

UMA NOVA INTERPRETAÇÃO PARA ALGUNS EFEITOS DE NÃO-LINEARIDADES SOBRE SINAIS PSK

ERNESTO LEITE PINTO

IME

Praça Gal. Tibúrcio, 80
22.290 - Rio de Janeiro - RJ

JOSÉ PAULO A. ALBUQUERQUE

CETUC-PUC/RJ

Rua Marqueês S. Vicente, 225
22.453 - Rio de Janeiro - RJ

RESUMO

Este trabalho se refere ao problema da transmissão de sinais PSK através de um amplificador não-linear. Trabalhos anteriores mostram que em algumas situações o canal não-linear apresenta uma melhoria de desempenho relativamente ao canal linear, enquanto que em outras situações tal efeito não se verifica. Os resultados aqui obtidos mostram o efeito benéfico do mecanismo de conversão AM/AM sobre o desempenho do sistema. Uma nova interpretação para justificar essa melhoria é apresentada. Quando a não-linearidade introduz conversões AM/AM e AM/PM pode ou não haver melhoria, tendo em vista que a conversão AM/PM produz sempre uma degradação de desempenho. É possível daí inferir diretrizes gerais que podem ser úteis na especificação de linearizadores.

1. INTRODUÇÃO

A transmissão de sinais PSK através de canais não-lineares tem sido examinada por diversos autores. O interesse nesse problema foi despertado fundamentalmente pela conjugação de dois fatores: a utilização crescente de técnicas digitais de transmissão e a existência de situações específicas nas quais um dispositivo não-linear é parte integrante do canal de transmissão. Uma dessas situações é aquela em que esse canal inclui o repetidor não-linear de um satélite de comunicações. Diversos aspectos do problema em consideração têm sido examinados, como, por exemplo: cálculos de probabilidade de erro; efeitos da não-linearidade na densidade espectral de potência da portadora transmitida; transferência de modulação de portadoras digitais para portadoras FDM/FM ou outras portadoras digitais; efeitos de intermodulação entre portadoras digitais. O aspecto específico que será aqui considerado se refere à transmissão de uma portadora única através de um canal não-linear e à análise do efeito da não-linearidade sobre a probabilidade de erro. Embora, nessa situação, a transmissão não esteja sujeita aos efeitos de intermodulação ou de transferência de modulação, os mecanismos de conversão AM/AM e AM/PM da não-linearidade podem ter impacto considerável sobre o desempenho do sistema, medido, por exemplo, por sua taxa de erro de bit (TEB).

O diagrama da Figura 1 apresenta um esquema geral capaz de englobar as diferentes situações pertinentes consideradas na literatura.

Estas situações diferem em vários aspectos: modo utilizado para caracterizar a não-linearidade (por exemplo, apenas com conversão AM/AM ou incluindo também conversão AM/PM); consideração ou não dos efeitos de interferência entre símbolos (IES) que podem ser gerados nos filtros de transmissão e/ou recepção; posição das entradas de ruído aditivo relativamente à não linearidade; ou mesmo a consideração de uma única ou de mais de uma não-linearidade. Assim, por exemplo, em [1]-[4] os efeitos da IES não são considerados, en-

quanto em [5]-[7] esses efeitos são incluídos, embora em [5] e [7] estejam restritos àqueles provenientes do filtro de transmissão. Por outro lado, exceto em [1] onde é considerada uma única entrada de ruído precedendo a não-linearidade, os demais trabalhos acima citados consideram entradas de ruído antes e depois da não-linearidade. Mencione-se ainda que em [1]-[5] os resultados numéricos apresentados consideram apenas o efeito da conversão AM/AM, em geral representada por um modelo simples (limitador abrupto ou limitador suave), enquanto [6] e [7] incluem também o efeito da conversão AM/PM, além de utilizar modelos mais gerais na descrição de ambos os mecanismos de conversão.

Um aspecto importante a ser destacado em conexão com todos esses trabalhos é que, com exceção de [1] e [6], os demais mostram claramente a existência de situações em que a presença da não-linearidade introduz uma melhoria de desempenho relativamente ao caso de transmissão através de canal linear. É fácil explicar por que em [1] há sempre degradação de desempenho relativamente ao canal linear, uma vez que havendo ruído aditivo gaussiano apenas antes da não-linearidade esta pode ser vista como parte do receptor do sistema, sendo bem conhecido que para o problema em questão o receptor ótimo não deveria incluir qualquer não-linearidade [8]. Por outro lado não é tão claro à primeira vista porque em [6] a presença da não-linearidade introduz sempre degradação de desempenho, ao contrário, por exemplo, do que é mostrado em [7] para uma situação bastante semelhante.

Em adição a esses fatos, deve ser mencionado o grande esforço que vem sendo dispendido nos últimos anos na obtenção de linearizadores para canais que incluem amplificadores não-lineares, conforme atestado, por exemplo, pelos resultados descritos em [9] e [10]. Esse esforço parece indicar que, em geral, a presença da não-linearidade é indesejável.

Assim, o objetivo do presente trabalho é tentar oferecer uma explicação para as discrepâncias acima comentadas. A partir de uma nova interpretação do meca-

canismo que permite à não-linearidade oferecer melhorias de desempenho, inegavelmente observadas nos trabalhos aqui citados e em vários outros, procura-se uma justificativa para o fato de que em determinadas situações essa melhoria de desempenho não ocorra. Além disso, procura-se também apresentar algumas idéias preliminares sobre a possibilidade de levar em consideração esses aspectos favoráveis da não-linearidade na concepção de linearizadores.

