Modulador FFSK com Fase Contínua e Chaveamento Instantâneo de Frequência

Luiz Gustavo Barros Guedes e Dayan Adionel Guimarães
Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel. Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil.
e-mails: luizguedes@get.inatel.br, dayan@inatel.br

***Resumo*—Este trabalho apresenta os resultados de um estudo sobre a modulação FFSK (*fast frequency-shift keying*) e sua demodulação coerente, discorrendo, principalmente, sobre uma forma alternativa de gerar um sinal FFSK com continuidade de fase com qualquer número de símbolos sem que se utilize um oscilador controlado por tensão (*voltage controlled oscillator*, VCO) ou uma malha de travamento de fase (*phase-locked loop*, PLL). Essa forma alternativa permite alcançar melhor desempenho em sistemas com altas taxas de transmissão, devido ao chaveamento instantâneo de frequência. Simulações computacionais corroboram a abordagem teórica.**

***Index Terms*—Continuidade de fase, MFFSK, MFSK, MSK, VisSim/Comm.**

I. Introdução

No atual cenário de aumento significativo dos produtos e dos serviços de telecomunicações, há necessidade do desenvolvimento de novas tecnologias e o aperfeiçoamento daquelas já existentes. Entretanto, uma determinada tecnologia é incapaz de suprir todas as demandas, seja por limitação física ou por escassez de algum recurso, como exemplo o espectro de radiofrequência (RF).

Estima-se conexão massiva entre dispositivos diversos nas redes de comunicação de quinta geração (5G) [1]. Para que as demandas relacionadas às taxas de transmissão mais elevadas atendam e possam acomodar a grande quantidade de dispositivos previstos, as redes 5G poderão fazer uso de alguma faixa de frequência que esteja menos congestionada, como é o caso da faixa de ondas milimétricas, de 30 a 300 GHz [2].

O emprego da faixa de ondas milimétricas possivelmente aumentará as taxas de transmissão para a taxa dos gigabits por segundo, devido à ampla largura de banda disponível [3]. Todavia, o desenvolvimento do *hardware* para aplicação na faixa de ondas milimétricas precisa lidar com um conjunto de imperfeições responsáveis por limitar a operação do sistema. Citam-se, como exemplo, o ruído de fase, o desbalanceamento I-Q e não-linearidades de amplificadores e outros dispositivos [2], [4]. Além disso, as áreas de cobertura nessa faixa de 30 a 300 GHz serão consideravelmente reduzidas, se comparadas com aquelas atendidas na faixa de 3 a 30 GHz [3], devido às grandes atenuações e ao bloqueio das ondas eletromagnéticas pelo sombreamento.

Em comparação com sistemas que operam em frequências mais baixas, em frequências mais altas o ruído de fase de osciladores pode causar rotações mais expressivas nos símbolos das constelações, comprometendo o desempenho do sistema de comunicação, em termos de taxa de erro de símbolos ou de bits, principalmente quando são utilizadas modulações de alta ordem [3].

Sabe-se ainda que as estações retransmissoras amplificam e retransmitem os sinais captados. Com essas estações, espera-se aumentar a cobertura de sistemas de comunicação sem fio. Como o custo dessas estações precisa ser relativamente baixo, pode-se relaxar a qualidade dos transceptores utilizados [1], [5], o que torna o *hardware* potencialmente mais danoso em altas frequências.

Dentre as modulações que se adequam ao cenário supracitado, destacam-se aquelas da família MFSK (*M-ary frequency-shift keying*), as quais apresentam menor taxa de erro de bit à medida que a quantidade M de símbolos aumenta. No entanto, conforme o valor de M aumenta, ao contrário das modulações das famílias MPSK (*M-ary phase-shift keying*) e MQAM (*M-ary quadrature amplitude modulation*), os sinais MFSK ocupam maior largura de banda para uma taxa de bits fixa [6, pp. 432-471]. Assim, sua aplicação se torna bastante limitada nas faixas espectrais em amplo uso hoje, mas torna-se atrativa na faixa de ondas milimétricas, em que a ocupação espectral ainda é baixa. Por outro lado, as modulações MFSK apresentam elevada robustez às imperfeições de *hardware* e do canal de comunicação [2], [7], além de terem baixa complexidade, sendo por isso consideradas atrativas para aplicações em dispositivos IoT (*Internet of things*).

O restante do texto está assim organizado: na Seção II é descrito o problema aqui explorado, enquanto na Seção III são revisados os conceitos básicos sobre as modulações da família MFSK. Na Seção IV é apresentada a modulação MFSK com fase contínua (*continuous-phase frequency-shift keying*, CPFSK). Na Seção V, apenas a modulação CPFSK com espaçamento mínimo entre os tons é considerada. É na Seção V que são descritas as estruturas de modulação com comutação instantânea de frequência. A Seção VI apresenta uma análise comparativa de desempenho entre modulações com comutação instantânea e com comutação retardada. As conclusões do trabalho são apresentadas na Seção VII.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela RNP, com recursos do MCTIC, processo No 01245.010604/2020-14, sob o projeto Brasil 6G do Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel, Brasil.

Este artigo é uma versão adaptada e revisada do trabalho de conclusão do curso de graduação do Inatel, intitulado *Modulações FFSK (fast frequency-shift keying) com Fase Contínua* e apresentado como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações pelo coautor L. G. B. Guedes, aprovado em 06/11/2019 pela comissão julgadora composta pelos professores: Dr. Dayan Adionel Guimarães, MSc. André Antônio dos Anjos e MSc. Hugo Rodrigues Dias Filgueiras.

