

Implementação de um sistema FDMA. Análise de desempenho na presença de ruído e não-linearidade

Danilo Borges, Lisandro Ramos e Nuno Borges Carvalho

Resumo - O trabalho apresentado neste artigo, analisa o impacto de um canal não-linear com ruído, num sistema FDMA.

O sistema é simulado, recorrendo a um simulador, baseado no SIMULINK®. Usam-se cinco canais GSM combinados, que atravessam posteriormente um canal não linear e ruidoso.

Por fim, analisam-se os resultados obtidos, e propõem-se implementações alternativas de modo a reduzir alguns dos problemas deste tipo de sistemas.

Abstract -The work reported in this paper deals with the impact of a nonlinear channel with noise in a FDMA system.

The system is simulated using a time domain simulator, based on simulink. Five GSM channels are combined and then traverse a nonlinear noisy channel.

Finally some results are discussed..

I. INTRODUÇÃO

O FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), é um método de acesso múltiplo que permite a um grande número de utilizadores, aceder simultaneamente a uma única banda de frequências, através da atribuição de frequências diferentes a cada um deles.

Nesta técnica, a largura de banda disponível é repartida em múltiplas bandas de frequências (canais), cada uma com a sua portadora.

Este método de acesso, possui como vantagens, o facto de ser de fácil implementação e ter grande imunidade aos problemas de sincronização. No entanto, apresenta algumas desvantagens, entre as quais se inclui a pouca flexibilidade na atribuição dinâmica da largura de banda a um dado canal de acordo com as suas necessidades, baixo débito binário e a possibilidade de ocorrer interferência entre canais adjacentes.

II. COMPORTAMENTO DO SISTEMA NA PRESENÇA DE UM CANAL AWGN

O canal de comunicação em sistemas FDMA, pode ser descrito recorrendo a vários modelos matemáticos, entre eles: AWGN (Additive White Gaussian Noise), Rice ou Rayleigh.

Cada um dos mesmos é usado em situações específicas. Neste artigo apenas o AWGN será considerado, sendo este o de formulação mais simplista,

onde se considera que o sinal é apenas corrompido por ruído Gaussiano branco e aditivo.

O ruído branco é um sinal aleatório, cujo modelo matemático o considera como possuindo uma largura de banda infinita, de média nula e correlação nula entre amplitudes tomadas em diferentes instantes de tempo, ou seja, o valor da amplitude do ruído num determinado instante, é independente daquele observado noutra instante de tempo qualquer.

O termo gaussiano deve-se ao facto deste tipo de ruído possuir uma função densidade de probabilidade gaussiana com média nula, e variância igual a $N_0/2$ (watts/Hz), onde N_0 é a densidade de potência do ruído.

Para estudar o comportamento do FDMA na presença do canal AWGN, idealizou-se um sistema com uma largura de banda de 100 Hz e um total de 5 utilizadores, centrados nas frequências $f_1= 3$ KHz, $f_2= 4$ KHz, $f_3= 5$ KHz, $f_4= 6$ KHz e $f_5= 7$ KHz.

O seguinte diagrama de blocos foi utilizado para a implementação do sistema.

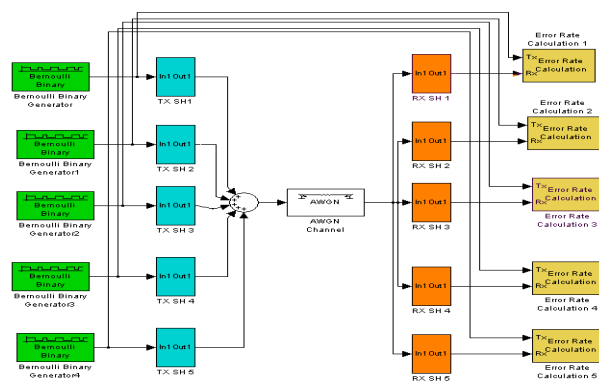


Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema

A. Descrição dos blocos

- *Bernoulli Binary Generator*: Gera aleatoriamente a informação binária.
- *TX SH (emissor)*: é composto por um modulador GMSK, um *up-converter*, que por sua vez é constituído por um misturador e um oscilador local, que translada a portadora à frequência intermédia (1KHz) para uma frequência mais elevada. Situado

depois do misturador, encontra-se um filtro passa-banda que selecciona a componente de frequência pretendida.

