

LIMITAÇÃO DA TAXA DE TRANSMISSÃO EM SISTEMAS RÁDIOS DIGITAIS

Geraldo Gil R. Gomes * e Renato Baldini Filho **

* DTE – INATEL

Grupo de Pesquisa em Comunicações sem Fio
Caixa Postal 05, CEP 37540-000, Sta. Rita do Sapucaí – MG
Tel: 35 3471 9273, ge@inatel.br

** DECOM – FEEC – UNICAMP

Caixa Postal 6101, CEP 13081-970, Barão Geraldo, Campinas – SP
Tel: 19 3788 3805, baldini@decom.fee.unicamp.br

Resumo – Sistemas radioenlaces digitais em microondas, de longo alcance, que operam com altas taxas, estão vulneráveis à ocorrência de desvanecimento seletivo, provocada pela propagação por multipercursos. Como consequência, a elevação da taxa de erro por interferência intersimbólica, torna-se o componente predominante no estabelecimento da situação definida como “sistema fora de serviço”. Tradicionalmente a diminuição da taxa de erro é obtida através de contramedidas, tais como, alguns tipos equalizadores e diversidades. Este artigo tem por objetivo apresentar uma análise de desempenho de alguns tipos de modulações utilizadas em sistemas rádios digitais em função dos parâmetros que contribuem para o aumento da probabilidade do sistema ficar fora de serviço por efeito de desvanecimentos seletivos. Além disso, é apresentado um panorama do estado da arte dos equipamentos rádios digitais e uma análise preliminar da utilização de modulação multiportadora como alternativa para a diminuição da probabilidade de “fora de serviço” dos sistemas rádios digitais.

desvanecimento seletivo, depende de diversos parâmetros do sistema. Os sistemas rádios digitais que operam com taxas na faixa de centenas de *Mbit/s* são muito mais vulneráveis à incidência de desvanecimento seletivo do que aqueles que operam com baixas taxas.

As contramedidas clássicas para a diminuição do tempo de *fora de serviço*, nestes sistemas, têm sido a utilização de alguns tipos de equalizadores adaptativos no domínio da frequência e no domínio do tempo, que aumentam a robustez do receptor quanto às distorções impostas pelas imperfeições do meio de propagação. Além dos equalizadores, as diversidades no espaço, ângulo e em frequência são também utilizadas. O uso das diversidades, no entanto, têm suas consequências. Nos sistemas *full duplex*, a utilização das diversidades no espaço exige a duplicação das linhas de transmissão e dos sistemas irradiantes. A diversidade em frequência exige a duplicação do espectro utilizado. Em ambos os casos, são necessários sistemas de supervisão do nível de potência recebido, para a combinação ou comutação dos sistemas de recepção.

I. INTRODUÇÃO

Um enlace rádios digitais é considerado *fora de serviço* quando a taxa de erro de bit atinge ou ultrapassa um dado limiar, tipicamente 10^{-3} ou 10^{-6} , sob determinadas condições. Desconsiderando as interferências externas e por polarização cruzada (em radioenlaces com canalização entrelaçada e polarização cruzada), a elevação da taxa de erro pode ocorrer devido a dois fatores: diminuição da relação sinal/ruído, por efeito de desvanecimentos planos, e interferência intersimbólica provocada por desvanecimentos seletivos. Pode-se mostrar que o desvanecimento seletivo tem muito pouca influência em rádios que operam com taxas abaixo de 10 *Mbit/s*. Nestes casos, a principal causa para um aumento da taxa de erro é o desvanecimento plano. A partir de algumas dezenas de *Mbit/s*, o desvanecimento seletivo torna-se, em geral, predominante. O valor da taxa de transmissão onde o desvanecimento plano provoca a mesma probabilidade de *fora de serviço* que o

II. PROPAGAÇÃO TROPOSFÉRICA EM LINHA DE VISADA PARA FREQUÊNCIAS ABAIXO DE 10 GHz

A trajetória descrita pela propagação de uma onda eletromagnética, entre duas antenas em linha de visada, depende fundamentalmente da densidade do meio de propagação. No caso dos radioenlaces terrestres, este meio corresponde à parte mais baixa da troposfera. No vácuo, a densidade encontrada pela frente de onda eletromagnética é constante. Como a frente de onda é o lugar geométrico dos pontos de mesma fase e a direção de propagação é perpendicular a frente de onda, uma onda eletromagnética se propaga em linha reta no vácuo, o que tipicamente, não ocorre na troposfera. A densidade da troposfera depende de sua temperatura, pressão e umidade. A propagação de ondas eletromagnéticas em meios onde a densidade é irregular, faz com que diferentes pontos da frente de onda se propaguem com diferentes velocidades, tornando a trajetória dependente dessa não uniformidade (refração atmosférica).

O índice de refração (n) é a relação entre a velocidade de propagação de uma onda eletromagnética no vácuo em relação à velocidade de propagação de uma onda em um meio. Ou seja,

$$n = \frac{c_0}{c}, \quad (1)$$

onde c_0 é a velocidade da luz e c é a velocidade da onda no meio. O índice de refração é sempre maior ou igual a unidade, mas para uma onda propagando-se no ar, o índice de refração é apenas uma pequena fração maior que a unidade. Assim, é conveniente utilizar uma grandeza mais adequada para representar o índice de refração para ondas eletromagnéticas no ar, denominada como *razão de refatividade* [1; 2; 3; 4; 5].

A *razão de refatividade* (N), ou simplesmente *refatividade*, é definida como sendo o valor do índice de refração que excede a unidade, em partes por milhão, descrita por

$$N = (n - 1) \times 10^6, \quad (2)$$

expressada em *unidades-N*. A refatividade para enlaces troposféricos em frequências abaixo de 100 GHz [1; 2] é definida como

$$N = 77,6 \times \frac{P}{T} + 3,732 \times 10^5 \frac{e}{T^2}; \quad (3)$$

onde, P é a pressão da atmosférica seca em *mbar*, T é a temperatura absoluta em *Kelvin*, e e é a pressão do vapor d'água em *mbar*.

O valor de N varia com a altitude uma vez que a pressão, temperatura e umidade também variam com a altitude. Pressão e umidade normalmente diminuem exponencialmente com a altitude, enquanto que a temperatura normalmente diminui linearmente com o aumento da altitude à uma taxa de aproximadamente $-6^\circ\text{C}/\text{km}$ [3]. A umidade e a temperatura, entretanto, variam sob determinadas condições, resultando em variações da refatividade, que tipicamente assume valores entre 200 a 500 *unidades-N*, próximo da superfície da terra [2].

Em geral, a atmosfera apresenta uma diminuição exponencial de N com a altitude. Para uma atmosfera média a refatividade pode ser escrita como

$$N(h) = 315 \times \exp(-0,136h); \quad (4)$$

onde h é a altitude em relação ao nível do mar, em *km* [2].

Para efeito dos estudos das degradações provocadas pela troposfera em um radioenlace com linha de visada, o valor absoluto da refatividade não é

de grande importância. Entretanto, as variações do valor da refatividade podem afetar substancialmente a trajetória, ou as trajetórias, de uma frente de onda eletromagnética. Assim é conveniente definir o *gradiente do índice de refatividade* ou simplesmente *gradiente de refatividade*. Embora o gradiente de refatividade varie exponencialmente com a altitude nas primeiras centenas de metros do nível do mar, onde normalmente situam-se as trajetórias dos radioenlaces com linha de visada, ele pode ser aproximado para um gradiente linear definido como [3]

$$G = \frac{dN}{dh}. \quad (5)$$

Sob condições atmosféricas onde a troposfera é homogênea ou *bem misturada*, este valor é uma constante. Quando a homogeneidade da atmosfera muda com o tempo, então o gradiente de refatividade também muda, afetando as condições de propagação.

Devido à refração na troposfera, a trajetória descrita por uma frente de onda eletromagnética em um radioenlace com linha de visada, não é reta. A curvatura do raio é dependente do gradiente de refatividade a que a frente de onda é submetida ao longo do percurso. Desta forma, pode-se assumir que o raio descreve um arco com raio ρ , que é inversamente proporcional ao gradiente do índice de refração no percurso, descrito aproximadamente por [7]

$$\frac{1}{\rho} \cong -\frac{dn}{dh}. \quad (6)$$

Por sua vez, a terra não apresenta uma superfície plana. Seu perfil pode ser representado por um arco cujo raio médio, a , é igual a 6.371 km. Então, para uma análise precisa da visibilidade entre antenas, a distância relativa entre os dois arcos deve ser levada em consideração.

Para facilitar a análise da trajetória descrita pela frente de onda considera-se um dos dois arcos como sendo uma linha reta. Por conveniência, considera-se a trajetória como sendo uma linha reta e o arco que representa a curvatura da superfície da terra é modificada de acordo com a refatividade do percurso. Essa nova curvatura da superfície da terra é obtida a partir de um novo raio denominado *raio efetivo da terra*. Portanto, o raio efetivo da terra é definido como sendo um raio hipotético de uma terra esférica sem atmosfera, onde a propagação de ondas eletromagnéticas em linha de visada descrevem trajetórias retilíneas [6], conforme mostrado na Fig. 1. O raio efetivo da terra, R_e , é obtido pelo produto do raio da terra a , por um fator denominado *fator do raio efetivo da terra*, k , ou simplesmente *fator-k*, então,

$$R_e = k \cdot a. \quad (7)$$

A relação entre o raio da terra e o raio do feixe é obtida de acordo com a expressão [7]

$$\frac{1}{k \cdot a} = \frac{1}{a} - \frac{1}{\rho} = \frac{1}{R_e} \quad (8)$$

Consequentemente, pode-se obter o valor de k a partir do gradiente do índice de refração ou do gradiente de refratividade a partir da expressão [2; 3; 4; 6; 7]

$$k = \frac{1}{1 + a \cdot \frac{dn}{dh}} = \frac{1}{1 + a \cdot \frac{dN}{dh} \cdot (10)^{-6}} \quad (9)$$

onde, conforme já definido, $dN/dh = G$.

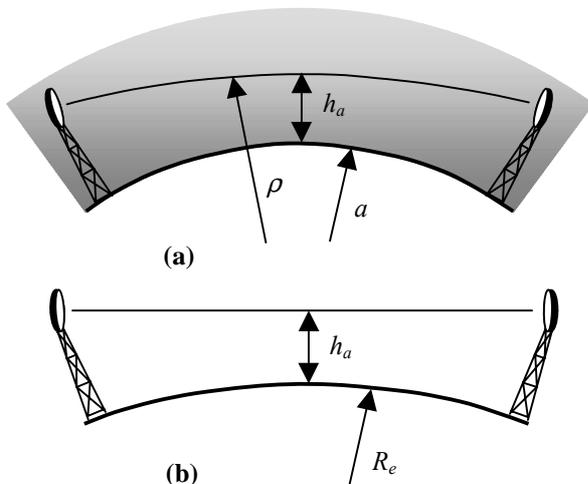


FIGURA 1

- (a) Terra com raio real a e raio da trajetória ρ .
- (b) Terra com raio efetivo e $\rho = \infty$.

O valor de k depende do clima da região considerada, situando-se tipicamente entre 1 e 2. O valor de referência para G é de aproximadamente -40 unidades- N/km , que resulta em $\rho \cong 4a$, ou seja, para uma atmosfera considerada padrão,

$$\frac{1}{k \cdot a} = \frac{1}{a} - \frac{1}{4 \cdot a} = \frac{3}{4 \cdot a} \Rightarrow k = \frac{4}{3} \quad (10)$$

II.1. CONDIÇÕES ANÔMALAS DE PROPAGAÇÃO

De acordo com a equação (3), a refratividade N depende da pressão atmosférica, da temperatura e da umidade. As condições anômalas de propagação são provocadas pelas mudanças físicas da atmosfera. Essas mudanças serão apresentadas em termos de variação do gradiente de refratividade que, dependendo das circunstâncias, pode apresentar valores positivos ou muito mais negativos que -40 unidades- N/km [3].