Recebido em dezembro de 2019. Aceito em novembro de 2021

II. Definição do problema e contribuição

A modulação FFSK (*fast frequency-shift keying*) utiliza frequências de portadora adjacentes espaçadas de $1/(2T)$, em que T é a duração de símbolo. Tal espaçamento é o mínimo necessário para manter a ortogonalidade entre os M símbolos da modulação, ainda permitindo o emprego de detecção coerente no receptor [6]. Como consequência do uso de tal espaçamento, a densidade espectral de potência de um sinal FFSK é a mais concentrada dentre as modulações da família FSK (*frequency-shift keying*), fazendo com que sua eficiência espectral seja também a maior dentre tais modulações.

Quando se utiliza o espaçamento mínimo entre as M frequências de portadora, a simples comutação entre elas produz descontinuidade de fase, fenômeno que faz com que o decaimento da densidade espectral de potência em torno da frequência central seja menos acentuado em comparação com um sinal CPFSK, conforme ilustra a Figura 1 no caso de um sinal FSK binário (*binary* FSK, BFSK).

A descontinuidade de fase é, portanto, indesejada, pois dificulta o processo de filtragem do sinal antes da transmissão [6], [8], tornando mais difícil que o espectro do sinal transmitido seja compatibilizado com uma dada máscara de radiação[1] imposta por norma.

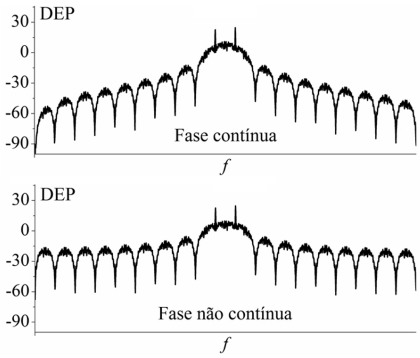

Figura 1. Efeito da descontinuidade de fase na densidade espectral de potência (DEP) de um sinal BFSK. Adaptada de [6, p. 459].

Se o transmissor é construído de forma a manter a continuidade de fase no sinal modulado quando se utiliza o espaçamento mínimo entre as frequências dos tons, surge dependência temporal entre símbolos consecutivos [6]. Como consequência, a modulação FFSK passa a exigir uma forma especial de construção do receptor para que o mesmo explore tais dependências objetivando desempenho melhor que aquele resultante da não exploração dessas dependências. A modulação FFSK mais conhecida com essa característica é a FFSK binaria, que é equivalente à modulação MSK (*minimum shift-keying*) [6, pp. 475-507] em termos de desempenho.

A modulação FSK é comumente implementada por meio de um oscilador controlado por tensão (*voltage-controlled oscillator*, VCO) inserido ou não em uma malha de travamento de fase (*phase-locked loop*, PLL). No entanto, o VCO não tem resposta instantânea ao degrau de tensão, ou seja, a frequência do seu sinal de saída não se altera instantaneamente como resposta a uma variação abrupta de tensão de entrada, fato devido à constante de tempo do filtro de malha. Embora este não seja um problema quando se trata de baixas taxas de símbolo, sistemas de altas taxas exigem VCOs tecnologicamente mais sofisticados, com resposta rápida ao degrau.

Em [6, p. 463] sugere-se uma estrutura de modulação FFSK binária que não utiliza VCO e, portanto, produz chaveamento instantâneo de frequência. Como consequência, tal estrutura se torna atrativa em sistemas de altas taxas de símbolo. O estudo dessa estrutura e de sua generalização para quatro ou mais símbolos são o alvo do presente artigo.

III. Principais Fundamentos sobre as Modulações da Família MFSK

Nas modulações da família MFSK a informação está presente nas diferentes frequências de portadora, as quais são determinadas para que os M símbolos sejam ortogonais entre si. A ortogonalidade é mantida pela separação entre as frequências igual a um múltiplo inteiro de $1/(2T)$ Hz [6, pp. 450-451]. Os símbolos MFSK podem ser representados por

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_i t\right), \tag{1}$$

sendo E a energia média por símbolo, T a duração de símbolo e f_i a frequência de portadora que representa o i-ésimo símbolo, com $i = 1, 2, \ldots, M$.

Como os símbolos são ortogonais entre si, as $N = M$ funções base [6] dessa modulação podem ser definidas normalizando a energia dos símbolos ao valor unitário, tal que

$$\phi_i(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_i t\right). \tag{2}$$

A expressão de síntese dos símbolos, no transmissor, é [6]

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^{N} s_{ij}\phi_j(t), \tag{3}$$

em que $s_{ij} = \sqrt{E}$ para $j = i$ e $s_{ij} = 0$ para $j \neq i$.

O modulador MFSK pode ser implementado de duas maneiras distintas para se alcançar a continuidade de fase entre símbolos sucessivos. Caso a separação entre as frequências dos tons seja um múltiplo par de $1/(2T)$ Hz, utiliza-se uma simples comutação entre as M frequências distintas. Se a separação for um múltiplo ímpar de $1/(2T)$ Hz pode-se utilizar um VCO. Ambas implementações podem ser vistas na Figura 2.

