

# Modelo para Avaliação de Modulações Digitais na Faixa de Ondas Milimétricas

Tiago Magalhães dos Reis e Dayan Adionel Guimarães

**Resumo**— Sistemas de comunicação sem fio operando na faixa das ondas milimétricas estão sujeitos a fortes degradações causadas pelo canal e por imperfeições de hardware como ruído de fase, desbalanceamento I-Q e não-linearidade dos amplificadores. Neste artigo, recentes modelos de imperfeições e de canal com desvanecimento propostos na literatura são combinados em um novo modelo. O objetivo é avaliar o desempenho das modulações FSK com detecção não-coerente, PSK e QAM com detecção coerente através desse novo modelo. Resultados apontam que a modulação FSK não é uma solução incondicionalmente robusta frente a tais degradações, como recentemente defendido na literatura.

**Palavras-Chave**— Desbalanceamento I-Q, modulações digitais, não-linearidade, ondas milimétricas, ruído de fase.

**Abstract**— Wireless communication systems operating in the millimeter-wave range are subjected to strong performance degradation due to channel impairments and to hardware imperfections such as phase noise, I-Q imbalance, and amplifier nonlinearity. In this paper, models of imperfections and fading channels, recently proposed in the literature, are combined in a new model. The aim is to evaluate the performance of the non-coherently detected FSK modulation, along with the coherently-detected PSK and QAM modulation through the presented model. Results unveil that the FSK modulation is not always a robust solution in this scenario, contrasting with recent claims in the literature.

**Keywords**— I-Q imbalance, digital modulation, nonlinearity, millimeter-wave, phase noise.

## I. INTRODUÇÃO

A DEMANDA atual por serviços de comunicações sem fio, sem precedentes na história das telecomunicações, combinada com a vigente política de alocação fixa da faixa de radiofrequências levaram a um sério problema de congestionamento e escassez desse espectro. A faixa de ondas milimétricas, situada entre as frequências de 30 e 300 GHz, está sendo considerada como uma possível solução para esse problema, posto que nessa faixa há uma grande quantidade de bandas não utilizadas e que poderiam ser exploradas pelos futuros sistemas de comunicação, por exemplo na quinta geração (5G) desses sistemas. Devido às altas frequências e à possibilidade de alocação de grandes larguras de faixa nestas regiões do espectro, abre-se caminho para o desenvolvimento de sistemas capazes de operar com taxas de transmissão de informação na ordem de gigabits por segundo.

T. M. dos Reis e D. A. Guimarães, Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel, Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil, E-mails: tiago.magalhaes@gee.inatel.br, dayan@inatel.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela Finep com recursos do Funttel, contrato 01.14.0231.00 referente ao projeto Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Inatel.

No quesito hardware, quanto maior a frequência maiores são as limitações. Imperfeições que afetam pouco os sistemas que operam em frequências mais baixas passam a ser relevantes ao projeto de sistemas em ondas milimétricas. Como exemplo de tais imperfeições podem ser citados o ruído de fase, o desbalanceamento I-Q e as não-linearidades dos amplificadores, além do próprio ruído térmico [1], [2] e [3]. Além disso, as elevadas atenuações causadas por bloqueio da onda eletromagnética nesta faixa espectral, aliadas ao desvanecimento por multipercurso e ao sombreamento, adicionam um grau de desafio ainda maior ao projeto de tais sistemas.

Nas modulações digitais da família FSK (*frequency-shift keying*), ao contrário das modulações PSK (*phase-shift keying*) e QAM (*quadrature amplitude modulation*), o aumento na ordem de modulação (número de símbolos) e da taxa de símbolos resulta em maior largura de faixa do sinal modulado [4], o que faz com que o uso da modulação FSK esteja restrito a sistemas de banda estrita, com algumas poucas aplicações em sistemas de alta capacidade como em equipamentos para radioenlaces digitais. Nota-se, por essa razão, a nítida predominância de sistemas com modulações PSK e QAM. No entanto, a modulação FSK é também adequada a sistemas que operam na faixa de ondas milimétricas, devido à abundância de espectro nesta faixa. Outra característica marcante da modulação FSK é que o aumento na ordem de modulação resulta em redução da taxa de erro de bit (BER, *bit error rate*). Somadas a essas vantagens, a detecção não-coerente de sinais FSK reduz em muito a complexidade do receptor em relação à detecção coerente [4], e o uso dessa modulação em receptores com conversão direta (*direct-conversion receivers* ou *zero-IF receivers*), torna-se atrativo devido à possibilidade de se obter robustez frente ao desvio DC (*DC-offset*) que é característico deste tipo de receptores [5]. Ademais, pesquisas recentes indicam que a modulação FSK com detecção não-coerente se apresenta como uma interessante solução para a faixa de ondas milimétricas, dada sua robustez frente às imperfeições de hardware e às degradações do canal [1], [6].

