

# MODELOVANIE VLASTNOSTÍ DIGITÁLNYCH MODULAČNÝCH TECHNÍK V COMMUNICATIONS BLOCKSETE

*doc. Ing. Mária Franeková, PhD.*

*Ing. Peter Cigánek*

Katedra riadiacích a informačných systémov

Elektrotechnická fakulta  
Žilinská univerzita v Žiline

## ABSTRAKT

*Príspevok sumarizuje skúsenosti s modelovaním vlastností digitálnych modulačných techník s použitím Toolboxov Simulink a Communications Blockset. Zamiera sa na porovnanie teoretických prístupov k výpočtu pravdepodobnosti chyby demodulátorov a možností ponúkaných Communications Blocksetom. Výsledky sú prezentované na digitálnej viacstavovej kvadratúrnej modulácii s nosnou (konštelácia – štvorec)  $M$ -QAM pri prenose signálu cez AWGN kanál.*

## ÚVOD

V mnohých komunikačných médiách musí byť prenášaný signál prispôbený vlastnostiam kanála z hľadiska jeho frekvenčného spektra. Obvyklým riešením je použitie modulačných a demodulačných obvodov, ktoré vstupný signál namodulujú na príslušnú nosnú frekvenciu (do požadovaného frekvenčného pásma) a na strane prijímača prebieha inverzný proces - demodulácia. Modulácia má veľa výhod - umožňuje optimálne využitie prenosovej kapacity v danom prenosovom prostredí, prenos viacerých nezávislých informačných signálov v jednom komunikačnom kanále a z energetického hľadiska je prenos modulovaných signálov na väčšie vzdialenosti výhodnejší, ako nedomulovaných. Modulované signály možno prenášať po metalických a bezdrôtových vedeniach v elektrickej podobe, alebo v optickej po optických vláknach. Prenosové médium je vystavené rušeniu z vonkajšieho prostredia, čím vzniká skreslenie. V dôsledku existencie šumu demodulátor neurčí vysielané symboly úplne presne, ale s určitou pravdepodobnosťou chyby (bitu/symbolu).

Opis spôsobov modulácií a ich vlastností uľahčuje zobrazenie modulovaného signálu  $s_i(t)$ , (pre  $i = 1, 2, \dots, M$ ) ako bodu v signálovom priestore, v ktorom majú číselné charakteristiky modulovaného signálu názornú geometrickú interpretáciu. Energia modulovaného signálu je daná kvadrátom vzdialeností signálového bodu od počiatku súradníc:

$$E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt = |\vec{S}_i|^2, \quad (1)$$

kde  $\vec{S}_i$  je vektor súradníc signálu.

Vzájomná energia dvoch signálov sa rovná skalárnemu súčinu vektorov súradníc  $E_{ij} = \vec{S}_i \cdot \vec{S}_j$  a interpretácia fyzikálnej vzdialenosti dvoch signálových bodov  $S_i, S_j$  je :

$$d_{ij} = |\vec{S}_i - \vec{S}_j| = \sqrt{|\vec{S}_i|^2 + |\vec{S}_j|^2 - 2 \vec{S}_i \cdot \vec{S}_j} = \sqrt{E_i + E_j - 2E_{ij}}. \quad (2)$$

Čím sú signálové body vzdialenejšie, tým je väčšia energia rozdielu ich signálov a tým viac budú tieto signály vzájomne rozlíšiteľné na prijímacej strane .

Základnými číselnými charakteristikami modulačných techník sú výkon  $P$  a frekvenčná šírka pásma vysielaného signálu  $B$ . Pre výkon modulovaného signálu platí:

$$P = \frac{1}{T \cdot M} \sum_{i=1}^M |\vec{S}_i|^2, \quad (3)$$

kde  $T$  je doba trvania jedného symbolu správy. Výkon vysielaného signálu je tým väčší, čím sú signálové body vzdialenejšie od počiatku súradníc. Z celkového výkonu sa časť spotrebuje na prenos strednej hodnoty signálu, ale pretože stredná hodnota je nenáhodný signál, nenesie teda žiadnu informáciu a výkon sa spotrebováva zbytočne. Je preto snaha voliť modulované signály tak, aby stredná hodnota signálu bola nulová, čo platí vtedy, ak ťažisko signálových bodov leží v počiatku súradnicovej sústavy.