Na Figura 2, os bits na forma serial são inicialmente paralelizados pelo conversor série-paralelo (*serial-to-parallel*, S/P), em ambos os moduladores. Na implementação por comutação, vista na Figura 2(a), os M grupos de $\log_2 M$ bits são convertidos em coeficientes s_{ij} por meio de uma tabela de conversão (*look-up table*, LUT). Cada coeficiente é, então, multiplicado pela função base correspondente. A soma dos resultados das multiplicações permite a formação do símbolo a ser transmitido, de acordo com a Equação (3). Já na implementação por VCO, ilustrada na Figura 2(b), os M grupos de $\log_2 M$ bits

[1] Uma máscara de radiação é formada por um conjunto de limites superiores de potência de transmissão ou de densidade espectral de potência permitidos na faixa de frequências de um sinal e no seu entorno.

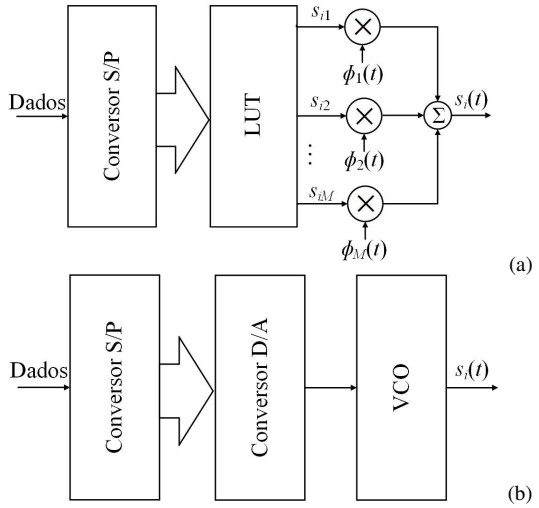

Figura 2. Duas possíveis implementações de moduladores MFSK [6, p. 466]: por comutação (a); por VCO (b).

são convertidos em níveis de tensão pelo conversor digital-analógico (*digital-to-analog*, D/A). Cada nível está associado a uma das frequências na saída do VCO, gerando, assim, os símbolos MFSK.

O demodulador generalizado com detecção coerente para as modulações da família MFSK é mostrado na Figura 3. O sinal recebido $x(t)$ é correlacionado com as $N = M$ funções base e a decisão é tomada em favor do símbolo cujo índice corresponda ao índice do ramo com maior valor de correlação. O símbolo estimado é, então, convertido em $\log_2 M$ bits, os quais são serializados por meio do conversor paralelo-serial (*parallel-to-serial*, P/S) e em seguida entregues ao destino.

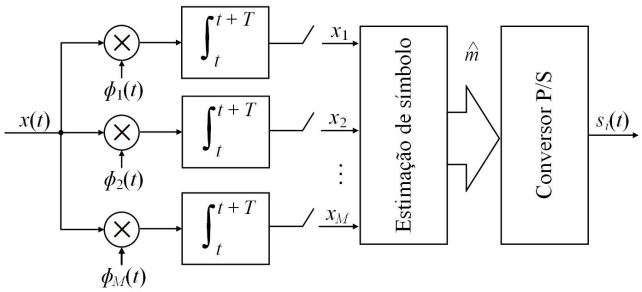

Figura 3. Demodulador MFSK com detecção coerente [6, p. 467].

A probabilidade de erro de símbolo aproximada para as modulações MFSK com detecção coerente, deduzida a partir do limitante de união [6], é dada por

$$P_e \cong \frac{M-1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{2N_0}}\right), \tag{4}$$

em que erfc$(\cdot)$ denota a função de erro complementar [9]. Nessa família de modulações, todos os símbolos apresentam as mesmas distâncias Euclidianas entre si. Dessa forma, a probabilidade de erro de bit independe da maneira como o mapeamento símbolo-bit é feito, sendo sempre dada por [6]

$$P_b = \frac{MP_e}{2M-2}. \tag{5}$$

Uma importante métrica de desempenho de uma modulação é sua eficiência espectral, medida em bit/s/Hz. Para as modulações da família MFSK com separação de $\Delta f = n/2T$, com n par, tem-se [6]

$$\rho = \frac{\log_2 M}{(n/2)(M-1)+2}. \tag{6}$$

Para as modulações MFSK com separação de $\Delta f = n/2T$ entre as frequências, com n ímpar, tem-se [6]

$$\rho = \frac{2\log_2 M}{[M(n+1)-n]}. \tag{7}$$

À medida que o valor de M aumenta, a eficiência espectral das modulações da família MFSK diminui, exceto de $M = 2$ para $M = 4$. Como a eficiência de potência (desempenho versos razão sinal-ruído) e a eficiência espectral são métricas conflitantes, à medida que M aumenta a P_b diminui.

IV. Modulações CPFSK

As modulações CPFSK compõem um número significativo de variantes. O principal parâmetro que as distinguem é o valor do índice de modulação $h = \Delta f T$, o qual pode ser fixo ou variável no tempo [10].

A DEP de um sinal CPFSK em banda base [6] é dada por

$$S_B(f) = \frac{A^2 T}{M}\sum_{i=1}^{M}\left(\frac{1}{2}\frac{\text{sen}^2\gamma_i}{\gamma_i^2} + \frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M} A_{i,j}\frac{\text{sen}\gamma_i}{\gamma_i}\frac{\text{sen}\gamma_i}{\gamma_i}\right), \tag{8}$$

em que A é a amplitude de pico da portadora e os demais parâmetros são [6],

$$\gamma_i = \left[fT - (2i - M - 1)\frac{h}{2}\right]\pi, \tag{9}$$

$$A_{i,j} = \frac{\cos(\gamma_i + \gamma_j) - C_a\cos(\gamma_i + \gamma_j - 2\pi fT)}{1 + C_a^2 - 2C_a\cos(2\pi fT)}, \text{ and} \tag{10}$$

$$C_a = \frac{2}{M}\sum_{i=1}^{M/2}\cos[h\pi(2i-1)]. \tag{11}$$

A Figura 4 ilustra as DEPs normalizadas de sinais CPFSK obtidos por meio de (8) para $M = 2, 4$ e 8, considerando $h = 1/2$ na Figura 4(a) e $h = 1$ na Figura 4(b).

