

Optimalizácia 16-APSK modulácie pre SC-FDMA prenosové systémy

Dupák Denis · Elektrotechnika

03.09.2014



Tento príspevok je zameraný na zlepšenie prenosových vlastností SC-FDMA komunikačných systémov aplikáciou optimálnych 16-APSK modulácií v základnom pásme. V prvej časti práce je definovaná M-APSK modulácia a modely použitých nelineárnych zosilňovačov. V ďalšej časti sú opísané aplikované optimalizačné kritéria, podľa ktorých boli navrhnuté optimálne 16-APSK modulácie pre jednotlivé scenáre. V záverečnej časti článku sú prezentované prevádzkové vlastnosti navrhnutých 16-APSK modulácií optimálnych podľa jednotlivých kritérií optimalizácie pre SC-FDMA komunikačné systémy.

1. Úvod

V súčasnosti prechádzajú bezdrôtové komunikačné systémy rýchlym rozvojom. Poskytovatelia komunikačných služieb, v snahe čo najviac uspokojiť požiadavky zákazníkov, poskytujú okrem telefonického spojenia aj širokú škálu iných služieb (internet, rozhlasový a televízny príjem, atď.). Zavádzanie týchto služieb je však spojené s nárastom požiadaviek na kapacitu komunikačných systémov. Jedným zo základných technologických riešení, ktoré sú v súčasnosti na riešenie tohto problému uvažované, je použitie širokopásmových bezdrôtových prenosových systémov s mnohonásobnými nosnými (MC, z angl. MultiCarrier), ktoré budú pracovať s vysokou energetickou (výkonovou) a spektrálnou účinnosťou[1].

V súčasnosti sú v praxi zavádzané mobilné komunikačné systémy 4. generácie, medzi ktoré patrí štandard LTE (z angl. Long Term Evolution) [2]. Tento štandard sa využíva na dve základné mnohoúčastnícke prístupy k prenosovému kanálu. Pre smer od základňovej stanice k účastníkovi (downlink) je použitá OFDMA (z angl. Orthogonal Frequency-division Multiple Access). Pre opačný smer (uplink) je v LTE definovaná metóda SC-FDMA (z angl. Single Carrier Frequency-division Multiple Access).

Zásadnou nevýhodou OFDM a SC-FDMA systémov je veľký pomer špičkového a priemerného výkonu signálu (PAPR, z angl. Peak to average power ratio), čo sa prejavuje značnou dynamikou fluktuácie obálky signálu. Tento efekt má za následok to, že koncové výkonové zosilňovače (HPA, z angl. High power amplifier) pracujú v nelineárnych častiach prenosových charakteristík, a tým dochádza k nelineárnemu skresleniu vysielaného signálu. Takáto degradácia vysielaného signálu sa prejavuje

narastajúcou bitovou chybovosťou (BER, z angl. Bit error rate), ako aj vyžarovaním energie signálu do susedných frekvenčných pásiem [3].

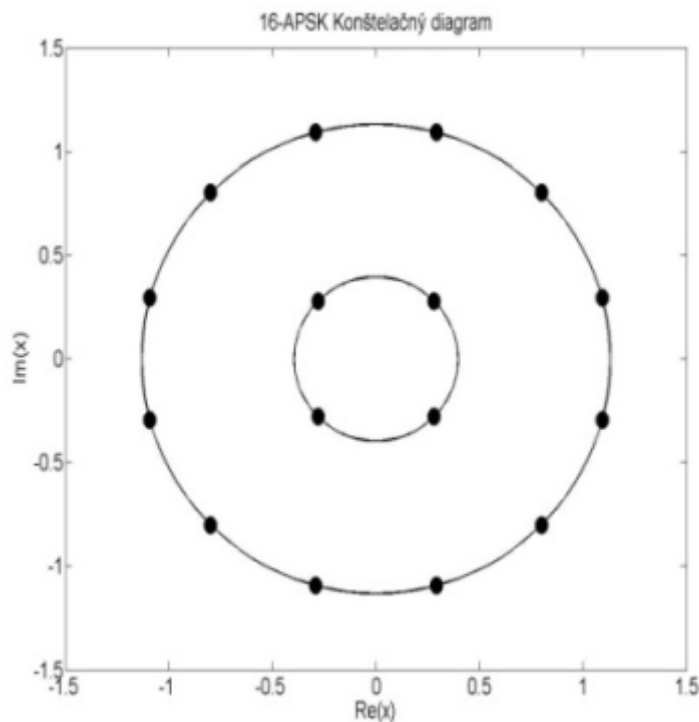
Jedným z možných riešení ako znížiť dynamiku fluktuácie obálky SC-FDMA signálu je použitie vhodných modulácií v základnom pásme. Ako inšpiratívne riešenie v tomto prípade môže byť metodológia použitá v DVB-S2, kde bola ako modulácia v základnom pásme použitá 32-APSK modulácia. S cieľom zlepšiť prevádzkové vlastnosti SC-FDMA prenosových systémov s nelineárnymi HPA budeme sa v tejto práci zaoberať použitím optimálnych 16-APSK modulácií v týchto systémoch.