□ Gradientes Positivos

Considerando a equação (3), valores positivos para o gradiente de refratividade podem ser observados quando ocorre um forte gradiente negativo de temperatura ou gradiente positivo de umidade ou ambos ao mesmo tempo. Diversos fenômenos meteorológicos podem provocar tais alterações como [3]:

- o avanço de ar frio e úmido sobre a terra quente e seca, especialmente em regiões costeiras;
- a elevação de ar quente provocada pela chegada de uma massa de ar superficial seca e fria (frente fria); ou
- a convecção de calor a partir de uma superfície extremamente quente, limitada por uma camada superior, mais fria e úmida, apresentando refratividade normal.

□ Gradientes Negativos (< -40 unidades- N/km)

Tomando novamente a equação (3), gradientes muito negativos de refratividade requerem gradientes positivos de temperatura (inversão térmica) e/ou forte gradiente negativo de umidade.

Alguns fatores meteorológicos podem produzir gradientes de refratividade tão baixo quanto -157 unidades- N/km que resultam na formação de dutos troposféricos. Os dutos podem ser de superfície e/ou elevados.

O primeiro processo que pode levar à formação de dutos de superfície é a evaporação. Tais dutos podem formar-se sobre baixadas quentes e úmidas ou sobre o mar devido ao acentuado gradiente negativo de umidade. Em algumas áreas alagadas pode haver a formação de dutos semipermanentes, entretanto suas existências e espessuras dependem da estação do ano, condições geográficas e hora do dia. Fortes deslocamentos de ar frio sobre superfície molhada e quente é um mecanismo de formação de dutos muito importante em regiões costeiras. Dutos de superfície sobre terra, podem se formar de diversas formas, entretanto, em geral, esses dutos são de curta duração.

Dutos elevados ocorrem por diversos outros motivos. Em particular, a presença constante de núvens estratos-cúmulos, como por exemplo, nas regiões subtropicais, propiciam a formação de dutos semipermanentes elevados. Estes dutos podem formar-se até $3 km$ acima da superfície da terra, no entanto, sob o ponto de vista da propagação de microondas em enlaces ponto-a-ponto, apenas as primeiras poucas centenas de metros a partir da superfície são de interesse. Os vários mecanismos de inversões térmicas também levam a formação de dutos elevados. Regiões onde o vento é intenso, são pouco propensas à formação de dutos por apresentarem atmosfera bem misturada.

II.2. FAIXA DE VARIAÇÃO DO GRADIENTE DE REFRAATIVIDADE

A faixa de variação do gradiente de refração pode se estender desde valores em torno de $-314 \text{ unidades-N/km}$ até valores próximos de 78 unidades-N/km . A Tabela 1 apresenta alguns valores de G , de k e os tipos de refração correspondentes. A Fig. 2 ilustra alguns casos de refração. Suas conseqüências são apresentadas no item 2.3.

TABELA 1
Valores de G , k e os tipos de refração.

G (unid-N/km)	Fator-k	Raio da trajetória	Tipo de refração
78	2/3	ρ invertido	Sub-refração
0	1	$\rho = \infty$	Sem refração
-40	4/3	$\rho > a$	Refração típica
-79	2	$\rho > a$	Refração típica
-157	∞	$\rho = a$	Super-refração
-314	-1	$\rho < a$	Super-refração

II.3. DESVANECIMENTOS

Desvanecimento são variações ao longo do tempo da amplitude, fase e/ou polarização do sinal recebido [4]. Tais variações não são mutuamente exclusivas e em última instância provocam atenuações temporais no nível de potência de recepção. Nos enlaces fixos em linha de visada operando com frequências abaixo de 10 GHz, geralmente as condições de propagação através da troposfera são relativamente estáveis durante a maior parte do tempo, fazendo com que as flutuações do sinal sejam pequenas em torno de um valor médio. Entretanto, conforme apresentado anteriormente, existe um bom número de razões para que, periodicamente ou não, as características de propagação sejam alteradas em função das mudanças das condições geoclimáticas. Conseqüentemente, desvanecimentos severos podem fazer com que a qualidade do sinal recebido fique abaixo de um padrão mínimo aceitável, levando o sistema para a situação *fora de serviço*.

Dependendo das condições de propagação, o desvanecimento pode ser dependente ou não da frequência. O desvanecimento plano é aquele em que todas as componentes espectrais do sinal transmitido são igualmente atenuados. Por sua vez, o desvanecimento seletivo em frequência, afeta de maneira desigual as componentes do espectro do sinal transmitido.

□ Desvanecimentos Planos

Desvanecimentos planos podem ser provocados por desfocalização entre antenas, conforme mostrado na Fig. 2 (b), 2(c) e 2(d). A Fig. 2(e) apresenta uma situação de blecaute, provocada por super-refração por duto.

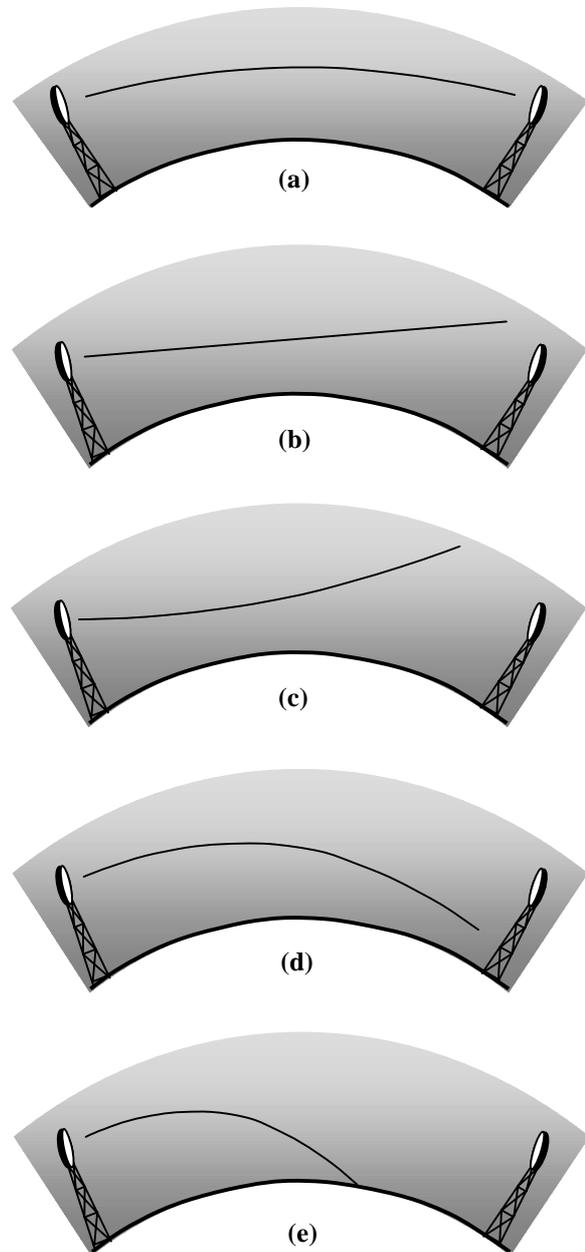


FIGURA 2

- (a) Refração padrão ($G = -40 \text{ unidades-N/km}$).
- (b) Ausência de refração ($G = 0$).
- (c) Sub-refração ($G > 0$).
- (d) Super refração ($G < -79 \text{ unidades-N/km}$).
- (e) Super refração ($G < -157 \text{ unidades-N/km}$).

Desvanecimentos planos provocam redução da relação portadora-ruído, ou equivalentemente, a diminuição da relação entre energia de bit e a densidade espectral de ruído (E_b/N_0).

Conseqüentemente, a taxa de erro aumenta. Para enlaces em que o desvanecimento plano é dominante, deve-se prever uma margem de desvanecimento que é função de um valor aceitável da probabilidade do sistema ficar *fora de serviço*. Em resumo, a contramedida para o desvanecimento plano é o aumento do ganho das antenas e/ou potência de transmissão.

□ Desvanecimentos Seletivos

Desvanecimentos seletivos são provocados por propagação multipercurso. Propagação multipercurso pode ocorrer por diversos motivos, entre os quais se destacam as reflexões, refrações em função das mudanças das condições geoclimáticas ou ainda uma combinação de ambos. Desvanecimentos multipercurso provocados por reflexão especular, muitas vezes pode ser evitada por meio de um roteamento terrestre adequado e este deve ser a primeira opção durante o planejamento de uma rota, sempre que possível. Desvanecimentos seletivos provocados por reflexão especular, são em geral, muito severos.

A Fig. 3 apresenta alguns tipos de propagação por multipercurso.

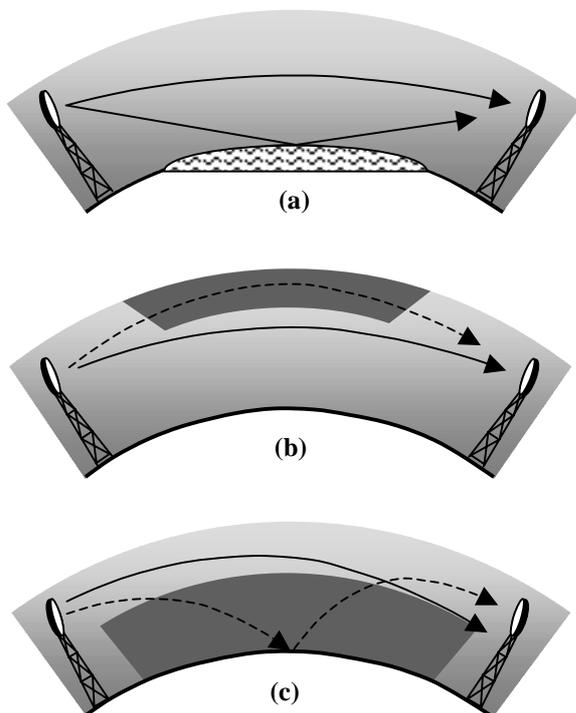


FIGURA 3

- (a) Multipercurso por reflexão especular.
- (b) Multipercurso por duto elevado.
- (c) Multipercurso por reflexão provocada por duto de superfície.

Basicamente, o desvanecimento seletivo ocorre porque uma mesma frente de onda, percorrendo caminhos diferentes, atinge a antena de recepção em tempos diferentes. A combinação destes sinais pode apresentar um reforço ou uma atenuação que depende da diferença de fase (ou atraso) entre eles. Em sistemas de faixa larga, ou altas taxas de transmissão, essas atenuações tem o comportamento de um filtro rejeita faixa, apresentando um nulo (*notch*) dentro do espectro de freqüências do sinal transmitido. A distorção provocada por efeito de desvanecimentos seletivos contribuem fortemente para o aumento da interferência intersimbólica, com conseqüente aumento da taxa de erro.

Finalmente, é oportuno salientar que a ocorrência de desvanecimento seletivo está quase sempre associado a presença de um desvanecimento plano simultâneo, entretanto, a recíproca não é verdadeira. No passado acreditava-se que a maior parte dos desvanecimentos seletivos eram resultados da combinação do percurso direto com um percurso secundário devido a dutos elevados, conforme mostrado na Fig. 3(a), atualmente, no entanto, é largamente aceito que a maior parte dos desvanecimentos seletivos podem estar associados a reflexões não especular, devido a uma super-refração, combinadas com um feixe principal desalinhado [3], conforme mostrado na Fig. 3(c). Isso explica a ocorrência simultânea do desvanecimento seletivo e do desvanecimento plano. No entanto, por conveniência, seus efeitos são analisados separadamente.