V súčasnosti existuje množstvo modulačných a demodulačných techník, ktoré sa používajú pri prenose správ cez spojitý oznamovací kanál [1], [2].

Vývojovo najstaršie sú analógové modulácie. Neskôr sa začali uplatňovať diskkrétne modulácie, najprv v základnom pásme (*baseband*) a potom vo vysokofrekvenčnej oblasti - v preloženom pásme (*passband*). Diskkrétne modulácie v základnom pásme boli zo začiatku nekódované a za nimi nasledovali modulácie kódované. Najmladšími sú diskkrétne modulácie s nosnými vlnami. V poslednej dekáde sa dostáva do praxe kódová modulácia, ktorá vzniká spojením kanálového kódéra a modulátora. Najpoužívanejšia je trellis kódová modulácia –TCM (*Trellis Coded Modulation*), ktorá sa používa pri prenose dát pomocou modemov, napr. v odporúčaní V.32 a V.34 [3].

Všetky spomínané skupiny modulácií sú zastúpené v programovom prostredí Matlab, v knižniciach Communications Toolbox a Blockset v Simulinku. Intenzívny vývoj nových typov modulácií mal za následok v nových verziách týchto toolboxov implementovaných pod Matlabom 6.5.0 (R13.01) [4] rapídne zvýšenie počtu ponúkaných funkcií a modelov z tejto oblasti. Podknižnica v Communications Blocksete - „modulácia“ je v porovnaní so staršími verziami 1.4 (R11) a 2 (R12) inovovaná hlavne o funkčné bloky nových typov digitálnych modulácií/demodulácií s nosnou. Ide o modulačné techniky z množiny PM (*Phase Modulation*) DPSK (*Differential Phase Shift Keying*), OPSK (*Offset Phase Shift Keying*) a techniky skupiny CMP (*Continuous Phase Modulation*). V podknižniciach nájdeme navyše aj niekoľko špecifických metód digitálnej modulácie (resp. mapovania digitálnych signálov), ktoré sú odvodené zo základných metód: CPM podknižnica tvorená modulačnými metódami GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*), MSK (*Minimum Shift*

*Keying*), podknižnica mapovačov CPM ako CPFSK (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*) a podknižnica PSK (*Phase Shift Keying*) tvorená mapovačmi GMSK, QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Inovácia Knižnice Communications Blockset nastala nielen vo funkčných blokoch modulačných techník ale aj v pomocných blokoch, ktoré s prenosom modulovaného signálu súvisia – bloky diferenčného kodéra/dekodéra, interleavera/deinterleavera, skramblera/deskramblera, generátora pseudonáhodnej postupnosti a iné.

Príspevok sa zameriava na porovnanie teoretických výpočtov pravdepodobnosti chyby M-QAM demodulácie pre AWGN kanál (*Additive White Gaussian Noise*) a výsledkov získaných modelovaním prenosu v Communications Blocksete v závislosti od počtu stavov modulácie  $M$  a zmien pomeru signál/šum. Na zvolenom príklade modulačnej techniky sú zároveň zosumarizované zmeny, ktoré boli vytvorené v rámci tejto podknižnice a zhrnuté skúsenosti pri vytváraní modelov pre potreby vyučovacieho procesu alebo praxe.

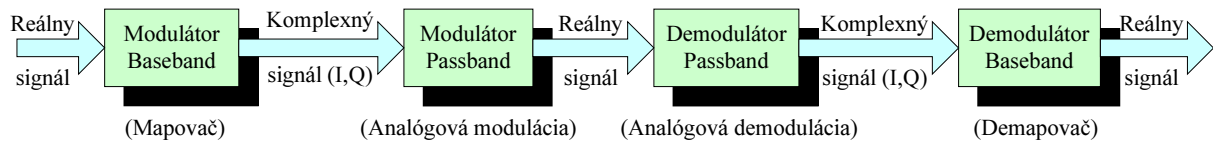
## 1 MOŽNOSTI MODELOVANIA DIGITÁLNYCH MODULÁCIÍ V TOOLBOXE COMMUNICATIONS BLOCKSET

Digitálne modulácie sú v Communications Blocksete R13 realizované (podobne ako to bolo v starších verziách) v dvoch častiach: digitálne mapovanie signálu a analógová modulácia. Mapovač konvertuje prijatý binárny signál do analógového (komplexne vyjadreného) signálu, ktorý sa ďalej moduluje v analógovom modulátore. Na tieto účely sú v knižnici modulácií vytvorené špeciálne podknižnice:

- a) *Digital Passband Modulation* - podknižnica digitálnych modulácií s nosnou (mapovač a modulátor v jednom bloku).
- b) *Digital Baseband Modulation* – podknižnica digitálnych modulácií v základnom pásme (mapovač).