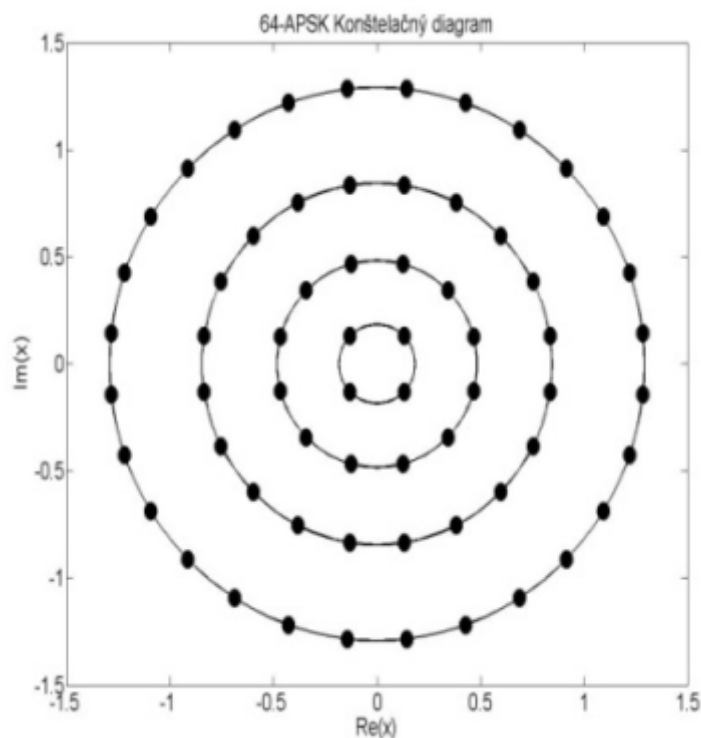
2. Definícia M-APSK

Konšteláčny diagram M-APSK modulácie je tvorený množinou bodov, ktoré sú lokalizované na N_R kružniciach (vo vzťahu ako $kr.$). Jednotlivé body sú lokalizované tak, že platia pre nich nasledujúce vzťahy [4]:

$$X = \begin{cases} r_1 \exp[j((2\pi/n_1)i + \theta_1)] & i = 0, \dots, n_1 - 1 & kr. l = 1 \\ r_2 \exp[j((2\pi/n_2)i + \theta_2)] & i = 0, \dots, n_2 - 1 & kr. l = 2 \\ M & M & M \\ r_{N_R} \exp[j((2\pi/n_{N_R})i + \theta_{N_R})] & i = 0, \dots, n_{N_R} - 1 & kr. l = N_R \end{cases} \quad (1)$$

kde n_i je počet bodov konštelácie ležiacich na l -tej kružnici, r_i je polomer l -tej kružnice a θ_i je relatívny fázový posun pre l -tú kružnicu ($l = 1, \dots, N_R$). Takéto konštelácie sú označované ako $n_1 + n_2 + \dots + n_{N_R}$ -APSK, kde $n_1 + n_2 + \dots + n_{N_R} = M$ [5]. Príklady konšteláčnych diagramov 16-APSK a 64-APSK sú zobrazené na obr.1.





Obr.1 Konšteláčny diagram 16-APSK modulácie a 64-APSK modulácie

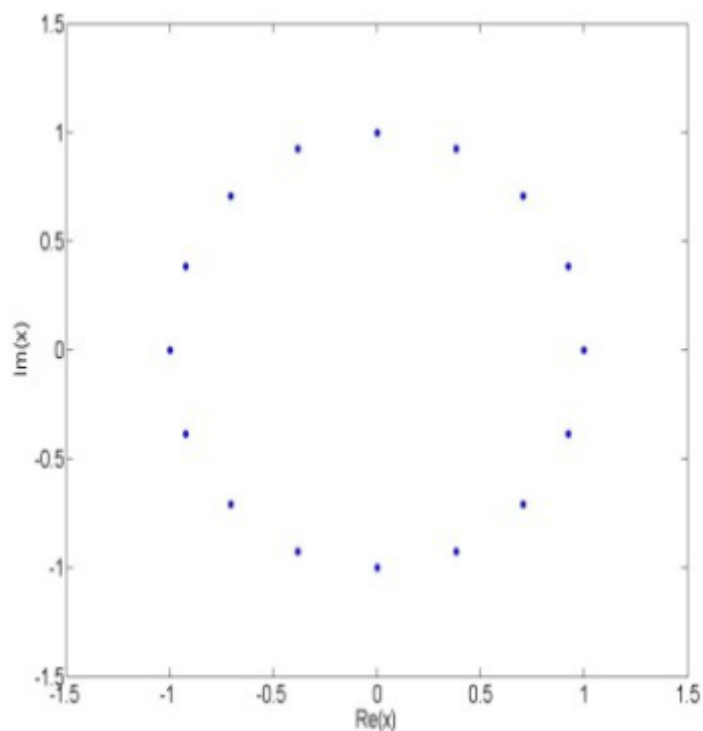
3. Analýza modulácií pre prípad nelineárnych kanálov

