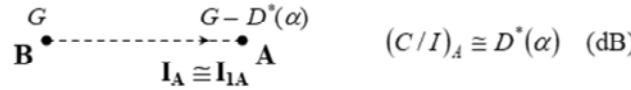
- Caso particular 3: $A \equiv C$ e ligações idênticas

Interferente e interferido na mesma polarização



$$\beta = 0 \quad D(\beta) = 0 \text{ (dB)}$$

Interferente e interferido em polarizações ortogonais



$$\alpha = 0 \quad D(\alpha) = 0 \text{ (dB)}$$

$$\beta = 0 \quad D(\beta) = 0 \text{ (dB)}$$

- Caso particular 4: interferência na mesma ligação

Interferente e interferido em polarizações ortogonais



$$(C/I)_A \geq D^*(0) - 3 \text{ (dB)}$$

minorante de C/I

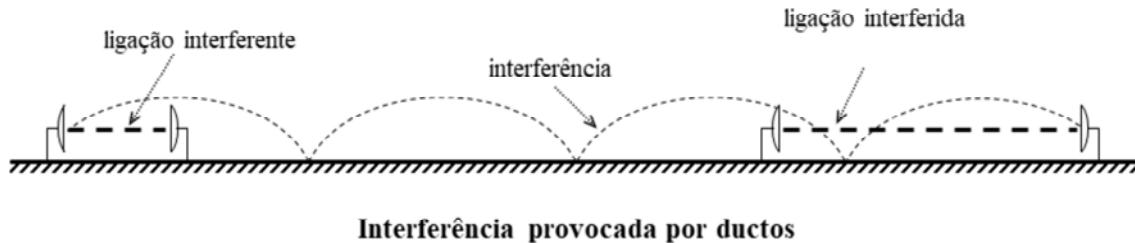
O caso 3 mostra claramente que só há isolamento direcional introduzido pela antena situada na estação A, como já havia sido referido.

Se considerarmos a situação de interferência na mesma ligação desaparece o isolamento direcional, não sendo por isso possível utilizar a mesma polarização - resta a possibilidade de utilizar polarizações ortogonais para separar os canais de comunicação.

Ruído de sistema

Aumento do ruído e interferências por efeitos de propagação

- Interferências por ductos



Interferências provocadas por ductos

- situações anómalias de propagação devidas a refração
- sinal propaga-se a grandes distâncias (sobretudo em terreno plano)
- interferências difíceis de prever

Medidas de proteção

- bom planeamento da reutilização de frequências
- ligações desalinhadas

medida geral

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Os ductos resultam de condições topográficas e meteorológicas que acarretam variações anormais do índice de refração.

São condições propícias para a formação de ductos os aumentos de temperatura com a altitude (também designados por inversões de temperatura) ou as diminuições de humidade com a altitude.

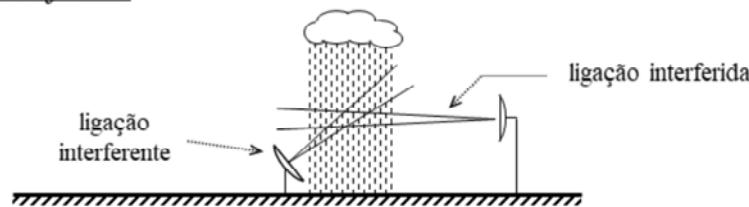
Os ductos estão normalmente associados a situações de bom tempo e ausência de vento, ocorrendo mais frequentemente no final do dia ou à noite.

No contexto deste efeito de propagação, como nos seguintes, apontam-se medidas de proteção gerais, isto é, aplicáveis igualmente a outras situações, e medidas de proteção específicas destinadas a combater o problema em causa.

Ruído de sistema

Aumento do ruído e interferências por efeitos de propagação

- Interferências por difusão



Interferência provocada por difusão pela chuva

Interferências provocadas por difusão

- volume comum iluminado por uma antena emissor e uma receptora
- precipitação provoca difusão
- origina transferência de energia de um sistema para outro

Medidas de proteção

- bom planeamento da reutilização de frequências
- escolha da geometria dos feixes evitando intersecções

medida geral

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A difusão ou dispersão troposférica, de um modo geral, ocorre nas heterogeneidades da troposfera, existindo mesmo certos tipos de feixes, designados de feixes trans-horizonte, cujo modo de propagação assenta no processo de difusão.

Em feixes convencionais em linha de vista, as gotas de chuva associadas a precipitação criam condições para o aumento significativo da dispersão, que, neste caso, seria responsável por níveis de interferência elevados, se não fossem tomadas as medidas de proteção adequadas.

Ruído de sistema

Aumento do ruído e interferências por efeitos de propagação

• Efeitos da atenuação pela chuva

Aumento das interferências provocado por atenuação pela chuva

- reduz C na ligação → reduz C/I

↔ idêntico a redução de C/N

Relação C/I com atenuação
$$(C/I)_c = C/I - A_c \quad (\text{dB})$$

A_c - atenuação pela chuva (em dB)

Aumento do ruído provocado por atenuação pela chuva

- aumenta a temperatura de ruído do céu em relação à situação em tempo limpo

Temperatura de ruído do céu com chuva

$$T'_{céu} = L_c T_{céu} + (1 - L_c) T_m \quad (\text{K})$$

L_c - perda pela chuva ($L_c = 1 / A_c$)

$T_{céu}$ - temperatura de ruído do céu com tempo limpo (inclui efeito da absorção)

T_m - temperatura de absorção do meio

Medidas de proteção

- margem de atenuação
- diversidade espacial

} ←

medidas gerais (já consideradas)

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A atenuação pela chuva é responsável pelo aumento indireto do efeito das interferências, na medida em que pode atenuar a portadora interferida e não atenuar o sinal de interferência.

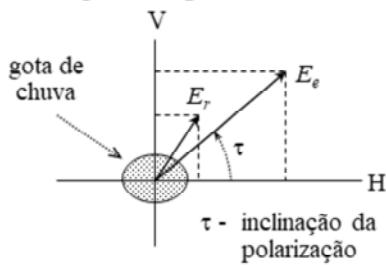
Outro problema da chuva é o aumento do ruído térmico resultante da radiação da própria chuva. Este efeito pode ser estimado, como já foi referido anteriormente, à expressão da temperatura de ruído à saída de um atenuador.

Ruído de sistema

Aumento do ruído e interferências por efeitos de propagação

- Interferências por despolarização pela chuva

Origem do problema: meio é anisotrópico



Despolarização pela chuva

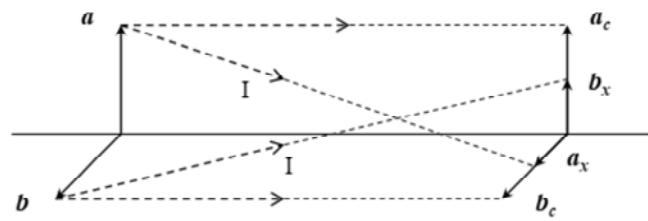
Despolarização máxima

- polarização oblíqua $\tau = 45^\circ$
- polarização circular $\rightarrow \tau = 45^\circ$

Despolarização mínima

- polarização horizontal $\tau = 0^\circ \rightarrow 10^\circ$
 - polarização vertical $\tau = 90^\circ \rightarrow 80^\circ$
- inclinação das gotas $\approx 10^\circ$ típico

atenuação diferencial: $\gamma_H > \gamma_V$



Isolamento e discriminação contrapolar

Isolamento contrapolar

especifica a interferência de outros canais

$$XPI_V = a_c / b_x \quad XPI_H = b_c / a_x$$

Discriminação contrapolar

$$XPI \approx XPD$$

$$XPD_V = a_c / a_x \quad XPD_H = b_c / b_x$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A atenuação diferencial, isto é, a diferença entre as atenuações específicas nos planos horizontal e vertical, aumenta com a taxa de precipitação, mas não excede poucos dB/km (as gotas de chuva são elipsoides de revolução cuja dimensão e excentricidade aumentam com a taxa de precipitação). O problema é que a atenuação diferencial é responsável pela introdução de despolarização. Da mesma forma, o esfasamento diferencial introduziria igualmente componentes contrapolares, embora este efeito não seja muito acentuado em situações de chuva (o mesmo não acontece com precipitação sob a forma de neve ou gelo).

O valor máximo de despolarização ocorre para uma polarização oblíqua a 45° , por sua vez coincidente com a situação de despolarização circular (em ambos os casos, os campos elétricos têm a mesma amplitude nos planos vertical e horizontal; simplesmente estão em fase na polarização oblíqua e em quadratura na polarização circular).

Note-se que, se as gotas tivessem efetivamente o seu eixo de revolução perfeitamente vertical, não haveria despolarização nas polarizações vertical e horizontal. Na prática, o efeito do vento, ou melhor, da variação do vento com a altitude, conduz a uma inclinação consistente das gotas num determinado sentido, pelo que, em média, também ocorre despolarização. Este valor médio pode ser estimado assumindo uma inclinação das gotas de cerca de 10° , ou, de forma equivalente, uma inclinação da polarização dos mesmos 10° em relação ao seu valor nominal, vertical ou horizontal.

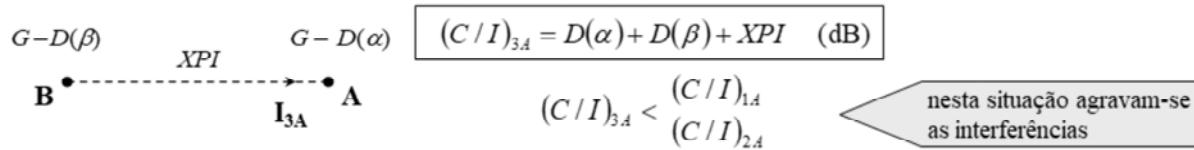
O isolamento contrapolar e a discriminação contrapolar são as grandezas que caracterizam a despolarização do meio, embora a primeira seja, de facto, a que especifica diretamente o nível de interferência. O facto de terem valores muito próximos permite que se utilize indistintamente qualquer delas no cálculo de interferências.