Neste artigo, é proposto a combinação de recentes modelos de degradação do canal e de imperfeições de hardware na construção de um novo modelo para avaliação do desempenho de modulações digitais na faixa de ondas milimétricas. Além do modelo proposto ser mais realista que aquele sugerido em [1], os valores que governam as intensidades das degradações de hardware foram criteriosamente escolhidos de forma a representarem valores práticos. São avaliados os desempenhos das modulações FSK com detecção não-coerente e PSK e QAM com detecção coerente. Resultados demonstram que a modulação FSK se apresenta como uma robusta solução frente

às degradações analisadas (não com a grande vantagem reportada em [1] a partir de um modelo mais simples e com níveis superdimensionados para as imperfeições de hardware), com a BER ordens de magnitude menor do que as modulações PSK e QAM, quando empregados hardwares de baixa qualidade.

O restante do artigo está assim organizado: a Seção II apresenta a caracterização individual das imperfeições de hardware e das degradações de canal, por fim combinando-as no modelo proposto. A Seção III apresenta resultados numéricos comparando o desempenho das modulações escolhidas para análise. A Seção IV conclui o trabalho.

## II. MODELAGEM DAS IMPERFEIÇÕES DE HARDWARE E DO CANAL DE COMUNICAÇÃO

### A. Ruído de Fase e Ruído Térmico

Quando um oscilador é empregado na geração de portadoras, idealmente deve ser capaz de gerar um sinal com frequência que não sofra qualquer tipo de alteração. Entretanto, devido a imperfeição dos componentes utilizados, o sinal gerado por um oscilador real pode ser representado por  $V(t) = [1 + \xi(t)] \cos[2\pi f_c t + \varphi(t)]$ , em que  $\xi(t)$  e  $\varphi(t)$  representam as variações de amplitude e de fase do sinal gerado, respectivamente, e  $f_c$  é a frequência da portadora. As variações de amplitude são consideradas desprezíveis em relação às variações de fase [7].

Admitindo que o ruído de fase permaneça constante dentro de um período de símbolo  $T$ , a  $n$ -ésima amostra do sinal de saída do detector do receptor,  $r_1[n] \in \mathbb{C}$ , sob influência de ruído de fase e de ruído térmico, pode ser representada por

$$r_1[n] = s[n]e^{j\phi[n]} + \nu[n], \quad (1)$$

em que  $s[n] \in \mathbb{C}$  representa o símbolo transmitido,  $\phi[n] \in \mathbb{R}$  e  $\nu[n] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$  representam as amostras do ruído de fase e do ruído AWGN (*additive white Gaussian noise*), respectivamente, sendo  $N_0$  a sua densidade espectral de potência (que é a potência do ruído complexo na saída do detector).

É comum modelar o ruído de fase como um processo de Wiener, ou movimento Browniano [1], no qual  $\phi[n] = \phi[n-1] + \Delta[n]$ , sendo  $\Delta[n]$  uma variável aleatória Gaussiana de média nula e variância  $\sigma_{\text{ph}2}^2$ , isto é,  $\Delta[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\text{ph}2}^2)$ . Embora esse modelo seja simples e muito utilizado, ele não modela o efeito produzido pelo ruído de fase de forma totalmente realista [7], pois além do movimento Browniano, cuja densidade espectral de potência (DEP) unilateral apresenta fator decaimento de  $-20$  dB/dec (daí a razão para que esse ruído seja também conhecido como ruído  $1/f^2$ ), há também outros tipos como por exemplo, um tipo de ruído de fase com decaimento de  $-30$  dB/dec (ou  $1/f^3$ ) e outro com decaimento nulo,  $0$  dB/dec (ou  $1/f^0$ ).