Pozn.: Jej názov je zvolený trochu nešťastne, pretože sa tu nejedná priamo o moduláciu, ale len o mapovanie t. j. prevod digitálneho signálu do analógového komplexne vyjadreného signálu.

Novinkou je, že úplne zanikla podknižnica digitálnych modulácií so separovaným mapovačom a modulátorom, kde sa na výstupe mapovača dali pomocou diagramu oka (*Scatter Plot*) sledovať  $I$  (*In phase*) a  $Q$  (*Quadrature phase*) zložky signálu. Ošetrované je to zavedením komplexného signálu pre podknižnicu mapovačov, ktorý je jednovstupový/výstupový, sú však na ňom obe zložky komplexného signálu. Ak by sme chceli tento signál separovať na  $I$  a  $Q$  zložku, je nutné použiť blok *Complex to Real-Imag* z knižnice *Math Operations* v Simulinku. Zmeny signálu pri prenose cez digitálny modulátor/demodulátor s nosnou možno sledovať na obr. 1.



Obr. 1. Zmena signálu počas digitálnej modulácie/demodulácie s nosnou

Ďalším vylepšením ponuky verzie R13 je, že bloky digitálnych modulátorov/demodulátorov sú schopné spracovávať vstupný signál v celočíselnom i binárnom tvare, po nastavení parametra *Input type*. V modulátore sa binárne dáta prevádzajú na celé čísla a sú ďalej spracovávané (prevod sa vykonáva v binárnom alebo Grayovom kódovaní, čo závisí od konfigurácie parametrov konkrétneho modulátora/demodulátora).

## 2 SIMULÁCIA VLASTNOSTÍ M-QAM MODULÁCIE V COMMUNICATIONS BLOCKSETE

V odbornej literatúre [1] je digitálna kvadráturňa amplitúdová modulácia s nosnou radená medzi zvláštne prípady ASK/PSK (*Amplitude Shift Keying/Phase Shift Keying*) modulácie. Jej realizácia spočíva v generovaní signálu dvomi modulátormi PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) na kvadráturňom nosnom signále (dva harmonické signály rovnakej frekvencie s fázovým posunom  $\pi/2$ ). Časový priebeh na výstupe kvadráturneho modulátora možno vyjadriť :

$$s_i(t) = g(t)(A_j \cos(\omega_c t) - A_k \sin(\omega_c t)), \quad t \in (0, T) \quad j = 1, \dots, J \quad k = 1, \dots, K \quad (4)$$

kde  $g(t)$  je impulz jednotkového výkonu na intervale  $T$ , ktorého tvar je volený tak, aby mal vysielaný signál výhodné spektrálne vlastnosti.

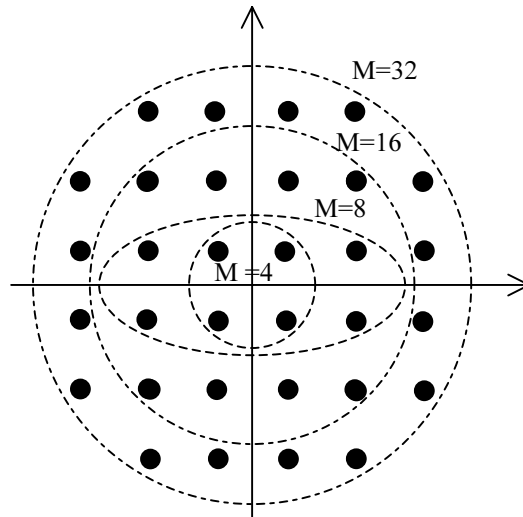
Polohu súradnicových bodov v priestore možno určiť podľa (5) a výkon vzťahom (6):

$$S_{i1} = \sqrt{\frac{T}{2}} \Delta \left( j - \frac{J+1}{2} \right), \quad S_{i2} = \sqrt{\frac{T}{2}} \Delta \left( k - \frac{K+1}{2} \right), \quad (5)$$