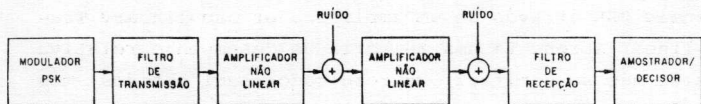


Figura 1. Esquema Geral da Transmissão Através do Canal Não-Linear.

Dentro deste objetivo, a Seção 2 considera os efeitos da conversão AM/AM com uma única entrada de ruído após a não-linearidade e considerando que a IES é introduzida tanto na transmissão como na recepção. A Seção 3 estende os resultados da seção anterior pela consideração de não-linearidades apresentando também conversão AM/PM. Em seguida, são apresentados na Seção 4 alguns comentários sobre a possibilidade de utilizar as observações e resultados das seções 2 e 3 na concepção de linearizadores. Com vistas a uma maior flexibilidade na variação de parâmetros do sistema, todos os resultados numéricos apresentados nas seções anteriores foram obtidos por simulação, através da utilização do programa ASTRAL [11], ao passo que os resultados em [1] - [7] foram em sua quase totalidade obtidos analiticamente. Finalmente, a Seção 5 apresenta algumas conclusões.

2. TRANSMISSÃO ATRAVÉS DE CANAIS NÃO-LINEARES COM DISTORÇÃO DE AMPLITUDE

As investigações do presente trabalho têm como base o modelo do sistema de transmissão mostrado na Figura 2, o qual se presta à representação de sistemas em que uma única portadora acessa a cada instante um amplificador não-linear, como é o caso em sistemas TDMA ("Time Division Multiple Access") de transmissão via satélite.

O maior interesse aqui recairá sobre o filtro de transmissão (formatador de pulso e espectro) e sobre o amplificador não-linear. Com relação à sincronização de portadora e relógio no receptor, supõe-se que o seu desempenho é perfeito. Como medida de desempenho é usada a TEB quando a razão E_b/N_0 (energia por bit sobre densidade espectral unilateral de potência de ruído) na entrada do receptor é igual a 8,4dB. A decisão sobre cada símbolo é sempre feita com base em uma única amostra.

Numa primeira tentativa de compreender o efeito do amplificador não-linear sobre o desempenho do sistema, considera-se nesta seção o efeito isolado da conver-



Figura 2. Modelo em Banda Básica do Sistema de Transmissão

são AM/AM, modelando o amplificador não-linear como a associação em cascata de uma não-linearidade instantânea seguida de um filtro passa-faixa em torno da frequência da portadora. Assim, sendo o sinal na entrada da não-linearidade dado por

$$x(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (1)$$

a componente do sinal de saída na frequência f_c seria dada por

$$y(t) = g(a(t)) \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (2)$$

onde a função $g(a)$ é a transmitância senoidal da não-linearidade passa-faixa [12]. A não-linearidade a ser considerada ao longo desta seção é um limitador suave. A resposta instantânea e a transmitância senoidal correspondentes são mostradas na Figura 3. Nesta figura, os valores de amplitude de entrada e de saída estão normalizados de forma que as potências de saturação na entrada e na saída sejam unitárias. A saturação foi arbitrariamente definida como o ponto correspondente a uma amplitude na saída igual a 99,5% do valor para o qual a amplitude de saída tende assintoticamente.

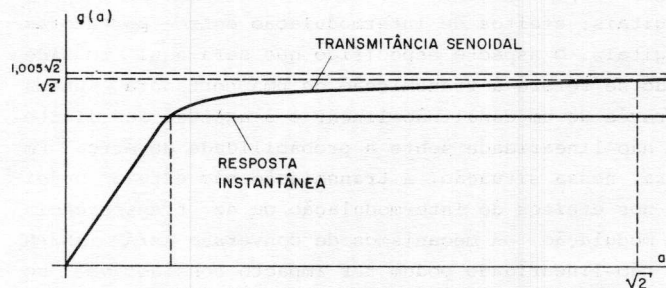


Figura 3. Resposta Instantânea e Transmitância Senoidal de um Limitador Suave.

Deve-se observar que, dependendo da potência do sinal de entrada, ou seja, do ponto de operação do amplificador, o modelo da Figura 3 poderá representar desde um amplificador linear até um limitador abrupto ("hard limiter"). O ponto de operação é caracterizado pelo "backoff" de entrada, definido por $-20 \log(\bar{a})$ onde \bar{a} é a amplitude média da envoltória $a(t)$ em (1). Com o intuito de isolar o efeito da forma da curva de transferência dos amplificadores, supõe-se neste trabalho que estes amplificadores produzem ganho unitário, qualquer que seja o ponto de operação.

Numa primeira avaliação de desempenho foi simulada uma transmissão BPSK, segundo o modelo da Figura 2, sendo os filtros de transmissão e recepção definidos como filtros de Butterworth de 3ª ordem com largura de faixa normalizada BT igual a 0,9 e sendo variado o ponto de operação do amplificador simulado, desde a região linear até a região de operação como limitador abrupto. Os resultados de taxa de erro são mostrados na primeira coluna da Tabela I, onde se pode observar que o desempenho com limitador abrupto é nitidamente superior ao com canal linear. Pode-se também notar que entre estes dois extremos existe um ponto de operação ótimo, para o qual é obtido o menor valor de taxa de erro.

Para interpretar a melhoria de desempenho produzida pela não-linearidade, são considerados os casos extremos de um amplificador linear e de um limitador abrupto. Supondo momentaneamente que o filtro de recepção não produz IES então a degradação de desempenho seria determinada pelo filtro de transmissão e pela não-linearidade, além do nível de ruído na entrada do receptor.