Para fins de simulação, uma forma de gerar o ruído de fase com diferentes características de decaimento consiste em utilizar filtros que alteram as propriedades de um ruído branco de entrada. A função de transferência desses filtros, no domínio da transformada Z, é  $H(z) = (1 - z^{-1})^{-\alpha/2}$  [7], em que  $\alpha$  é o índice de decaimento da DEP do ruído de fase (0, 2 ou 3) e  $w_\alpha[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\text{ph}\alpha}^2)$  é o ruído Gaussiano branco de entrada. A variância  $\sigma_{\text{ph}\alpha}^2$  do ruído de entrada é dada pela

Tabela I, sendo que as constantes  $K_\alpha$  ajustam a DEP conforme a intensidade do ruído de fase. O ruído de fase total pode então ser gerado como  $\phi[n] = \phi_0[n] + \phi_2[n] + \phi_3[n]$ .

TABELA I: Variância dos ruídos de entrada dos filtros [7]

Tipo de ruído de fase	DEP	Variância de entrada
$\phi_0[n]$	$K_0$	$\sigma_{\text{ph}0}^2 = K_0 T$
$\phi_2[n]$	$K_2/f^2$	$\sigma_{\text{ph}2}^2 = 4K_2 T \pi^2$
$\phi_3[n]$	$K_3/f^3$	$\sigma_{\text{ph}3}^2 = 8K_3 T^2 \pi^3$

### B. Desbalanceamento I-Q

Receptores com conversão direta são atrativos do ponto de vista de integração de circuitos, mas têm desempenho fortemente afetado devido ao desbalanceamento I-Q, principalmente, ao ruído de cintilação (*flicker noise* com decaimento  $1/f$ ) e ao desvio DC [8]. No método de conversão direta, o sinal recebido é convertido diretamente da faixa de RF (radiofrequência) para banda base através de um demodulador em quadratura, ou demodulador I-Q [3]. Moduladores e demoduladores I-Q reais não apresentam perfeita ortogonalidade entre as portadoras em fase (*in-phase*) e em quadratura (*quadrature*), com erros que podem ser modelados de forma simétrica ou de forma assimétrica. De acordo com [3], as portadoras em fase e em quadratura com erro assimétrico podem ser expressas por  $V_I(t) = \cos(2\pi f_c t)$  e  $V_Q(t) = \rho \sin(2\pi f_c t + \theta)$ , sendo  $\rho$  e  $\theta$  as constantes de desbalanceamento de amplitude e de fase, respectivamente. Nesse caso, a  $n$ -ésima amostra complexa do sinal de saída do detector do receptor, sob influência de desbalanceamento I-Q, é dada por [3]

$$r_2[n] = C_1 s[n] + C_2 s^*[n], \quad (2)$$

em que  $*$  denota o sinal conjugado e  $C_1 = (1 + \rho e^{-j\theta})/2$  e  $C_2 = (1 - \rho e^{j\theta})/2$ . Para o caso ideal,  $C_1 = 1$  e  $C_2 = 0$ . Os valores de  $\rho$  podem ser expressos em porcentagem ou em escala logarítmica, enquanto que  $\theta$  geralmente é expresso em graus ou radianos.

### C. Não-linearidades de Amplificadores

O ganho de um amplificador real não é totalmente linear em relação à amplitude do sinal de entrada, ou seja, apresenta valores diferentes para diferentes amplitudes do sinal. A região linear de operação corresponde a amplitudes de entrada mais baixas, geralmente a  $1/3$  do valor máximo de saturação do componente; à medida que a amplitude aumenta a região não linear começa a ser atingida. A não-linearidade é particularmente prejudicial a sinais com envoltória não constante, como é o caso de sinais QAM. No entanto, embora sinais PSK tenham envoltória constante, a filtragem a que tipicamente são submetidos antes da amplificação os transformam em sinais com envoltória não constante devido às transições de fase inerentes ao sinal modulado. Já sinais FSK com continuidade de fase têm a vantagem de praticamente manterem a sua envoltória constante após filtragem, sendo portanto menos suscetíveis aos efeitos de não-linearidade do amplificador [4].