Destaca-se que quando $h = 1/2$ não há componentes espectrais discretas na DEP do sinal modulado. Como este índice corresponde a uma separação de $1/(2T)$ Hz entre as frequências, a maior eficiência espectral dentre as modulações CPFSK é obtida. Este valor de h é adotado deste ponto em diante no texto.

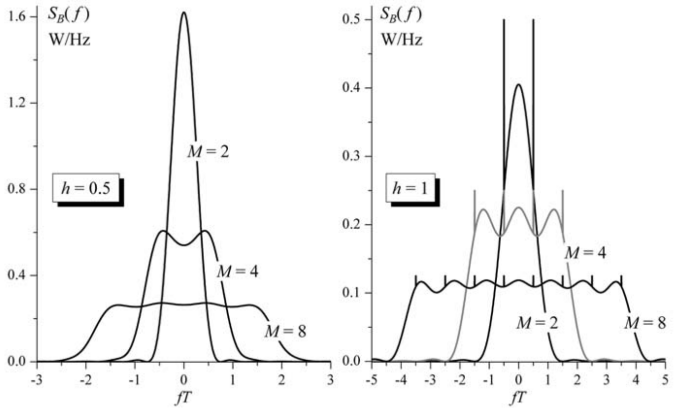

Figura 4. DEP normalizada de sinais CPFSK [6, p. 470]. Índice de modulação $h = 0{,}5$ (a), índice de modulação $h = 1$ (b).

V. Modulação MFFSK

Para o caso em que o valor de $h = 1/2$, as modulações M-árias da família CPFSK se enquadram em um conjunto especial de modulações conhecido por MFSK rápido (*M-ary fast frequency-shift keying*, MFFSK) [6]. Como a separação entre os tons é um múltiplo ímpar de $1/(2T)$, a simples comutação entre as M frequências dos símbolos no modulador geraria descontinuidade de fase no sinal modulado. Para ilustrar este fenômeno e sustentar conceitos apresentados mais adiante, a Figura 5(a) mostra duas funções-base cujas frequências estão separadas por $1/T$ Hz e a Figura 5(b) apresenta duas funções-base com separação de $1/(2T)$ Hz. Nota-se, na Figura 5(a) que em todos os possíveis instantes de comutação de símbolo (em $t/T = 0, 1, 2$ e 3), ambas funções-base apresentam o mesmo valor de amplitude e, consequentemente, há continuidade de fase caso se comute de uma frequência para a outra em qualquer desses instantes. Entretanto, percebe-se na Figura 5(b) que alguns dos possíveis instantes de comutação apresentam oposição de fase entre as funções-base, o que causa descontinuidade de fase no sinal modulado por comutação.

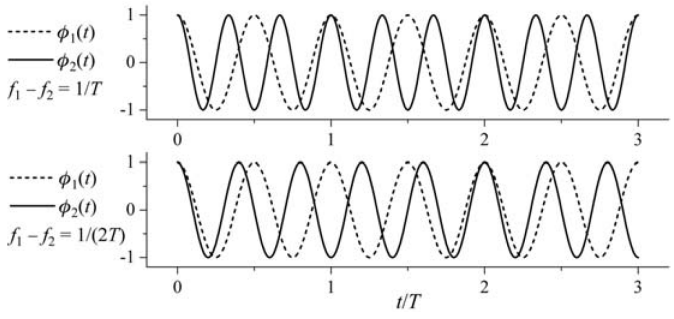

Figura 5. Tons BFSK com diferentes espaçamentos entre as frequências [6, p. 455]. Índice de modulação $h = 0{,}5$ (a), índice de modulação $h = 1$ (b).

A implementação do modulador com VCO produz continuidade de fase, independentemente da separação entre os tons. Isto se deve ao fato de que o chaveamento de frequência não ocorre por comutação, mas sim por alteração de frequência de oscilação.

Um modulador 2FFSK pode ser implementado com VCO configurando-o com uma frequência natural igual a $f_c = (f_1 + f_2)/2$ e um parâmetro de ganho estabelecido como $(f_1 - f_2)/2 = \Delta f/2 = n/(2T_b)$ Hz/volt, tendo como entrada uma forma de onda digital relacionada aos bits de dados, com amplitudes de ± 1 volt [6, p. 457]. Contudo, a limitação do VCO ocorre em elevadas taxas de símbolo, posto que esse dispositivo não apresenta resposta instantânea ao degrau, não produzindo, portanto, chaveamento instantâneo entre as frequências que representam os diferentes símbolos. Como já mencionado, a mesma limitação ocorre quando o modulador é implementado com um PLL, o qual contém um VCO e também filtros de malha que afetam a sua velocidade de alteração de frequência.

Em [6, p. 463] propõe-se uma forma alternativa de construção para o modulador FFSK binário a fim de se ter continuidade de fase, sem o emprego de VCO e com uma chaveamento instantâneo de frequência. A ideia, amparada pela Figura 5, consiste em inverter a fase de uma das portadoras no instante do chaveamento em que houver oposição de fase. A Figura 6 apresenta o modulador em questão.