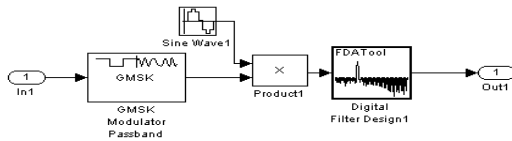


Figura 2 – Bloco TX SH

- **AWGN Channel:** modela um canal AWGN.
- **RX SH (receptor):** este bloco simplesmente desmodula o sinal recebido. É constituído por um primeiro filtro passa banda que filtra o ruído fora da banda, um *down-converter* (composto por um misturador e um oscilador local) que converte o sinal de alta-frequência para baixa frequência e, por um segundo filtro passa banda que selecciona o sinal à frequência pretendida.

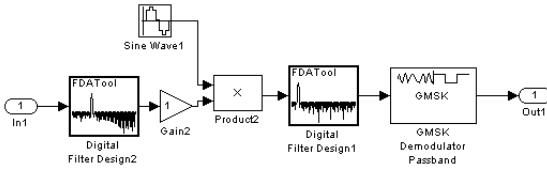


Figura 3- Bloco RX SH

B. Configuração dos blocos:

- **Bernoulli Binary Generator:**
Probability of a zero = 0.5
Sample time = 1/100 (s)
- **GMSK Modulator/Demodulator:**
Passband: Input Type = Bit
Baseband Samples per symbol = 5
Carrier Frequency = 1000 Hz
BT Product = 0.25
Output / Input Sample time = 1/15000
- **AWGN Channel:**
Symbol Period = 1/100 (s)
Es / N0 (dB) = EbpN0_dB
Input signal power = 1 (watts)

Note-se que em todos os blocos TX SH's e RX SH's, os filtros estão centrados às frequências anteriormente referidas, com ganho na banda de passagem de 20dB e atenuação fora de banda de 60dB.

Variando o parâmetro EbN0_dB (entre 0 e 30 dB) no canal AWGN, obtiveram-se as seguintes curvas de Bit Error Rate (BER):

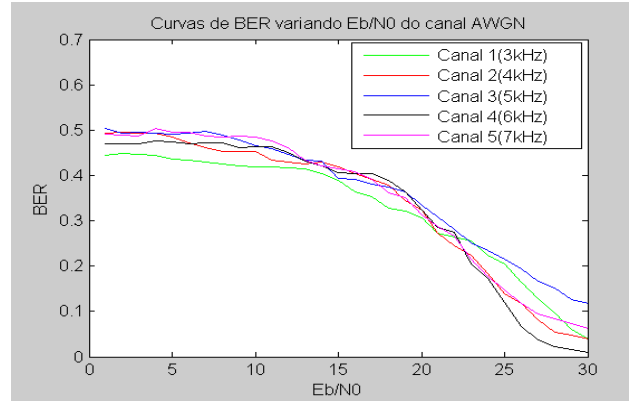


Figura 4-Curva de BER variando Eb/N0

Da análise da figura acima ilustrada, verifica-se que a curva do BER possui a forma esperada, isto é, à medida que a relação sinal ruído aumenta (correspondendo a um canal com melhor qualidade), diminui o valor de BER.

III- FREQUÊNCIA IMAGEM NA UP-CONVERSION E DOWN-CONVERSION. ORIGEM DE SINAIS INTERFERIDORES E O IMPACTO DESTES NO DESEMPENHO DO SISTEMA.

Um dos grandes problemas do receptor/emissor super-heterodino é a interferência do sinal imagem, no sinal desejado. Em cada operação de *up-conversion* (no emissor) ou de *down-conversion* (no receptor), dá-se o aparecimento de duas frequências distintas, como de seguida se exemplifica:

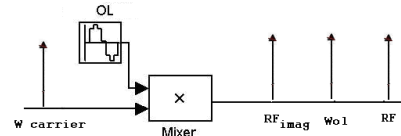


Figura 5 – Up-Conversion

- RF – Radio Frequency (Frequência da Portadora)
- RF_{imag} – Frequência a RF imagem
- $\omega_{carrier}$ – Frequência da portadora
- ω_{ol} – Frequência do oscilador local (OL).