III. MODELO PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO

A condição de propagação por multipercurso pode ser representada por, pelo menos, um sinal direto e um sinal atrasado que foi refletido ou refratado. Conseqüentemente a função de transferência do modelo pode ser expressada por [2; 3; 8; 9; 10; 11].

$$H(j\omega) = a \cdot \{1 - b \cdot \exp[-j(\omega\tau + \phi)]\} \quad (11)$$

onde a é a variável que representa o desvanecimento plano, em geral, associado à propagação multipercurso, b é a relação entre as amplitudes dos raios direto e secundário, ω é a velocidade angular da portadora, τ é o tempo de atraso entre o raio secundário e o raio direto e ϕ é a diferença de fase entre o raio direto e o raio secundário.

Este modelo é chamado de *modelo de três raios simplificado* [2; 9]. Na forma cartesiana (10) torna-se

$$H(\omega) = \alpha \{ [1 + b \cos(\omega\tau + \phi)] - j [b \sin(\omega\tau + \phi)] \}. \quad (12)$$

A variação da amplitude em função da freqüência é dada pelo módulo da equação (11), ou seja,

$$|H(\omega)| = a \cdot \sqrt{[1 + b^2 + 2b \cos(\omega\tau + \phi)]}, \quad (13)$$

que é uma função periódica que apresenta um mínimo quando $\cos(\omega\tau + \phi) = -1$. Logo,

$$(\omega\tau + \phi) = \pi \pm 2\pi n \quad \text{para } n = 0, 1, 2 \dots \quad (14)$$

Consequentemente a diferença entre dois mínimos pode ser obtida fazendo

$$\omega_n \tau = \begin{cases} \pi - \phi & \text{para } n = 0 \\ 3\pi - \phi & \text{para } n = 1 \end{cases}, \quad (15)$$

que resulta em

$$\omega_1 \tau - \omega_0 \tau = 2\pi. \quad (16)$$

Portanto,

$$\Delta f = 1/\tau. \quad (17)$$

Logo, a diferença de frequência entre dois mínimos, Δf , é igual ao inverso do atraso entre os dois raios, definida como sendo a *largura de faixa de coerência do canal* [12]. A Figura 4 apresenta a amplitude em função da frequência em um canal utilizando o modelo de três raios simplificado. Para o traçado da curva de resposta foram utilizados os seguintes parâmetros apresentados na Tabela 2.

TABELA 2

Parâmetros utilizados para o traçado da respostas de amplitude e da fase em função da frequência

Parâmetro	Valor
Desvanecimento plano (α)	0,365
Relação de amplitude entre raios (b)	0,7
Atraso entre raios (τ)	0,7 ns
Rotação de fase do raio secundário (ϕ)	0

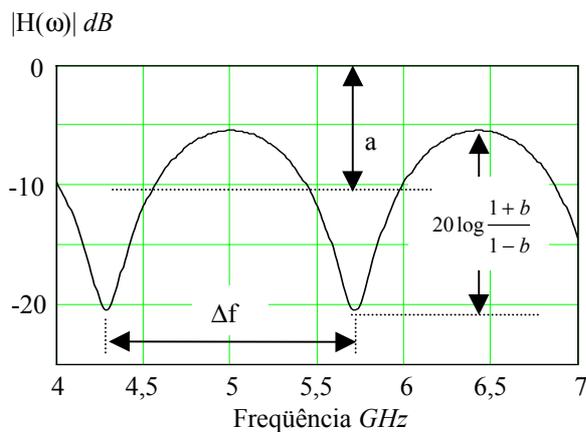


FIGURA 4

Resposta de amplitude de uma canal representado pelo modelo de três raios simplificado.

No caso da Fig. 4, o atraso corresponde a um enlace de microondas, ponto-a-ponto, com extensão de 50 km, cujo atraso médio é a média de uma distribuição exponencial de atrasos [9]. Como conseqüência, os valores das freqüências onde os nulos ocorrem são função do valor médio da distribuição. Instantaneamente entretanto, a freqüência de um nulo, depende do valor do atraso instantâneo, o que, na prática, resulta em uma dispersão espectral do nulo em torno de um valor médio. Se este valor médio for alterado em função das condições de propagação, então o valor médio das freqüências onde os nulos ocorrem irão mover-se ao longo do espectro. Além disso, como a relação entre as amplitudes dos sinais dos dois raios também varia com as condições de propagação, então a profundidade dos nulos também irá variar. Se a largura de faixa do sinal transmitido for da ordem de grandeza da largura de faixa de coerência do canal, então o sistema estará vulnerável aos efeitos do desvanecimento seletivo.

A resposta de fase, para o modelo apresentado pode ser obtida a partir da equação (12), resultando em,

$$\varphi(\omega) = \arctan \left\{ \frac{[b \cdot \sin(\omega \cdot \tau + \phi)]}{[1 + b \cdot \cos(\omega \cdot \tau + \phi)]} \right\}. \quad (18)$$

A Figura 5, apresenta a resposta de fase para os mesmos parâmetros utilizados para o traçado da resposta de amplitude da Figura 4.

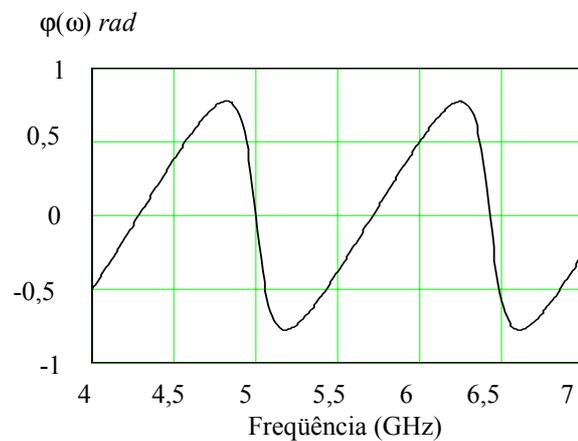


FIGURA 5

Resposta de fase de uma canal representado pelo modelo de três raios simplificado.

O atraso de grupo é obtido a partir de (16) fazendo

$$T(\omega) = \frac{d\varphi}{d\omega}, \quad (19)$$

que resulta na curva apresentada na Fig. 6.

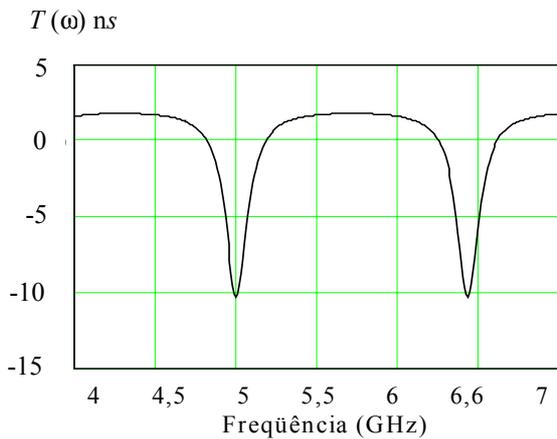


FIGURA 6
Atraso de grupo para o modelo de três raios simplificado.

Note que, de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela 2, $b < 1$ e $\tau > 0$, o que significa que o sinal do raio secundário possui amplitude menor e está atrasado em relação ao raio principal. Para esta condição, a fase aumenta entre dois nulos e é chamada de *resposta de fase mínima*. As definições de resposta de fase mínima e fase não mínima têm origem no plano de fase, ou diagrama de pólos e zeros, obtido através de uma função de transferência. A função de transferência do modelo de três raios simplificado pode ser desenhada no diagrama de pólos e zeros como uma série infinita de zeros, conforme mostrada na Figura 7 [3].

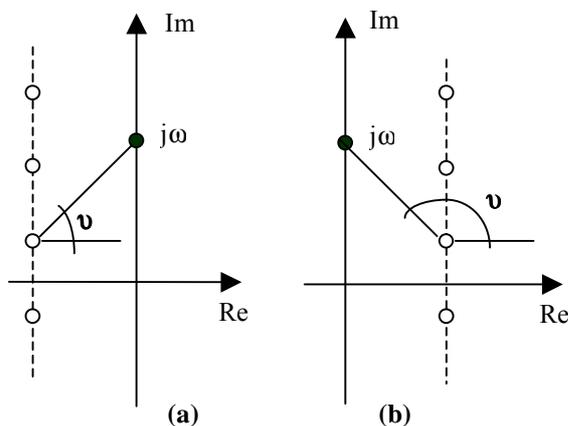


FIGURA 7
Diagrama de pólos e zeros para:
(a) Condição de fase mínima e (b) não mínima.

Observe que, de acordo com a Fig. 7(a) e 7 (b), para qualquer valor de frequência, a fase é sempre menor para as condições de fase mínima do que para as condições de fase não mínima. As condições que determinam as respostas de fase mínima e não mínima estão resumidas na Tabela 3 [3].

TABELA 3
Condições para fase mínima e não mínima.

Tipo	Condições	
Fase mínima	$\tau > 0$	$0 < b < 1$
	$\tau < 0$	$b > 1$
Fase não mínima	$\tau > 0$	$b > 1$
	$\tau < 0$	$0 < b < 1$

IV. ASSINATURA DO SISTEMA

A assinatura de um sistema, ou curva de assinatura, é uma característica do equipamento de recepção que demonstra sua robustez quanto às distorções provocadas por desvanecimentos seletivos, próximos ou dentro da faixa de passagem do canal, sob condições específicas [5].

Esta característica é representada por uma curva, medida em laboratório, através da utilização de um simulador de canal com desvanecimento, conforme mostrado na Fig. 8. O tempo de atraso entre os dois raios (τ) é fixado, tipicamente, para um valor igual a 6,3 ns. A fase (ϕ) do sinal do raio secundário é variada de forma que o *nulo* percorra o espectro, varrendo toda a extensão da largura do canal e suas imediações. A profundidade do *nulo* é ajustada dinamicamente, através da relação de amplitudes (b) entre os raios, de forma a manter a taxa de erro de limiar constante igual a 10^{-3} ou 10^{-6} . A curva é traçada para as condições de fase mínima e fase não mínima, uma vez que equipamentos dotados de equalizadores podem reagir de forma diferente à essas duas condições [3; 5].

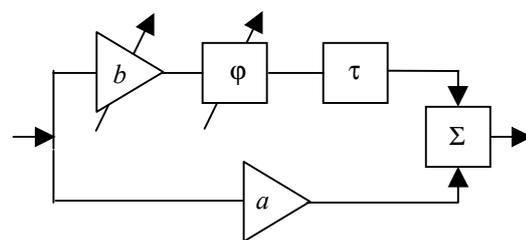


FIGURA 8
Simulador de desvanecimento.

Desta forma pode-se redefinir a curva de assinatura como sendo a fronteira que, quando tangenciada ou invadida pelo *nulo*, leva o sistema para a situação *fora de serviço* [2; 3]. Uma curva de assinatura típica está mostrada na Fig. 9.

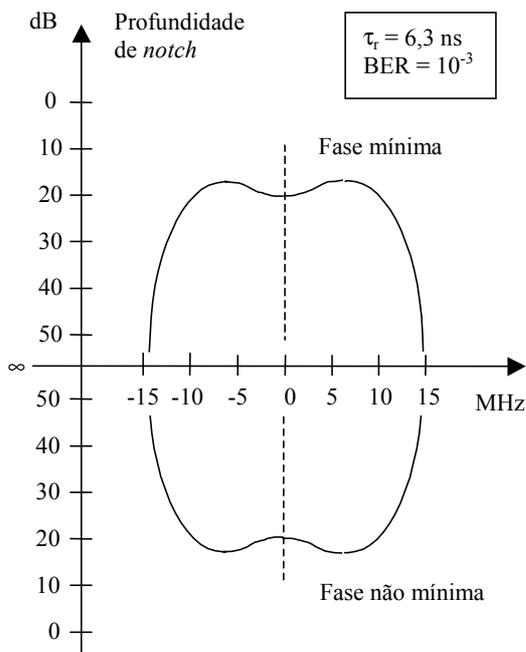


FIGURA 9
Curva de assinatura típica.