Os bits de dados com duração T_b na entrada do modulador da Figura 6 são inicialmente processados por codificadores duobinários (*duobinary coder*) modificados. A função desses codificadores difere de sua concepção original, no contexto da sinalização de resposta parcial (*partial response signaling*) [6, pp. 335-336]. Aqui, os valores na saída de cada um dos codificadores duobinários, $+1$, 0 e -1, ao serem multiplicados pelas funções-base produzem a inversão ou a manutenção de fase em um dado intervalo de bit, em relação ao intervalo anterior, de modo a estabelecer a continuidade de fase no instante do chaveamento de símbolo.

A Figura 7 ilustra formas de onda referentes ao modulador da Figura 6. Tem-se como exemplo a sequência de bits de dados 1000001101 presente na entrada do modulador e mostrada na forma de onda da Figura 7(a). As formas de onda nas saídas de cada um dos ramos do modulador (antes de serem somadas), são apresentadas na Figura 7(b) e Figura 7(c). Nestas duas formas de onda nota-se que, a cada instante de chaveamento entre símbolos, a amplitude final de um intervalo anterior coincide com a amplitude inicial do intervalo seguinte. Tal fato garante a continuidade de fase em todos os instantes de chaveamento do sinal resultante da soma destes, como mostra a forma de onda do sinal 2FFSK na Figura 7(d). Vale reforçar que a separação entre as frequências dos tons do sinal foi configurada neste exemplo para $\Delta f = 1/(2T_b)$, o que produz descontinuidade de fase caso o sinal modulado seja gerado por comutação.

A generalização do modulador FFSK para M símbolos é mostrada na Figura 8. Paralelizam-se os bits de dados em grupos de $\log_2 M$ bits, os quais são apresentados à próxima etapa do sistema. Cada grupo de $\log_2 M$ bits fica disponível por um intervalo de tempo de T segundos. Tais bits são então aplicados a um conversor D/A. Cada grupo de bits associa-se a um símbolo específico e, para isso, tem-se, na saída do conversor D/A, um valor referente ao índice do símbolo associado ao grupo de bits da entrada. No ramo superior da Figura 8 faz-se a seleção da frequência de determinado símbolo, por simples comutação, de acordo com o valor do índice do símbolo na entrada do bloco ‘Seletor de frequência’.

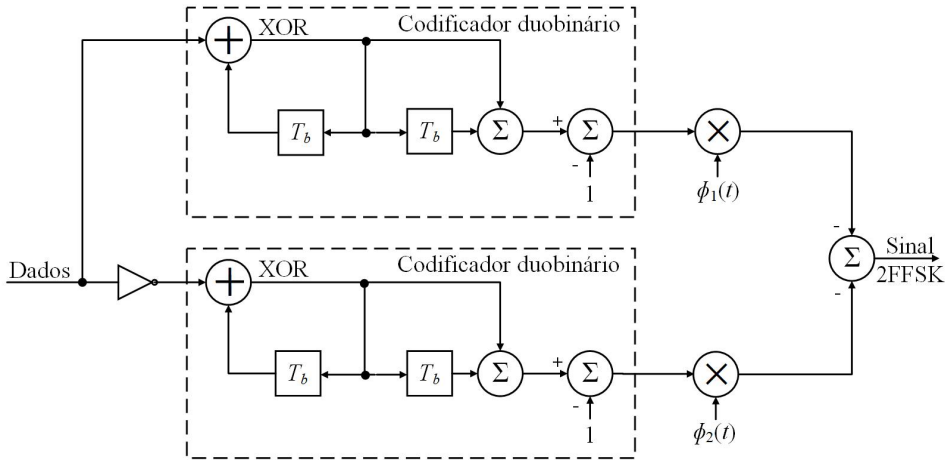

Figura 6. Modulador alternativo para a modulação 2FFSK [6, p. 463].

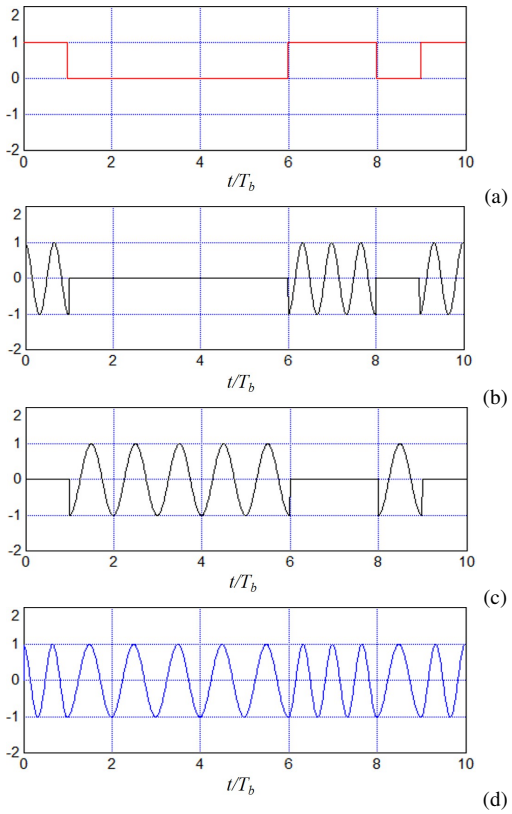

Figura 7. Bits de dados, formas de onda nas saídas dos ramos superior e inferior do modulador alternativo para a modulação 2FFSK e sinal modulado.