$$P = \frac{\Delta^2}{24} (J^2 + K^2 - 2). \quad (6)$$

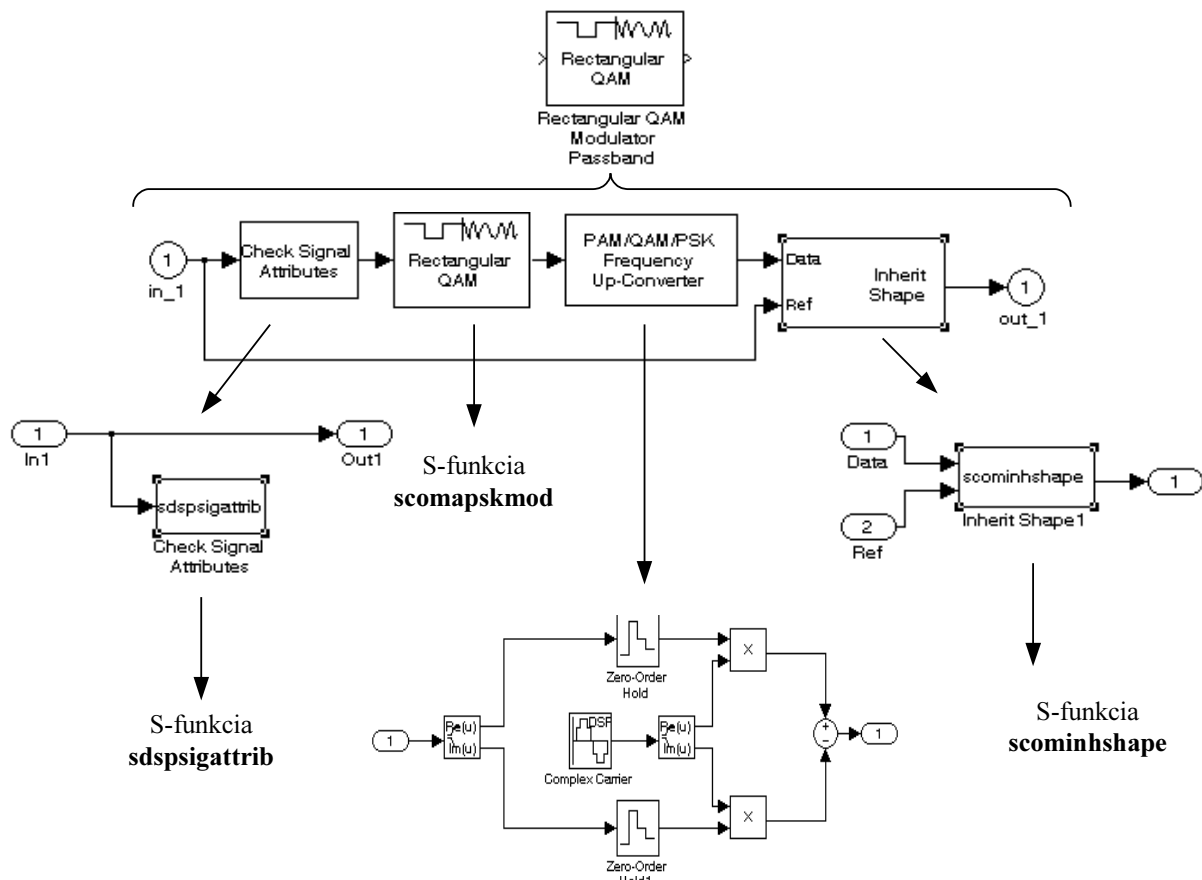
Na obr. 2 je niekoľko možných príkladov rozloženia signálových bodov M-QAM modulácie, pre počet stavov (signálových bodov)  $M = 4, 8, 16, 32$ .

Pre simuláciu vlastností viacstavovej kvadráturnej digitálnej modulácie s nosnou sú v Communications Blocksete (R13) vyčlenené bloky *Rectangular QAM Modulator Passband* (pre štvorcovú konšteláciu signálových bodov) a *General QAM Modulator* (pre užívateľom zadefinovanú konšteláciu signálových bodov). Blok modulátora sa skladá z mapovača digitálneho signálu do analógového signálu a analógového modulátora. Jeho dekompozícia je na obr. 3.