Uma vez que,

$$\cos(\omega_{carrier} * t) \times \cos(\omega_{OL} * t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{carrier} - \omega_{OL})t + \cos(\omega_{carrier} + \omega_{OL})t]$$

Sendo, $RF = \omega_{carrier} + \omega_{OL}$ e $RF_{imag} = \omega_{carrier} - \omega_{OL}$.

Ora, torna-se particularmente claro que, dependendo das frequências usadas no sistema, o sinal imagem de uma frequência poderá eventualmente sobrepor-se a um canal usado. Como de seguida se irá ver, é exactamente o que acontece com o presente caso.

Sendo o nosso sistema constituído por 5 canais, centrados às frequências:

$f_1 = 3$ KHz (Canal 1), $f_2 = 4$ KHz (Canal 2), $f_3 = 5$ KHz (Canal 3), $f_4 = 6$ KHz (Canal 4) e $f_5 = 7$ KHz (Canal 5), com frequência da IF de 1KHz, irá observar-se em todos

os canais a criação de sinais interferidores, quer no emissor, como no receptor.

Descreve-se de seguida dois casos específicos, a título de exemplo

i) No caso do Canal 1 ($f_1 = 3\text{KHz}$ e Oscilador Local = 4KHz), tem-se no seu emissor:

No emissor do Canal 1

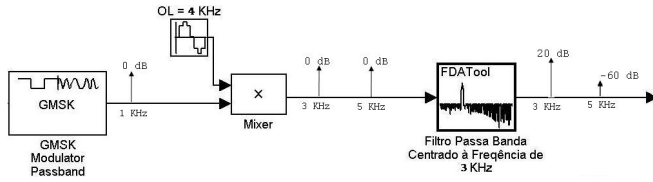


Figura 6 – Componentes de frequência do canal 1

Na figura pode-se constatar que, a portadora de 1KHz proveniente do modulador, ao passar pelo processo de *up-conversion*, dá origem a duas componentes: RF e a correspondente frequência imagem, de 3KHz e 5KHz respectivamente. Ao passarem pelo filtro (centrado em 3KHz), a componente de 3KHz irá sofrer um aumento de 20dB enquanto que a componente de 5KHz sofre uma atenuação de 60 dB.

Se o sinal à saída do emissor for amplificado cerca de 60 dB, tem-se no Canal 1:

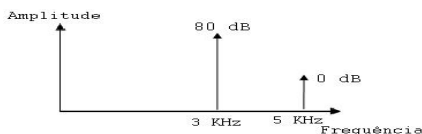


Figura 7 – Sinais no emissor do canal 1

Depois de amplificado, o sinal imagem de 5KHz, torna-se significativo ao ponto de se sobrepor ao sinal RF do Canal 3 ($f_3 = 5\text{KHz}$), no emissor, provocando um aumento do BER deste canal.

ii) No caso do Canal 3 ($f_3 = 5\text{KHz}$ e Oscilador Local = 6KHz), dá-se a origem de sinais interferidores, quer no emissor deste, como no receptor de um outro canal, nomeadamente do canal 1, como de seguida se exemplifica:

No emissor do Canal 3:

Tem-se por analogia a mesma situação que no Canal 1.

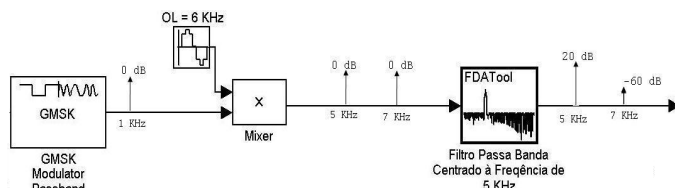


Figura 8 – Componente de frequência do canal 3

Se o sinal for amplificado de 60 dB tem-se no emissor deste:

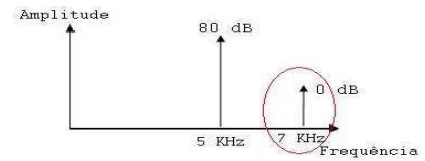


Figura 9 – Sinais no emissor do canal 3

O sinal imagem, de frequência 7KHz, irá sobrepor-se ao sinal do Canal 5 ($f_5 = 7\text{KHz}$), no emissor.