As frequências dos tons adjacentes apresentam uma separação de $\Delta f = 1/(2T)$ Hz.

Obviamente, a forma de onda de saída do bloco 'Seletor de frequência' apresentará descontinuidade de fase. No ramo inferior do modulador da Figura 8 tem-se o processo para se converter os índices dos símbolos, presentes na saída do conversor D/A, em uma sequência de 0s e 1s. Nesse processo, o bloco 'Int' fornece em sua saída a parte inteira do valor presente em sua entrada. A sequência de 0s e 1s supracitada é entregue a codificadores duobinários com estrutura idêntica àquela presente no modulador 2FFSK da Figura 6. Cada elemento da sequência tem duração de T segundos. Dessa forma, o sinal MFFSK é gerado pela multiplicação entre o tom de frequência selecionado e a combinação das respostas dos processos de codificação duobinária, o que produz a adequada inversão de fase do sinal de saída do bloco 'Seletor de frequência' de maneira a gerar, na saída do modulador, um sinal MFFSK com fase contínua e com chaveamento de frequência instantâneo.

A Figura 9 ilustra formas de onda resultantes das principais partes do modulador da Figura 8, para $M = 4$. A forma de onda presente na Figura 9(a) mostra o resultado do chaveamento dos tons produzido pelo bloco 'Seletor de frequência', deixando clara a presença de descontinuidades de fase nos instantes $t/T_b = 5$ e $t/T_b = 7$. A forma de onda da Figura 9(b) mostra o sinal de saída do somador após os codificadores duobinários, a qual é responsável por inverter a fase do sinal de saída do bloco 'Seletor de frequência' entre os instantes $t/T_b = 5$ e $t/T_b = 7$. Na Figura 9(c) tem-se a forma de onda 4FFSK resultante, na qual se pode perceber a continuidade de fase ao longo de todo o sinal.

VI. Análise de Desempenho

Na prática, a modulação MFSK pode ser implementada de diversas maneiras. Dentre elas, uma das mais comuns é por meio de um PLL [11], [12].

A Figura 10 ilustra a resposta ao degrau de um modulador FSK implementado com PLL. O degrau de amplitude de entrada do VCO que compõe o PLL produz uma variação de frequência de saída não instantânea (não seguindo o degrau de entrada). A lei de variação da frequência em resposta ao degrau de amplitude pode ter diferentes aspectos, mas tipicamente apresenta a característica oscilatória mostrada na figura. Essa figura ilustra os principais parâmetros de interesse: o tempo de cruzamento (*crossover time*, t_c) e a ondulação máxima (*maximum overshoot*, m_o) [12]. Quanto maior for t_c, menor será a taxa de símbolos suportada pelo sistema de comunicação sem que haja degradação de desempenho. De maneira análoga, quanto maior m_o maior será o tempo de estabilização (*settling time*) de frequência de saída de cada símbolo, degradando

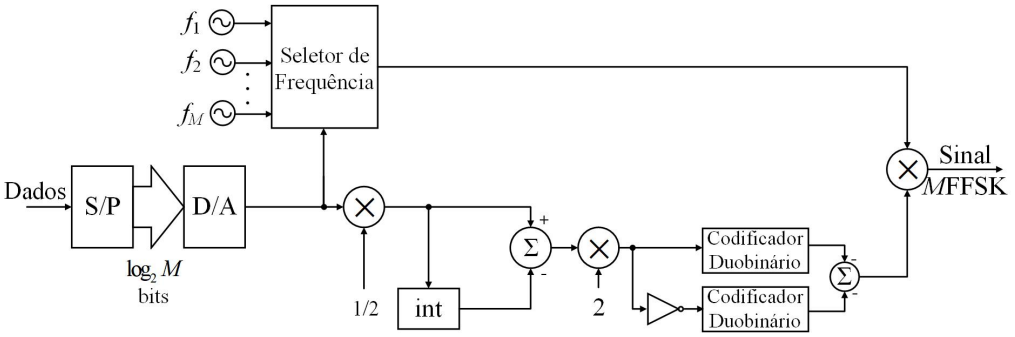

Figura 8. Modulador MFFSK generalizado.

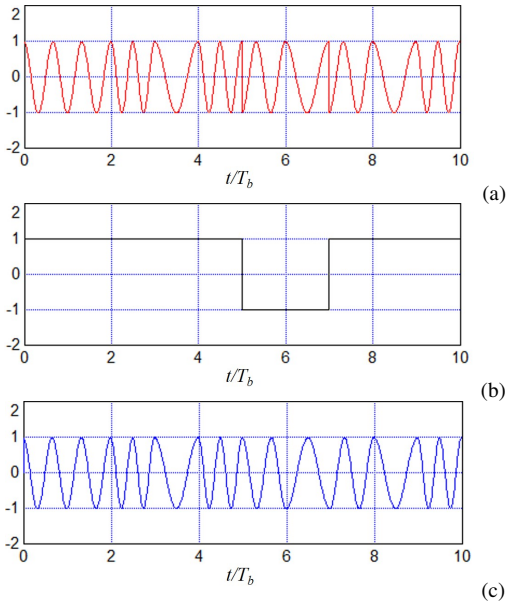

Figura 9. Sinal gerado pelo chaveamento entre os tons (a), sinal de saída do somador após os codificadores duobinários (b) e na saída do modulador 4FFSK da Figura 8 (c).