Devido à IES gerada pelo filtro de transmissão, os valores máximos da envoltória do sinal variam, em cada intervalo, em torno dos níveis correspondentes à transmissão sem IES. Quando o canal é linear essas variações de amplitude se mantêm, resultando no espalhamento das amostras do sinal recebido. Observe-se agora que uma redução na amplitude de uma dada amostra produz um aumento na taxa de erro, devido ao ruído gaussiano. Por outro lado, aumentos de mesma ordem na amplitude da amostra, embora reduzindo a taxa de erro, não conseguem compensar a degradação acima mencionada. Assim, o efeito global do espalhamento das amostras que ocorre no canal linear é um aumento na taxa de erro média do sistema.

TABELA I - Avaliação do Desempenho de um Sistema BPSK em Função do "Backoff" e da Largura de Faixa Normalizada do Filtro de Transmissão.
Filtro de Recepção: BT = 0,9
Não-Linearidade: Conversão AM/AM de Limitador Suave

| Backoff (dB) | TEB ($E_b/N_0 = 8,4$ dB) | | |
|-------------------|---------------------------|----------------------|----------------------|
| | BT = 0,9 | BT = 0,7 | BT = 1,1 |
| -12 | $4,77 \cdot 10^{-4}$ | $4,82 \cdot 10^{-4}$ | $4,05 \cdot 10^{-4}$ |
| -9 | $4,54 \cdot 10^{-4}$ | $4,77 \cdot 10^{-4}$ | $3,88 \cdot 10^{-4}$ |
| -6 | $4,38 \cdot 10^{-4}$ | $4,72 \cdot 10^{-4}$ | $3,76 \cdot 10^{-4}$ |
| -3 | $4,34 \cdot 10^{-4}$ | $4,85 \cdot 10^{-4}$ | $3,61 \cdot 10^{-4}$ |
| 0 | $4,24 \cdot 10^{-4}$ | $5,48 \cdot 10^{-4}$ | $3,46 \cdot 10^{-4}$ |
| 3 | $4,30 \cdot 10^{-4}$ | $7,61 \cdot 10^{-4}$ | $3,36 \cdot 10^{-4}$ |
| 6 | $4,77 \cdot 10^{-4}$ | $1,60 \cdot 10^{-3}$ | $3,39 \cdot 10^{-4}$ |
| 9 | $6,14 \cdot 10^{-4}$ | $5,00 \cdot 10^{-3}$ | $3,73 \cdot 10^{-4}$ |
| 12 | $1,13 \cdot 10^{-3}$ | $1,08 \cdot 10^{-2}$ | $4,84 \cdot 10^{-4}$ |
| 15 | $2,69 \cdot 10^{-3}$ | $1,67 \cdot 10^{-2}$ | $7,63 \cdot 10^{-4}$ |
| 18 | $3,02 \cdot 10^{-3}$ | $1,75 \cdot 10^{-2}$ | $8,52 \cdot 10^{-4}$ |
| Canal Linear | $3,02 \cdot 10^{-3}$ | $1,75 \cdot 10^{-2}$ | $8,52 \cdot 10^{-4}$ |
| Limitador Abrupto | $5,70 \cdot 10^{-4}$ | $5,29 \cdot 10^{-4}$ | $4,62 \cdot 10^{-4}$ |

Quando o canal contém um limitador abrupto após o filtro de transmissão, este limitador elimina qualquer flutuação na envoltória do sinal. Desta forma, mesmo sendo considerada a introdução de IES pelo filtro de recepção, as amostras do sinal demodulado terão um espalhamento menor do que no caso linear, resultando daí uma redução na taxa de erro do sistema. Na Figura 4 são representados os diagramas de olho correspondentes à transmissão com amplificador linear e à transmissão com limitador abrupto, com filtros de transmissão e recepção caracterizados por BT = 0,9. Observa-se nesta figura o aumento na abertura do olho produzido pela não-linearidade. Este efeito será aqui denominado supressão de interferência entre símbolos.

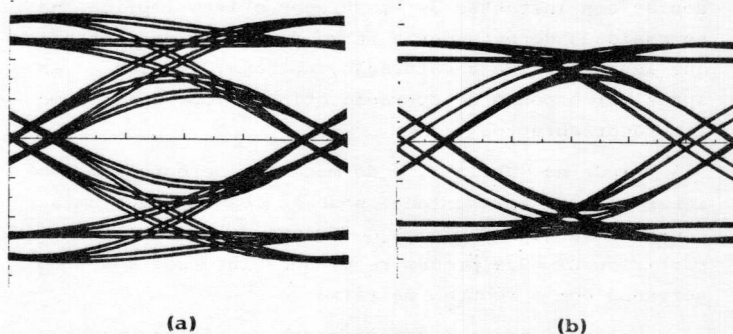


Figura 4. Diagramas de Olho.
(a) Transmissão por Amplificador Linear
(b) Transmissão por Limitador Abrupto

Compreendida a melhoria de desempenho produzida pelo limitador abrupto, falta agora entender a existência de um ponto de operação ótimo, conforme mostrado na Tabela I. Quando se desloca gradativamente o ponto de operação da região linear para a região de operação como limitador abrupto o que acontece é que a faixa de níveis do sinal de entrada que caem na região de saturação vai se tornando cada vez maior. Ao cair nesta região, o nível do sinal vai para o valor de saturação. Conforme foi visto anteriormente, para melhorar o desempenho através do amplificador não-linear o que se deseja em última instância é diminuir as flutuações do sinal nos instantes de amostragem, os quais correspondem aproximadamente aos instantes de máxima amplitude do sinal. Um limitador abrupto produz este efeito desejável, mas também um efeito indesejável, que é o reforço de valores próximas de zero da amplitude do sinal. Este último efeito é indesejável porque há uma probabilidade alta de que esses valores de amplitude tenham tido suas polaridades invertidas pela IES. Portanto, é razoável esperar que um desempenho melhor que o do limitador abrupto seja obtido estabelecendo um ponto de operação em que a saturação do dispositivo seja provocada apenas pelos níveis mais altos do sinal de entrada.