Ruído de sistema

Aumento do ruído e interferências por efeitos de propagação

- Interferências por despolarização pela chuva

Interferente e interferido em polarizações ortogonais



Cálculo de XPI em função da atenuação pela chuva

Isolamento contrapolar
(relação empírica)

$$XPI = U - V \log_{10} A_c \quad (\text{dB})$$

$U = 30 \log_{10} f - 20 \log_{10} [\operatorname{sen}(2\tau)]$ $V = 20$

$(A_c \text{ em dB; } f \text{ em GHz})$

relação empírica entre valores equiprováveis

Medidas de proteção

- criação de diversidade espacial
- cancelamento adaptativo

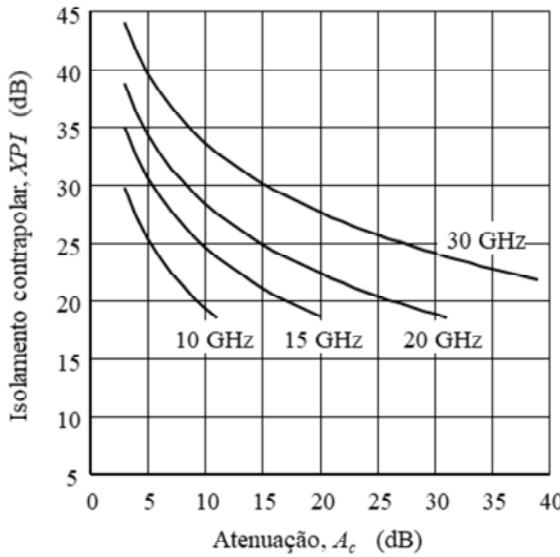
Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

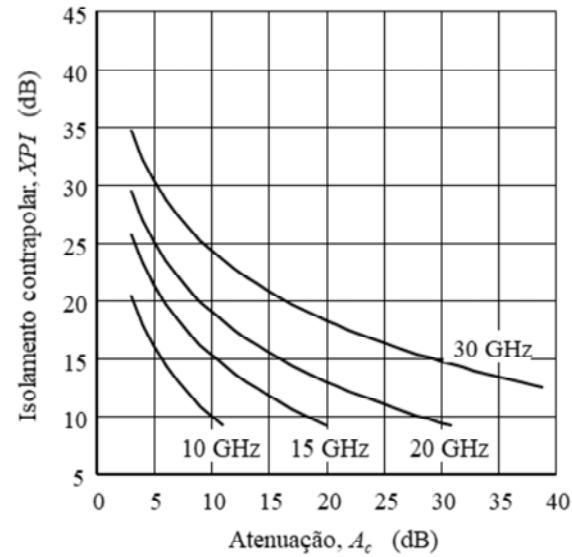
A despolarização no meio introduz mais uma componente de interferência particularmente acentuada no caso de o interferente e o interferido usarem polarizações ortogonais. Neste caso, é o meio que faz a transferência de energia de uma polarização para a outra, havendo reduzido isolamento das antenas, já que passa a estar envolvido o desacoplamento polar em cada uma delas. Esta situação pode conduzir a que o valor da interferência seja significativamente superior à situação nominal, sem precipitação.

Uma medida de proteção algo complexa, mas eficaz, consiste na introdução no emissor de uma torção da polarização de sentido oposto e que contrarie a despolarização introduzida pelo meio. Efetua-se, para o efeito, a medida de um parâmetro adequado que permita o controlo em malha fechada ou malha aberta. Em alternativa, no receptor pode igualmente modificar-se a orientação dos dispositivos sensíveis à polarização, no mesmo sentido da despolarização do meio.

Ruído de sistema



(a) polarização horizontal / vertical



(b) polarização circular

Isolamento contrapolar em função da atenuação para diversas frequências e polarizações

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

As figuras relacionam o isolamento contrapolar com a atenuação, para diversas frequências e polarizações. Os gráficos foram obtidos utilizando a relação empírica atrás introduzida, que permite um cálculo expedito como aproximação de primeira ordem.

Como se pode constatar, com a polarização circular, equivalente a uma inclinação $\tau=45^\circ$, o isolamento pode ser muito reduzido, não deixando margem para dúvidas sobre as consequências da despolarização.

Já com a polarização vertical ou horizontal o isolamento está cerca de 10 dB acima do valor correspondente à polarização circular, o que justifica a sua preferência, nomeadamente em feixes hertzianos terrestres.

Ruído de sistema

Medidas gerais de proteção contra efeitos de propagação

Efeitos de propagação aumentam o ruído de sistema

- reduzem C/N
- reduzem C/I

Proteção contra a redução de C/N

- introdução de margem de potência
- criação de diversidade espacial

medidas gerais (já consideradas)

Proteção contra a redução de C/I

- bom planeamento da reutilização de frequências
- introdução de margem de potência

plano de frequências das ligações
atribuição de frequências na região

melhoria das características do receptor

medida geral (já considerada)

aumento de EIRP (potências emitidas ou ganho das antenas) não é eficaz

aumenta igualmente a interferência sobre outras ligações
pelo contrário, é necessário um controlo global de potência

- criação de diversidade espacial

medida geral (já considerada)

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Como síntese, pode verificar-se que parte das medidas gerais de proteção contra efeitos de propagação sobre o ruído foram já introduzidas como medidas gerais de proteção sobre o balanço de potência de sinal.

No entanto, deve referir-se que o aumento de EIRP é eficaz para combater, por exemplo, efeitos de atenuação, mas não para contornar interferências. De facto, por razões de equidade, não é possível admitir que uma ligação se proteja contra as outras aumentando a potência por si transmitida, já que iria, por sua vez, agravar as interferências que provoca sobre as restantes. Isto implica que seja necessário estabelecer limites máximos de emissão para controlar globalmente as interferências, tomando-se depois, as outras medidas de proteção ao nível de cada feixe.

Neste contexto, destaca-se a importância do planeamento de frequências ao nível de cada ligação e globalmente na região, dedicando-se, por isso, a secção seguinte ao estudo dos planos de frequências de ligações de micro-ondas.

Ruído de sistema

Cálculos de ruído numa ligação completa

Fontes de ruído

- ruído térmico
- intermodulação entre canais
- interferências

}  aproximação: fontes de ruído branco

Ruído aditivo

- ligação simples com várias fontes de ruído
- ligação analógica por saltos
- ligação digital por saltos com repetidores não regenerativos

Fontes de ruído referenciadas
ao mesmo ponto

$$N = \sum_i N_{(i)} \quad (W)$$

Potência de ruído total

Expressão geral

$$(C/N)^{-1} = \sum_i (C/N)_{(i)}^{-1}$$

Relação C/N global
(escala linear)

Erros aditivos

- ligação digital por saltos com repetidores regenerativos

Erros múltiplos desprezáveis

$$P_b = \sum_i P_{b(i)}$$

Probabilidade de
erro de bit total

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Depois de termos analisadas e quantificadas as principais causas de ruído de um ligação de micro-ondas, torna-se necessário avaliar o seu efeito conjunto.

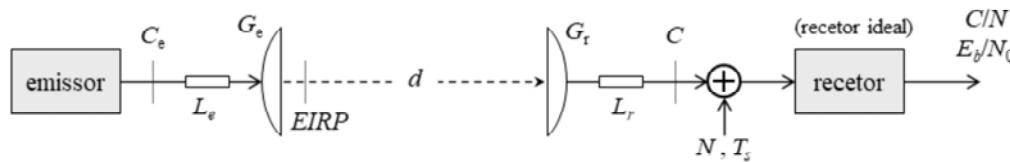
É prática corrente assumir que o efeito de múltiplas fontes de ruído se assemelha a ruído branco, pelo que se pode adicionar diretamente as potências de ruído referenciadas ao mesmo nível de sinal, para obter o ruído total.

O atravessamento de um repetidor regenerativo converte o ruído em eventuais erros, pelo que no caso de feixes digitais teremos acumulação de ruído em cada ligação simples ou salto e acumulação de erros ao longo dos vários saltos da ligação.

Ruído de sistema

Cálculos de ruído numa ligação completa

Relação portadora-ruído



Modelo de portadora e ruído numa ligação

Expressões básicas

$$E_b = CT_b = \frac{C}{R_b} \quad N_0 = \frac{N}{B} \quad E_b/N_0 = C/N \frac{B}{R_b}$$

Relação portadora-ruído à saída do recetor		
Feixe	Parâmetros do recetor	Parâmetros da ligação completa (dB)
Analógico Digital	$C/N = \frac{C}{kT_s B}$	$C/N = EIRP + 20\log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} + L_g + G_r + L_r - 10\log_{10} kT_s - 10\log_{10} B$
Digital	$E_b/N_0 = \frac{C}{kT_s R_b}$	$E_b/N_0 = EIRP + 20\log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} + L_g + G_r + L_r - 10\log_{10} kT_s - 10\log_{10} R_b$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

As expressões referentes à ligação completa foram obtidas combinando as equações de C/N ou E_b/N_0 referentes aos parâmetros do recetor, na forma logarítmica, com as equações do balanço de potência anteriormente introduzidas.

Deve notar-se que a relação C/N (e E_b/N_0) é aplicável à saída do recetor real, embora no modelo de ruído adotado o cálculo se faça à entrada, uma vez que o recetor é suposto ideal e as fontes de ruído estão referidas à entrada.

Plano de frequências

Objetivos

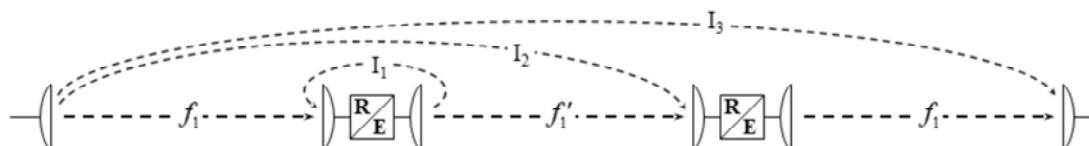
Objetivos gerais

- aproveitamento eficiente da largura de banda
- controlo de interferências numa ligação

Objetivos específicos

- ligação por saltos
- ligação bidirecional
- ligação multicanal

Ligação por saltos (monocanal unidirecional)



Plano de frequências de uma ligação monocanal unidirecional por saltos

- canais de ida têm de ser alternados em saltos consecutivos
- ligações desalinhadas

reduz-se I_1 e I_2

reduz-se I_3

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Se considerarmos uma região, o plano de frequências num sentido lato consiste na definição das frequências de todas as ligações hertzianas que operam nessa zona. Neste capítulo, iremos, no entanto, considerar apenas o estabelecimento de um plano de frequências de uma ligação genérica, assumindo que não há constrangimentos de interferências de outras ligações.

A organização dos planos de frequência consta de recomendações da ITU-R para ligações internacionais, que são igualmente adotadas pelos diversos países nas suas ligações nacionais.

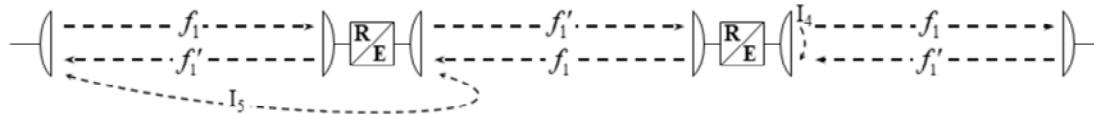
Efetuaremos a discussão do plano de frequências considerando situações sucessivamente mais complexas.

Começando por uma ligação unidirecional por saltos, se fosse utilizada uma única frequência nos vários saltos, teríamos emissão e receção a essa frequência em cada repetidor, o que tornaria inaceitável a interferência próxima I_1 , resultante de fugas entre o emissor e o receptor e captação pela antena receptora de energia radiada pela antena emissora.