Obr. 2 Rozloženie signálových bodov M- QAM modulácie

Na vstupe modulátora sa pomocou bloku na kontrolu atribútov signálu (*Check Signal Attributes*) zistí, či vstupný signál má požadované parametre na spracovanie. Ďalším blokom je mapovač *Rectangular QAM*, ktorý využíva S-funkciu Simulinku pre mapovanie digitálneho signálu na analógový do štvorcovej konštelácie s definovaným počtom signálových bodov  $M$ .



Obr.3 Časti M-QAM digitálnej modulácie s nosnou v Communications Blocksete

Pozn.: V starších verziách R11, R12 sa tento blok označoval názvom S-QASK (*square-Quadrature Amplitude Shift Keying*). Pre kruhovú (*circle*) a užívateľom definovanú konšteláciu (*arbitrary*) boli v knižnici implementované zvlášť bloky C-QASK a A-QASK [5].

Zložky  $I$  a  $Q$  namapovaného komplexného signálu na obr. 3 sa namodulujú pomocou dvoch PAM modulátorov na definovanú nosnú frekvenciu v modulátore PAM/QAM/PSK *Frequency Up-Converter*, čo je analógový modulátor spoločný pre skupiny amplitúdových a fázových modulačných techník. V bloku *Inherit Shape* sa parametre signálu upravujú podľa referenčného signálu z pohľadu počtu prvkov a tvaru signálu. Na výstupe celého bloku modulátora je reálny signál, na ktorom je namodulovaný komplexný signál.

Pri posudzovaní vlastností modulačných techník simulovaných pomocou modelov je výhodné kombinovať ponuku knižnice Communications Blockset s funkciami Communications Toolboxu. Napr. na zobrazenie konštelácie signálových bodov možno použiť funkciu **modmap**.

### 3 POROVNANIE VÝSLEDKOV VÝPOČTU PRAVDEPODOBNOTI CHYBY S MODELOM V COMMUNICATIONS BLOCKSETE

Signálový bod digitálnej M-QAM modulácie s nosnou je správne vyhodnotený, ak sú správne vyhodnotené obe jeho súradnice. Vzdialenosť susedných signálových bodov v každej súradnici (obr.

2) je  $\Delta\sqrt{T/2}$  a pravdepodobnosť chyby v súradnici je :

$$P_{E1} = \frac{J-1}{J} \operatorname{erfc}\left(\frac{\Delta}{2} \sqrt{\frac{T}{2N_0}}\right), \quad P_{E2} = \frac{K-1}{K} \operatorname{erfc}\left(\frac{\Delta}{2} \sqrt{\frac{T}{2N_0}}\right). \quad (7)$$

Pretože chyby určenia oboch súradníc sú nezávislé, je pravdepodobnosť správneho určenia oboch súradníc rovná súčinu jednotlivých pravdepodobností a pravdepodobnosť chyby vypočítame ako  $P_E = 1 - (1 - P_{E1})(1 - P_{E2}) = P_{E1} + P_{E2} - P_{E1}P_{E2}$ . Ak budeme uvažovať štvorcové usporiadanie signálových bodov ( $J = K = \sqrt{M}$ ), za  $\Delta$  možno dosadiť:

$$\frac{E_S}{T} = \frac{\Delta^2}{24}(J^2 + K^2 - 2) = \frac{\Delta^2}{12}(M-1) \Rightarrow T\Delta^2 = \frac{12 E_S}{M-1}, \quad (8)$$

kde  $E_S$  je stredná hodnota energie signálového bodu.

Pre symbolovú chybovosť M-QAM modulácie (konštelácia signálových bodov – štvorec) potom platí:

$$P_E = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_S}{2N_0} \frac{3}{M-1}}\right) - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{E_S}{2N_0} \frac{3}{M-1}}\right). \quad (9)$$

Tento výraz sa dá zjednodušiť, lebo pre veľký odstup signálu od šumu je druhý člen zanedbateľný a približný vzťah je potom:

$$P_E \cong 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{2N_0} \frac{3}{M-1}} \right), \quad (10)$$

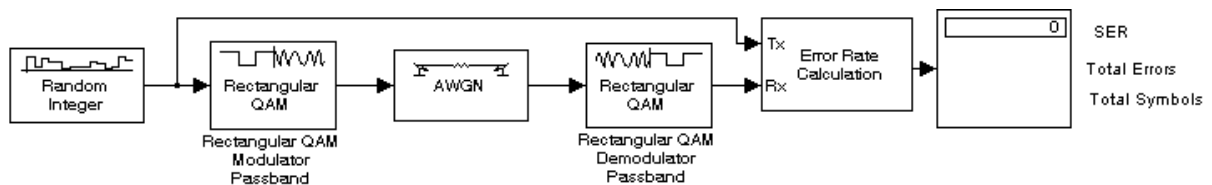
kde  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$  je distribučná funkcia normovaného normálneho rozdelenia .