V. PREVISÃO DA PROBABILIDADE DE FORA DE SERVIÇO

Diversos métodos foram desenvolvidos para a determinação da probabilidade de um sistema ficar fora de serviço, quando submetido a determinadas condições geoclimáticas. O método apresentado neste item, é recomendado pela União Internacional de Telecomunicações através do documento Rec. ITU-R P.530-8 [9].

Para a utilização deste método deve-se dispor do fator geoclimático (K_1) para a área geográfica de interesse. O fator K_1 está relacionado com a frequência de ocorrência de desvanecimento na região de interesse. A forma mais precisa de se obter o valor de K_1 é através de dados do nível de recepção de enlaces coletados durante, pelo menos, um ano.

Na ausência destes dados, entretanto, valor de K_1 pode ser estimado a partir de uma relação empírica, apresentada no item 5.1.

V.1. ESTIMATIVA DO FATOR GEOCLIMÁTICO PARA PEQUENAS PORCENTAGENS DE TEMPO

A relação empírica para a estimativa de K_1 é função de dois fatores: porcentagem de tempo (p_L) em que o gradiente de refratividade, dos primeiros 100 m de altura da atmosfera, é mais negativos do que $-100 \text{ unidades-N/km}$, para o pior mês do ano e das condições geográficas da região, representado por um coeficiente, C_0 (em dB), que depende do relevo e da altitude do terreno. Esta estimativa é aplicável nas seguintes situações:

- a) Percursos sobre terrenos no qual todo o perfil está situado acima de 100 m de altitude, em relação ao nível do mar; ou
- b) Percursos sobre terrenos no qual todo o perfil situa-se além de 50 km da linha da costa; ou
- c) Percursos sobre terreno cujo perfil possui parcialmente ou totalmente altitudes inferiores a 100 m, dentro da faixa de 50 km ao longo da costa, desde que entre o percurso e a linha da costa existam elevações com mais de 100 m de altitude, em relação ao nível do mar.

$$K_1 = 5 \times 10^{-7} \times 10^{-0,1(C_0+3)} \times p_L^{1,5} \quad (20)$$

O valor de p_L pode ser obtido a partir das figuras de 7 a 10 da Rec. ITU-R P.453 [13]. Os valores típicos para o Brasil, para o mês de fevereiro, estão entre 5 % e 20 %, conforme mostrado na Fig. 10.

O coeficiente C_0 pode ser obtido de acordo com o perfil predominante do terreno e altitude das antenas apresentadas na Tabela 4. A Fig. 11 apresenta K_1 em função de C_0 para valores de p_L iguais a 5%, 10% e 20%.

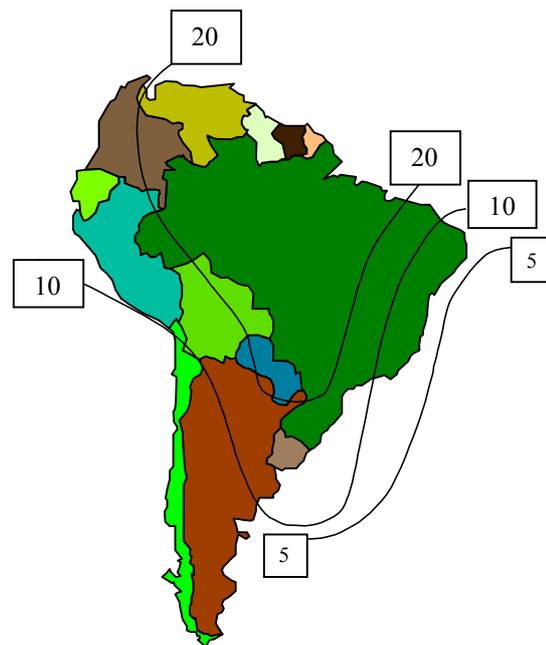


FIGURA 10
Porcentagem de tempo (p_L) em que G é $< -100 \text{ unidades-N/km}$ (Rec. ITU-R P.453) [13]

Para regiões na orla marítima, sobre áreas alagadas de grandes ou médias extensões, pode-se obter uma estimativa para valores de K_1 , através de critérios apropriados apresentados Rec. ITU-R P. 453 [13].

TABELA 4
Valores de C_0

Altitude da antena (m)	Valores de C_0 em dB		
	Perfil Predominante do Terreno		
	Grandes extensões planas	Morros e colinas	Região montanhosa
0 – 400	0	3,5	-
400 – 700	2,5	6,0	-
> 700	5,5	8,0	10,5

K_1 (%)

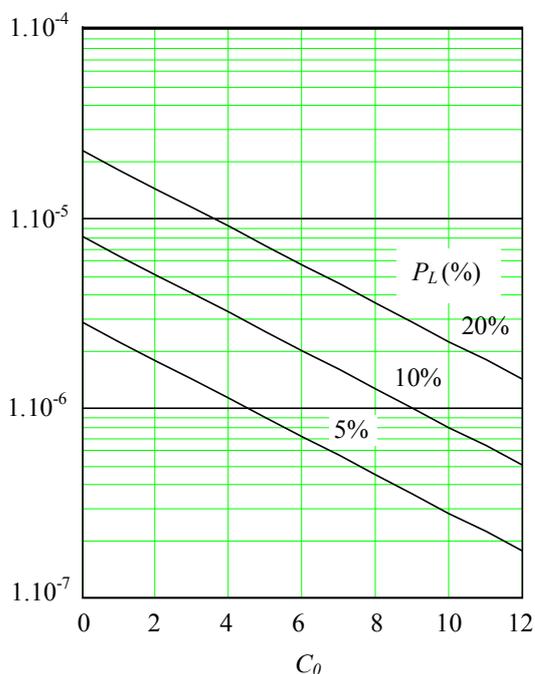


FIGURA 11

K_1 em função de C_0 para diferentes valores de p_L .

De acordo com a Tabela 4 e Figuras 10 e 11, pode-se estimar que a faixa de valores de K_1 para o Brasil, está compreendida entre 8×10^{-7} % e 2×10^{-5} %.

V.2. PREVISÃO DO FATOR DE OCORRÊNCIA POR MULTIPERCURSO

A previsão do *fator de ocorrência de multipercurso*, p_0 , é determinado pela expressão semi-empírica

$$p_0 = K_1 \times d^{3,6} \times f^{0,89} \times (1 + |\epsilon_p|)^{-1,4} \quad (21)$$

onde K_1 (%) é o fator geoclimático da região do enlace; d é a extensão do lance em *km*; f é a frequência

de operação do sistema em *GHz* e $|\epsilon_p|$ é o módulo da inclinação do lance em *mrad*. A inclinação do enlace pode ser determinada pela expressão a seguir.

$$|\epsilon_p| = \frac{|h_t - h_r|}{d} \quad (22)$$

Sendo h_t e h_r , respectivamente, as altitudes das antenas de transmissão e recepção. Este método é válido para valores de p_0 até 2000, e foi obtido a partir de dados de desvanecimento para extensões de enlaces de 7 a 23 *km*, para frequências de operação na faixa de 2 a 37 *GHz* e inclinações na faixa de 0 a 24 *mrad*. Entretanto, resultados de análises semi empíricas indicam que a frequência limite inferior, f_{min} é inversamente proporcional ao comprimento do percurso e pode ser estimada aproximadamente como sendo

$$f_{min} \cong \frac{15}{d} \quad (23)$$

V.3. PROBABILIDADE FORA DE SERVIÇO DEVIDO AO DESVANECIMENTO NÃO SELETIVO

A porcentagem de tempo *fora de serviço* devido ao desvanecimento não seletivo, ou plano, pode ser determinada por [9]

$$p_{ns} = p_0 \times 10^{\frac{-M}{10}} \quad (24)$$

onde p_{ns} é a porcentagem de tempo, do pior mês do ano, em que uma margem de desvanecimento (M em *dB*), associada a uma taxa de erro de limiar, é igual ou excedida pela profundidade dos desvanecimentos planos

A probabilidade *fora de serviço*, P_{ns} , pode ser determinada fazendo

$$P_{ns} = P_0 \times 10^{\frac{-M}{10}} \quad (25)$$

e
$$P_0 = \frac{p_0}{100} \quad (26)$$

V.4. PREVISÃO DA PROBABILIDADE DE FORA DE SERVIÇO DEVIDO AO DESVANECIMENTO SELETIVO

O cálculo da probabilidade *fora de serviço*, devido ao efeito do desvanecimento seletivo sugerido pela Rec. ITU-R P.530-8 [9] é baseado no Método B da Rec. ITU-R F.1093-1 [11]. De acordo com [11], a probabilidade *fora de serviço*, P_s , é o produto da probabilidade de ocorrência de desvanecimento multipercurso pela probabilidade *fora de serviço* por interferência intersimbólica, $P_{s/mp}$, ou seja,

$$P_s = \eta \times P_{s/mp} \quad (27)$$

onde η está relacionado, com a probabilidade de multipercurso, P_0 , através da relação empírica

$$\eta = 1 - \exp(-0,2 \times P_0^{0,75}) \quad (28)$$

sendo $P_{s/mp}$ determinada por

$$P_{s/mp} = 2,16 \times \frac{K_n}{T_s^2} \times \langle \tau^2 \rangle, \quad (29)$$

sendo K_n a área de assinatura normalizada; T_s o período de símbolo em ns e $\langle \tau^2 \rangle$ é o segundo momento da distribuição dos atrasos entre os dois raios do modelo de três raios simplificado. Para as características de propagação consideradas, os atrasos são exponencialmente distribuídos e o segundo momento é igual a

$$\langle \tau^2 \rangle = 2 \times \tau_m^2 \quad (30)$$

sendo τ_m o atraso médio em ns, determinado por [9]

$$\tau_m = 0,7 \times \left(\frac{d}{50} \right)^{1,3} \quad (31)$$

onde d é a extensão do enlace em km. Por sua vez, a relação K_n/T_s^2 resulta na área de assinatura S , ou seja,

$$S = \frac{K_n}{T_s^2} \quad (32)$$

cuja unidade é ns⁻². Alguns valores típicos de K_n , para alguns tipos de modulação digital, estão apresentados na Tabela 5. Na ausência do valor de K_n ou S , pode-se obter o valor de S a partir das curvas de assinatura.

TABELA 5

Valores de K_n para algumas modulações quando nenhum equalizador é empregado.

Modulação	K_n
64-QAM	15,4
16-QAM	5,5
8-PSK	7,0
4-PSK	1,0

A área S é a média das áreas sob as curvas de assinatura mínima e não mínima, e pode ser determinada por aproximação retangular, conforme mostrado na Fig. 12, ou, se a curva for muito irregular, por decomposição de sua área em retângulos e triângulos.

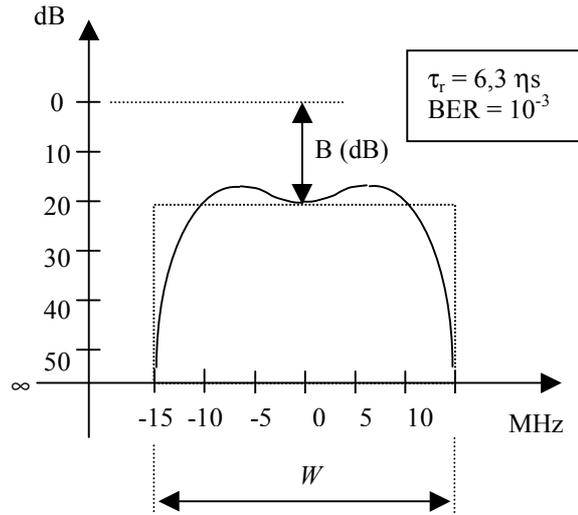


FIGURA 12

Aproximação retangular da área da curva de assinatura para fase mínima.