Por outro lado, uma vez que o sinal de 5KHz estará presente em todos os blocos RX SH's, para este caso tem-se no receptor do Canal 1, o seguinte cenário:

Receptor do Canal 1

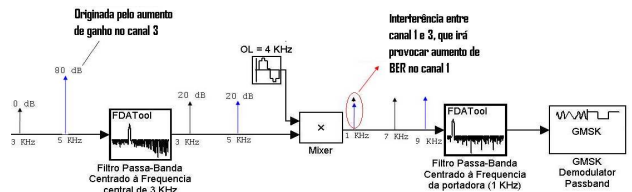


Figura 10 – Sinais no receptor do canal 1

Na figura acima ilustrada, constata-se que um aumento de ganho no canal 3 ($f_3 = 5\text{KHz}$), irá fazer com que o mesmo sinal, ao passar pelo misturador do canal 1, interfira com o sinal IF deste canal, tendo consequentemente impacto no BER do referido canal.

Aplicando um raciocínio análogo, para os restantes canais, apresenta-se na tabela seguinte, todas as frequências que são afectadas quando se dá um aumento excessivo (para além da atenuação fora da banda dos filtros) no ganho de cada canal.

Canal	Cria sinal interferidor com
$f_1 = 3\text{ KHz}$	f_3
$f_2 = 4\text{ KHz}$	f_4
$f_3 = 5\text{ KHz}$	f_1, f_5
$f_4 = 6\text{ KHz}$	f_2
$f_5 = 7\text{ KHz}$	f_3

Tabela 1 – Sinais interferidores

Para se poder observar o impacto que os sinais imagem têm sobre o FDMA, montou-se o sistema da figura 11.

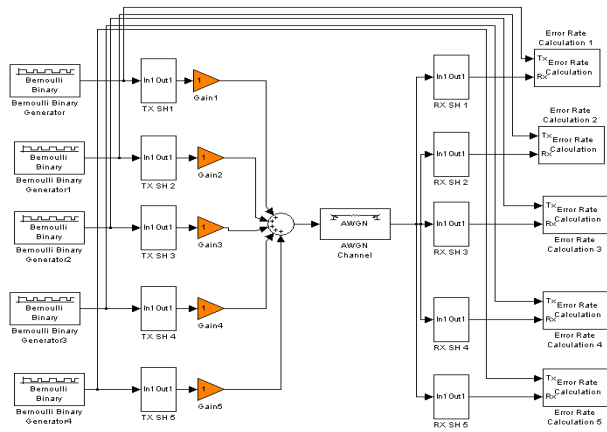


Figura 11 – Diagrama de blocos do sistema com ganhos

Variando o ganho (entre 0 e 80 dB) de cada canal, enquanto se mantém os restantes constantes, e, com E_b/N_0 no canal AWGN de 1000 dB, obtiveram-se as seguintes curvas de BER em função do ganho:

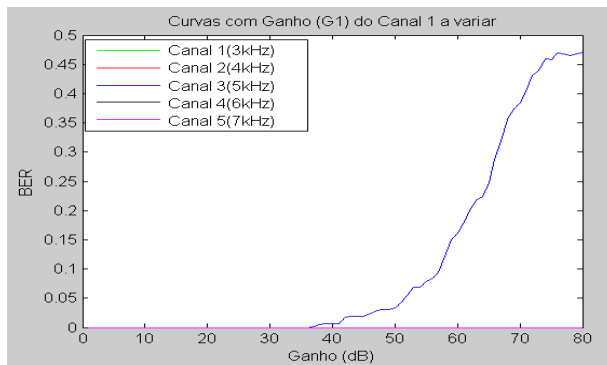


Figura 12 – Curvas de BER com Ganho do canal 1 a variar

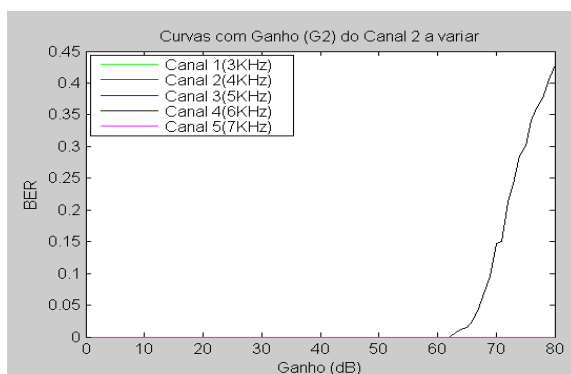


Figura 13 – Curvas de BER com Ganho do canal 2 a variar

torna-se pouco eficiente, permitindo que sinais interferidores interajam com os sinais pretendidos.

Como já anteriormente foi referido, existe ainda o problema da frequência imagem na recepção (Ver Figura 10), que faz com que um sinal RF de um canal, se sobreponha ao sinal IF de outro, na recepção. A solução usada nesses casos, consiste em alterar a frequência IF na *up-conversion*.

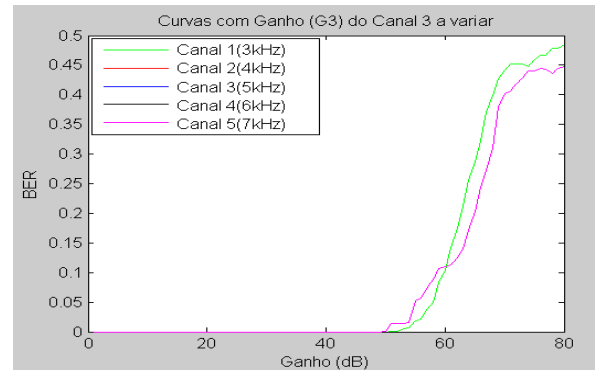


Figura 14 – Curvas de BER com Ganho do canal 3 a variar

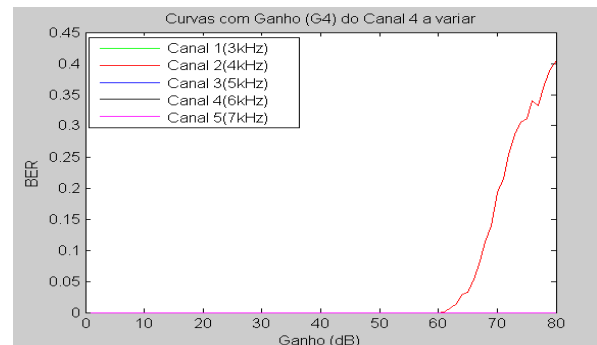


Figura 15 – Curvas de BER com Ganho do canal 4 a variar

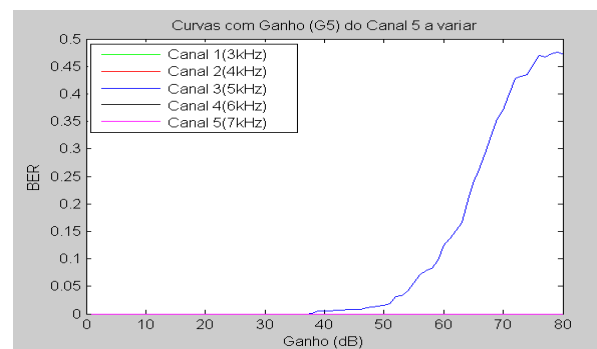


Figura 16 – Curvas de BER com Ganho do canal 5 a variar

Da análise das figuras constata-se que o aumento do BER nos vários canais está de acordo com o anteriormente previsto (ver a tabela 1).