A fim de testar a validade das interpretações feitas acima, considera-se agora o efeito da variação da largura de faixa do filtro de transmissão sobre o de

sempenho do sistema. Na segunda e terceira colunas da Tabela I estão mostrados os resultados obtidos quando a largura de faixa normalizada deste filtro é igual a 0,7 e 1,1. Comparando com o primeiro caso, observa-se que, ao ser diminuída a largura de faixa do filtro de transmissão (aumentando a IES na entrada da não-linearidade), a melhoria do desempenho produzida pelo limitador abrupto em relação ao canal linear é maior. Também se nota que quando BT diminui o ponto de operação ótimo se desloca na direção da operação como limitador abrupto. Estes resultados confirmam as interpretações anteriores, pois o efeito da supressão de IES será tão mais significativo para o desempenho do sistema quanto menor for a largura da faixa do filtro de transmissão. Com relação ao ponto de operação ótimo, o aumento da IES na entrada da não-linearidade implica numa maior flutuação dos níveis de sinal correspondentes aos instantes de amostragem e isto implica na necessidade de estender a faixa de níveis de entrada que levam a saída à saturação, ou seja, implica em aproximar o ponto de operação ótimo da operação como limitador abrupto.

Ainda da Tabela I, e de maneira coerente com a interpretação apresentada, pode-se observar que um aumento na largura de faixa do filtro de transmissão a partir de BT = 0,9 produz resultados inversos aos observados com a redução da faixa.

Passando agora à consideração do efeito de supressão da IES em sistemas com modulação QPSK, são apresentados na Tabela II os resultados de taxa de erro obtidos variando o ponto de operação da não-linearidade e a largura de faixa do filtro de transmissão, de maneira similar ao que foi feito com a modulação BPSK.

Sabe-se que o QPSK e o BPSK apresentam o mesmo desempenho em canal linear simétrico. Para compreender as diferenças de desempenho em canal não-linear, seguindo a mesma linha de interpretação apresentada acima, é necessário observar que numa transmissão QPSK com IES são maiores as chances de que amostras da envoltória com amplitude elevada conduzam a erro do que na transmissão BPSK. Desta forma, a probabilidade de que o dispositivo não-linear acabe por reforçar valores de amplitude do sinal que conduziriam a erro na ausência de ruído é maior, diminuindo assim a melhoria de desempenho em relação ao canal linear. Isto pode ser verificado ao se comparar as tabelas I e II. Com relação ao efeito da variação da largura de faixa do filtro de transmissão sobre o ponto de operação ótimo também se nota o mesmo tipo de deslocamento observado em conexão com a transmissão BPSK, apenas em níveis menos intensos.

3. CANAIS COM DISTORÇÃO DE AMPLITUDE E FASE

Um modelo mais completo para caracterização dos amplificadores não-lineares presentes em sistemas via satélite é o de não-linearidade passa-faixa sem memória, especificada por curvas de potência e fase de saída versus potência de entrada, em geral obtidas experimen-

TABELA II - Avaliação do Desempenho de um Sistema QPSK em Função do "Backoff" e da Largura de Faixa Normalizada do Filtro de Transmissão. Filtro de Recepção: BT = 0,9 Não-Linearidade: Conversão AM/AM de Limitador Suave

| Backoff (dB) | TEB (E_b/N_o) = 8,4 (dB) | | |
|-------------------|------------------------------|----------------------|----------------------|
| | BT = 0,9 | BT = 0,7 | BT = 1,1 |
| -12 | $1,98 \cdot 10^{-3}$ | $8,80 \cdot 10^{-3}$ | $8,39 \cdot 10^{-4}$ |
| -9 | $1,96 \cdot 10^{-3}$ | $8,72 \cdot 10^{-3}$ | $8,27 \cdot 10^{-4}$ |
| -6 | $1,92 \cdot 10^{-3}$ | $8,60 \cdot 10^{-3}$ | $8,08 \cdot 10^{-4}$ |
| -3 | $1,87 \cdot 10^{-3}$ | $8,47 \cdot 10^{-3}$ | $7,79 \cdot 10^{-4}$ |
| 0 | $1,79 \cdot 10^{-3}$ | $8,41 \cdot 10^{-3}$ | $7,50 \cdot 10^{-4}$ |
| 3 | $1,74 \cdot 10^{-3}$ | $8,52 \cdot 10^{-3}$ | $7,26 \cdot 10^{-4}$ |
| 6 | $1,72 \cdot 10^{-3}$ | $9,04 \cdot 10^{-3}$ | $7,11 \cdot 10^{-4}$ |
| 9 | $1,80 \cdot 10^{-3}$ | $1,08 \cdot 10^{-2}$ | $7,16 \cdot 10^{-4}$ |
| 12 | $2,12 \cdot 10^{-3}$ | $1,43 \cdot 10^{-2}$ | $7,53 \cdot 10^{-4}$ |
| 15 | $2,92 \cdot 10^{-3}$ | $1,74 \cdot 10^{-2}$ | $8,23 \cdot 10^{-4}$ |
| 18 | $3,05 \cdot 10^{-3}$ | $1,77 \cdot 10^{-2}$ | $8,57 \cdot 10^{-4}$ |
| Canal Linear | $3,05 \cdot 10^{-3}$ | $1,77 \cdot 10^{-2}$ | $8,57 \cdot 10^{-4}$ |
| Limitador Abrupto | $2,03 \cdot 10^{-3}$ | $8,92 \cdot 10^{-3}$ | $8,60 \cdot 10^{-4}$ |