S cieľom identifikovania vhodných alternatívnych modulácií pre SC-FDMA komunikačné systémy sa v tejto časti budeme zaoberať 16-PSK a 16-QAM moduláciami. V ďalšej analýze sa budeme zaoberať vyšetrením vplyvu AWGN a nelineárneho skreslenia na 16-PSK SC-FDMA a 16-QAM SC-FDMA systémy. Keďže 16-PSK je modulácia s konštantnou obálkou signálu, je pravdepodobné, že 16-PSK modulácia bude v SC-FDMA prenosových systémoch menej citlivá na nelinearitu ako 16-QAM modulácia, ktorej obálka nie je konštantná. Naopak citlivosť 16-PSK modulácie na AWGN by mala byť väčšia ako v prípade 16-QAM modulácie, pretože Euklidovská vzdialenosť medzi konšteláčnymi symbolmi 16-PSK modulácie je menšia ako pri 16-QAM modulácii.

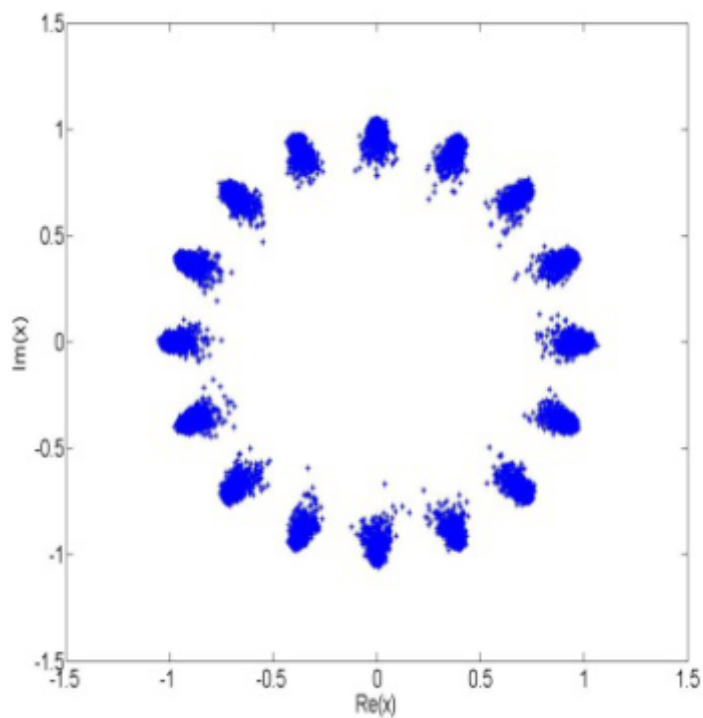
Konšteláčne diagramy 16-PSK modulácie a 16-QAM modulácie sú na obr.2a a obr.3a. Konšteláčne diagramy sú normované tak, že priemerný výkon dátového symbolu je rovný 1. Všetky konšteláčne symboly, ktorých výkon je rovnaký, budú ležať na kružnici so stredom v počiatku súradnicovej sústavy s polomerom r , kde r^2 je výkon konšteláčného symbolu. Z obr.2a vidíme, že všetky komplexné dátové symboly 16-PSK sú rozložené na kružnici. Vzhľadom na to je zrejmé, že výkon všetkých symbolov 16-PSK modulácie je rovnaký. Z obr.3a je možné pozorovať, že výkony symbolov 16-QAM modulácie sú rôzne v závislosti od vzdialenosti symbolov od počiatku súradnicovej sústavy. Z uvedeného je zrejmé, že výkony symbolov pre 16-QAM moduláciu v porovnaní s výkonmi symbolov M-PSK modulácie sa menia. Táto zmena výkonov vysielaných dátových symbolov má nežiadúci vplyv na chybovosť SC-FDMA prenosového systému.

Z uvedených obrázkov možno pozorovať, že jednotlivé symboly na výstupe tejto časti prenosového reťazca už nie sú umiestnené v presných pozíciách bodov konšteláčného