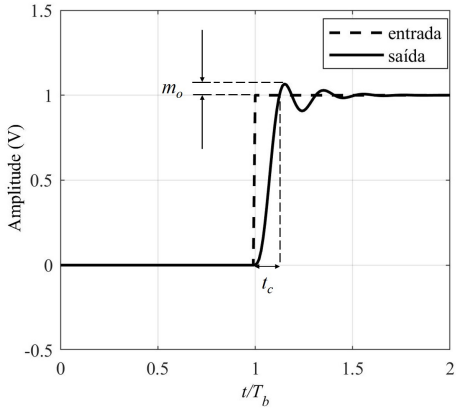

Figura 10. Típica resposta ao degrau de um modulador FSK implementado por meio de um PLL.

Tabela I
PARÂMETROS DO FILTRO QUE PRECEDE O VCO.

Frequência de corte	Variável
Ordem	3
Tipo	Passa-baixas
Método	Chebyshev I
Ripple	1 dB

proporcionalmente o desempenho do sistema. Em ambos os casos a degradação de desempenho ocorre porque a frequência que representa um determinado símbolo só se estabiliza após ter decorrida uma fração do intervalo de símbolo. Como a informação está contida na frequência do símbolo, é intuitiva a degradação que tal fenômeno pode causar.

Para produzir o efeito de resposta ao degrau não ideal do PLL, implementou-se no *software* VisSim/Comm [13] um modulador 2FFSK com um VCO ideal em malha aberta precedido de um filtro passa-baixas cujos parâmetros encontram-se na Tabela I. A presença de tal filtro faz com que a resposta do conjunto filtro-VCO se torne similar àquela ilustrada na Figura 10. A propósito, tal figura foi obtida a partir do VisSim/Comm medindo-se a entrada e a saída do citado filtro para uma frequência de corte cinco vezes maior que a taxa de bits, o que resulta em $t_c \approx 0{,}2T_b$, a título de exemplo.

De forma a explorar a dependência entre consecutivos símbolos da modulação FFSK, produzida pelo fato de se inverter a fase do tom atual se o tom anterior estiver em contrafase, há que se utilizar um demodulador apropriado. No caso do sinal 2FFSK, tal demodulador pode ser aquele aplicado à já citada modulação MSK, o qual é mostrado na Figura 12. Espera-se receber, na entrada desse demodulador um sinal MSK gerado por uma adaptação no modulador OQPSK (*offset quaternary phase-shift keying*), adaptação esta que substitui os pulsos retangulares que modulam as portadoras em quadratura por pulsos com formato de semiciclo senoidal [6, p. 488]. A demodulação é coerente, na qual o sinal recebido é correlacionado com os pulsos de formatação, cuja duração é de $2T_b$, refletindo a duração dos semiciclos. As sequências estimadas em cada ramo são alinhadas no tempo e convertidas para a forma serial, sendo entregues ao destino.

Para que o sinal 2FFSK seja idêntico a um sinal MSK, deve-se preceder o modulador 2FFSK de um decodificador diferencial, pois na modulação MSK não há correspondência entre os bits 0 e 1 e as frequências f_1 e f_2, respectivamente [6, pp. 498-499], ao passo que na modulação 2FFSK esta correspondência existe. A solução é mostrada na Figura 11, na qual

se tem a conversão dos bits 0s e 1s de saída do decodificador diferencial nos níveis -1 e $+1$, respectivamente, de forma a produzir os desvios de frequência negativos e positivos em relação à frequência de oscilação livre do VCO.

O modulador da Figura 11 e o demodulador da Figura 12 foram inseridos em uma simulação completa de um sistema de comunicação em canal com ruído aditivo Gaussiano branco (*additive white Gaussian noise*, AWGN), permitindo a avaliação de seu desempenho, em termos de taxa de erro de bit (*bit error rate*, BER), para diferentes respostas ao degrau do modulador em função da razão entre a energia média por bit, E_b, e a densidade espectral de potência de ruído, N_0.

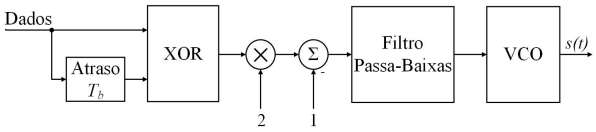

Figura 11. Modulador MSK implementado com modulador 2FFSK (via VCO) precedido de decodificador diferencial.

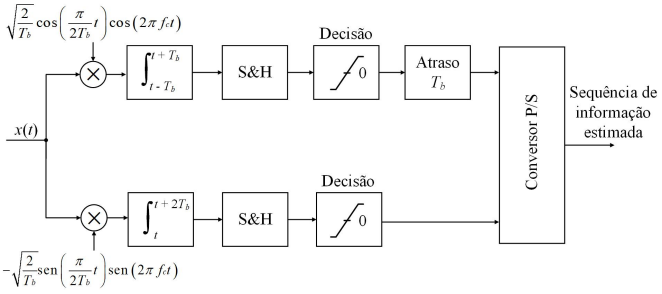

Figura 12. Demodulador MSK [6, p. 488].

A Figura 13 apresenta os resultados de simulação para diferentes respostas ao degrau (estas governadas pela relação entre t_c e $2T_b$, mantendo-se m_o fixo), bem como o desempenho teórico da modulação MSK. Ressalta-se que os valores de t_c foram configurados alterando-se a frequência de corte do filtro. Pode-se observar na Figura 13 que, como esperado, o desempenho obtido com o VCO ideal, o que equivale a $t_c = 0$ e $m_o = 0$, coincide com o desempenho teórico da modulação MSK [6, p. 842], dado por

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), \tag{12}$$

em que $\mathrm{erfc}(\cdot)$ é a função erro complementar [6, p. 495]. Evidencia-se o fato de que o desempenho alcançado pela implementação do VCO ideal é o mesmo que se alcança com a utilização do modulador 2FFSK alternativo mostrado na Figura 6.