mentalmente para a situação em que uma única portadora é transmitida através do amplificador. Um exemplo típico é mostrado na Figura 5. Os resultados que se seguem foram obtidos empregando uma não-linearidade com estas características no esquema mostrado na Figura 2. Novamente considera-se que o amplificador produz ganho unitário. A fim de ganhar profundidade na análise dos efeitos da não-linearidade sobre o desempenho do sistema, considera-se isoladamente a conversão AM/AM, a conversão AM/PM e, em seguida, o modelo completo.

Na Tabela III são mostrados os resultados obtidos com modulação BPSK e sendo os filtros de transmissão e recepção definidos como filtros de Butterworth de 3ª ordem com largura de faixa normalizada igual a 0,9. O "backoff" de entrada é variado da saturação até a região linear da curva de conversão AM/AM. Observa-se na Tabela III que, qualquer que seja o "backoff" de entrada,

TABELA III - Avaliação do Desempenho de um Sistema BPSK em Função do "Backoff" e dos Mecanismos de Conversão Presentes na Não-Linearidade. Filtro de Transmissão e Recepção: BT = 0,9

| Backoff (dB) | TEB (E_b/N_o) = 8,4 (dB) | | |
|--------------|------------------------------|----------------------|-------------------------|
| | Conversão AM/AM | Conversão AM/PM | Conversão AM/AM e AM/PM |
| -2 | $4,04 \cdot 10^{-4}$ | $5,22 \cdot 10^{-3}$ | $9,78 \cdot 10^{-4}$ |
| 0 | $5,24 \cdot 10^{-4}$ | $5,28 \cdot 10^{-3}$ | $1,19 \cdot 10^{-3}$ |
| 2 | $7,82 \cdot 10^{-4}$ | $5,34 \cdot 10^{-3}$ | $1,68 \cdot 10^{-3}$ |
| 4 | $1,23 \cdot 10^{-3}$ | $4,54 \cdot 10^{-3}$ | $2,03 \cdot 10^{-3}$ |
| 6 | $1,47 \cdot 10^{-3}$ | $4,00 \cdot 10^{-3}$ | $2,05 \cdot 10^{-3}$ |
| 8 | $1,90 \cdot 10^{-3}$ | $3,58 \cdot 10^{-3}$ | $2,30 \cdot 10^{-3}$ |
| 10 | $2,26 \cdot 10^{-3}$ | $3,37 \cdot 10^{-3}$ | $2,54 \cdot 10^{-3}$ |
| 12 | $2,34 \cdot 10^{-3}$ | $3,26 \cdot 10^{-3}$ | $2,53 \cdot 10^{-3}$ |
| 14 | $2,48 \cdot 10^{-3}$ | $3,15 \cdot 10^{-3}$ | $2,58 \cdot 10^{-3}$ |
| 16 | $3,01 \cdot 10^{-3}$ | $3,09 \cdot 10^{-3}$ | $3,07 \cdot 10^{-3}$ |
| 18 | $2,61 \cdot 10^{-3}$ | $3,04 \cdot 10^{-3}$ | $2,63 \cdot 10^{-3}$ |
| 20 | $2,78 \cdot 10^{-3}$ | $3,03 \cdot 10^{-3}$ | $2,78 \cdot 10^{-3}$ |

da, o melhor desempenho é obtido simulando isoladamente a conversão AM/AM. Nota-se também que a diminuição do "backoff" de entrada, quando se isola a conversão AM/AM, melhora o desempenho e pode-se inclusive observar que o melhor resultado da Tabela III (obtido com potência de entrada 2dB acima da saturação) fica bastante próximo do melhor resultado da Tabela I, referente à conversão AM/AM de um limitador suave passa-faixa.

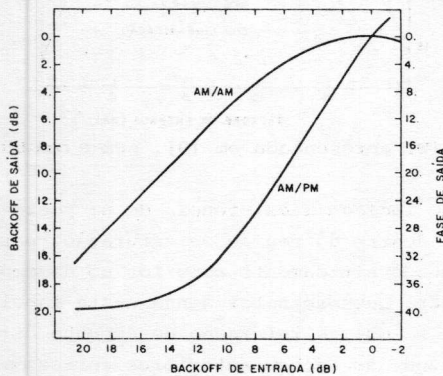


Figura 5. Curvas Típicas de um Amplificador a TWT usado em Sistemas Via Satélite.

O efeito isolado da conversão AM/PM produz para qualquer valor do "backoff" de entrada, o pior desempenho entre as três alternativas mostradas na Tabela III. O efeito da variação do "backoff" de entrada é contrário àquele observado quando se tem apenas conversão AM/AM, ou seja, o desempenho piora à medida que o ponto de operação é deslocado na direção da saturação. Este efeito se deve ao aumento na intensidade da conversão AM/PM (ou seja, aumento na inclinação da curva de fase na Figura 5) que ocorre à medida que se aproxima a região de saturação. Para valores maiores do "backoff" de entrada, como é pequena a intensidade da conversão AM/PM, são obtidos os melhores resultados.