Considere a representação em banda base do sinal modulado em sua forma polar [4, p. 148],  $s(t) = A(t)e^{j\psi(t)}$ , em que

$A(t)$  representa a sua componente de modulação em amplitude e  $\psi(t)$  representa a sua componente de modulação em fase. Como resultado da amplificação não-linear desse sinal, tem-se  $r_3(t) = G_A[A(t)]e^{j\{\psi(t)+G_\psi[A(t)]\}}$  [3, p. 188], que na representação complexa aqui adotada pode ser reescrito como

$$r_3[n] = G_A(|s[n]|)e^{j\{\psi[n]+G_\psi(|s[n]|)\}}, \quad (3)$$

em que  $G_A(\cdot)$  e  $G_\psi(\cdot)$  são as funções de transferência amplitude-amplitude (AM-AM, *amplitude modulation - amplitude modulation*) e amplitude-fase (AM-PM, *amplitude modulation - phase modulation*) do amplificador, respectivamente [3],  $|s[n]|$  e  $\psi[n]$  são o módulo e o argumento de  $s[n]$ , respectivamente. A função  $G_A(\cdot)$  descreve a relação entre as amplitudes do sinal de saída e de entrada de acordo com

$$G_A(|s[n]|) = g|s[n]| \left[ 1 + \left( \frac{g|s[n]|}{V_{\text{sat}}} \right)^{2p} \right]^{-\frac{1}{2p}}, \quad (4)$$

em que  $g$ ,  $V_{\text{sat}}$  e  $p$  são, respectivamente, o ganho do amplificador para pequenos sinais, a amplitude de saturação na entrada do amplificador e o grau de amortecimento da função de transferência. A função  $G_\psi(\cdot)$  descreve como a fase do sinal na saída do amplificador é alterada devido ao nível de amplitude do sinal de entrada, de acordo com

$$G_\psi(|s[n]|) = \frac{\delta|s[n]|^{q_1}}{1 + \left[ \frac{|s[n]|}{\beta} \right]^{q_2}}, \quad (5)$$

em que  $\delta$ ,  $q_1$ ,  $q_2$  e  $\beta$  são parâmetros de ajuste da função para melhor encaixe com medidas reais [9]. Note em (3)-(5) que modulações com envoltória constante, ou seja, com  $|s[n]|$  idêntico para qualquer símbolo (como é o caso da modulação FSK), não sofrem das degradações causadas pela não-linearidade do amplificador.

#### D. Modelo de Canal

No modelo de canal aqui adotado considera-se um ambiente de propagação com multipercurso, sombreamento e visada direta entre transmissor e receptor. Admite-se que o desvanecimento seja lento e plano, permitindo que se possa aplicar o modelo multiplicativo [4, p. 213] em que o sinal recebido,  $r(t)$ , é a multiplicação do sinal transmitido,  $s(t)$ , pelo ganho do canal,  $h \in \mathbb{C}$ , em suas representações complexas em banda-base, ou seja,  $r_4(t) = h \times s(t)$ . Em termos do modelo vetorial,

$$r_4[n] = h \times s[n], \quad (6)$$

com  $h$  dado por [1]

$$h = \sqrt{\frac{L(d_0)}{X} \left( \frac{d_0}{d} \right)^\gamma} \left( h_{\text{los}} \sqrt{\frac{\mathcal{K}}{1+\mathcal{K}}} + h_{\text{nlos}} \sqrt{\frac{1}{1+\mathcal{K}}} \right). \quad (7)$$

Nessa equação, os termos entre parêntesis modelam as variações instantâneas de ganho do canal produzidas pelo desvanecimento por multipercurso. O fator à esquerda modela a variação de potência média em área (*area-mean*) dependente da distância entre transmissor e receptor segundo o modelo *log-distance* [4, p. 201], combinada com a variação de potência média local (*local-mean*) devida ao sombreamento.  $L(d_0) =$

$(\lambda/4\pi d_0)^2$  é o inverso da atenuação de potência no espaço livre até a distância de referência  $d_0$ , sendo  $\lambda = c/f_c$  o comprimento de onda,  $c$  denotando a velocidade da luz no vácuo e  $f_c$  a frequência de portadora.  $X$  é uma variável aleatória com distribuição log-normal que modela o sombreamento. Em escala logarítmica, corresponde a uma variável aleatória Gaussiana com média nula e desvio padrão  $\sigma_{\text{sh}}$ . A distância entre transmissor e receptor é denotada por  $d$  e o expoente de atenuação a partir da distância de referência é  $\gamma$ . O fator  $h_{\text{los}} = e^{j\pi \sin \varrho}$  representa o ganho do canal para a componente com visada direta, sendo  $\varrho$  o ângulo de chegada do sinal.  $h_{\text{nlos}} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  modela o desvanecimento produzido pelas componentes de multipercurso sem linha de visada. A relação entre a potência da componente de visada direta e as demais, em escala linear, é dada pelo fator de Rice  $\mathcal{K}$ .