Plano de frequências

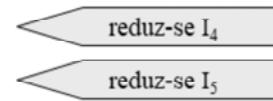
Ligaçāo bidirecional(monocanal por saltos)

- Plano a 2 frequências

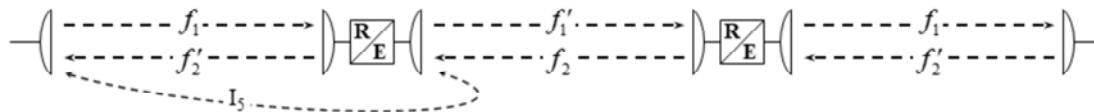


Plano a 2 frequências de uma ligação bidirecional por saltos

- canais de ida e volta no mesmo repetidor têm de ter boa separação
- antenas com boa diretividade



- Plano a 4 frequências



Plano a 4 frequências de uma ligação bidirecional por saltos

- um par de frequências por sentido de transmissão



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O passo seguinte consiste em estabelecer um caminho de retorno, existindo para tal duas hipóteses, como mostram as figuras acima:

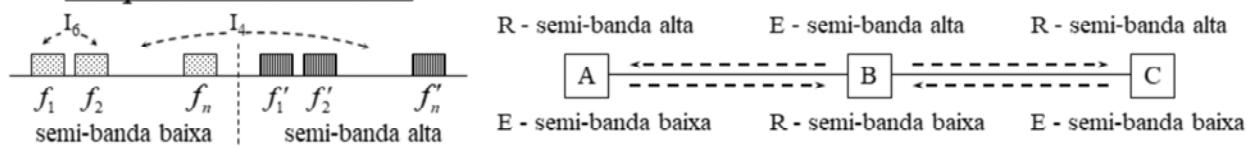
- a utilização do mesmo par de ida (plano a 2 frequências)
- a utilização de um novo par, em que se sacrifica a capacidade mas se reduzem as interferências (plano a 4 frequências).

Os planos a 2 frequências são os mais utilizados, dado que o critério de capacidade é determinante na rentabilização do espectro.

Plano de frequências

Ligaçāo multicanal (bidirecional por saltos)

• Frequências dos canais



Partição do espectro em semi-bandas

- banda total é dividida em 2 semi-bandas com uma banda de guarda
- cada estação emite numa semi-banda e recebe na outra semi-banda
- os canais são separados entre si por uma banda de guarda
- cada antena suporta um máximo de 4 canais não adjacentes

reduz-se I₄

reduz-se I₆

Agrupamentos preferidos de canais por antena

Nº canais	Nº antenas	Canais agrupados															
6	2	1	3	5	2	4	6										
8	2	1	3	5	7	2	4	6	8								
12	4	1	5	9	2	6	10	3	7	11	4	8	12				
16	4	1	5	9	13	2	6	10	14	3	7	11	15	4	8	12	16

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Para a transmissão multicanal, bidirecional e por saltos, a exploração da banda por divisão em semi-bandas constitui um elemento fundamental para reduzir as interferências.

Outro aspecto é o estabelecimento de bandas de guarda entre canais, devendo notar-se que o espaçamento entre o canal superior da semi-banda inferior e o canal inferior da semi-banda superior é, em geral, superior ao espaçamento dentro das semi-bandas.

A distribuição de canais por cada antena procura maximizar o afastamento entre canais e limitar o número máximo de canais em condições mais desfavoráveis de interferência.

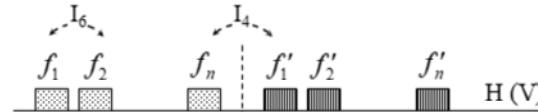
Plano de frequências

Ligaçāo multicanal (bidirecional por saltos)

• Polarizaçāo dos canais

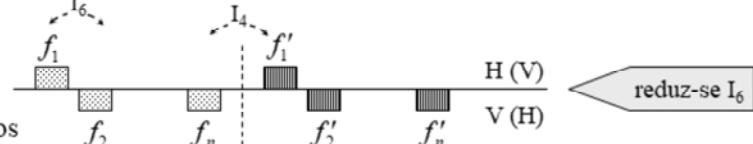
Plano simples

- uma única polarizaçāo



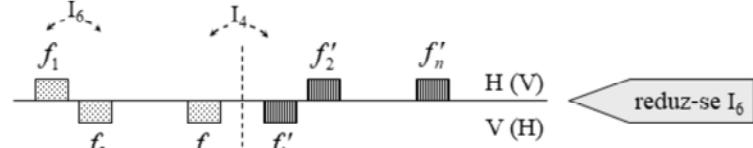
Plano simplesmente alternado

- canais adjacentes ortogonais
- canais homólogos copolarizados



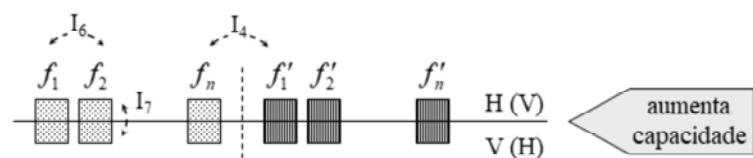
Plano duplamente alternado

- canais adjacentes ortogonais
- canais homólogos ortogonais



Plano sobreposto

- canais sobrepostos ortogonais



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

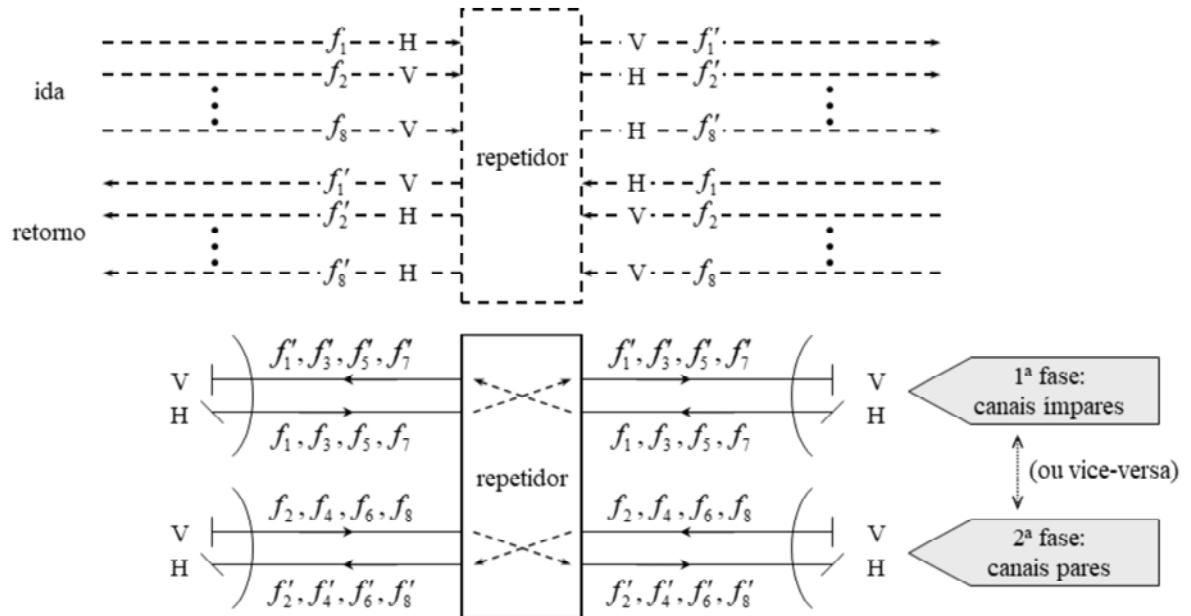
Nos planos alternados, a utilização de polarizações ortogonais em canais adjacentes conduz a um grau superior de isolamento entre canais.

Os planos simplesmente e duplamente alternados permitem vários arranjos de ligação de emissores e receptores a antenas. O plano simplesmente alternado garante um maior isolamento entre as frequências mais próximas de cada uma das semi-bandas (f_n e f'_1)

Os planos sobrepostos permitem operar na mesma frequência com polarizações ortogonais, sendo necessário tomar medidas de proteção contra efeitos de propagação que originam despolarização (já referidas anteriormente).

Plano de frequências

Ligaçāo multicanal (bidirecional por saltos)



Repetidor de uma ligação de 8 canais com um plano duplamente alternado
e 2 frequências por canal bidirecional

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A figura mostra um exemplo de combinação entre canais de um plano de 8 frequências duplamente alternado, com duas antenas em cada direção por cada repetidor.

As antenas suportam dupla polarização, isto é, admitem entradas e saídas em duas polarizações ortogonais.

Plano de frequências

Exemplos de planos de frequências

Banda dos 6 GHz

- Frequência central: $f_0 = 6\ 175$ MHz
- Banda disponível: $B = 500$ MHz
- Espaçamento entre canais: $\Delta = 29,65$ MHz
- Número de canais: $8 + 8$ (ida e retorno)
- Polarização dos canais: plano simplesmente alternado
- Aplicações: analógico FDM 1 800 canais
digital 64 QAM 140/155 Mbit/s

$$\begin{aligned}f_n &= f_0 - 259,45 + 29,65n \\f'_n &= f_0 - 7,41 + 29,65n \\n &= 1, 2, \dots, 8\end{aligned}$$

Banda dos 11 GHz

- Frequência central: $f_0 = 11\ 200$ MHz
- Banda disponível: $B = 1\ 000$ MHz
- Espaçamento entre canais: $\Delta = 40$ MHz
- Número de canais: $12 + 12$ (ida e retorno)
- Polarização dos canais: plano duplamente alternado
- Aplicações: digital 16 QAM 140/155 Mbit/s

$$\begin{aligned}f_n &= f_0 - 505 + 40n \\f'_n &= f_0 - 15 + 40n \\n &= 1, 2, \dots, 12\end{aligned}$$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A UIT definiu dezenas de planos de frequências para feixes analógicos e digitais, com vista a uma adequada gestão do espectro eletromagnético, procurando uma eficiente utilização da largura de banda disponível.