Assim a área aproximada da curva para fase mínima, S_M (em ηs^{-2}), usando aproximação retangular, é dada por

$$S_M = \frac{\lambda_a \times W}{\tau_r} \quad (33)$$

onde W , em GHz, é a largura de faixa da assinatura; τ_r , em ηs , é o retardo de referência utilizado para o traçado da curva e

$$\lambda_a = 10^{\frac{-B}{20}} \quad (34)$$

onde B é a profundidade média de notch, em dB. Para a fase não mínima o procedimento é idêntico, como a área S é a média das duas, então

$$S = \frac{S_M + S_{NM}}{2} \quad (35)$$

Assim, a equação (27) torna-se

$$P_s = 4,32 \times \eta \times S \times \tau_m^2. \quad (36)$$

V.5. PROBABILIDADE FORA DE SERVIÇO DEVIDO AO DESVANECIMENTO SELETIVO E NÃO SELETIVO

A probabilidade de *fora de serviço* total é a soma das probabilidades de *fora de serviço* devido ao desvanecimento plano e devido ao desvanecimento seletivo, ou seja,

$$P_t = P_{ns} + P_s. \quad (37)$$

VI. OBJETIVOS DE DESEMPENHO PARA RADIOENLACES DIGITAIS

Atualmente, uma das recomendações utilizadas para a determinação dos objetivos de desempenho para radioenlaces digitais reais e curtos, é baseada na Rec. ITU-R F.1397 [14] que é uma extensão da Rec. ITU-R F.1092 [15]. As curvas comparativas que estão apresentadas nos itens posteriores fazem uso da Rec. ITU-R F.1397 [14]. O parâmetro usado para a determinação da probabilidade *fora de serviço* é a SESR (*Severely Errored Second Ratio*), ou *razão de segundos severamente errados* definida como a relação entre o número de eventos SES, sobre o total de segundos do período de disponibilidade, medidos durante um intervalo de tempo determinado. Por sua vez o evento SES (*Severely Errored Second*), ou *segundos severamente errados*, para taxas de transmissão abaixo de 2 Mbit/s é definido como sendo o período de tempo igual a um segundo em a taxa de erro excede 10^{-3} . Para taxas de transmissão acima de 2 Mbit/s, SES é definida como sendo o período de tempo de um segundo com mais de 30% de blocos errados. Por razões práticas, nas análises comparativas apresentadas nos itens seguintes, a definição para taxas abaixo de 2 Mbit/s foi generalizada para qualquer taxa.

De acordo com a Ref. [14] para enlaces onde $50 \text{ km} < d < 500 \text{ km}$, o valor de SESR pode ser determinado por

$$SESR = 4 \times 10^{-5} \times \frac{d}{500} \quad (38)$$

Considerando o período de referência como sendo o pior mês do ano, então, para um enlace de 50 km , o valor de SESR é igual a 4×10^{-6} , que corresponde a 10 eventos SES ou 10 períodos de um segundo onde a taxa de erro excedeu 10^{-3} .

VII. ANÁLISES DA PROBABILIDADE FORA DE SERVIÇO EM FUNÇÃO DA TAXA DE TRANSMISSÃO SEM O USO DE CONTRAMEDIDAS

A partir das equações apresentadas na Seção 5, pode-se determinar o comportamento de um enlace digital, tomando como referência a quanto a probabilidade de *fora de serviço* em função da taxa de transmissão, para um enlace de referência, cujos dados são apresentados na Tabela 6. A modulação 16-QAM foi escolhida para uma análise preliminar, pelo fato de ser utilizada em equipamentos rádios digitais tanto em baixas como em altas taxas de transmissão.

As análises da probabilidade *fora de serviço* em função da taxa de transmissão são apresentadas para três situações geoclimáticas distintas, encontradas nas regiões sudeste, sul e centro oeste do Brasil. Tais condições foram classificadas como *favoráveis*, *típicas* e *severas*.

TABELA 6

Características de transmissão para os desempenhos apresentados nas Fig. 13; 14; 15 e 16.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
Distância (d)	50 km
Frequência (f)	5 GHz
Probabilidade fora de serviço por desvanecimento plano (P_{ns})	1×10^{-6}

A probabilidade *fora de serviço* devido ao efeito do desvanecimento não seletivo (P_{ns}) foi fixada em 1×10^{-6} e mantida constante para as três condições geoclimáticas escolhidas. A manutenção de P_{ns} constante supõe que, nas três situações, os enlaces possuem margens de desvanecimento plano (M) adequadas para tal, ainda que em alguns casos ela resulte em valores exageradamente altos.

VII.1. ANÁLISE PARA CONDIÇÕES GEOCLIMÁTICAS FAVORÁVEIS

Os resultados apresentados na Fig. 13, foram obtidos considerando-se condições geoclimáticas favoráveis, tais como altitudes elevadas, em região montanhosa, com grande desnível entre antenas, conforme mostrado na Tabela 7.

Na Fig. 13, a taxa onde o sistema passa para a situação *fora de serviço* está entre 40 e 50 Mbit/s. Note também que, desde que a probabilidade *fora de serviço* por efeito do desvanecimento plano seja mantida suficientemente baixa, ela pouco afeta a probabilidade *fora de serviço* total, ficando a taxa de transmissão limitada praticamente pelo efeito do desvanecimento seletivo.

TABELA 7

Condições Geoclimáticas e Margem de desvanecimento para a análise apresentada na Fig. 13.

Parâmetros	Valores
Altitude	> 700 m
Desnível entre antenas	250 m
Inclinação do enlace (ϵ_p)	5 mrad
Perfil predominante (C_0)	10,5 dB
% de $G < -100 \text{ unid-N/km}$ (p_L)	10 %
Fator geoclimático (K_I)	$0,71 \times 10^{-6}$ %
Margem de desvanecimento (M)	35 dB

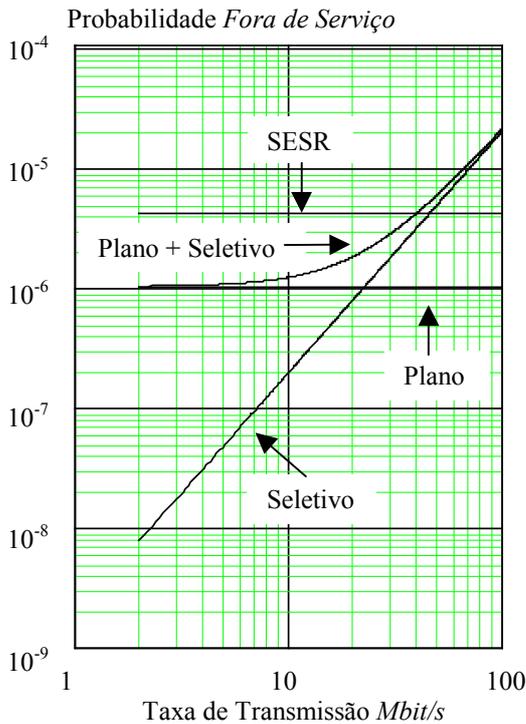


FIGURA 13

Curvas de probabilidade *fora de serviço* para as condições das Tabelas 6 e 7.

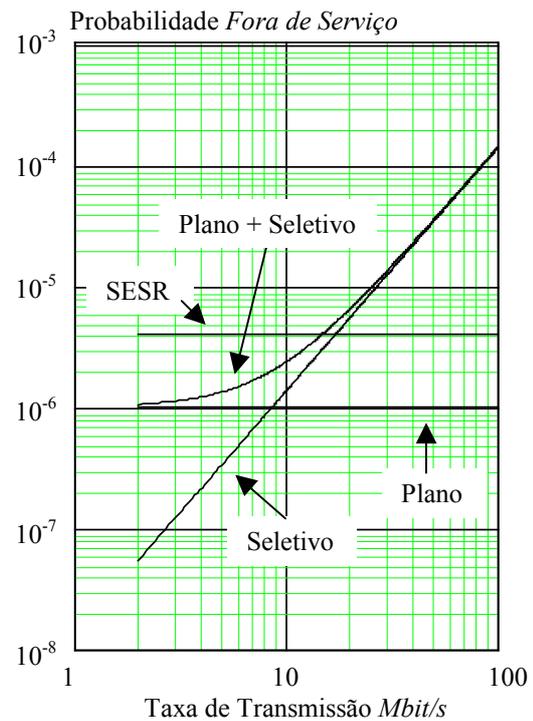


FIGURA 14

Curvas de probabilidade *fora de serviço* para as condições das Tabelas 6 e 8.

VII.2. ANÁLISE PARA CONDIÇÕES GEOCLIMÁTICAS TÍPICAS

Os resultados apresentados na Fig. 12, foram obtidos considerando-se condições geoclimáticas típicas, tais como altitudes médias, em região de morros e colinas, com desnível médio entre antenas, conforme mostrado na Tabela 8.

TABELA 8

Condições Geoclimáticas e Margem de desvanecimento para a análise apresentada na Fig. 14.

Parâmetros	Valores
Altitude	400 – 700 m
Desnível entre antenas	100 m
Inclinação do enlace (ϵ_p)	2 mrad
Perfil predominante (C_0)	6,0 dB
% de $G < -100$ unid-N/km (p_L)	15 %
Fator geoclimático (K_I)	$3,7 \times 10^{-6}$ %
Margem de desvanecimento (M)	46 dB

Conforme mostrado na Fig. 14, a situação *fora de serviço* é estabelecida para taxas na faixa entre 12 e 15 Mbit/s, para condições geoclimáticas típicas.

VII.3. ANÁLISE PARA CONDIÇÕES GEOCLIMÁTICAS SEVERAS

Os resultados apresentados na Fig. 15, foram obtidos considerando-se condições geoclimáticas severas, tais como altitudes até 400 m, em região plana, sem desnível entre antenas, conforme mostrado na Tabela 9.

TABELA 9

Condições Geoclimáticas e Margem de desvanecimento para a análise apresentada na Fig. 15.

Parâmetros	Valores
Altitude	0 – 400 m
Desnível entre antenas	0 m
Inclinação do enlace (ϵ_p)	0 mrad
Perfil predominante (C_0)	0,0 dB
% de $G < -100$ unid-N/km (p_L)	20 %
Fator geoclimático (K_I)	$22,4 \times 10^{-6}$ %
Margem de desvanecimento (M)	60 dB

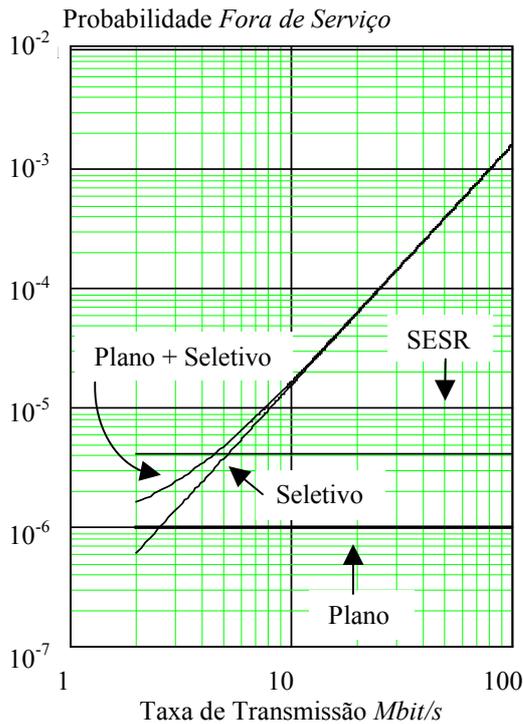


FIGURA 15

Curvas de probabilidade *fora de serviço* para as condições das Tabelas 6 e 9.

Neste último caso a situação *fora de serviço* é atingida entre 4 e 5 *Mbits/s*.

VII.4. RESUMO DOS RESULTADOS E OUTRAS CONSIDERAÇÕES

De acordo com os resultados apresentados nas Fig. 13; 14 e 15; observa-se que a limitação da taxa de transmissão deve-se aos efeitos do desvanecimento seletivo e das condições geoclimáticas, uma vez que, aumentos na profundidade dos desvanecimentos planos, podem ser compensadas por maior potência efetivamente irradiada (ou aumento de margem).