Na Figura 13 também nota-se nitidamente que o desempenho do sistema é degradado à medida que se aumenta t_c, o que reforça a necessidade de se realizar a modulação FFSK por meio das estruturas mostradas nas Figuras 6 (para o caso 2FFSK) ou 8 (para qualquer M). Entretanto, é importante ressaltar que o demodulador generalizado para um sinal MFFSK (para $M > 2$), com detecção coerente, não

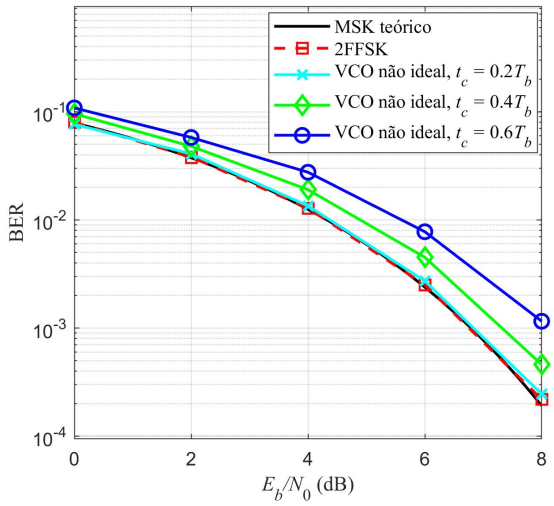

Figura 13. BER em função de E_b/N_0 para diferentes t_c, para $m_o \cong 0.13$ volts.

é o mesmo utilizado em um sistema MFSK convencional (cuja estrutura pode ser vista em [6, p. 495]). O demodulador MFFSK deve explorar a correlação entre símbolos vizinhos da mesma forma que o demodulador MSK o faz.

VII. Conclusões

Este artigo apresentou os resultados de um estudo sobre a modulação FFSK e sua demodulação coerente, discorrendo, principalmente, sobre uma forma alternativa de gerar um sinal FFSK com continuidade de fase com qualquer número de símbolos sem que se utilize um VCO ou PLL. Esta forma alternativa permite que se atinja melhor desempenho em sistemas com altas taxas de transmissão. Simulações computacionais comprovaram que, de fato, o chaveamento não instantâneo de frequência de um modulador com VCO ou PLL pode produzir significativa degradação de desempenho do sistema de comunicação. Portanto, a adoção da modulação MFFSK com fase contínua implementada pelo modulador da Figura 8 representa uma alternativa para que tal degradação não ocorra.

Como oportunidade para novos estudos menciona-se o desenvolvimento do demodulador MFFSK generalizado, com detecção coerente. Cogita-se que tal demodulador possa ser desenvolvido interpretando-se o modulador como um processo de modulação codificada [6, p. 795-806], portanto direcionando o projeto do demodulador como o sistema de decodificação correspondente.

Referências

[1] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, H. Tullberg, M. A. Uusitalo, B. Timus, and M. Fallgren, "Scenarios for 5G mobile and wireless communications: The vision of the METIS project," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26–35, May 2014.

[2] A. A. Nasir, H. Mehrpouyan, D. Matolak, and S. Durrani, "Noncoherent FSK: An attractive modulation set for millimeter-wave communications," in *2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, April 2016, pp. 1–7.

[3] H. Mehrpouyan, M. R. Khanzadi, M. Matthaiou, A. M. Sayeed, R. Schober, and Y. Hua, "Improving bandwidth efficiency in E-band communication systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 3, pp. 121–128, March 2014.

[4] T. Schenk, *RF imperfections in high-rate wireless systems: Impact and digital compensation*. Springer, 01 2008.

[5] M. Matthaiou, A. Papadogiannis, E. Bjornson, and M. Debbah, "Two-way relaying under the presence of relay transceiver hardware impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1136–1139, June 2013.

[6] D. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Springer, 01 2009.

[7] K.-C. Huang and Z. Wang, *Millimeter Wave Communication Systems*. Wiley, 03 2011.

[8] D. Guimarães, "A simple FFSK modulator and its coherent demodulator," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences*, vol. E91-A, pp. 910–911, 03 2008.

[9] Wikipédia, "Função erro — wikipédia, a enciclopédia livre," 2020, [Online; accessed 23-abril-2020]. [Online]. Available: https://pt.wikipedia.org/w/index.php?title=Fun%C3%A7%C3%A3o_erro&oldid=58103882

[10] F. Xiong, *Digital Modulation Techniques, Second Edition (Artech House Telecommunications Library)*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2006.

[11] SeongHwan Cho and A. P. Chadrakasan, "A 6.5-GHz energy-efficient BFSK modulator for wireless sensor applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 5, pp. 731–739, May 2004.

[12] D. Fischette, R. DeSantis, and J. H. Lee, "An on-chip all-digital measurement circuit to characterize phase-locked loop response in 45-nm SOI," in *2009 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, Sep. 2009, pp. 609–612.

[13] Altair Engineering, Inc. (former Visual Solutions, Inc.), "VisSim: A graphical language for simulation and model-based embedded development," Nov. 2015. [Online]. Available: http://www.vissim.com/products/vissim/comm.html