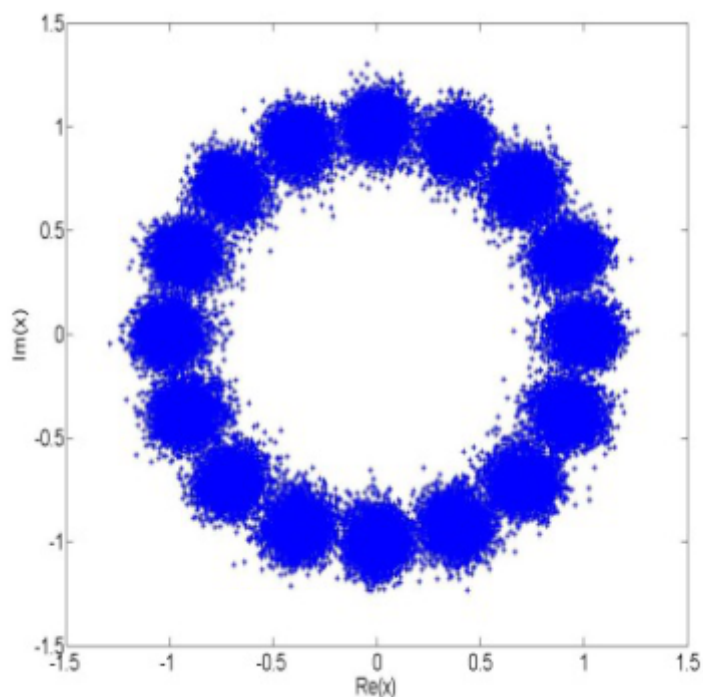
diagramu, ale pretože dochádza k nelineárnemu skresleniu signálu, sú z týchto pozícií vychýlené. Ak je toto vychýlenie dostatočne veľké, dochádza k tomu, že Euklidovská vzdialenosť vychýleného symbolu od pôvodného bodu konšteláčného diagramu je väčšia ako Euklidovská vzdialenosť k susednému bodu konštelácie, čo spôsobí chybnú detekciu v prijímači. Porovnaním modulácií 16-PSK a 16-QAM na obr.2b a obr.2b je možné pozorovať, že nelineárne skreslené 16-PSK symboly na výstupe SC-FDMA demodulátora v prijímači sú pri použití rovnakého modelu HPA vychýlené menej ako 16-QAM SC-FDMA symboly.



(a)

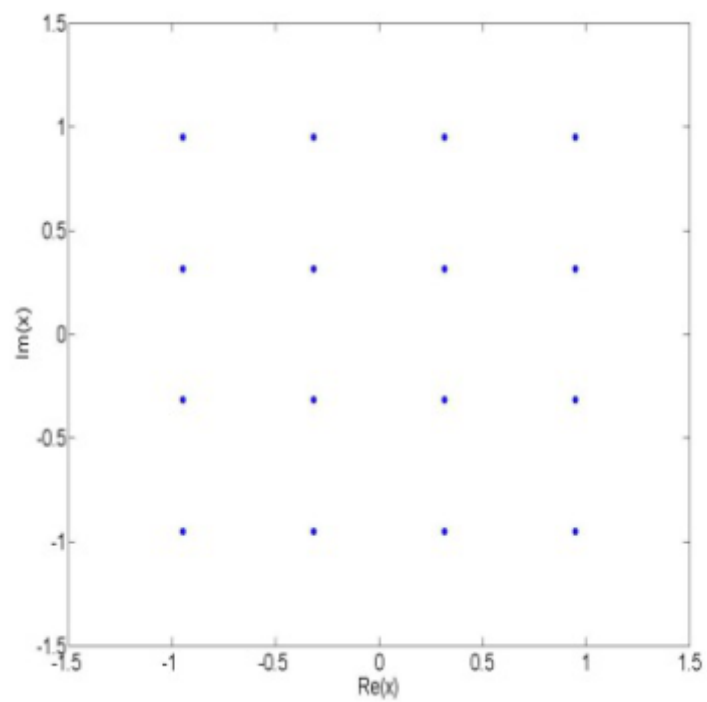


(b)

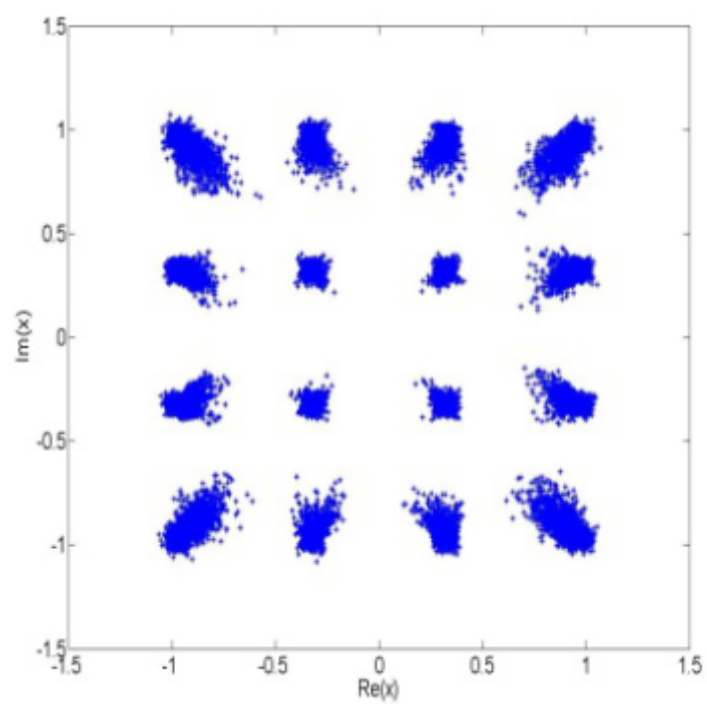


(c)