Note-se ainda, que só se verifica um aumento significativo do BER, à volta de um ganho de 60 dB, que corresponde à atenuação do filtro fora da banda. A partir do referido valor, a rejeição do filtro (fora da banda)

IV. EFEITO DA EXISTÊNCIA DE UMA NÃO-LINEARIDADE NO SISTEMA.

Depois de estudado o impacto das frequências imagem no sistema, analisa-se de seguida o efeito da existência de uma não-linearidade.

A co-amplificação de vários sinais modulados, com diferentes frequências, dá origem ao fenómeno de distorção de intermodulação (IMD), causado pela presença de uma não-linearidade. A IMD é uma fonte substancial de interferências num sistema. Devido à característica não-linear de alguns dispositivos (por exemplo, amplificadores de potência) dá-se o aparecimento de frequências não desejadas (sinais interferidores ou espúrios) que interferem com uma dada frequência $f_k = 2*f_i - f_j$ e $f_l = f_i + f_j - f_m$, sendo $i, j, k, l = 1, \dots, N$ as frequências disponíveis no sistema.

Este problema é particularmente nefasto, em sistemas que empreguem o método de acesso FDMA e o TDMA (*Time Division Multiple Access*), uma vez que os sinais interferidores se sobrepõem aos canais usados, tornando praticamente impossível eliminar através de um processo de filtragem.

A não linearidade em sistemas de telecomunicações, é muitas vezes modelada considerando apenas distorção de 3ª ordem (originando os chamados produtos de intermodulação), uma vez que os amplificadores operam normalmente abaixo de um dado limiar – *1dB compression Point* – que por sua vez é uma medida da linearidade de um dispositivo e é definido como a potência de entrada que provoca uma queda de 1dB no ganho linear, devido à compressão na região acima referida. Os produtos de intermodulação de 3ª ordem são, nesta caso, dominantes em relação aos de ordem superior, de tal maneira que estes últimos sejam normalmente desprezados.

Para efeitos de simulação prática, recorreu-se ao uso de um dispositivo que implementa a função $f(u) = u + bu^3$, simulando desta forma uma não-linearidade de 3ª ordem, como consta na figura 17.

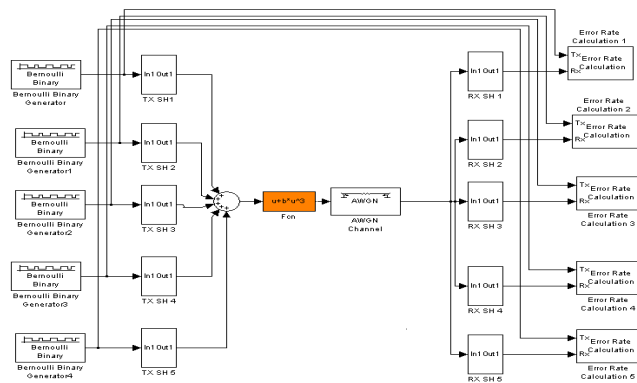


Figura 17 – Introdução da não linearidade no sistema

Variando o parâmetro b entre 0 e 3 obteve-se o seguinte gráfico de curvas de BER:

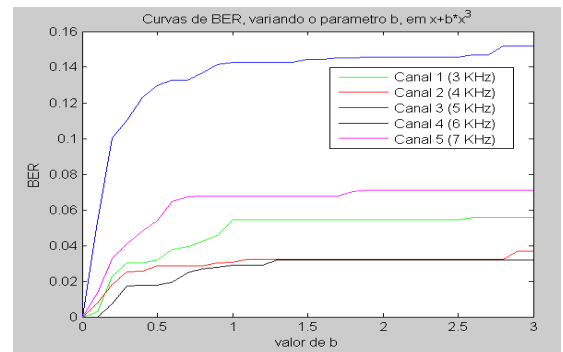


Figura 18 – Curvas de BER, variando o parâmetro b

No gráfico da figura 18, constata-se que a partir de um dado valor de b , todas as curvas são aproximadamente constantes. Este comportamento é o esperado, uma vez que todos os sinais são de amplitude constante (quer os sinais desejados, como os sinais interferidores), não provocando portanto, um aumento de BER. O aumento de BER que se nota no início das curvas, deve-se exclusivamente, à sobreposição mútua entre os sinais interferidores e os sinais desejados, causada pela não-linearidade.