#### E. Modelagem Conjunta das Imperfeições de Hardware e do Canal de Comunicação

O modelo conjunto de imperfeições de hardware e de canal aqui proposto combina (1), (2), (3) e (6), de forma que a  $n$ -ésima amostra complexa do sinal de saída do detector possa ser representada por

$$r[n] = h(C_1 r_3[n] + C_2 r_3^*[n]) e^{j\phi[n]} + \nu[n]. \quad (8)$$

Note que esse modelo estende e melhora aquele sugerido em [1], desmembrando os efeitos do desbalanceamento I-Q e da não-linearidade e incorporando à componente de ruído de fase  $1/f^2$  as componentes  $1/f^0$  e  $1/f^3$  (em [1] somente a componente  $1/f^2$  é considerada). É importante citar que cada uma das imperfeições, alteram a posição original dos símbolos na constelação. Em termos práticos, todos alteram a magnitude do vetor de erro (EVM, *error vector magnitude*) da constelação. No entanto, cada fenômeno o faz de forma diferente dos demais, o que motivou o desmembramento dos efeitos da não-linearidade e do desbalanceamento I-Q. Outra observação que é importante citar é a forma de aplicação do modelo (8) ou daquele proposto em [1]: como ambos são modelos vetoriais, se aplicam diretamente à saída dos detectores coerentes PSK [4, p. 427] e QAM [4, p. 440] em quadratura, mas precisam ser adaptados ao receptor FSK com detecção não-coerente [4, p. 537] de forma que o desvio padrão do ruído de fase que contamina cada um dos  $M$  detectores em quadratura seja diretamente proporcional à frequência da portadora de cada símbolo.

### III. RESULTADOS NUMÉRICOS E DISCUSSÕES

A modulações  $M$ -FSK,  $M$ -PSK e  $M$ -QAM com  $M = 4, 16$  e  $64$  são avaliadas nesta seção, considerando  $f_c = 60$  GHz, canal com expoente de atenuação  $\gamma = 4$  e desvio padrão  $\sigma_{\text{sh}} = 9$  dB para o sombreamento, distância de referência  $d_0 = 1$  m, distância de análise  $d = 25$  m, fator de Rice  $\mathcal{K} = 5$  dB e ângulo de chegada do sinal simulado por uma variável aleatória  $\varrho \sim \mathcal{U}(0, 2\pi)$ . Tais valores para os parâmetros do canal situam-se entre valores típicos de medidas realizadas em sistemas com e sem linha de visada [1], [9, Cap. 3]. Cada valor de BER nos gráficos foi computado a partir da média obtida pela transmissão de 100 símbolos em cada um de  $2 \times 10^5$

eventos de Monte Carlo. Para o sinal, adotou-se a energia de símbolo média  $E = \mathbb{E}\{|s_n|^2\} = 1$ , com densidade espectral de potência do ruído  $N_0$ , em watts/hertz, dada através da relação  $E_b/N_0$  na recepção, sendo  $E_b$  é a energia média por bit.

#### A. Influência do ruído de fase

Em [10] é proposto um limitante inferior da variância do processo de inovação  $\Delta[n]$  do movimento Browniano que modela o ruído de fase  $1/f^2$ . Tal limitante é dado por  $\sigma_{\text{ph}2}^2 \geq (19,496 \times 10^{-21} \pi^2 / I_d V_d Q_0^2) (f_c^2 / B)$ , sendo  $B$  a banda ocupada pelo sinal,  $I_d$  e  $V_d$  a corrente e a tensão de coletor/dreno do transistor e  $Q_0$  o fator de qualidade do ressonador do oscilador quando não está com carga. Utilizando a tecnologia GaAs HEMT [10] como referência, para  $f_c = 60$  GHz e  $B = 1$  MHz e tensão de operação a 1/3 do máximo, obtém-se uma variância  $\sigma_{\text{ph}2}^2 = 1,3 \times 10^{-5}$  rad<sup>2</sup> para o ruído de fase  $1/f^2$ ; nas simulações essa variância foi variada de  $1 \times 10^{-6}$  a  $1 \times 10^{-3}$ . Para o caso dos ruídos  $1/f^0$  e  $1/f^3$  adotou-se a proporcionalidade existente entre as variâncias destes e  $\sigma_{\text{ph}2}^2$ , de acordo com a técnica de geração por filtragem descrita em [7] e resumida na Subseção II-A, mantendo  $K_0 = -110$  dB,  $K_2 = 10$  e  $K_3 = 10^4$ . Portanto a faixa de variação da potência total  $\sigma_{\text{ph}}^2$  do ruído de fase situa-se entre  $1,032 \times 10^{-6}$  a  $1,032 \times 10^{-3}$ .