Z distribučnej funkcie  $Q(x)$  sa dá vypočítať hodnota doplnkovej chybovej funkcie, ktorá sa používa na vyjadrenie pravdepodobnosti chyby a je podľa [2] definovaná integrálom:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt . \quad (11)$$

Doplnková chybová funkcia je implementovaná aj v programovo prostredí Matlab. Možno sa však s ňou stretnúť aj v iných programoch (napr. Mathematica, Derive, MathCAD). V programe Matlab ju možno počítať pomocou funkcie **erfc**.

Simulácia prenosu s použitím M-QAM digitálnej modulácie s nosnou (konštelácia štvorec) bola realizovaná pomocou modelu zobrazeného na obr. 4.



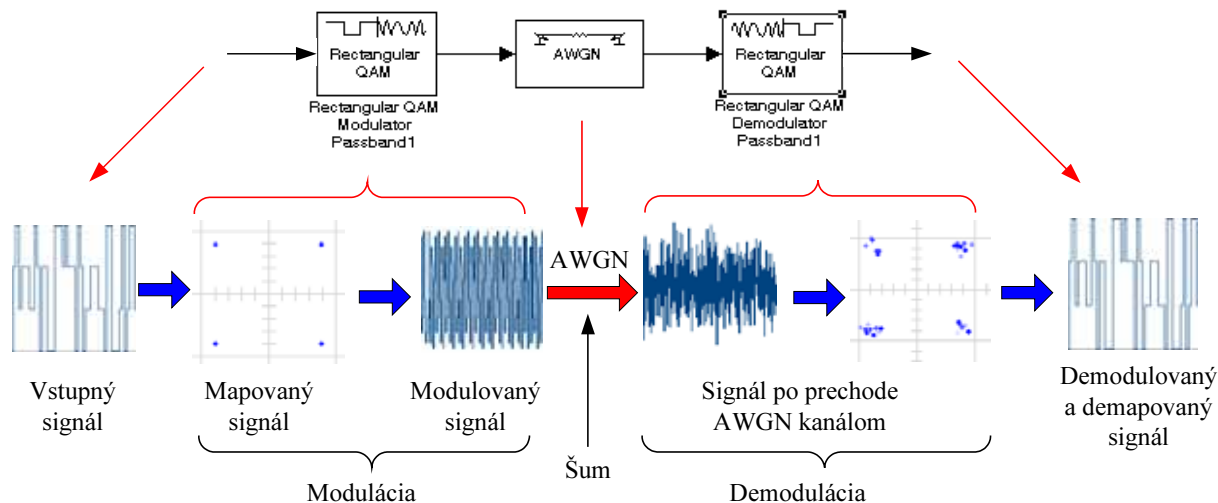
Obr. 4 Model na zistenie pravdepodobnosti chyby M-QAM modulácie

Generátorom náhodných čísel *Random Integer* bola postupne generovaná postupnosť znakov pre bázu  $M = 4, 8, 16, 32$ . Čas trvania jedného znaku bol zvolený 1 ms. Znaky boli modulované na nosnú frekvenciu 3000Hz do štvorcovej konštelácie. V modulátore *Rectangular QAM* bola použitá normalizačná metóda typu priemerný výkon znakov (*Average Power*). Voľbou typu normalizačnej metódy možno ovplyvniť vzdialenosť signálových bodov v konštelácií. Priemerný výkon znakov bol pre každú hodnotu  $M$  stanovený zvlášť podľa (3) pre čas trvania znaku 1 ms (výsledky sú uvedené v tab. 1).

Tab. 1 Výsledky výpočtu priemerného výkonu znakov M-QAM modulácie pre rôzne M

Počet stavov M	4	8	16	32
Priem. výkon P [W]	0.3125	1.3125	5.3125	21.3125

Signál sa po namodulovaní prenášal cez AWGN kanál, ktorý aditívnym bielym šumom vplýva na polohu prenášaných signálových bodov a tým na úspešnosť vyhodnotenia po demodulácií. Grafický priebeh signálu počas prenosu M-QAM modulátorom/demodulátorom ovplyvnený AWGN kanálom možno sledovať na obr. 5.