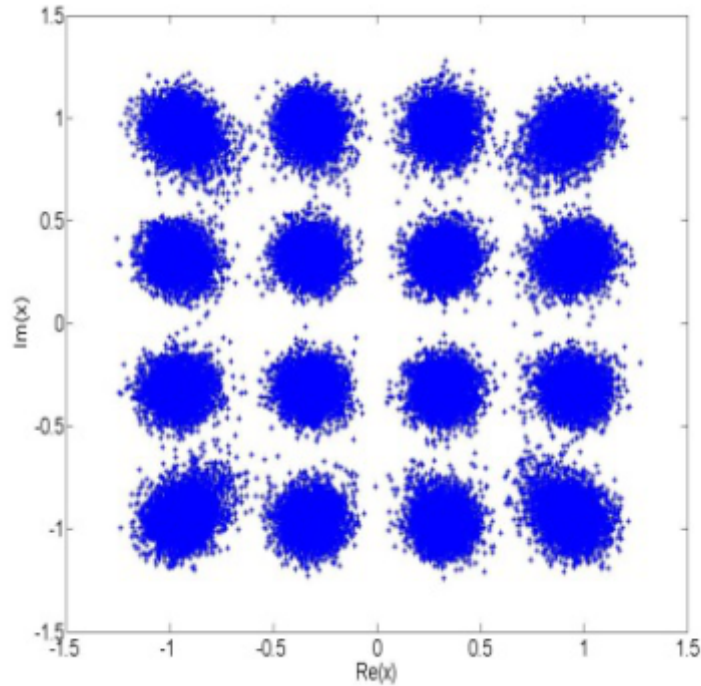
Obr. 2 a) konštruktívny diagram 16-PSK modulácie b) zobrazenie 16-PSK symbolov na výstupe SC-FDMA demodulátora v prijímači. Model HPA: Soft Limit s IBO=2 dB c) zobrazenie nelineárne skreslených a zašumených 16-PSK symbolov na výstupe SC-FDMA demodulátora v prijímači. Model HPA: Soft Limit, IBO=2 dB a AWGN $E_b/N_0=15$ dB



(a)



(b)



(c)

Obr. 3 a) konštruktívny diagram 16-QAM modulácie b) zobrazenie 16-PSK symbolov na výstupe SC-FDMA demodulátora v prijímači. Model HPA: Soft Limit, IBO=2 dB c) zobrazenie nelineárne skreslených a zašumených 16-QAM symbolov na výstupe SC-FDMA demodulátora v prijímači. Model HPA: Soft Limit, IBO=2 dB a AWGN $E_b/N_0=15dB$

4. Špecifikácia optimalizačných kritérií

4.1 Kritérium maximalizácie MED

Ako bolo spomínané v predchádzajúcej stati, citlivosť modulácií v základnom pásme na AWGN vzrastá so znižujúcou sa Euklidovskou vzdialenosťou medzi všetkými možnými dvojicami konštruktívnych symbolmi. Túto citlivosť možno redukovať navrhnutím takej konštruktívnej, v ktorej bude Euklidovská vzdialenosť medzi všetkými možnými dvojicami konštruktívnych symbolov čo najväčšia. Pre minimálnu Euklidovskú vzdialenosť δ_{min} medzi všetkými možnými dvojicami bodov konštruktívnej potom platí:

$$f_{MED}(X) = \delta_{min} = \min_{i \neq k} \{ \min_{i \neq k} |a_i - a_k| \} \quad (2)$$

Vychádzajúc zo vzťahu (2) možno kritérium maximálnej minimálnej Euklidovskej vzdialenosti vyjadriť matematicky takto:

$$\max_{\rho, \theta} \{ \min_{i \neq k} \{ \delta_{min}^i \} \} \quad (3)$$

kde sa maximalizuje MED výberom parametrov ρ a θ , ktoré špecifikujú rozloženie bodov konštruktívneho diagramu M-APSK modulácie v signálovom priestore.[6].