Por fim, ao se trabalhar com uma não-linearidade apresentando os dois mecanismos de conversão, obtêm-se resultados intermediários entre os obtidos usando apenas a conversão AM/AM e os obtidos só com a conversão AM/PM. Na Tabela III pode-se observar que os resultados correspondentes ao uso do modelo completo tornam-se melhores quando se diminui o "backoff" de entrada. Isto indica que o efeito (benéfico) de supressão da IES, produzido pela conversão AM/AM, predomina sobre a degradação de desempenho devida à conversão AM/PM. Quando se aumenta o "backoff" de entrada (em direção à região de operação linear da válvula) as três alternativas da Tabela III produzem, conforme esperado, resultados bastante próximos.

Passando à consideração do efeito da conversão AM/AM e da conversão AM/PM da não-linearidade sobre o desempenho de sistemas QPSK, são mostrados na Tabela IV os resultados de taxa de erro obtidos ao se definir os filtros de transmissão e recepção como filtros de Butterworth de 3ª ordem com BT igual a 0,9. Com relação aos efeitos isolados da conversão AM/AM e da con

versão AM/PM, observa-se o mesmo tipo de comportamento. Ou seja, a conversão AM/AM isolada produz melhor desempenho quando o ponto de operação é deslocado na direção da região de saturação, enquanto que o desempenho correspondente à conversão AM/PM isola da piora com o deslocamento do ponto de operação para a região de saturação. Com relação ao efeito conjunto da conversão AM/AM e da conversão AM/PM observa-se na Tabela IV que a taxa de erro aumenta à medida que o ponto de operação do dispositivo é deslocado em direção à região de saturação. Ao contrário do que se verificou através da Tabela III em relação ao sistema BPSK, os resultados da Tabela IV indicam a predominância do efeito da conversão AM/PM sobre o desempenho de um sistema QPSK, quando se usa um modelo completo da não-linearidade. Assim, neste caso, o desempenho do sistema se degrada com a introdução da não-linearidade.

TABELA IV - Avaliação do Desempenho de um Sistema QPSK em Função do "Backoff" e dos Mecanismos de Conversão Presentes na Não-linearidade. Filtros de Transmissão e Recepção: BT = 0.9

| Backoff (dB) | TEB ($E_b/N_o = 8,4dB$) | | |
|--------------|---------------------------|----------------------|-------------------------|
| | Conversão AM/AM | Conversão AM/PM | Conversão AM/AM e AM/PM |
| -2 | $1,70 \cdot 10^{-3}$ | $1,36 \cdot 10^{-2}$ | $1,37 \cdot 10^{-2}$ |
| 0 | $1,76 \cdot 10^{-3}$ | $1,25 \cdot 10^{-2}$ | $1,22 \cdot 10^{-2}$ |
| 2 | $1,89 \cdot 10^{-3}$ | $1,85 \cdot 10^{-2}$ | $1,86 \cdot 10^{-2}$ |
| 4 | $2,17 \cdot 10^{-3}$ | $1,30 \cdot 10^{-2}$ | $1,21 \cdot 10^{-2}$ |
| 6 | $2,28 \cdot 10^{-3}$ | $1,02 \cdot 10^{-2}$ | $9,39 \cdot 10^{-3}$ |
| 8 | $2,51 \cdot 10^{-3}$ | $6,74 \cdot 10^{-3}$ | $6,09 \cdot 10^{-3}$ |
| 10 | $2,68 \cdot 10^{-3}$ | $5,00 \cdot 10^{-3}$ | $4,58 \cdot 10^{-3}$ |
| 12 | $2,75 \cdot 10^{-3}$ | $4,66 \cdot 10^{-3}$ | $4,35 \cdot 10^{-3}$ |
| 14 | $2,75 \cdot 10^{-3}$ | $3,79 \cdot 10^{-3}$ | $3,48 \cdot 10^{-3}$ |
| 16 | $3,08 \cdot 10^{-3}$ | $3,49 \cdot 10^{-3}$ | $3,51 \cdot 10^{-3}$ |
| 18 | $2,84 \cdot 10^{-3}$ | $3,20 \cdot 10^{-3}$ | $3,01 \cdot 10^{-3}$ |
| 20 | $2,94 \cdot 10^{-3}$ | $3,04 \cdot 10^{-3}$ | $2,93 \cdot 10^{-3}$ |

Para entender a predominância do efeito (negativo) da conversão AM/PM sobre o desempenho do sistema QPSK simulado, deve-se notar que o aumento do número de fases transmitidas aumenta a sensibilidade do sistema à conversão AM/PM. Também se deve notar, observando a Figura 5, que a região em torno do ponto de saturação do dispositivo, na qual se obteve o melhor desempenho quando foi simulada apenas a conversão AM/AM, corresponde à região de maior intensidade de conversão AM/PM (ou seja, à região de maior inclinação da curva de fase). A maior sensibilidade do sistema às distorções de fase, juntamente com a elevada intensidade da conversão AM/PM na região de saturação, fazem com que o desempenho nesta região seja inferior ao obtido na região de operação linear.