Obr. 5 Názorný príklad zmien polohy signálových bodov počas procesu modulácie a demodulácie

Na sledovanom názornom príklade je blok „diagramu oka“ zapojený vo funkcii „záznamu konštelačného grafu“ (*Scatter Plot*) pred a po napadnutí signálových bodov šumom. V snahe presne simulovať vzťah (10) sa v dialógovom okne AWGN kanála modelu na obr. 4 použila možnosť ovplyvňovať proces prenosu zmenou parametra  $E_s/N_0$ , čo je pomer energie signálu k spektrálnej výkonovej hustote bieleho šumu. Tento parameter sme menili od 5 – 12 dB s krokom 0,5. Výsledky symbolovej chybovosti po demodulácii určovali v bloku *Error Meter*, ktorý navzájom porovnáva dáta, privádzané na vstup *Tx* (vysielaný signál) a *Rx* (prijímaný signál) a zaznamenali na display. Čas simulácie bol zvolený dostatočne dlhý (1000s, čo odpovedalo  $10^6$  prenesených symbolov), aby výsledky pravdepodobnosti chyby odpovedali štatistickej definícii pravdepodobnosti [6]. Porovnanie výsledkov symbolovej pravdepodobnosti chyby teoretických  $p_{E_{teo}}$  - vypočítaných podľa vzťahu (10) a získaných simuláciou prenosu  $p_{E_{sim}}$  v závislosti od zvyšujúceho stavu M-QAM modulácie (pre  $M = 4, 8, 16, 32$ ) možno sledovať v tab. 3, 4, 5, 6.

Pozn.: Výsledky boli simulované vo formáte „long“, v tabuľkách sú však z dôvodu prehľadnosti uvedené zaokrúhlením na dve desatinné miesta.

Tab. 3 Porovnanie teoretických a simulovaných výsledkov pravdepodobnosti chyby pre  $M = 4$

$E_s/N_0$ [dB]	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,8	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12
$p_{E_{vyp}}$	7,54 E-2	5,96 E-2	4,60 E-2	3,46 E-2	2,52 E-2	1,77 E-2	1,20 E-2	7,80 E-3	4,83 E-3	2,83 E-3	1,57 E-3	8,09 E-4	3,88 E-4	1,71 E-4	6,86 E-5
$p_{E_{sim}}$	7,74 E-2	6,10 E-2	4,75 E-2	3,60 E-2	2,64 E-2	1,88 E-2	1,28 E-2	8,40 E-3	5,32 E-3	3,20 E-3	1,73 E-3	8,63 E-4	4,22 E-4	1,89 E-4	7,80 E-5



Tab. 4 Porovnanie teoretických a simulovaných výsledkov pravdepodobnosti chyby  $M = 8$ 

$E_s/N_0$ [dB]	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12
$P_{Evyp}$	3,16 E-1	2,81 E-1	2,48 E-1	2,15 E-1	1,85 E-1	1,56 E-1	1,29 E-1	1,05 E-1	8,40 E-2	6,55 E-2	4,96 E-2	3,66 E-2	2,61 E-2	1,79 E-2	1,18 E-2
$P_{Esim}$	3,53 E-1	3,24 E-1	2,95 E-1	2,66 E-1	2,38 E-1	2,10 E-1	1,83 E-1	1,56 E-1	1,32 E-1	1,09 E-1	8,80 E-2	6,97 E-2	5,30 E-2	4,03 E-2	2,95 E-2

Tab. 5 Porovnanie teoretických a simulovaných výsledkov pravdepodobnosti chyby pre  $M = 16$ 

$E_s/N_0$ [dB]	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12
$P_{Evyp}$	6,40 E-1	5,99 E-1	5,58 E-1	5,17 E-1	4,75 E-1	4,33 E-1	3,92 E-1	3,51 E-1	3,11 E-1	2,73 E-1	2,36 E-1	2,01 E-1	1,69 E-1	1,39 E-1	1,12 E-1
$P_{Esim}$	5,43 E-1	5,16 E-1	4,87 E-1	4,56 E-1	4,25 E-1	3,93 E-1	3,60 E-1	3,27 E-1	2,94 E-1	2,61 E-1	2,29 E-1	1,97 E-1	1,68 E-1	1,40 E-1	1,14 E-1