Por outro lado, o que mais se destaca é o facto de o canal central ($f_3 = 5$ KHz) ser o canal com aumento de BER mais elevado. Tal deve-se ao facto de ser precisamente este canal onde irão se sobrepor o maior número de componentes interferidoras.

De facto, quando se tem uma atribuição de canais igualmente espaçados no domínio da frequência, o canal central é o pior entre todos, uma vez que será neste onde irão se sobrepor o maior número de termos de IMD de 3ª ordem, [3].

De seguida mostra-se o gráfico em que se tem simultaneamente a relação E_b/N_0 do canal e o parâmetro b da não-linearidade, a variarem, nos intervalos de $[0, 30]$ dB e $[0, 3]$, respectivamente.

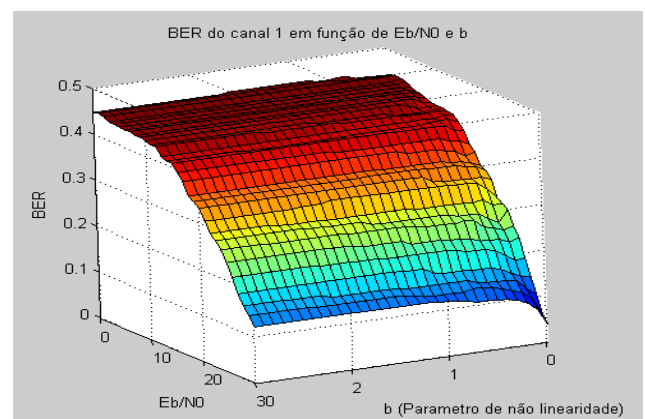


Figura 19 – BER Vs E_b/N_0 e Parâmetro b da não linearidade

O gráfico acima ilustrado pode ser visto como a conjugação das figuras 4 e 18. Analisando o plano BER e b , constata-se que para um pequeno valor de b , dá-se um aumento significativo de BER, mantendo-se posteriormente constante (uma vez que o valor de ganho

mantém-se constante para todos os sinais). No plano BER e E_b/N_0 nota-se, como seria de esperar, uma redução de BER com o aumento de E_b/N_0 .

V. CONCLUSÃO

O sistema FDMA possui como vantagens o facto de ter uma implementação simples e de ter uma elevada imunidade aos problemas de sincronização. Como desvantagens, há que realçar o facto de ter uma filtragem mais complexa de realizar, para contenção de espectro.

A escolha das frequências a usar, do espaçamento entre estas, bem como, os osciladores locais usados nas operações de *up* e *down-conversion* e a qualidade dos filtros a usar, tornam-se aspectos fundamentais, uma vez que podem degradar a performance do sistema, com a presença de sinais interferidores criados pelas frequências imagem.

De notar ainda que, no sistema em estudo, pode se dar outro tipo de interferência: Sendo os filtros não ideais, se houvesse um espaçamento entre canais demasiado curto, um aumento no ganho de um canal iria fazer com que as abas laterais do espectro do sinal amplificado, se sobrepusessem aos restantes canais.

Na presença de uma não-linearidade, conclui-se que sendo o sistema projectado com espaçamento igual entre canais, este é fortemente afectado pela distorção de intermodulação.

Com o intuito de minimizar este problema, várias técnicas foram desenvolvidas, entre elas destaca-se uma em que se propõe uma atribuição aleatória de canais [3].

REFERÊNCIAS

- [1] Nuno Borges Carvalho – Apontamentos da Disciplina de “Sistemas e Comunicações Sem Fios”.
- [2] M. Wennstrom, T Oberg, A. Rydberg – “Effects of Nonlinear Distortion on Switched Multibeam FDMA Systems” IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol.51, Nº.3, March 2003.
- [3] H.Jung and O.K.Tonguz, “Random spacing channel assignment to reduce the nonlinear intermodulation distortion in cellular mobile communications,”IEEE Trans. Veh. Technol., vol.48, pp.1666–1675, 1999.
- [4] J. C. Pedro, N. B. Carvalho “Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits” Artech House, Norwood, 2003.