É válido observar que, dependendo da intensidade da conversão AM/PM na região de saturação do dispositivo e da largura de faixa do filtro de transmissão, podem ocorrer casos em que a não-linearidade com con

versão AM/AM e AM/PM produz melhoria no desempenho dos sistemas QPSK, relativamente ao canal linear. Alguns testes neste sentido foram efetivamente realizados e confirmaram a obtenção desta melhoria quando há bastante IES na entrada da não-linearidade e a conversão AM/PM na região de saturação não é alta. Estas observações sobre o efeito da não-linearidade com conversão AM/AM e conversão AM/PM no desempenho dos sistemas QPSK também parecem justificar as discrepâncias entre as conclusões apresentadas em [6] e [7] no que se refere à transmissão de sinais QPSK em canais não-lineares.

4. RELACIONAMENTO COM A CONCEPÇÃO DE LINEARIZADORES

Os resultados das seções anteriores mostram claramente a existência de uma melhoria no desempenho dos sistemas PSK quando se considera a ausência de conversão AM/PM em amplificadores não-lineares. Havendo apenas a conversão AM/AM, parece ser possível obter sempre um desempenho "ótimo", superior ao desempenho em canal linear, através da escolha adequada do ponto de operação do amplificador (mantida naturalmente a hipótese anteriormente feita de que a potência na saída do canal tem sempre o mesmo valor).

Quando se pensa na linearização de amplificadores, a primeira idéia que se tem é que o melhor seria, se possível, linearizar completamente a resposta do dispositivo, eliminando as conversões AM/AM e AM/PM. No entanto, com base nos resultados e observações anteriores, pode-se dizer que a melhor alternativa de linearização deveria eliminar completamente a conversão AM/PM. Uma vez eliminada esta conversão, o amplificador não-linear, com conversão AM/AM apenas, poderia produzir desempenho superior ao obtido com um amplificador linear.

No linearizador apresentado em [9], observam-se características bastante semelhantes às mencionadas acima como ideais. Conforme se pode ver na Figura 6, o amplificador linearizado apresenta conversão AM/PM muito baixa e conversão AM/AM bastante semelhante ao amplificador original, a não ser para potências de entrada acima da potência de saturação.

A fim de avaliar o efeito do linearizador proposto em [9] sobre o desempenho de um sistema QPSK, foram utilizadas no modelo do sistema de transmissão da Figura 2, as curvas características mostradas na Figura 6. Os filtros de transmissão e recepção foram novamente definidos como filtros de Butterworth de 3ª ordem com BT igual a 0,9. Os resultados de taxa de erro, obtidos com diversos valores do "backoff" de entrada e considerando o amplificador sem e com linearizador, estão mostrados na Tabela V. Estes resultados confirmam a validade das observações feitas anteriormente sobre a possibilidade de se obter um linearizador "ótimo", eliminando apenas a conversão AM/PM do dispositivo. Observa-se na Tabela V que o amplificador sem linearização produz desempenho inferior ao canal linear, qualquer que seja o "backoff" de entrada. Por outro lado, os resultados obtidos quando se simulou o amplificador

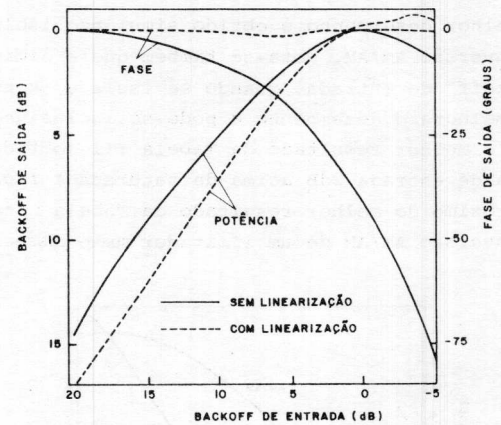


Figura 6. TWT apresentada em [9], sem e com Linearização

linearizado indicam a existência de um ponto de operação ótimo, dentro da região de saturação, para o qual o desempenho é nitidamente superior ao desempenho em canal linear. Deve-se notar ainda nesta tabela a concordância, no que se refere ao desempenho ótimo, com os resultados das seções anteriores correspondentes ao efeito da conversão AM/AM.

A análise do efeito de supressão da IES pela conversão AM/AM de um amplificador não-linear fornece, portanto, indicações importantes sobre o que realmente precisa ser modificado na resposta do amplificador quando sua "linearização" é considerada com vistas à transmissão de sinais PSK.

TABELA V - Avaliação do Desempenho de um Sistema QPSK em Função do "Backoff" e da Presença ou Não de um Linearizador. Filtro de Transmissão e Recepção: BT = 0,9 Não-Linearidade: Conversões AM/AM e AM/PM

| Backoff (dB) | TEB ($E_b/N_o = 8,4$ dB) | |
|--------------|---------------------------|----------------------|
| | Sem Linearizador | Com Linearizador [9] |
| 5 | $8,38 \cdot 10^{-2}$ | $2,22 \cdot 10^{-3}$ |
| 4 | $2,22 \cdot 10^{-2}$ | $1,70 \cdot 10^{-3}$ |
| 3 | $1,14 \cdot 10^{-2}$ | $1,76 \cdot 10^{-3}$ |
| 2 | $1,28 \cdot 10^{-2}$ | $1,79 \cdot 10^{-3}$ |
| 1 | $1,42 \cdot 10^{-2}$ | $1,86 \cdot 10^{-3}$ |
| 0 | $9,74 \cdot 10^{-3}$ | $1,95 \cdot 10^{-3}$ |
| -1 | $7,53 \cdot 10^{-3}$ | $2,10 \cdot 10^{-3}$ |
| -2 | $6,16 \cdot 10^{-3}$ | $2,36 \cdot 10^{-3}$ |
| -4 | $5,86 \cdot 10^{-3}$ | $2,73 \cdot 10^{-3}$ |
| -6 | $3,93 \cdot 10^{-3}$ | $3,04 \cdot 10^{-3}$ |
| -8 | $3,45 \cdot 10^{-3}$ | $3,08 \cdot 10^{-3}$ |
| -10 | $3,23 \cdot 10^{-3}$ | $2,92 \cdot 10^{-3}$ |
| -12 | $3,15 \cdot 10^{-3}$ | $2,98 \cdot 10^{-3}$ |
| -16 | $3,03 \cdot 10^{-3}$ | $2,91 \cdot 10^{-3}$ |
| -20 | $3,07 \cdot 10^{-3}$ | $2,97 \cdot 10^{-3}$ |