A Figura 1 apresenta resultados da BER em função da variância total do ruído de fase,  $\sigma_{\text{ph}}^2$ , para  $E_b/N_0 = 26$  dB. Como esperado, as modulações PSK e QAM apresentam degradação de desempenho à medida que o ruído de fase aumenta e as modulações FSK praticamente não sofrem influência desse ruído, dentro da faixa analisada. As modulações 4-PSK e 4-QAM (que são idênticas) superam as modulações FSK até cerca de  $3,095 \times 10^{-4}$  rad<sup>2</sup>, quando a BER é de aproximadamente  $2 \times 10^{-4}$ . Nota-se um comportamento semelhante para estas duas modulações (PSK e QAM), que mantêm a BER praticamente insensível ao ruído de fase até determinado ponto (enquanto este é dominado pelo ruído térmico).

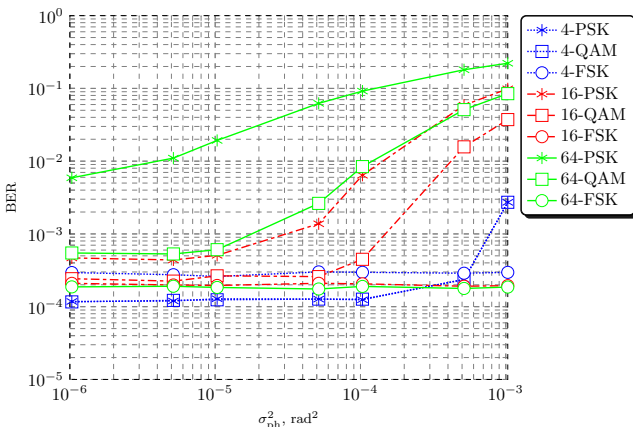


Fig. 1: BER versus  $\sigma_{\text{ph}}^2$ , para  $E_b/N_0 = 26$  dB.

#### B. Influência do Desbalanceamento I-Q

Na Figura 2 são apresentados resultados de BER versus  $\rho$  e  $\theta$ , novamente para  $E_b/N_0 = 26$  dB. De forma semelhante

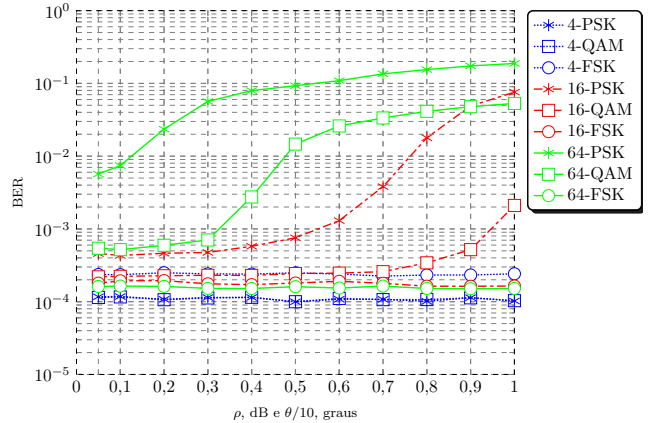


Fig. 2: BER versus  $\rho$  e  $\frac{\theta}{10}$ , para  $E_b/N_0 = 26$  dB.

ao que acontece com o ruído de fase, quanto maior é o desbalanceamento de amplitude e fase entre as componentes I-Q, maior é a BER para as modulações PSK e QAM. Uma ordem maior para estas duas modulações resulta em desempenho ainda mais baixo. Contudo, as modulações 4-PSK/4-QAM continuam apresentando desempenho superior à FSK. As modulações PSK e QAM mantêm seu desempenho em termos de BER com hardwares de alta qualidade, para os quais o desbalanceamento I-Q é pequeno. Novamente, as modulações FSK praticamente não sofrem influência do desbalanceamento I-Q, dentro da faixa analisada.