A Fig. 16 reúne as probabilidades de *fora de serviço* apresentadas nas Fig. 13; 14 e 15.

O desempenho de um sistema pode ser apresentado também em função da extensão do enlace, uma vez que a probabilidade *fora de serviço* em função do desvanecimento plano e seletivo aumenta com a distância. Assim, pode-se fixar um valor de taxa de transmissão e analisar o desempenho do sistema em função da distância para diferentes modulações e condições geoclimáticas.

A Fig. 17 apresenta a probabilidade *fora de serviço* por desvanecimento seletivo em função da distância para as condições apresentadas na Tabela 10 e condições geoclimáticas apresentadas nas Tabelas 6; 7 e 8.

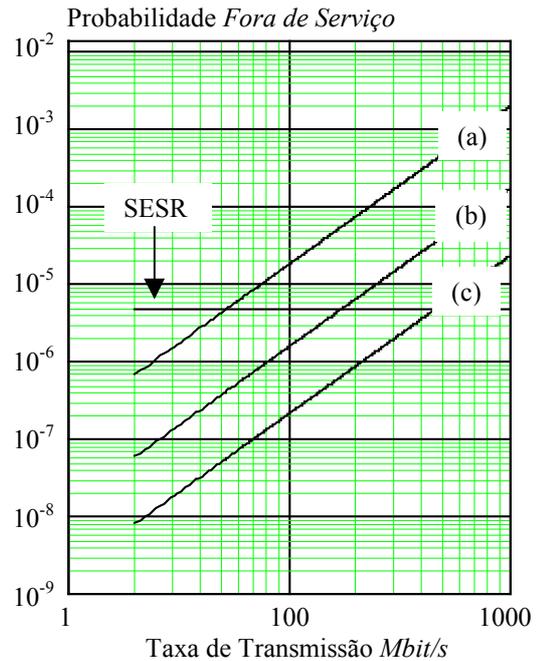


FIGURA 16

Curvas de probabilidade *fora de serviço* por desvanecimento seletivo em função da taxa de transmissão para: (a) Condições geoclimáticas favoráveis; (b) típicas e (c) severas.

Observe que não existem diferenças significativas de desempenho, entre as modulações 16-QAM e 64-QAM. Qualquer que seja a modulação adotada, para ficar abaixo do limite de probabilidade *fora de serviço* admissível, para condições geoclimáticas favoráveis, típicas e severas, os enlaces não podem exceder distâncias de aproximadamente 13; 21 e 30 *km*, respectivamente, se a limitação de desempenho for a SESR definida como limiar de recepção no Item 6.

TABELA 10

Características de transmissão para o desempenho apresentado na Fig. 17.

Parâmetro	Valor	
Modulações	16-QAM	64-QAM
Taxa de transmissão	155 <i>Mbit/s</i>	
Frequência (<i>f</i>)	5 <i>GHz</i>	

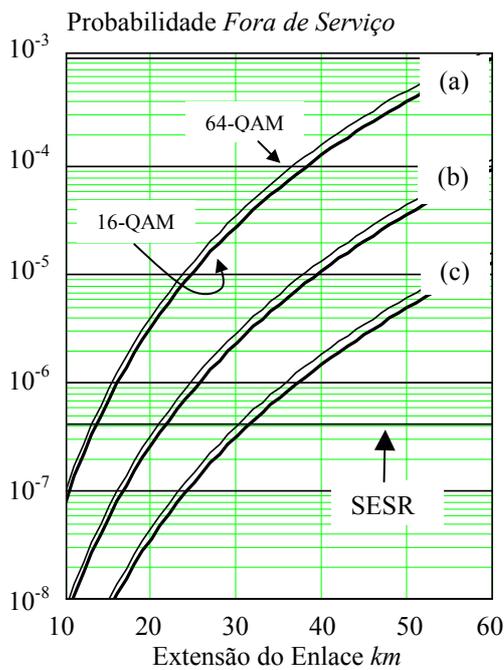


FIGURA 17

Curvas de probabilidade *fora de serviço* por desvanecimento seletivo em função da distância para: 333(a) Condições geoclimáticas favoráveis; (b) típicas e (c) severas.

VIII. EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA DE CANAL

A equalização adaptativa é uma das contramedidas adotadas nos equipamentos rádios digitais para minimizar os efeitos do desvanecimento seletivo. O termo *adaptativo*, indica que o equalizador tem que ser controlado, de forma a se adaptar dinamicamente às condições do canal.

As equalizações podem ser classificadas em dois grupos [11]:

- ❑ Equalização no domínio da frequência; e
- ❑ Equalização no domínio do tempo.

A equalização no domínio da frequência, feita em *FI* (frequência intermediária), consiste de uma ou mais redes lineares, cuja função é compensar distorções de amplitude e atraso de grupo provocadas pelos desvanecimentos multipercursos. Na equalização no domínio da frequência sempre assume-se que a resposta do canal é de fase mínima. Por esse motivo sua eficiência é limitada, uma vez que o equalizador dobra o atraso de grupo quando o desvanecimento multipercursos é de fase não mínima [3].

A equalização no domínio do tempo, realizada em banda básica, é mais eficiente do que a equalização no domínio da frequência, pois ela atua diretamente sobre a interferência intersimbólica. Além disso os equalizadores no domínio do tempo podem ser

projetados para atuar tanto para a condição de fase mínima quanto não mínima.

Basicamente a estrutura de um equalizador adaptativo no domínio do tempo (ou ATDE – *Adaptive Time Domain Equalizer*) consiste em uma cadeia de células de retardo entre as quais são colocadas derivações transversais (*taps*), conforme mostrado na Fig. 18. Cada célula produz um atraso igual a um período de símbolo de modulação. Em cada *tap*, com exceção do central, o sinal derivado da cadeia de células de retardo, é multiplicado por coeficientes que são calculados dinamicamente através de um algoritmo adaptativo. A soma dos sinais de cada *tap* resulta em um sinal menos distorcido que o sinal de entrada do equalizador.

Quando os primeiros equalizadores adaptativos foram implementados com uma combinação de linhas de retardo analógicas e digitais, as curvas de assinatura do sistema de recepção apresentavam assimetria para as condições de fase mínima e não mínima. Atualmente, os ATDE em geral, apresentam curvas de assinatura simétrica tanto para a condição de fase mínima como não mínima [3].

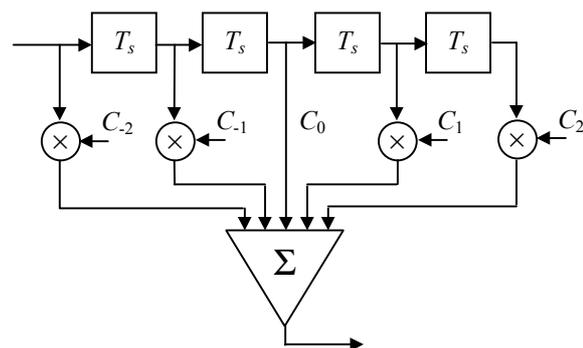


FIGURA 18

Estrutura básica de um equalizador adaptativo no domínio do tempo com 5 *taps*.

Como um efeito das equalizações em sistemas rádios digitais está uma diminuição da área de assinatura do sistema, conforme mostrado na Fig. 19. As equalizações no domínio do tempo e da frequência podem ser usadas simultaneamente. A relação entre as áreas de assinatura sem e com equalização é chamado de fator de melhoria por equalização (M_{EQ}), e seu valor varia conforme a combinação e complexidade do equalizadores utilizados. Nos ATDEs quanto maior é o número de células de retardo, mais eficiente é o equalizador. Os valores dos fatores de melhoria obtidos por equalização variam de 10 até pouco mais que 20 [2].

A Fig. 20 apresenta as curvas de probabilidade *fora de serviço* para constelações 64-QAM com e sem equalização, conforme as características de transmissão apresentadas na Tabela 11. As condições

geoclimáticas utilizadas são aquelas apresentadas na Tabela 9 (condições geoclimáticas severas).

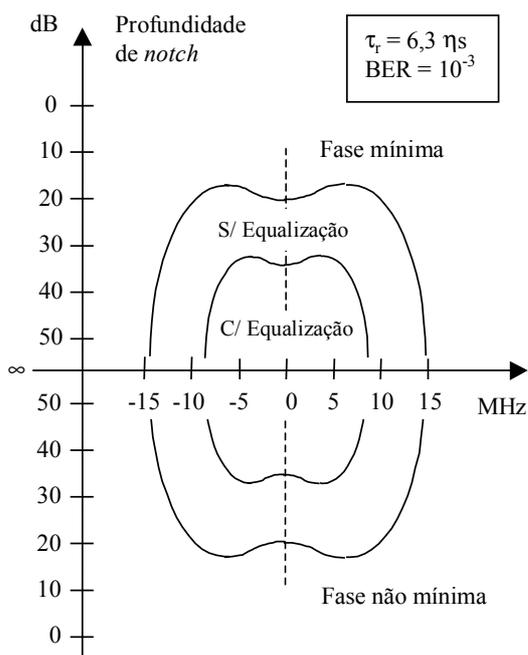


FIGURA 19
Áreas de assinatura com e sem equalização.

A Fig. 20 apresenta as curvas de probabilidade *fora de serviço* para constelações 64-QAM com e sem equalização, conforme as características de transmissão apresentadas na Tabela 11. As condições geoclimáticas utilizadas são aquelas apresentadas na Tabela 9 (condições geoclimáticas severas).

TABELA 11
Características de transmissão para o desempenho apresentado na Fig. 20.

Parâmetro	Valor	
Modulações	64 QAM	64-QAM c/ equalizações
Taxa de Tx	155 Mbit/s	
Frequência (f)	5 GHz	
Equalizações	-	AFDE + ATDE ¹
Fator de melhoria	-	≅ 24

Observe que para a taxa de 155 Mbit/s e condições geoclimáticas severas, a extensão do enlace foi aumentada de aproximadamente 13 km para 25 km com o uso de equalizadores adaptativos no domínio da frequência e no domínio do tempo.

¹ AFDE (*Adaptive Frequency Domain Equalizer*); ATDE (*Adaptive Time Domain Equalizer*).

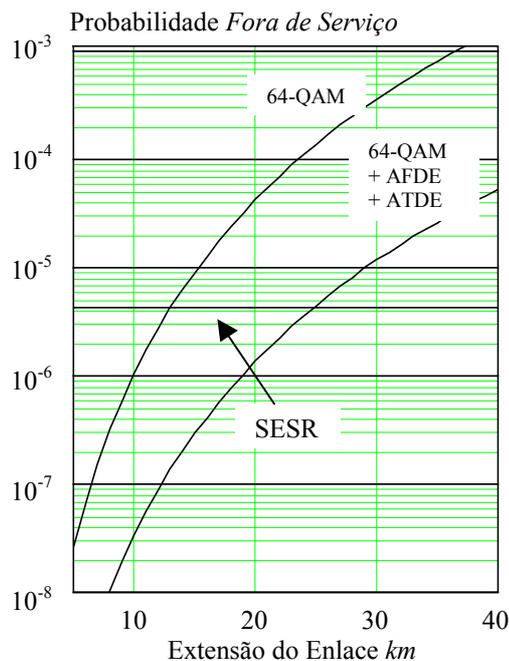


FIGURA 20
Curvas de probabilidade *fora de serviço* por desvanecimento seletivo em função da distância para 64-QAM com e sem equalizações para condições geoclimáticas severas.

IX. ESTADO DA ARTE DOS EQUIPAMENTOS RÁDIO DIGITAL

Os equipamentos rádio digital SDH (*Synchronous Digital Hierarchy* – hierarquia digital síncrona) de última geração, com capacidade sub STM-1 e STM-1 (21 × 2 Mbit/s e 155 Mbit/s respectivamente), além de equalizadores adaptativos sofisticados, têm feito o uso de técnicas de controle de erro (FEC – *Forward Error Control*) associada à modulação em um único processo chamado de *modulação codificada*. A modulação codificada permite aumentar, ainda que de forma menos eficaz que as equalizações adaptativas, a robustez do equipamento em relação aos efeitos do desvanecimento multipercurso.