5. CONCLUSÕES

Os resultados aqui obtidos mostram claramente que o mecanismo de conversão AM/AM associado a amplificadores de potência não-lineares produz um efeito de supressão de IES. Conforme esperado, o impacto dessa supressão sobre a taxa de erro do sistema se mostrou tão mais

intenso quanto maior seria o efeito da IES sobre o desempenho do sistema em canal linear. Assim, por exemplo, dentro de certos limites, quanto mais estreito o filtro de transmissão maior será a melhoria causada pela presença de uma não-linearidade de amplitude. Foi também observado que, para um dado filtro de transmissão, as melhorias em sistemas BPSK são mais intensas do que aquelas associadas a sistemas QPSK, dependendo tanto em um caso como no outro do ponto de operação do amplificador não-linear.

O efeito benéfico causado pela conversão AM/AM é certamente mitigado pelo mecanismo de conversão AM/PM. Dependendo da situação específica em consideração, uma não-linearidade exibindo os dois mecanismos de conversão tanto poderá provocar uma melhoria como uma degradação de desempenho relativamente à transmissão em canal linear. Esse fato é certamente uma explicação adequada para as discrepâncias observadas entre resultados anteriores, como por exemplo entre algumas das conclusões de [6] e [7]. Aliás, a própria interpretação apresentada para justificar o mecanismo de supressão de IES e sua dependência com o ponto de operação leva à conclusão de que as conversões AM/AM e AM/PM têm efeitos opostos, sendo, em geral, difícil definir a priori o efeito dominante.

Os resultados apresentados ao longo do trabalho mostram também que a linearização de amplificadores não-lineares deve visar preferencialmente à eliminação da conversão AM/PM. Com efeito, eliminada esta conversão, é possível, desde que adequadamente escolhido o ponto de operação, conseguir melhor desempenho com uma não-linearidade de amplitude do que em uma situação na qual a mesma tivesse sido também eliminada. Até que ponto esses fatos já têm sido plenamente considerados na concepção de linearizadores ou poderiam contribuir para um tratamento mais completo do problema de "linearização" é uma questão que certamente requer análise mais cuidadosa e pode ser objeto de eventual prosseguimento do presente trabalho.

. AGRADECIMENTOS

Os autores desejam expressar seus agradecimentos ao Prof. João Célio B. Brandão pelas frutíferas discussões com ele mantidas durante a realização deste trabalho.

. REFERÊNCIAS

- [1] L.D. Davisson e L.B. Milstein, "On the Performance of Digital Communication Systems with Bandpass Limiters - Part I: One Link System", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-20, nº 10, Outubro 1972, pp. 972-975.
- [2] L.D. Davisson e L.B. Milstein, "On the Performance of Digital Communication Systems with Bandpass Limiters - Part II: Two Link System", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-20, nº 10, Outubro 1972, pp. 975-980.

- [3] R.G. Lyons, "The Effect of a Bandpass Nonlinearity on Signal Detectability", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-21, nº 1, Janeiro 1973, pp. 51-60.
- [4] P.C. Jain e N.M. Blachman, "Detection of a PSK Signal Transmitted Through a Hard-Limited Channel", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-19, nº 5, Setembro 1973, pp. 623-630.
- [5] N. Ekanayake e D.P. Taylor, "CPSK Signaling over Hard Limited Channels in Additive Gaussian Noise and Intersymbol Interference", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-25, nº 1, Janeiro 1979, pp. 62-68.
- [6] S. Benedetto, E. Biglieri e R. Daffara, "Modeling and Performance Evaluation of Nonlinear Satellite Links - A Volterra Series Approach", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-15, nº 4, Julho 1979, pp. 494-507.
- [7] T.C. Huang, J.K. Omura e W.C. Lindsey, "Analysis of Coherent Satellite Communication Systems in the Presence of Interference and Noise", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-29, nº 5, Maio 1981, pp. 593-604.
- [8] J.M. Wozencraft e I.M. Jacobs, "Principles of Communication Engineering", John Wiley & Sons, 1967.
- [9] G. Satoh e T. Mizuno, "Impact of a New TWTA Linearizer Upon QPSK/TDMA Transmission Performance", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-1, nº 1, Janeiro 1983, pp. 39-45.
- [10] Y.S. Lee, J. Brelian e A. Atia, "Linearized Transponder Technology for Satellite Communications-Part II: System Simulation and Performance Assessment", COMSAT Technical Review, Vol. 15, nº 2A, Fall 1985, pp. 309-341.
- [11] J.C.B. Brandão, "ASTRAL - Um Programa para Análise e Simulação de Sistemas de Transmissão Digital", Relatório CETUC-D-ST-05/87, Janeiro, 1987.
- [12] E. Sunde, "Communication Systems Engineering Theory", John Wiley & Sons, New York, 1969.