4.2 Kritérium maximalizácie MI

Vychádzajúc z [7] a [8] bolo ukázané, že pre vzájomnú mieru informácie príslušnej

signálovej konštelácie χ platí:

$$f_{MI}(\chi) = \log_2 N - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E \left\{ \log_2 \sum_{i=0}^{N-1} \exp \left[-\frac{E_s}{N_0} (|a_k + w - a_i|^2 - |w|^2) \right] \right\} \quad (4)$$

kde $E\{\}$ je operátor strednej hodnoty, E_s je energia symbolu, a_i a a_k sú symboly konštelácie, N je počet stavov modulácie a w je šum s normálnym rozdelením hustoty pravdepodobnosti a spektrálnou výkonovou hustotou N_0 [7]. Maximalizáciou vzťahu (5.6) dostávame optimalizačné kritérium pre návrh konštelácie definované vzťahom:

$$\max_{\rho, \phi} \{f(\chi)\} \quad (5)$$

4.3 Kritérium minimalizácie BER

BER prenosového systému je definovaná jako pravdepodobnosť toho, že bit nie je správne prijatý. Odhad BER možno vyjadriť ako:

$$f_{BER}(\chi) = BER(\chi) = \frac{N_{err}}{N_{Tx}} \quad (6)$$

kde N_{err} je počet chybné detekovaných bitov v prijímači a N_{Tx} je celkový počet vyslaných bitov. Na základe vzťahu (6) je možné zformulovať kritérium optimalizácie M-APSK modulácie vyjadrené vzťahom:

$$\min_{\rho, \theta} (BER) \quad (7)$$

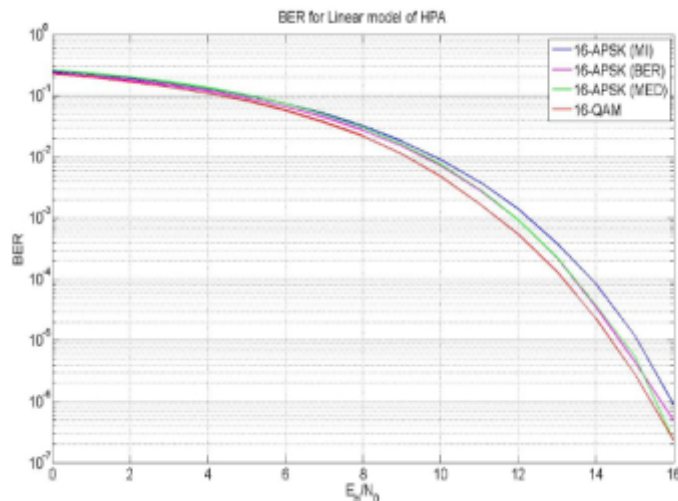
podfaktoréhosavolia parametre ρ a θ tak, že sa minimalizuje bitová chybovosť pre daný pomer E_b/N_0 .

5. Zhodnotenie výsledkov optimalizačného procesu

V tejto časti práce budú analyzované prevádzkové vlastnosti SC-FDMA prenosových systémov z hľadiska BER, v ktorých budú použité optimálne 16-APSK navrhnuté v predchádzajúcich statiach práce. V tejto časti budeme na základe zvoleného optimalizačného kritéria používať tri rôzne optimálne 16-APSK, ktoré budeme rozlišovať označením optimalizačného kritéria v zátvorke (16-APSK (MED), 16-APSK(MI), 16-APSK(BER)).

5.1 Lineárny model HPA

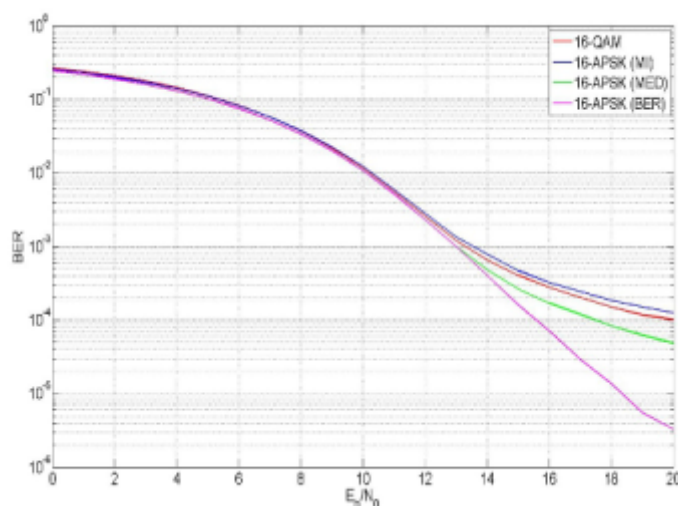
Na obr.4 je znázornený prehľad chybovostí optimálnych 16-APSK (BER,MI,MED) SC-FDMA a 16-QAM SC-FDMA pri použití lineárneho modelu HPA. Tak ako bolo predpokladané, najnižšiu bitovú chybovosť vykazuje 16-QAM SC-FDMA systém. Bitová chybovosť 16-APSK (MED) a 16-APSK (BER) je približne rovnaká pre všetky hodnoty E_b/N_0



Obr. 4 BER SC-FDMA pri použití optimálnych 16-APSK (BER), 16-APSK (MI), 16-APSK (MED) a 16-QAM modulácií. Model HPA: lineárny model