#### C. Influência da Não-linearidade de Amplificação

A Figura 3 apresenta resultados de BER versus  $V_{\text{sat}}$  e  $-\delta/V_{\text{sat}}$ , com  $\delta = -48000$  [9], novamente para  $E_b/N_0 = 26$  dB. Quanto aos demais parâmetros de (4) e (5), foram adotados  $p = 0,81$ ,  $q_1 = 3,8$ ,  $q_2 = 3,7$  e  $\beta = 0,123$ , conforme tecnologia GaAs pHEMT citada em [9, p. 441] e  $g = 1$ , de modo que o ganho seja normalizado. Nota-se que quando o sistema está operando na região não linear do amplificador ( $V_{\text{sat}}$  baixo), há uma forte degradação de desempenho em termos de BER, uma vez que a constelação é fortemente comprimida e rotacionada. Como a energia média das constelações é unitária, a partir de  $V_{\text{sat}} > 3$  para 16-PSK e 16-QAM, o sistema começa a entrar na região linear de operação (como mencionado ao início da Subseção II-C, a região linear se situa abaixo de 1/3 do nível máximo  $V_{\text{sat}}$ ). Pode-se observar que as modulações FSK praticamente não sofrem queda de desempenho devido à não-linearidade do amplificador, resultado este que era esperado devido à envoltória constante de tais modulações.

#### D. Influência das Imperfeições de Hardware Combinadas e do Canal de Comunicação

Finalmente, a Figura 4 apresenta o desempenho das modulações PSK, QAM e FSK em função de  $E_b/N_0$ , na presença de ruído de fase com variância total  $\sigma_{\text{ph}}^2 = 1,345 \times 10^{-5}$  rad<sup>2</sup>,  $\rho = 0,2$  dB e  $\theta = 2^\circ$ ,  $\delta = -6000$  e  $V_{\text{sat}} = 8$  volts, resultando em um EVM em torno de 8% para a modulação

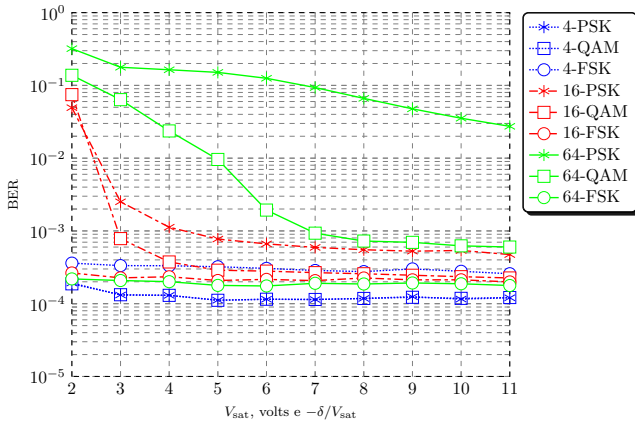


Fig. 3: BER versus  $V_{\text{sat}}$  e  $-\frac{\delta}{V_{\text{sat}}}$ , para  $E_b/N_0 = 26$  dB.

64-QAM. Tal valor de EVM é referente ao máximo permitido no enlace direto do sistema LTE (*long term evolution*) padronizado pelo 3GPP [11, Sec. 14.3.4]. Nota-se na Figura 4 que as modulações 4-PSK/4-QAM foram as que apresentaram melhor desempenho sob as condições de hardware e EVM impostas. Um fato importante que pode ser observado é que a modulação 16-QAM apresentou desempenho muito semelhante às modulações FSK para hardwares de boa qualidade, situação contrastante com aquela reportada em [1], na qual a modulação FSK proporcionou desempenho muito superior às demais, na maioria das análises lá apresentadas. Justifica-se esse fato devido à simulação, neste artigo, de tecnologia compatível com os requisitos exigidos pelo padrão LTE e, portanto, mais condizentes com seu atual estágio de desenvolvimento. Considera-se que em [1] houve sobredimensionamento das imperfeições de hardware, o que fez com que a modulação FSK se sobressaísse.

Ainda com relação à Figura 4, vale ressaltar que há um patamar de erro intransponível para as modulações 64-PSK e 64-QAM, devido à dominância dos efeitos de imperfeições de hardware frente ao ruído térmico para essas modulações. A característica marcante da modulação FSK se manteve na Figura 4, como nas anteriores.