Os dois exemplos acima ilustram a forma como são definidos em concreto. Os parâmetros que caracterizam cada plano de frequências, nomeadamente em termos de interferências, são os seguintes:

- XS separação entre as frequências centrais de canais adjacentes para a mesma polarização e direção de transmissão;
- YS separação entre as frequências centrais dos canais de ida e de retorno mais próximos;
- ZS separação entre as frequências centrais dos canais extremos e o limite mais próximo da banda de frequências;
- DS separação entre a frequência central de um canal de ida e do correspondente canal de retorno, constante para cada plano de frequência.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

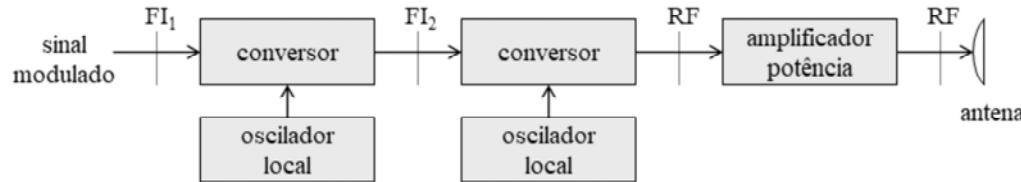
Características gerais

- emissores e recetores com dupla conversão de frequência
- frequências intermédias normalizadas

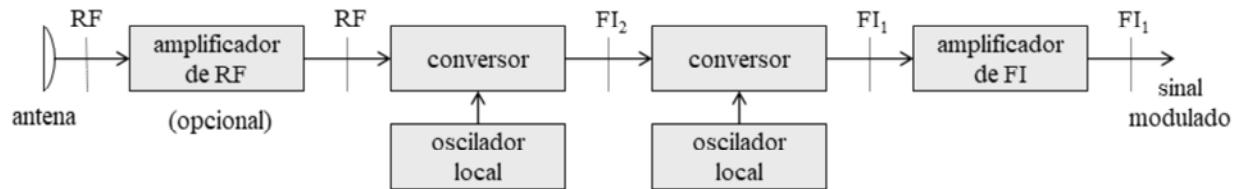
$$FI_1 = 70 \text{ MHz} / 140 \text{ MHz}$$

$$FI_2 = 1 \text{ GHz}$$

níveis de sinal normalizados



Configuração típica do emissor



Configuração típica do recetor

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Qualquer translação do espectro de frequência num conversor de frequência exige a filtragem de, pelo menos, uma componente indesejável de frequência:

- por exemplo, ao elevar a frequência no emissor, a mistura entre a frequência do sinal f_i e a frequência do oscilador local f_o gera a componente útil, seja $f_o + f_i$, mas também a frequência diferença $f_o - f_i$, e eventualmente outras componentes de ordem superior, que têm de ser filtradas **após** a conversão;
- por outro lado, ao baixar a frequência no recetor, gera-se o sinal desejado à frequência diferença $f_o - f_i$; contudo, a chamada frequência imagem $f'_i = 2f_o - f_i$ produz uma frequência diferença $f'_i - f_o = f_o - f_i$ que se sobrepõe à componente útil e que, por esta razão, tem de ser filtrada **antes** da conversão.

O problema é que saltos de frequência muito grandes, quer na emissão, quer na receção, conduzem a pequenos afastamentos relativos entre a frequência pretendida e a frequência indesejada, e, consequentemente, maior dificuldade de filtragem.

Uma técnica bem conhecida para obviar a este problema consiste em efetuar saltos múltiplos de frequência, sendo a opção por saltos duplos a mais comum nos emissores e recetores de feixes hertzianos.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

• Emissor

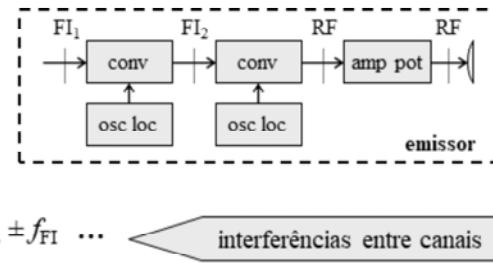
Conversor

- misturador
- filtro passa-banda

$$\begin{array}{ll} \text{deixa passar} & f_{OL} + f_{FI} \\ \text{rejeita} & f_{OL} - f_{FI} \end{array}$$

$$f_{OL} \pm 2f_{FI}$$

$$2f_{OL} \pm f_{FI} \dots$$



interferências entre canais

Oscilador local

- PLLs: sintetizam as frequências a partir de um oscilador a cristal
- multiplicadores: elevam a frequência para a banda de micro-ondas

Amplificador de potência

- amplifica o sinal para o nível requerido
 - valores típicos 100 mW - 10 W
 - tecnologia de estado sólido $C_e[W] \leq 200 / f_{[GHz]}$
 - tubos de onda progressiva
- filtra emissões espúrias

regra prática grosseira

potências elevadas

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A utilização de PLLs como sintetizadores de frequência permite programar as frequências de operação na fase de instalação do sistema, sem prejuízo da precisão e estabilidade das frequências das portadoras, que são obtidas a partir de um oscilador a cristal com grande qualidade.

No oscilador de mais alta frequência, por sua vez, a geração de frequências da ordem dos GHz pode ser efetuada por um conjunto de multiplicadores, cada um deles constituído por um dispositivo não linear seguido de um filtro sintonizado para o harmônico pretendido.

Nos feixes hertzianos terrestres, as tecnologias de estado sólido são geralmente suficientes para assegurar a potência de emissão desejada. Noutros sistemas, como em ligações por satélite, as maiores potências exigem o recurso a tubos de onda progressiva ou clistrônes: com os tubos de ondas progressivas, obtém-se potências de emissão até cerca de uma dezena de Watt, enquanto com os clistrônes se podem atingir centenas ou mesmo milhares de Watt. O problema destes dispositivos é o custo mais elevado, a menor fiabilidade e a maior necessidade de manutenção.

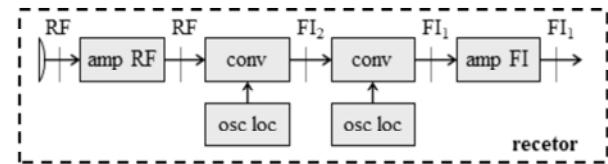
Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

• Receptor

Amplificador de radiofrequência

- utilizado quando se pretende baixo ruído
- figuras de ruído típicas 1 - 3 dB



Conversor

- misturador
- filtro passa-banda
- figuras de ruído típicas (conversor de entrada)
 - conversor de baixo ruído 2,5 - 5 dB
 - conversor convencional 5 - 10 dB

filtrar frequência imagem

Amplificador de frequência intermédia

- amplificação com elevado ganho
- filtro passa-banda sintonizado para o canal
- controlo automático de ganho
- igualização do canal

A utilização de um amplificador de radiofrequência de baixo ruído só é comum em alguns sistemas de comunicação via satélite.

Nos restantes sistemas, a cabeça de receção pode dispor de um conversor para o qual existem diversas gamas de figuras de ruído, de modo a satisfazer os objetivos de qualidade pretendida.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

- Modulador analógico



Configuração típica de um modulador analógico

Equipamento de banda base

- amplificação com pré-ênfase
- controlo de nível

← controlo de sobre-modulação

Modulador de FM

- modulação em FM para 70 - 140 MHz

Amplificador de frequência intermédia

- amplificação do sinal para o valor normalizado
- filtro passa-banda
- limitação de amplitude

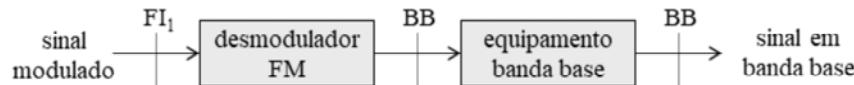
Este subsistema consiste num modulador de frequência convencional com um oscilador controlado a tensão, precedido de um circuito de pré-ênfase.

À saída, faz-se o condicionamento do sinal para o nível de referência e banda pretendida para o sinal modulado.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

- Desmodulador analógico



Configuração típica de um desmodulador analógico

Desmodulador de FM

- limitador de amplitude
- discriminador de frequência

Equipamento de banda base

- amplificação com de-ênfase

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

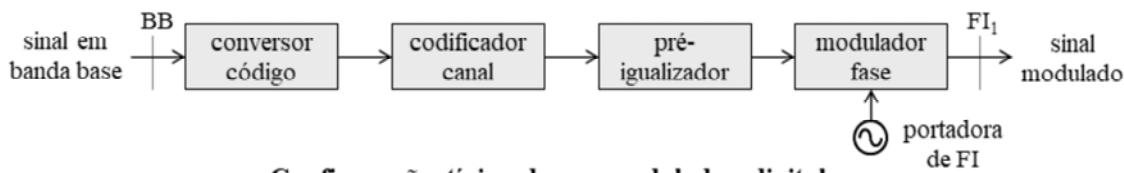
Sistemas por Feixe Hertziano

No processo inverso, utiliza-se um desmodulador convencional com circuitos ressonantes ou PLLs, seguido de um circuito de de-ênfase com característica inversa da pré-ênfase efetuada no modulador.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

• Modulador digital



Configuração típica de um modulador digital

Conversor código

- conversão do sinal com codificação de linha num sinal NRZ

Codificador de canal

- baralhador com sequência binária pseudoaleatória
- codificação para correção de erros (opcional, menos frequente em feixes terrestres)
- codificação diferencial: remove a ambiguidade de fase no recetor (opcional, há alternativas)

Pré-igualizador

- formatação de impulsos para compensar efeitos do canal

Modulador de fase

- modulação de amplitude em dois canais em quadratura

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O sinal digital de entrada em banda base apresenta-se codificado com um código de linha adequado à interligação de equipamentos, sendo por isso necessário obter o sinal digital NRZ original, no conversor de código.

O baralhador é um elemento fundamental da codificação de canal, como já foi referido, uma vez que assegura um número adequado de transições no sinal em banda base, facilitando a recuperação de relógio, e impede que sinais digitais periódicos de entrada produzam riscas espectrais do sinal modulado, que agravariam as interferências entre canais.

A codificação para correção de erros, por exemplo, de tipo FEC (*Forward Error Correction*), é mais comum em feixes por satélite, permitindo operar com relações E_b/N_0 menores, para uma dada probabilidade de erro. Consiste na adição de bits redundantes, que poderão ser usados no recetor para detetar e corrigir erros. Contudo, o débito binário do sinal codificado R_c aumenta em relação ao débito original R_b

$$\boxed{\begin{aligned} R_c &= R_b / \rho \\ \rho &= n / (n + r) \end{aligned}}$$

ρ - taxa de codificação

n - número de bits de informação

r - número de bits redundantes adicionados a n

A codificação diferencial, apesar de resolver o problema da ambiguidade de fase no recetor, introduz multiplicação de erros, como já foi referido. A sua utilização pode ser contornada se os dados incluírem um padrão de sincronização previamente conhecido.

O pré-igualizador é um dispositivo de compensação cujo desenho deverá estar otimizado em conjunto com o pós-igualizador do desmodulador digital.

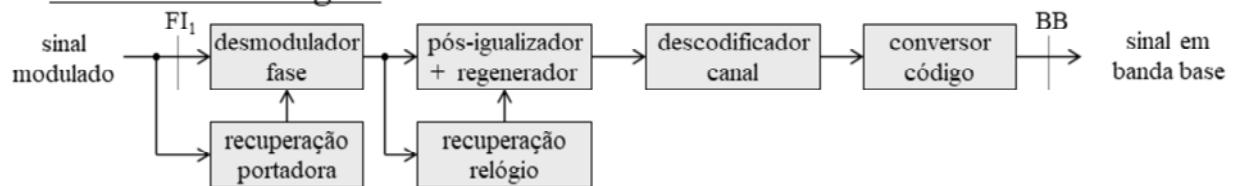
Finalmente, modulador de fase recorre normalmente a dois moduladores independentes com portadoras em quadratura: o sinal é separado em duas componentes que constituem as entradas desses moduladores, as quais são sinais multinível se o número de estados da modulação for

superior a 4.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

• Desmodulador digital



Configuração típica de um modulador digital

Recuperação da portadora

- dispositivo não linear, seguido de filtro e PLL

Recuperação de relógio (de símbolo)

- idêntico a transmissão em banda base

Desmodulador de fase

Pós-igualizador e Regenerador

Descodificador de canal

Conversor código

} funções inversas do modulador

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Num desmodulador de fase coerente faz-se a extração da portadora, de forma a recuperar os sinais nos dois canais atrás referidos (em fase e em quadratura).