A modulação codificada pode ser implementada com códigos corretores de erros de *bloco* (BCM – *Block Coded Modulation*), *convolucionais* (TCM – *Trellis Coded Modulation*); ou ambos, geralmente implementados no esquema MLCM (*Multilevel Coded Modulation*) [4; 16]. A Tabela 14 apresenta alguns modelos de rádio digital de alta capacidade que utiliza modulação codificada [17; 18; 19; 20].

O fator de melhoria obtido pela modulação codificada que minimiza os efeitos do desvanecimento multipercurso depende de uma série de fatores tais como tipo da modulação codificada, tipo e classe dos códigos corretores de erro empregados, taxa de codificação, algoritmos de decodificação, etc.

Todos esses fatores afetam o *ganho de codificação assintótico* que pode ser definido como sendo a relação entre as relações sinal/ruído de uma modulação codificada em relação a outra sem codificação (referência), quando a relação sinal-ruído tende para infinito para ambos os esquemas, codificado e não codificado.

A Fig. 21 apresenta a probabilidade *fora de serviço* para os esquemas de modulação 16-QAM e 16-BCM de acordo com as características de transmissão apresentadas na Tabelas 12. As condições geoclimáticas consideradas são as da Tabela 9 (severas).

TABELA 12
Características de transmissão para o desempenho apresentado na Fig. 21.

PARÂMETRO	VALOR	
Modulações	16-QAM	16-BCM
Taxa de Tx	21 × 2 Mbit/s	
Frequência (f)	13 GHz	
Taxa de Codificação	-	15/16
Número de Bits de Informação por Símbolo	4	3,75
Algoritmo de Decodificação	-	AV ¹
Ganho de Codificação ²	-	2,5 dB
Fator de melhoria	-	≅ 4

Note que os dados apresentados na Tabela 12, são dados de equipamentos rádio digital para redes de acesso em ambientes urbanos e suburbanos, para o atendimento de usuários de médio porte em conexões internodais [18] que utilizam faixas do espectro acima de 10 GHz (tipicamente 13 GHz; 15 GHz; 18 GHz e 23 GHz). O principal mecanismo de degradação do canal consideradas são as atenuações provocadas por chuva. Consequentemente, tais equipamentos, em geral, não possuem equalizadores, uma vez que, normalmente, esses enlaces não ultrapassam 20 km.

Pode-se observar na Fig. 21, que a extensão do enlace que era de cerca de 20 km com a modulação 16-QAM passou para 32 km, aproximadamente, com a modulação 16-BCM. É importante notar que o melhor

desempenho da modulação 16-BCM, custou uma expansão da largura faixa (6,7%).

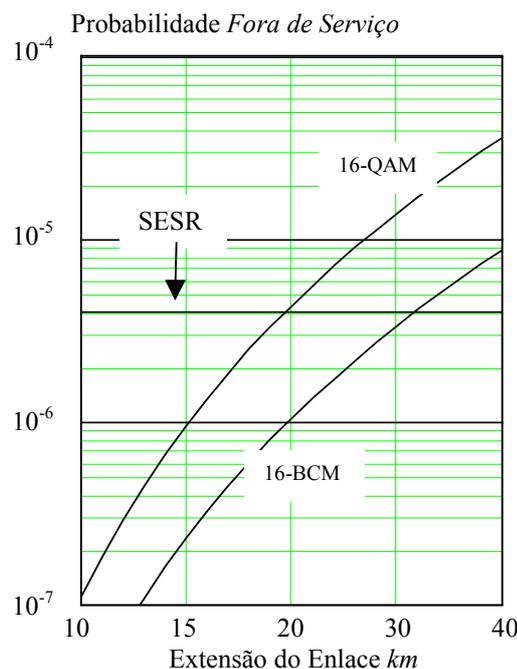


FIGURA 21
Curvas de probabilidade *fora de serviço* por desvanecimento seletivo em função da distância, para condições geoclimáticas severas.

Apesar disso, a modulação codificada permite também um melhor aproveitamento do espectro conforme apresentado na Fig. 22. Neste gráfico são comparadas as modulações 64-QAM da Tabela 14 com uma 128-TCM-4D, cujas características de transmissão são apresentadas na Tabela 13, para condições geoclimáticas severas.

TABELA 13
Características de transmissão para o desempenho apresentado na Fig. 22.

PARÂMETRO	VALOR
Modulação	128-TCM-4D
Taxa de Tx	155 Mbit/s
Frequência (f)	5 GHz
Taxa de Codificação	13/14
Bits de Informação por Símbolo	6,5
Algoritmo de Decodificação	AV ¹

¹ AV (Algoritmo de Viterbi).

² Em relação à 16-QAM.

TABELA 14
Alguns modelos de rádios digitais de alta capacidade que utilizam modulações codificadas.

Fabricante	Modelo	Capacidade	Modulação	Taxa de Codificação	Equalização	Faixas GHz	
HARRIS	MEGA STAR 155	155 Mbit/s	128-QAM ¹	ND ²	ATDE	5; 6; 7; 8 e 11	
ITALTEL (SIEMENS)	SRA 1		16-BCM	15/16	ATDE	18 e 23	
	SRT 1 C		64-TCM-4D ³	13/14	ATDE	4; 5; 6 e 11	
			128-TCM-4D			4; 5; 6; 7; 8 e 13	
MARCONI	DRS 155		16-MLQAM ⁴	ND	ND	18; 23 e 26	
			64-MLQAM			ATDE	4; 5; 6; 7 e 8
			128-MLQAM				4; 6; 7; 8; 13; 18; 23 e 26
NEC	Série 2000		64-QAM MLCM	ATDE	ATDE	11	
	Série 2000		124-QAM MLCM			6	

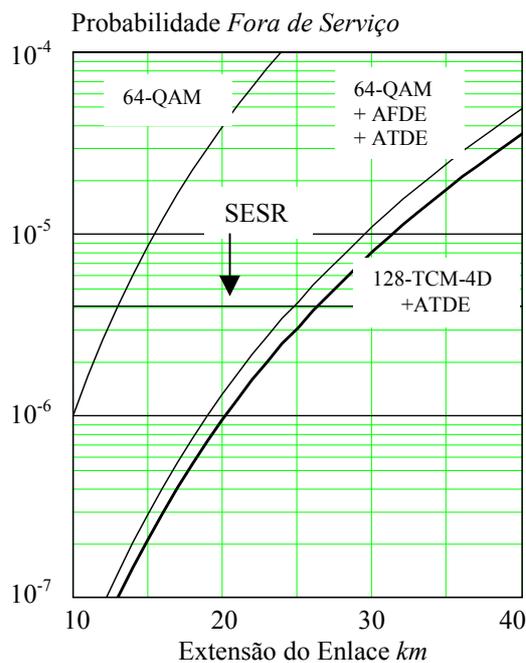


FIGURA 22
Curvas de probabilidade *fora de serviço* com desvanecimento seletivo em função da distância para 64-QAM equalizações e 64-QAM e 128-TCM-4D com equalizações, para condições geoclimáticas severas.

Conforme apresentado pela Fig. 22, a modulação 128-TCM-4D + ATDE apresenta um desempenho ligeiramente melhor que a modulação 64-QAM + AFDE + ATDE. No entanto, enquanto as modulações 64-QAM transportam 4 bits/símbolo, a 128-TCM-4D transporta 4,5 bits por símbolo, o que permite uma redução teórica de largura de faixa igual a 12,5%, considerando o mesmo fator de formato para os filtros de recepção (*roll-off*).

X. CONSIDERAÇÕES SOBRE O USO DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORA EM ENLACES RÁDIOS DIGITAIS

A idéia de utilização de modulação multiportadora em rádio enlaces digitais não é nova e tem sido sugerida em algumas publicações dos anos 80, particularmente para ambientes de propagação com multipercursos [23; 24].

O conceito básico dessa técnica de modulação consiste em transmitir um fluxo de dados em um conjunto de subportadoras com baixas taxas. Algumas propostas sugerem o emprego de grandes constelações sobre um determinado número de subportadoras utilizando polarização cruzada para melhor aproveitamento do espectro, uma vez que tais propostas prevêem uma banda de guarda entre

¹ Tipo de modulação codificada não divulgado.
² ND - Não Divulgado ou Não Disponível.
³ TCM-4D – 4-Dimensional Trellis Coded Modulation.
⁴ MLQAM - Multilevel QAM.

subportadoras. Ainda assim, é possível a obtenção de eficiências de largura de faixa da ordem de 10 bits/s/Hz, com constelações 256-QAM [23].

A OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma versão otimizada da modulação multiportadora [25]. A seguir apresentamos uma breve descrição do princípio de funcionamento da OFDM.

X.1. OFDM - UMA BREVE DESCRIÇÃO

A idéia da OFDM também não é nova e foi proposta por Chang em 1966 [26], para canais com desvanecimento dispersivo e tem evoluído dramaticamente graças aos esforços de diversos pesquisadores, cujas referências podem ser encontradas em [27].

Aplicações militares começaram a fazer uso de OFDM nos anos 60. Devido a sua complexidade de implementação, as aplicações comerciais da OFDM eram incomuns até meados dos anos 80. As principais aplicações comerciais de OFDM estão relacionadas a seguir [25; 27; 28].

□ Aplicações em Difusão de Áudio e Vídeo

- DAB (*Digital Audio Broadcasting*) – padrão europeu de radiodifusão de áudio digital.
- DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) – padrão europeu de radiodifusão terrestre de TV digital.
- ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting*) – Padrão japonês de TV Digital.

□ Aplicações em Linhas Digitais de Assinantes

- HDSL (*High-bit-rate Digital Subscriber Line*) – Linha digital de taxas altas para assinantes.
- ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) – Linha digital assimétrica para assinantes.
- VDSL (*Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*) – Linha digital de taxas muito altas para assinantes.

□ Redes de Comunicação de Dados

- HIPERLAN (*High Performance Local Area Network*) – Padrão europeu para redes locais sem fio de alto desempenho.
- Magic WAND (*Wireless ATM Network Demonstrator system*) – Projeto europeu para demonstração da viabilidade de redes ATM sem fio.
- MEDIAN – Projeto europeu para demonstração da viabilidade de redes locais faixa larga sem fio para aplicações residenciais e profissionais.

Em um sistema clássico de transmissão de dados em paralelo, a largura de faixa total do sinal é dividida em N subportadoras sem que haja superposição de faixa. Os dados a serem transmitidos modulam os símbolos de cada modulação separadamente, de modo que a seqüência de entrada é multiplexada em frequência através das subportadoras. Uma faixa de guarda é inserida entre as faixas ocupadas pelas subportadoras, de forma a permitir que os sinais possam ser demodulados através do uso de filtros convencionais, minimizando possíveis interferências entre canais adjacentes. Esta disposição é mostrada na Fig. 23 (a), onde fica claro a utilização não otimizada do espectro disponível.

Na OFDM, a ortogonalidade entre as portadoras permite uma superposição de faixa. Cada subportadora transmite a uma taxa de sinalização R_p sendo a separação entre duas subportadoras adjacentes igual a $R_p/2$, conforme mostrado na Fig. 23 (b).

A Transformada Discreta de Fourier (DFT – Discrete Fourier Transform) é utilizada em OFDM como parte dos processos de modulação e demodulação. O uso da DFT nos processos de modulação e demodulação geram espectro que são funções senoidais não limitadas em faixa. A Fig. 24 (a) apresenta o espectro de uma subportadora individual. O espectro do sinal OFDM está ilustrado na Fig. 24 (b). Note que o centro do espectro de cada subportadora coincide com os zeros dos espectros das demais subportadoras. Portanto, se a DFT é utilizada para determinar o valor da correlação no centro do espectro de cada subcanal, é possível recuperar os dados transmitidos sem interferência dos outros subcanais [25; 27; 28].