Tab. 6 Porovnanie teoretických a simulovaných výsledkov pravdepodobnosti chyby pre  $M = 32$ 

$E_s/N_0$ [dB]	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12
$P_{Evyp}$	9,55 E-1	9,18 E-1	8,81 E-1	8,41 E-1	8,00 E-1	7,58 E-1	7,15 E-1	6,71 E-1	6,27 E-1	5,81 E-1	5,35 E-1	4,90 E-1	4,44 E-1	3,99 E-1	3,55 E-1
$P_{Esim}$	7,29 E-1	7,09 E-1	6,88 E-1	6,65 E-1	6,40 E-1	6,14 E-1	5,86 E-1	5,57 E-1	5,26 E-1	4,94 E-1	4,61 E-1	4,26 E-1	3,91 E-1	3,56 E-1	3,55 E-1

Z výsledkov je zrejmé, že so zvyšovaním počtu stavov  $M$  modulácie a znižovaním požiadaviek na parameter kanála  $E_s/N_0$  sa schopnosť demodulátora správne rozlíšiť prijímané symboly zhoršuje. Modelovaním modulovaného prenosu ovplyvneného bielym šumom sa overili teoretické predpoklady správania zvolenej techniky. Hodnoty symbolovej pravdepodobnosti chyby demodulátora získané realizovaným modelom sú rádovo zhodné s teoreticky vypočítanými.

## ZÁVER

V praxi v mnohých aplikáciách, kde sú použité informačné a komunikačné technológie [7] je nutné zaoberať sa problematikou bezpečnosti prenosu. Bezpečnosť prenosu sa stáva prioritnou v aplikáciách riadenia dopravného procesu (napr. železničného), kde je úroveň integrity používaného systému striktno definovaná normami [7]. Dôležitou úlohou pri stanovení bezpečnosti komunikačného podsystemu je určenie akou mierou bude narušená integrita správ vplyvom šumového komunikačného prostredia, pri použití elementárnych prvkov v komunikačnom prenosovom systéme. Bezpečnosť prenosu je potom definovaná bezpečnosťou jednotlivých prvkov systému. Pri prenose správ cez spojitý oznamovací kanál sú modulačné techniky nevyhnutnou súčasťou tohto celku. Na posúdenie vhodnosti výberu týchto techník sa používa tzv. „rovina pravdepodobnosti chyby“ [5],

ktorej výsledky možno simulovať modelovaním v programovom prostredí Matlab s použitím knižníc pre modulácie – Communications Blocksetu alebo Communications Toolboxu.

*Príspevok súvisí s fakultnou úlohou „Dopravná telematika a nástroje pre zvyšovanie kvality“ č. 46/604 a úlohou VEGA 1/1044/04 „Teoretické podklady pre implementáciu princípov e-safety do inteligentných dopravných systémov“.*

## LITERATÚRA

- [1] ŽALUD, V.: Moderní rádiotechnika, BEN, Praha, 2000, ISBN 80-86056-47-3
- [2] HRDINA, Z.-VEJRAŽKA, F.: Digitální radiová komunikace, ČVUT, Praha, 1994
- [3] FARKAŠ, P.: Kódovanie a modulácie, STU, Bratislava, 1993
- [4] Communications Blockset For Us with Simulink, User'Guide, verzia 2, The Math Work, 2000
- [5] FRANEKOVÁ, M: Modelovanie komunikačných systémov v prostredí Matlab, Communications Toolbox a Simulink, Žilinská univerzita, 2003, ISBN 80-8070-027-3
- [6] PRCHAL, J.: Teorie pravděpodobnosti ve sdělovací technice, NDS, Praha, 1975
- [7] BUBENÍK, P., BUBENÍKOVÁ, E., KORBEL, P., NAGY, P.: Informačné technológie pre podnikovú prax, vysokoškolská učebnica, EDIS ŽU, Žilina 2004
- [8] RÁSTOČNÝ, K., ZAHRADNÍK, J.: Železničné zabezpečovacie systémy – základné štruktúry, AT&P JOURNAL, č. 9/2002, s. 34-37, ISSN 1335-2237

doc. Ing. Mária Franeková, PhD.  
Ing. Peter Cigánek  
KRIS, Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita  
Veľký blok, blok NF  
010 26 Žilina  
Slovensko  
tel.: +421-041-5133346  
email: maria.franekova@fel.utc.sk  
email: peter.ciganek@fel.utc.sk