Porém, para efetuar a regeneração dos sinais nos dois canais, é necessário obter o relógio de símbolo a partir das transições de níveis das componentes à saída do desmodulador de fase, como se tratasse de uma transmissão em banda base.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

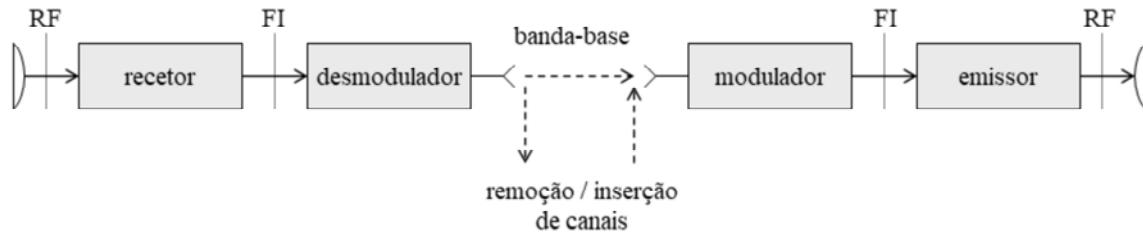
• Repetidores de banda base

Feixes analógicos

- acesso ao sinal banda base
- possibilidade de inserção/remoção de canais

Feixes digitais

- mesmas vantagens dos feixes analógicos
- regeneração do sinal digital



Estrutura de um repetidor de banda base

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Um repetidor em banda base inclui todos os componentes de um subsistema de receção e de um subsistema de emissão.

Este tipo de repetidores só é utilizado em feixes analógicos se for necessário aceder à banda base, como por exemplo na proximidade de estações de transmissão ou comutação que removem / inserem canais telefónicos.

O facto de se efetuar a operação de regeneração em feixes digitais conduz a que esta seja a opção preferida, independentemente de ser necessário aceder aos canais de informação da banda base.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

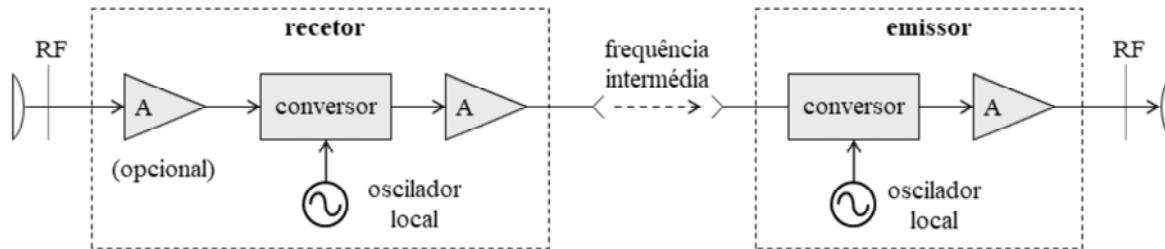
- Repetidores de frequência intermédia

Feixes analógicos

- menor ruído introduzido
- preferíveis se não for necessário aceder a banda base

Feixes digitais

- não há regeneração
- menor interesse



Estrutura de um repetidor de frequência intermédia

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Os repetidores de frequência intermédia incluem basicamente um receptor e um emissor, recorrendo a um andar de conversão para abaixamento de frequência e a andar de conversão para elevação de frequência, fazendo-se a maior parte do tratamento de sinal a uma frequência intermédia mais baixa. Cada andar pode incluir conversão simples ou dupla, dependendo da frequência intermédia escolhida.

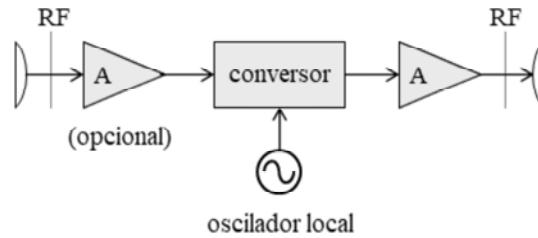
Esta opção é a preferida para repetidores de feixes analógicos em que não é necessário aceder à banda base.

Estações terminais e repetidores

Equipamento de comunicação

- Repetidores de radiofrequência

- problemas de desempenho
 - má seletividade (filtragem insuficiente)
 - dificuldade de controlo de ganho
 - risco de instabilidade (oscilações)
- pouco utilizados em feixes terrestres



Estrutura de um repetidor de radiofrequência

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Os repetidores de radiofrequência exigem uma pequena translação de frequência para transferir um canal de uma semi-banda para a outra semi-banda. O problema é que é muito difícil controlar as características do sinal em termos de amplitude e espectro de saída, nomeadamente em termos de filtragem da frequência imagem.

Por estas razões, esta opção não tem grande interesse prático em feixes terrestres.

Estações terminais e repetidores

Linhas de transmissão

Funções de ligação

- entre a antena e os circuitos de interligação de emissores e receptores (RF)
- entre o receptor e o desmodulador quando fisicamente distantes (FI)

Cabos coaxiais

- perdas elevadas, aumentando com a frequência
- baixo custo, facilidade de instalação
- usados até cerca de 2 GHz

Guia de ondas

- melhores características de atenuação
- maior capacidade de potência
- maior custo, dificuldade de instalação

Características de guias de onda

Eliptico	atenuação mais elevada	flexível	menor dificuldade de instalação
Retangular	atenuação intermédia	rígido	assegura uma única polarização linear
Circular	atenuação menor	rígido	suporta polarizações lineares ortogonais

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Para reduzir as perdas e controlar o ruído, nas instalações de maiores dimensões os emissores e receptores são colocados o mais próximo possível das antenas, no alto das torres, fazendo-se a transmissão em frequência intermédia (tipicamente a 1 GHz) para as instalações da estação, através de cabos coaxiais.

A ligação dos emissores e receptores às antenas ("baixada") utilizam geralmente guias de onda quando a frequência se situa acima dos 2 GHz.

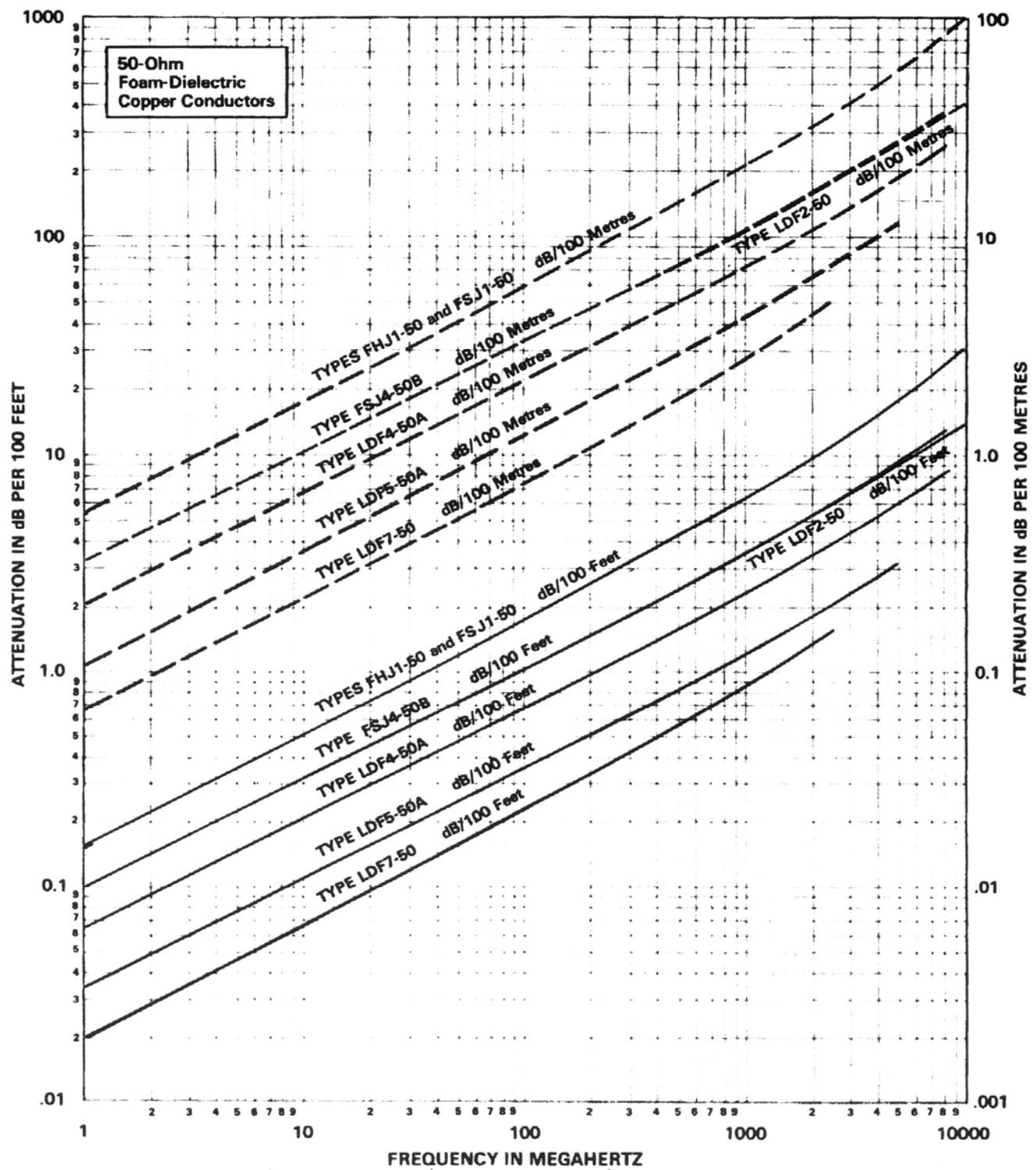
Para uma dada dimensão física, o guia de onda comporta-se como um filtro passa-alto, exibindo uma frequência de corte que impede a propagação a frequências inferiores a esse valor, o qual é função do modo de propagação.