5.2 Soft Limit model HPA

Na obr.5 sú znázornené BER krivky SC-FDMA penosového systému pri použití 16-APSK (BER,MI,MED) a 16-QAM modulácií. V tomto prípade bol použitý Soft Limit model HPA, IBO=2 dB. Ako je možné pozorovať z obr.5, aplikáciou 16-APSK (BER) bolo dosiahnuté výrazné zlepšenie bitovej chybovosti SC-FDMA systému. Zlepšenie BER 16-APSK (BER) modulácie v porovnaní s 16-QAM moduláciou je 4dB pri chybovosti 10^{-4} . V prípade použitia optimálnej 16-APSK (MED) bolo dosiahnuté zníženie chybovosti v porovnaní s 16-QAM, avšak nie natolko výrazné ako pri 16-APSK (BER). Optimálna 16-APSK (MI) vykazuje v porovnaní s 16-QAM väčšiu chybovosť, čo je spôsobené veľkými hodnotami Přeřerov polomerov kružníc $\rho = r_2/r_1$ optimálnej 16-APSK (MI).

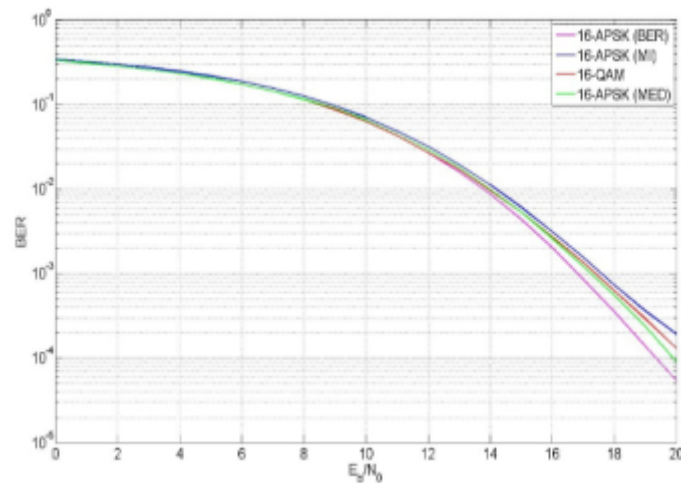


Obr. 5: BER SC-FDMA pri použití optimálnych 16-APSK (BER), 16-APSK (MI), 16-APSK (MED) a 16-QAM modulácií. Model HPA: Soft Limit model, IBO=2 dB

5.3 Rappov model HPA

Na obr.6 sú znázornené BER krivky 16-APSK (BER,MI,MED) a 16-QAM SC-FDMA systémov v nelineárnom kanáli typu Rapp, IBO=2 dB. Najnižšiu BER vykazuje 16-

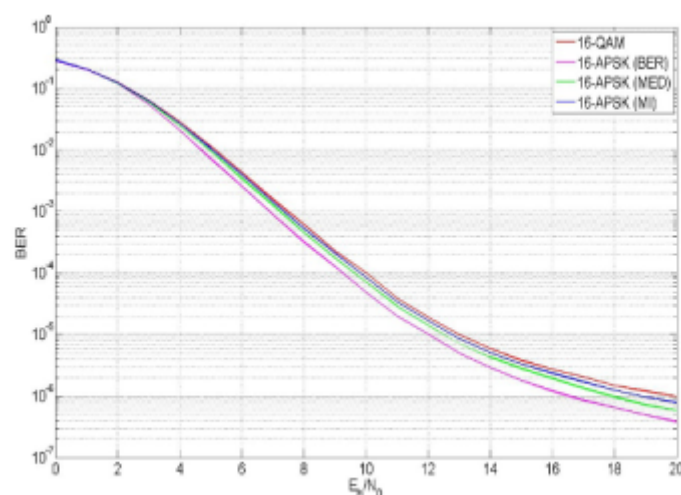
APSK (BER) SC-FDMA systém. Mierne zlepšenie chybovosti možno dosiahnuť aj použitím 16-APSK (MED) modulácie. Chybovosť 16-APSK (MI) SC-FDMA je aj v tomto prípade väčšia ako chybovosť 16-QAM SC-FDMA systému.



Obr. 6: BER SC-FDMA pri použití optimálnych 16-APSK (BER), 16-APSK (MI), 16-APSK (MED) a 16-QAM modulácií. Model HPA: Rappov model, IBO=2 dB

5.4 Salehov model HPA

Na obr.7 sú znázornené BER krivky SC-FDMA prenosového systému pri použití optimálnych 16-APSK (BER,MI,MED) a 16-QAM modulácií. Pre tento scenár bol použitý Salehov model HPA, IBO=2 dB. Z obr.7 je možné pozorovať, že najmenšiu chybovosť vykazuje 16-APSK (BER) SC-FDMA systém. Aj v tomto prípade sa neosvedčila aplikácia optimálnych 16-APSK (MED) a 16-APSK (MI), pričom použitím týchto modulácií v SC-FDMA prenosovom systéme bolo dosiahnuté iba mierne zlepšenie chybovosti SC-FDMA systému.