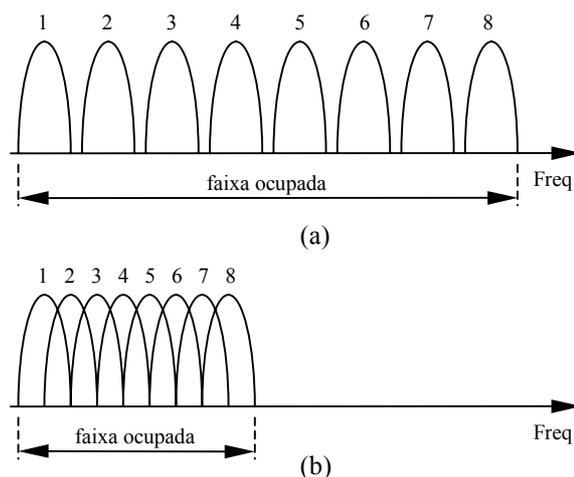


FIGURA 23
Transmissão multiportadora:
(a) convencional; e (b) OFDM.

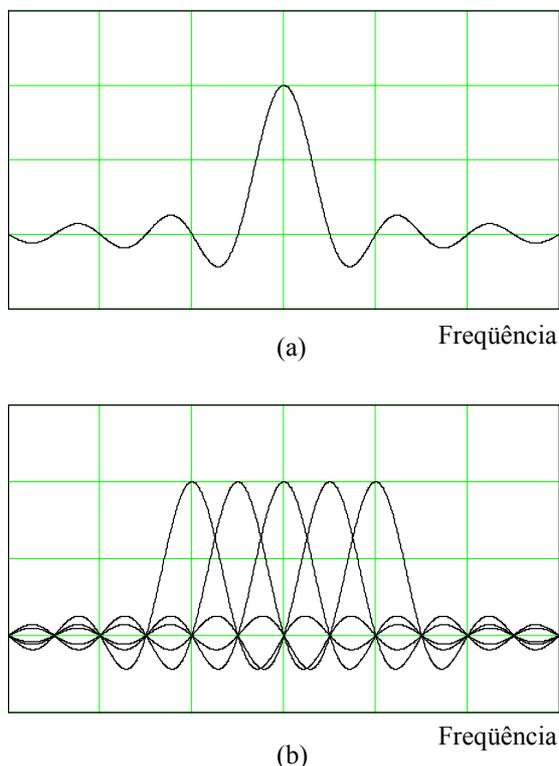


FIGURA 24
 (a) Espectro de uma subportadora; e
 (b) Espectro do sinal OFDM.

Apesar do aumento da eficiência de largura de faixa através da superposição de bandas, essa eficiência é diminuída pelo fato de existir a necessidade de inserção de um período de guarda entre os períodos de sinalização. Além disso, a OFDM exige sincronização bastante precisa e apresenta também variações significativas na relação potência de pico/potência média. Diversas soluções tem sido apresentadas para resolver tais problemas [28].

X.2. SISTEMA RÁDIO DIGITAL HIPOTÉTICO COM OFDM NÃO CODIFICADA

Para fins de comparação, exclusivamente sob o ponto de vista de comportamento mediante a ocorrência de desvanecimentos seletivos, a Tabela 16 apresenta as características de transmissão para dois esquemas OFDM hipotéticos. A Fig. 25 apresenta a probabilidade *fora de serviço* em função da distância para a OFDM, 64-QAM com equalizações (Tabela 11), 128-TCM-4D (Tabela 15) e condições geoclimáticas severas (Tabela 9).

Tabela 15

Características de transmissão para o desempenho apresentado na Fig. 25.

PARÂMETRO	VALOR	VALOR
Modulação	OFDM 8 × 64-QAM	OFDM 16 × 64-QAM
Espaçamento entre portadoras	3,75 MHz	1,875 MHz
Taxa de Tx	155 Mbit/s	
Frequência (f)	5 GHz	

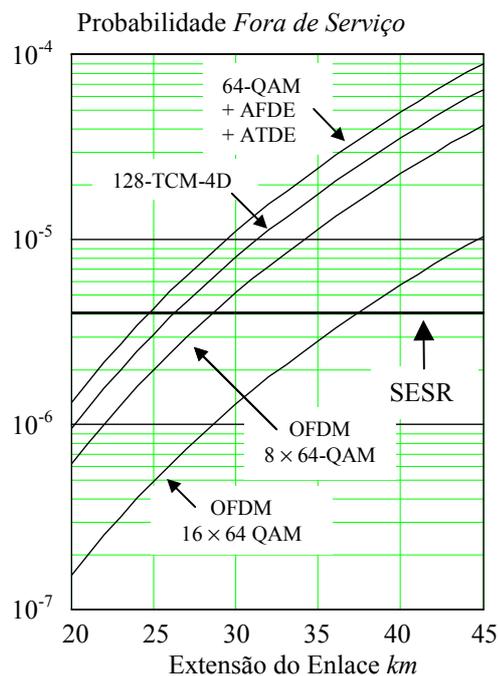


FIGURA 25
 Probabilidade *fora de serviço* em função da distância para OFDM 8 × 64-QAM; para OFDM 16 × 64-QAM; 128-TCM-4D e 64-QAM com equalizações para condições geoclimáticas severas.

XI. CONSIDERAÇÕES FINAIS E CONCLUSÃO

Apresentamos neste artigo, os mecanismos de propagação que levam um sistema rádio digital para a condição *fora de serviço*.

Enfocou-se, particularmente o desvanecimento dependente da frequência, fator limitante para enlaces de grandes extensões (> 35 km) e para condições geoclimáticas severas.

Diversas comparações de desempenho foram feitas, baseadas na Rec. ITU-R P.530-8., considerando ou não o uso de algumas contramedidas para a minimização dos efeitos do desvanecimento seletivo.

Finalmente, foram feitas algumas considerações sobre o uso de OFDM para rádio enlaces digitais como forma de aumentar a robustez do sistema quanto aos efeitos do desvanecimento. A análise focada em enlace ponto-a-ponto de longas distâncias, para diversas situações geoclimáticas, pode também ser estendida para redes de acesso em faixa larga ponto-multiponto, em ambientes urbanos, onde as condições de propagação podem apresentar-se igualmente hostis, devido às múltiplas reflexões.

XII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ITU – Recommendation ITU-R P.453-7 – *The radio refractive index: its formula and refractivity data*. Geneva, International Telecommunication Union, 1999.
- [2] IVANEK, Ferdo ed. – *Terrestrial digital microwave communications*. Norwood, MA, Artech House, 1989.
- [3] MANNING, Trevor – *Microwave radio transmission – design guide*. Norwood, MA, Artech House, 1999.
- [4] FREEMAN, Roger L. – *Radio system design for telecommunications*. 2.ed. New York, John Wiley & Sons, 1997.
- [5] DOBLE, John – *Introduction to radio propagation for fixed and mobile communications* - Norwood, MA, Artech House, 1996.
- [6] ITU – Recommendation ITU-R PN.310-9 – *Definitions of terms relating to propagation in non-ionized media*. Geneva, International Telecommunication Union, 1994.
- [7] ITU – Recommendation ITU-R P.834-3 – *Effects of tropospheric refraction on radiowave propagation*. Geneva, International Telecommunication Union, 1999.
- [8] SIEMENS – *Digital telecommunication Part 4 – Radio relay and Satellite Communication* – Berlin; Munich, Siemens Aktiengesellschaft, 1993.
- [9] ITU – Recommendation ITU-R P.530-8 – *Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*. Geneva, International Telecommunication Union, 1999.
- [10] RUMMLER, W. D. et alii – Multipath fading channel models for microwave digital radio. *IEEE Communications Magazine*, 24 (11) : 30-42, November, 1986.
- [11] ITU – Recommendation ITU-R F.1093-1 – *Effects of multipath propagation on the design and operation of line-of-sight digital radio-relay systems*. Geneva, International Telecommunication Union, 1997.
- [12] PROAKIS, John D. – *Digital Communications*. 3.ed. New York, McGraw Hill, 1995.
- [13] ITU – Recommendation ITU-R P.453-7 – *The radio refractive index: its formula and refractivity data*. Geneva, International Telecommunication Union, 1999.
- [14] ITU – Recommendation ITU-R F.1397 – *Error performance objectives for real digital radio link used in the international portion of a 27500 km hypothetical reference path at or above the primary rate*. Geneva, International Telecommunication Union, 1999.
- [15] ITU – Recommendation ITU-R F.1092-1 – *Error performance objectives for constant bit rate, digital path at or above the primary rate carried by digital radio-relay systems which may form part of the international portion of a 27500 km hypothetical reference path*. Geneva, International Telecommunication Union, 1997.
- [16] ITU - Recommendation ITU-R F.1101 – *Characteristics of digital radio-relay systems below about 17 GHz*, Appendix 2 to Annex 1, “Coded Modulation Techniques”, Geneva, International Telecommunication Union, 1994.
- [17] HARRIS – *Especificação técnica da série MegaStar 155*. Barueri, Harris do Brasil, 1999. www.harris.com/communications
- [18] ITALTEL/SIEMENS – *Especificações técnicas da série SRA 1/IS* – Milano, Italtel spa. www.italtel.it
- [19] ITALTEL/SIEMENS - *Especificações técnicas da série SRT 1 C* – Milano, Italtel spa. www.italtel.it
- [20] MARCONI - *Especificações técnicas da série Skyband DRS*. Santo Amaro, SP, Marconi Communications, 1999. www.marconi.com
- [21] NEC - *Especificações técnicas da série 2000*. NEC. www.nec.com/communications/necwave/
- [22] SIEMENS - *Especificações técnicas da série DRS*. São Paulo, Equitel Telecomunicações, 1995.
- [23] SAITO, Y. et alii – Feasibility considerations of high-level QAM multi-carrier system. *IEEE Int. Conf. Comm.*, 665-771, May, 1984.

- [24] KOHIYAMA, K. & KURITA, O. – Future trends in microwave radio: a view from Asia. In: Microwave digital radio. 252-255, New York, IEEE Press, 1988.
- [25] PRASAD, R. – *Universal wireless personal communications*. Boston, Artech House, 1998.
- [26] CHANG, R. – *Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission*. *BSTJ* (46):1775-1776, December, 1966.
- [27] HANZO, L. et alii – *Single-and multicarrier quadrature amplitude modulation: principles and applications for personal communications, WLAN and broadcasting*. Chichester, UK, IEEE Pres/Wiley, 2000.
- [28] VAN NEE, R. & PRASAD, R. – *OFDM for wireless multimedia communications*. Boston, Artech House, 2000.

SOBRE OS AUTORES

Geraldo Gil Ramundo Gomes – Concluiu o curso de Engenharia Elétrica opção Eletrônica pelo INATEL em 1981. Recebeu o Título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UNICAMP em 1997. Trabalhou em empresas privadas como Engenheiro de Projetos e Gerente de Pesquisa e Desenvolvimento até 1991. É professor do INATEL desde 1991. Exerceu o cargo de Gerente do Centro de Projeto, Desenvolvimento e Pesquisa do INATEL – PRODEP entre 1994 e 1998. Atualmente integra o Grupo de Pesquisa em Comunicações sem Fio do INATEL.

Renato Baldini Filho – Concluiu o curso de Engenharia Elétrica na UNICAMP em 1980. Recebeu o Título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UNICAMP em 1983. É PhD pela Universidade de Manchester, Inglaterra, em 1992. Ocupou o cargo de Engenheiro/Pesquisador entre 1982 e 1984 e Pesquisador de 1984 a 1988 e 1993 a 1997 no Convênio UNICAMP/TELEBRÁS. É professor do Departamento de Comunicações – DECOM da UNICAMP.