Para o modo de propagação dominante, também designado de fundamental, o comprimento de onda de corte λ_c e a correspondente frequência de corte f_c são calculados como indicado na tabela seguinte:

Guia retangular	$\lambda_c = 2a$	$f_c = c / 2a$	a - dimensão interna máxima do guia
Guia circular	$\lambda_c = 2\pi r / 1,841$	$f_c = 1,841 c / 2\pi r$	r - raio interno do guia

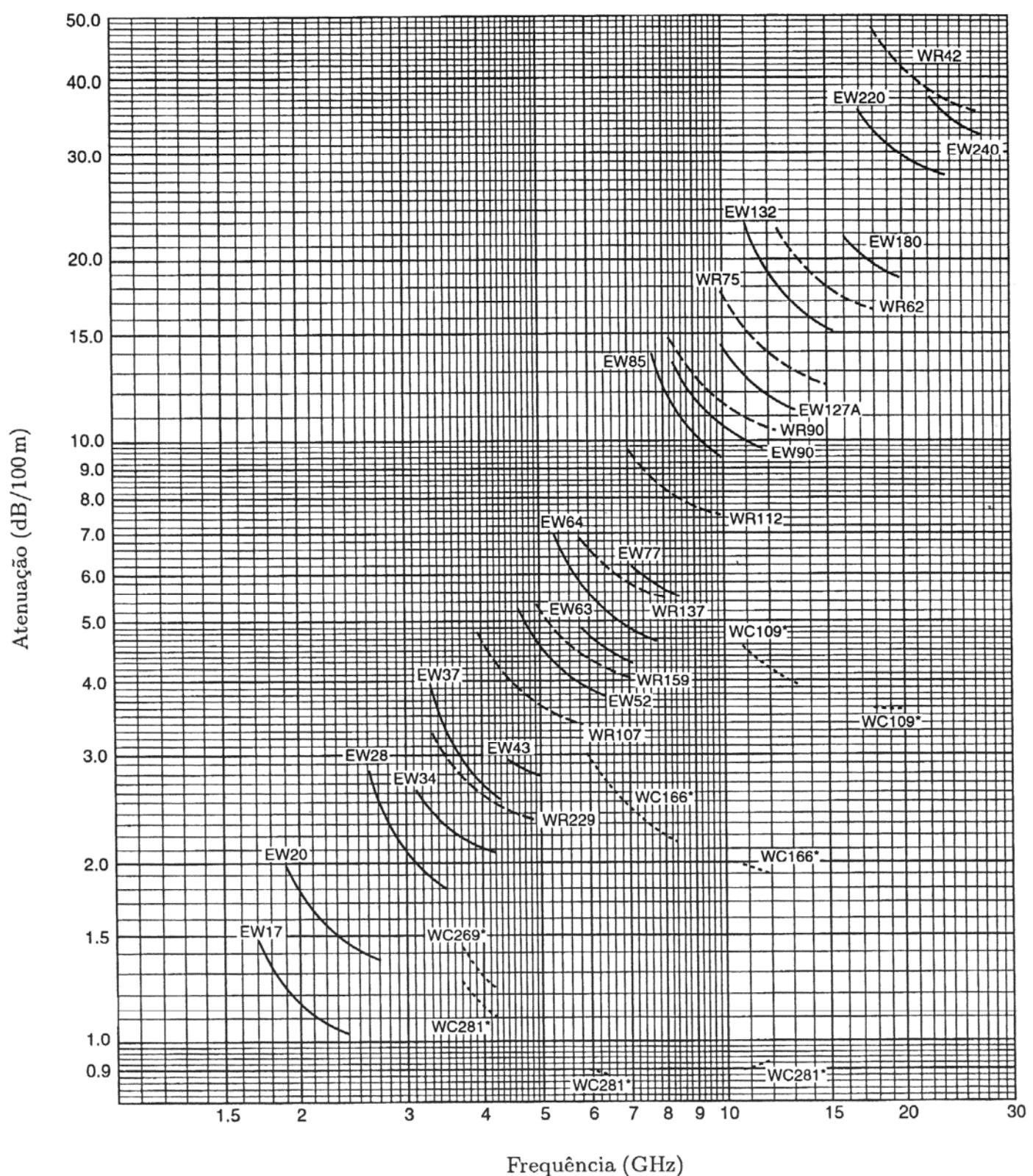
Os guias retangulares são os mais utilizados, preferindo-se normalmente o modo de propagação dominante por possuir diversas vantagens:

- a frequência de corte é mais baixa, para uma dada dimensão ou seja, permite menores dimensões para uma dada frequência de operação;
- elimina outros modos de propagação, se a frequência de operação for próxima da frequência de corte.



Attenuation Curves based on:
VSWR 1.0
Ambient temperature 24°C (75°F)

Atenuações típicas de cabos coaxiais com condutores de cobre



Atenuações típicas de vários tipos de guias de onda
(WR - retangulares; WC - circulares; EW - elípticos)

Estações terminais e repetidores

Antenas

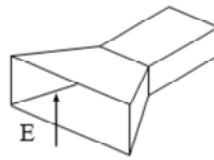
Requisitos

- largura do feixe não inferior a 1° ← reduz requisitos de estabilidade da antena no suporte
admite variações de ângulo de chegada da onda
- radiação reduzida dos lóbulos laterais
- relação de ganho frente-trás elevada → essencial para o controlo de interferências

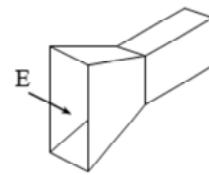
Características gerais das antenas

- refletor parabólico (diâmetros 0,5 - 4 m)
- guia de alimentação

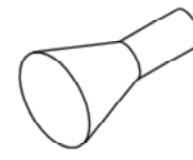
truncado
com corneta



(a) Polarização vertical



(b) Polarização horizontal



(c) Polarização arbitrária

Cornetas de alimentação de antenas parabólicas

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Embora seja desejável um ganho da antena elevado, a largura do feixe não inferior a 1° conduz a um ganho não superior a 45 dB.

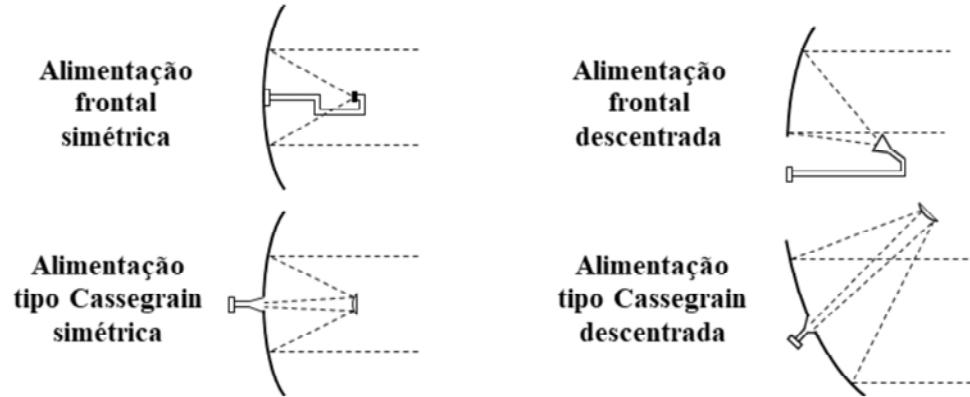
A utilização de refletores paraboloides é a solução adotada para ligações ponto a ponto que operam a frequências acima de 1 GHz. Noutras ligações abaixo de 1 GHz, empregam-se em geral antenas Yagi ou antenas helicoidais isoladas ou agregadas, com ou sem planos refletores.

Estações terminais e repetidores

Antenas

Iluminação do refletor parabólico

- posição do guia
 - alimentação frontal
 - alimentação tipo Cassegrain
- simetria do conjunto
 - alimentação simétrica
 - alimentação descentrada



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

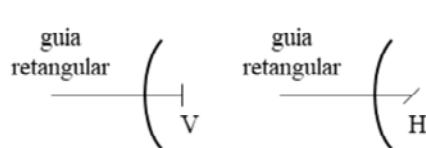
A alimentação de tipo Cassegrain é mais complexa mas tem melhor eficiência do que a frontal, na medida em que se reduzem as perdas de iluminação. Por outro lado, utiliza-se um menor comprimento de guia de onda, o que tem particular importância nas antenas de maiores dimensões. Estes dois aspectos contribuem para a obtenção de baixas temperaturas de ruído de antena na montagem Cassegrain, objetivo este particularmente importante em certos sistemas, como por exemplo nas ligações por satélite.

As antenas descentradas podem ser construídas de forma a proporcionar melhores características do que as antenas simétricas, nomeadamente em termos de eficiência, dado que eliminam o bloqueio de radiação causado pela alimentação. No entanto, tendem a ter custos mais elevados.

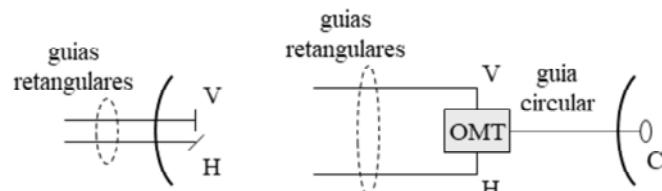
Estações terminais e repetidores

Antenas

Polarização das antenas

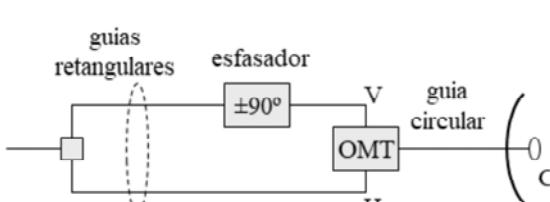


(a) Polarização simples

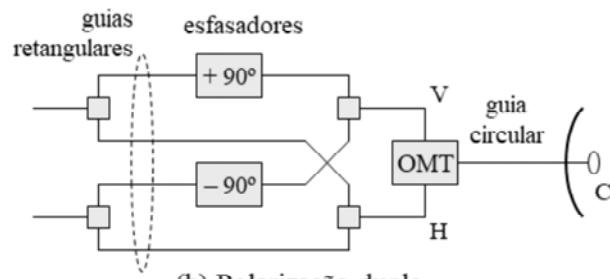


(b) Polarização dupla

Antenas com polarização linear (V/H)



(a) Polarização simples



(b) Polarização dupla

divisor/ combinador de sinal

Antenas com polarização circular (CE/CD)

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O OMT - *Orthogonal Mode Transducer* - é um dispositivo que permite separar / combinar duas polarizações ortogonais de um guia de onda em sinais distintos em dois guias de onda.

Nos feixes terrestres que operam com polarização linear dupla, é preferível evitar o OMT e utilizar antenas com dois guias de alimentação independentes, para cada polarização. No caso de antenas com polarização circular, o OMT é indispensável para separar as componentes vertical e horizontal, uma das quais terá de ser desfasada de $\pm 90^\circ$.

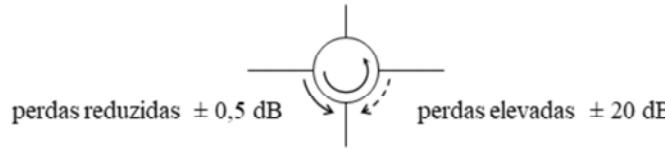
A discriminação entre polarizações lineares vertical e horizontal pode atingir cerca de 50 dB, mas está sujeita a degradação resultante de precipitação. Este efeito, como já foi referido, pode ser combatido através do cancelamento adaptativo, o qual poderá ser efetuado atuando motores que controlam a rotação dos dispositivos alimentadores.