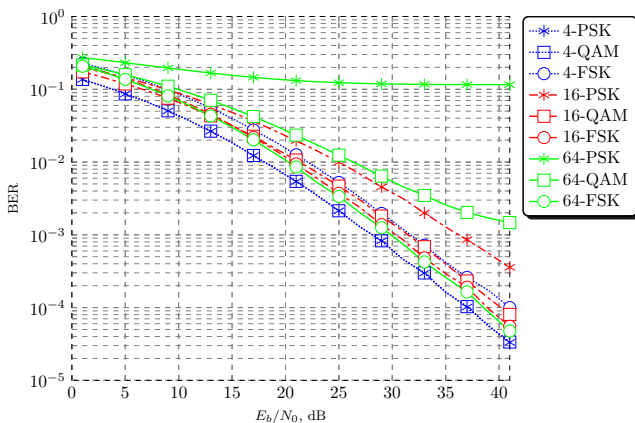


Fig. 4: BER versus  $E_b/N_0$  na recepção, para  $\sigma_{\text{ph}}^2 = 1,345 \times 10^{-5}$  rad<sup>2</sup>,  $\rho = 0,2$  dB e  $\theta = 2^\circ$ ,  $V_{\text{sat}} = 8$  V e  $\delta/8 = -6000$ ,  $\sigma_{\text{sh}} = 9$  dB,  $\gamma = 4$  e  $f_c = 60$  GHz.

#### IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, recentes modelos de imperfeições de hardware e de canal propostos na literatura para a faixa de ondas milimétricas foram combinados com intuito de apresentar um modelo único, o qual foi utilizado para avaliar o desempenho das modulações FSK com detecção não-coerente, e PSK e QAM com detecção coerente. Contrastando com afirmações recentemente defendidas na literatura em favor da modulação FSK, os resultados aqui apresentados apontam que ela não é uma solução incondicionalmente robusta frente a tais imperfeições. De fato, o desempenho da modulação FSK se mostrou pouco superior às modulações PSK e QAM, tornando-se mais atrativa a medida que  $M$  aumenta ( $M \geq 16$ ). Pode-se ainda destacar o desempenho satisfatório da modulação 16-QAM, o que também contrasta com recentes análises sob condições mais severas e não realistas em termos de intensidades das imperfeições de hardware.

Como extensão deste trabalho, outras modulações podem ser avaliadas sob mais combinações dos parâmetros de análise, permitindo obter conclusões mais genéricas sobre o desempenho de modulações digitais na faixa de ondas milimétricas. Outra interessante investigação corresponde a verificar se o desbalanceamento I-Q em conjunto com os efeitos de não-linearidade podem ser modelados como um processo Gaussiano complexo, como se admite em várias referências. Ainda, a adaptação do modelo a canais seletivos em frequência apresentar-se-ia como importante contribuição.

#### REFERÊNCIAS

- [1] A. A. Nasir, H. Mehrpouyan, D. Matolak, and S. Durrani, "Non-coherent FSK: An attractive modulation set for millimeter-wave communications," in *2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, April 2016, pp. 1–7.
- [2] 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.
- [3] T. Schenk, *RF imperfections in high-rate wireless systems: impact and digital compensation*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [4] D. A. Guimaraes, *Digital transmission: a simulation-aided introduction with VisSim/Comm*. Springer Science & Business Media, 2010.
- [5] R. Zhou, Y. Zhang, W. Rhee, and Z. Wang, "2.4 GHz 20Mb/s FSK receiver front-end and transmitter modulation PLL design for energy-efficient short-range communication," in *2016 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, Aug 2016, pp. 291–294.
- [6] K.-C. Huang and Z. Wang, *Millimeter wave communication systems*. John Wiley & Sons, 2011, vol. 29.
- [7] M. R. Khanzadi, D. Kuylenstierna, A. Panahi, T. Eriksson, and H. Zithath, "Calculation of the performance of communication systems from measured oscillator phase noise," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 5, pp. 1553–1565, May 2014.
- [8] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 44, no. 6, pp. 428–435, Jun. 1997.
- [9] T. S. Rappaport, R. W. Heath Jr, R. C. Daniels, and J. N. Murdock, *Millimeter wave wireless communications*. Pearson Education, 2014.
- [10] M. R. Khanzadi, R. Krishnan, D. Kuylenstierna, and T. Eriksson, "Oscillator phase noise and small-scale channel fading in higher frequency bands," in *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Dec 2014, pp. 410–415.
- [11] H. Holma and A. Toskala, *LTE for UMTS: Evolution to LTE-advanced*. John Wiley & Sons, 2011.