No caso de polarização circular, a discriminação é menor, não excedendo geralmente mais de 30 dB.

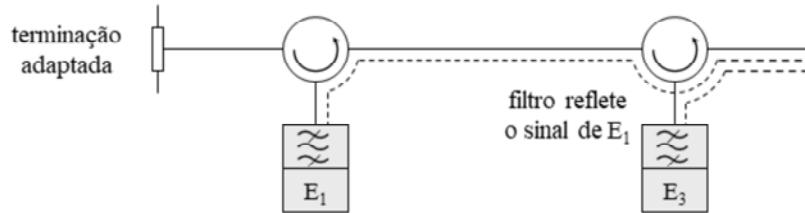
Estações terminais e repetidores

Circuitos de interligação

- permitem a divisão e combinação de sinais para ligar emissores e receptores a uma antena
- recorre-se a secções de guias de onda acopladas entre si de diversas formas
- os dispositivos mais utilizados são os circuladores



Acoplamento de sinais num circulador



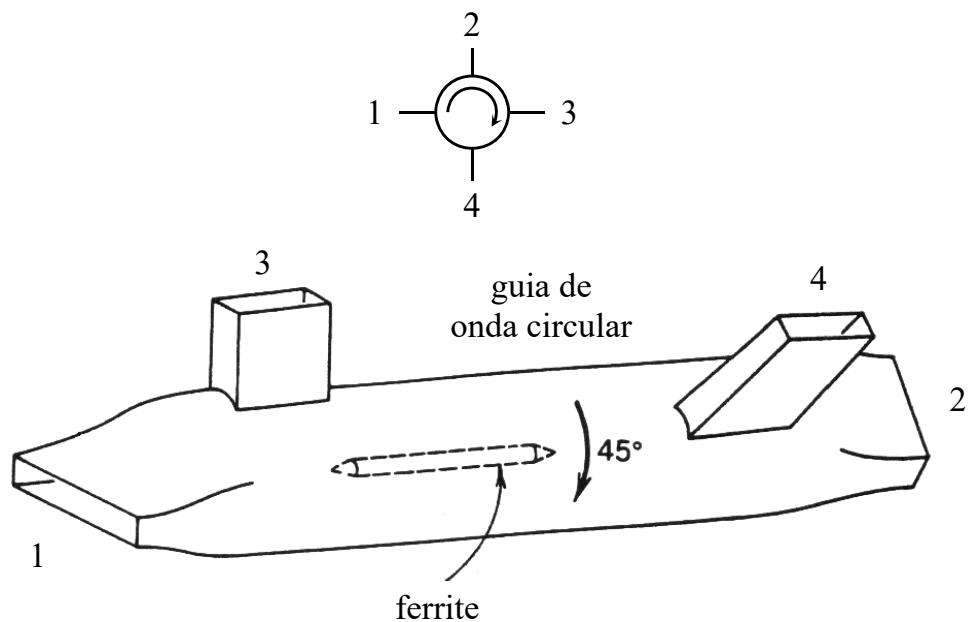
Ligação de emissores através de circuladores

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

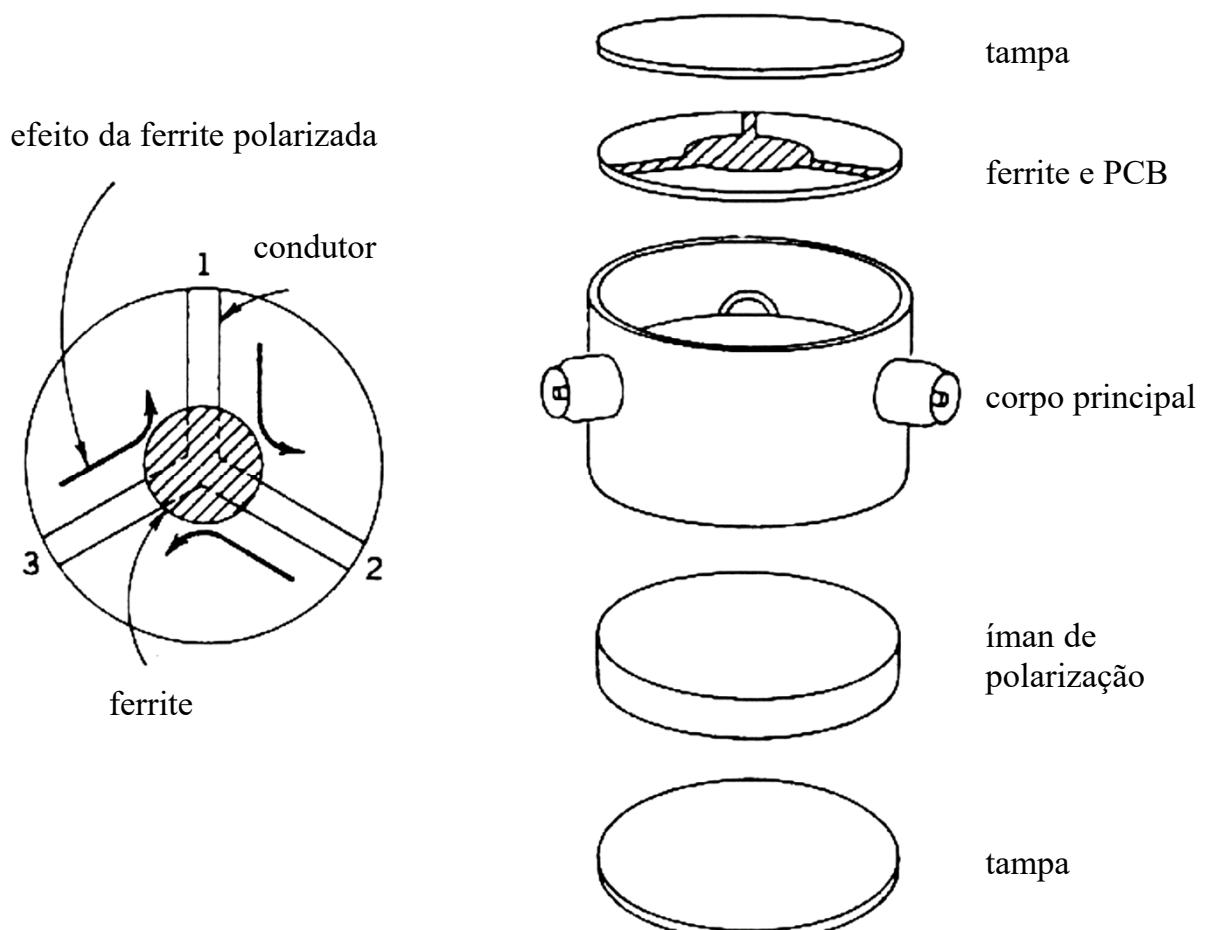
Sistemas por Feixe Hertziano

O filtro de cada emissor apresenta-se como uma alta impedância para as frequências que não correspondem à sua sintonização, pelo que se dá a reflexão total.

Os circuladores são dispositivos de micro-ondas baseados em cavidades com propriedades específicas de propagação entre as respetivas portas, como se exemplifica na figura seguinte.

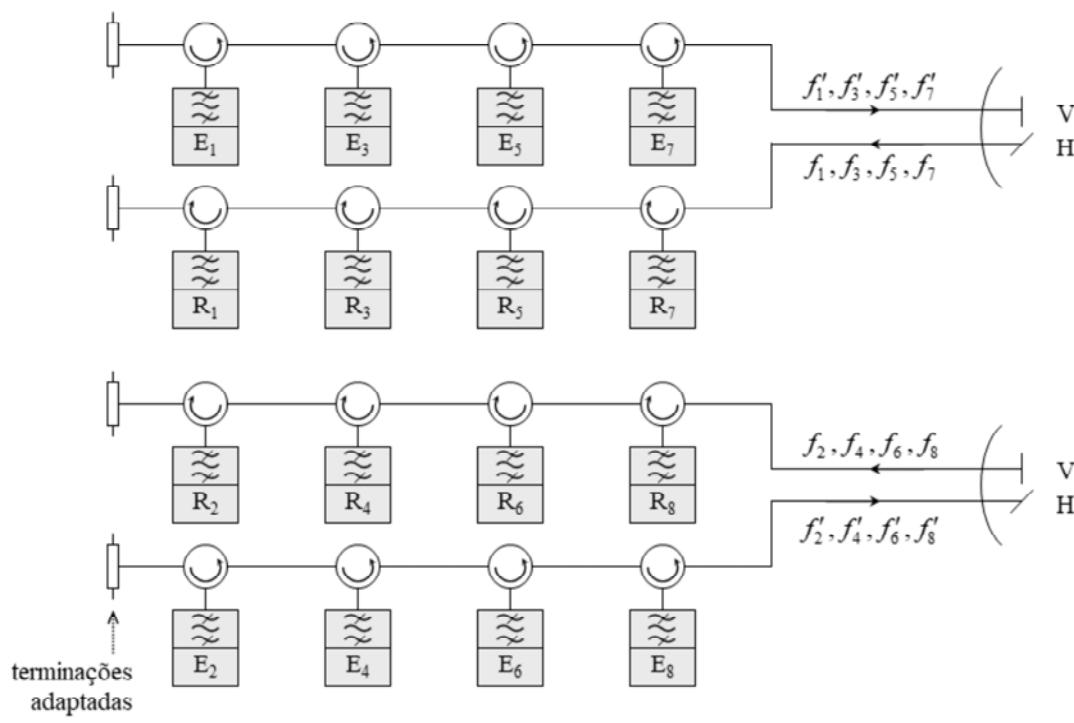


Circulador de 4 portas em ferrite



Circulador de 3 portas em ferrite

Estações terminais e repetidores



Ligaçāo de emissores e receptores a antenas através de circuladores

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A figura mostra o arranjo completo de interligação dos emissores e receptores aos sistemas de antena, correspondentes a um sistema de 8 canais bidirecionais com um plano de frequência duplamente alternado.

Estações terminais e repetidores

Sistemas auxiliares de operação e manutenção

- Informações de serviço

Tipos de informação

- comunicações de voz
entre pessoal de serviço
- telesinalização
informações de estado de equipamentos (alarmes de importância variável)
- telemedida
valores de parâmetros críticos
- telecomandos
atuação de sistemas remotos

Suporte de transmissão

- linha de transmissão dedicada
- feixe auxiliar: portadora auxiliar nos extremos das semi-bandas da ligação
- sobre a ligação principal, em canais redundantes

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O suporte de sistemas auxiliares de operação e manutenção é essencial para assegurar a qualidade de serviço compatível com aplicações de telecomunicações.

Estações terminais e repetidores

Sistemas auxiliares de operação e manutenção

Alarmes genéricos	Alarmes em feixes analógicos
perda da portadora recebida baixo nível da portadora transmitida falha de alimentação de rede falha de alimentação de emergência atuação de equipamento redundante desvios excessivos de frequência	baixo nível de piloto acima da banda base elevado nível de ruído
Medidas de parâmetros	Comandos remotos
nível de sinal recebido nível de sinal transmitido tensão de alimentação temperatura	comutação de canais inibição / desinibição de alarmes ativação / desativação de ligações de retorno

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Apresentam-se apenas alguns exemplos de alarmes, medidas de parâmetros e comandos remotos que poderão ser suportados em feixes hertzianos. Num sistema concreto a situação poderá ser algo diferente.

Estações terminais e repetidores

Sistemas auxiliares de operação e manutenção

- Comutação de canais

Qualidade de uma ligação

- canal indisponível
 - critérios de qualidade mínima não satisfeitos durante mais de 10 segundos
- canal degradado
 - períodos breves muito frequentes com qualidade abaixo da mínima
 - tempos acumulados com má qualidade excedidos

Causas de degradação e indisponibilidade

- falhas de equipamento radioelétrico
- avarias em antenas ou linhas de transmissão
- falhas de alimentação
- efeitos de propagação
- interferências
- instalações e torres de antenas
- erros humanos de exploração ou manutenção

objetivo mínimo de disponibilidade
99,7 % do tempo

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A comutação de canais é muitas vezes introduzida de forma associada à diversidade de espaço ou frequência.

Estações terminais e repetidores

Sistemas auxiliares de operação e manutenção

• Comutação de canais

Princípios da comutação

– objetivo: assegurar mínimo de disponibilidade

– ligação tem redundância de canais

$$\left. \begin{array}{ll} n \leq 7 & \text{redundância } n+1 \\ n > 7 & \text{redundância } n+2 \end{array} \right\} \quad \begin{array}{l} \text{n - número de canais normalmente ativos} \\ \text{comutação efetuada quando} \\ \text{indisponibilidade excede 10 segundos} \end{array}$$

– tráfego é transferido de um canal indisponível para um canal de reserva disponível

Critérios de comutação

– Feixe analógico: multiplex telefônico analógico

$A > 3 - 6 \text{ dB}$ atenuação excessiva de um piloto situado acima da banda base

$N > 1\,000\,000 \text{ pW}_0$ potência de ruído não pesada excessiva

– Feixe digital

$P_b > 10^{-3}$ taxa de erros excessiva

Perda de sincronismo de relógio

Perda de alinhamento de trama

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A redundância reduz a capacidade de transporte de tráfego dos sistemas. No entanto, esta desvantagem é largamente recompensada pelo aumento da disponibilidade do sistema, com vista a atingir os objetivos gerais de qualidade fixados.

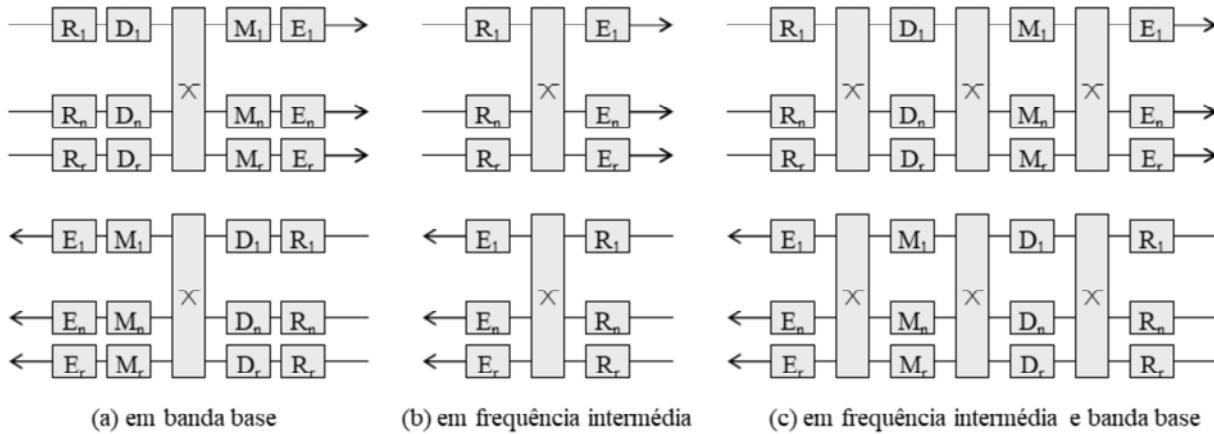
Estações terminais e repetidores

Sistemas auxiliares de operação e manutenção

- Comutação de canais

Ponto de comutação

- em banda base
- em frequência intermédia



Comutação de canais num repetidor com redundância $n+1$

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

A figura mostra as possibilidades de comutação em feixes hertzianos. No caso de se fazer a comutação simultaneamente em banda base e frequência intermédia, obtém-se uma maior fiabilidade.

Estações terminais e repetidores

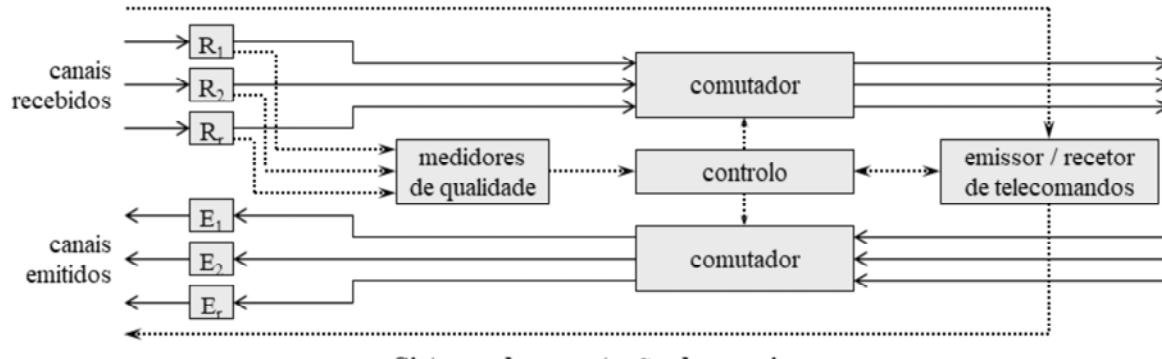
Sistemas auxiliares de operação e manutenção

• Comutação de canais

Sequência de comutação

- deteção de uma falha pelos sistema de medida de qualidade
- envio de ordem de telecomando para o lado da emissão
- receção da ordem no lado de emissão
- injeção do sinal do canal em falha no canal redundante
- comutação do lado da receção

canais comutados
sem interrupção



Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

O sistema de controlo faz a monitoração permanente dos canais operacionais e de reserva, de tal modo que, quando inicia uma sequência de comutação, tem conhecimento de que o canal de reserva está disponível.

Estações terminais e repetidores

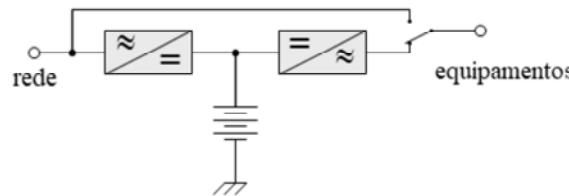
Fornecimento de energia

Alimentação de energia sem interrupção (UPS, *Uninterruptible Power Supply*)

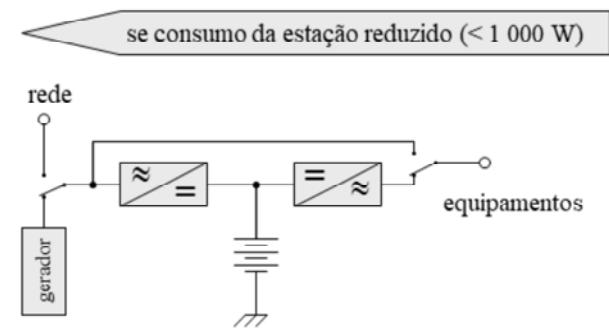
- autonomia mínima de 12 a 24 horas assegurada por baterias
- possibilidade de ligação direta à rede para permitir a manutenção da UPS
- possibilidade de acrescentar um grupo moto-gerador de recurso (ou mais do que um)

Opções para a fonte primária

- rede de distribuição de energia elétrica
- bateria de motores-geradores (1 + 2 de reserva)
- bateria de células voltaicas
- gerador alimentado por energia eólica



Princípio de alimentação sem interrupção



Configuração com gerador de recurso

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Não existindo moto-geradores de recurso, e caso o tempo de interrupção exceda o máximo compatível com a capacidade da bateria, será necessário fazer deslocar para a estação um grupo moto-gerador móvel.

Nos casos em que a autonomia da bateria é inferior ao valor de referência entre 12 e 24 horas, nomeadamente se o consumo da estação for elevado, torna-se necessário prever pelo menos um grupo moto-gerador de recurso. Em particular, quando o fornecimento de energia é muito irregular e a autonomia da bateria reduzida (inferior a uma hora), é aconselhável recorrer não apenas a um, mas sim a dois grupos moto-geradores.

A entrada em funcionamento dos grupos moto-geradores é automática após uma interrupção da rede da ordem de um minuto, o que evita um número elevado de arranques se ocorrerem cortes breves com frequência.

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Ruído de sistema

Objetivos de desempenho

Estabelecido um circuito hipotético de referência de 2 500 km

Especificada a distribuição estatística da qualidade mínima admissível

• Feixes analógicos

Multiplex telefónico

– ruído no canal mais desfavorável com um sinal de referência (0 dBm) não deve exceder

7 500 pW0p	potência média pesada num minuto	mais do que 20% do pior mês
------------	----------------------------------	-----------------------------

47 500 pW0p	potência média pesada num minuto	mais do que 0,1% do pior mês
-------------	----------------------------------	------------------------------

1 000 000 pW0	potência não pesada	mais do que 0,01% do pior mês
---------------	---------------------	-------------------------------

Televisão

– relação sinal/ruído não deve ser inferior a

57 dB	luminância / ruído pesado	mais do que 20% do pior mês
-------	---------------------------	-----------------------------

45 dB	luminância / ruído pesado	mais do que 0,1% do pior mês
-------	---------------------------	------------------------------

• Feixes digitais

– probabilidade de erro num circuito digital a 64 kbit/s não deve exceder

10^{-6}	tempo de integração de 1 minuto	mais do que 0,4% do pior mês
-----------	---------------------------------	------------------------------

10^{-3}	tempo de integração de 1 segundo	mais do que 0,054% do pior mês
-----------	----------------------------------	--------------------------------

Projeto de Sistemas de Telecomunicações

Sistemas por Feixe Hertziano

Para circuitos de menor comprimento do que o circuito de referência de 2 500 km, considera-se que há proporcionalidade entre a distância e, conforme a cláusula, a potência de ruído ou a percentagem do tempo durante o qual o parâmetro é excedido.

No primeiro caso, considera-se um valor do ruído por unidade de comprimento, e que este é aditivo; no segundo caso, considera-se que a probabilidade de ser excedido o limite estabelecido cresce proporcionalmente com o comprimento da ligação.