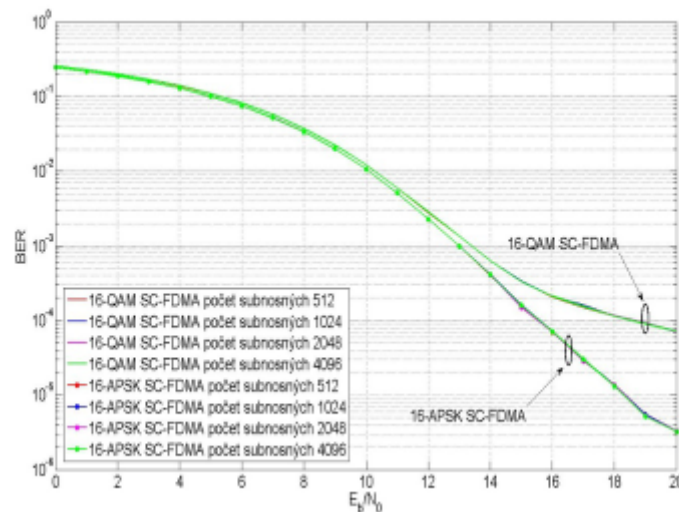


Obr. 7: BER SC-FDMA pri použití optimálnych 16-APSK (BER), 16-APSK (MI), 16-APSK (MED) a 16-QAM modulácií. Model HPA: Salehov model, IBO=2 dB, konvolučnýkóder 2/3

5.5 Optimálne modulácie pre rôzny počet subnosných

Optimalizačný proces bol vykonávaný za presne stanovených podmienok SC-FDMA

penosového systému. S cieľom zistiť vlastnosti navrhnutej optimálnej 16-APSK modulácie v SC-FDMA systémoch s odlišnými nastaveniami, bola vykonaná analýza optimálnych 16-APSK SC-FDMA systémov s rôznym počtom subnosných.



Obr. 8: BER 16-APSK SC-FDMA a 16-QAM SC-FDMA s rôznym počtom subnosných.
Model HPA: Soft Limit, IBO=2 dB

Na obr.8 sú znázornené BER krivky optimálnych 16-APSK SC-FDMA a 16-QAM SC-FDMA prenosových systémov. Chybovosť 16-QAM SC-FDMA je vo všetkých prípadoch rovnaká, čo potvrdzuje všeobecne známou vlastnosť SC-FDMA systémov, a to, že chybovosť SC-FDMA systému sa pri zmene počtu subnosných nemení. Z obr.8 možno pozorovať, že pri použití optimálnych 16-APSK je táto vlastnosť SC-FDMA systémov zachovaná a BER 16-APSK SC-FDMA je tiež rovnaká pre rôzne počty subnosných. Toto zistenie je z hľadiska použitia optimálnych 16-APSK modulácií veľmi dôležité, keďže aplikácia navrhnutých optimálnych 16-APSK modulácií nie je striktné obmedzená na SC-FDMA prenosové systémy s 512 subnosnými, ktoré boli použité v optimalizačných procesoch.

6. Záver

Navrhnuté optimálne 16-APSK vykazujú lepšie prevádzkové vlastnosti v porovnaní s 16-QAM moduláciou pre SC-FDMA prenosové systémy, ak bol použitý nelineárny model HPA. V prípade lineárneho modelu HPA síce 16-QAM dosahuje nižšiu bitovú chybovosť ako optimálne 16-APSK modulácie, ale v praxi situácia, kde je prevodová charakteristika HPA lineárna, v podstate nenastáva. Z tohto dôvodu je pre praktické použitie výhodné aplikovať optimálne 16-APSK modulácie do prenosového reťazca SC-FDMA systému. Keďže optimalizačný proces bol vykonaný takým spôsobom, že boli navrhnuté optimálne 16-APSK modulácie pre zvolený model HPA a stanovený pomer E_b/N_0 , tak vhodným spôsobom pre implementáciu optimálnych 16-APSK modulácií do praxe je adaptívna 16-APSK modulácia, ktorá by na základe získaných informácií o aktuálnom stave v prenosovom kanáli vybrala optimálnu 16-APSK moduláciu pre tento stav.

Zoznam použitej literatúry

1. Hara, S., Prasad, R.: Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Boston:

-
- ArtechHouse, 2003.
2. 3GPP TSG RAN WG1, TDoc R1-060023, Cubic Metric in 3GPP-LTE, Jan. 2006
 3. Herraiz, D.M.: On OFDM-based multicarrier communication systems with low sensitivity to nonlinear amplification, Thesis for the Advanced Studies Diploma. Barcelona: Ramon Llull University, 2006
 4. Liolis, K.P., Alagha, N.S.: On 64-APSK constellation design optimization. In: Signal Processing for Space Communications, 2008. SPSC 2008. 10th International Workshop, 6-8 Oct. 2008, pp. 1,7.
 5. Liolis, K. P. et al.: Amplitude PhaseShift Keying Constellation Design and its Applications to Satellite Digital Video Broadcasting. In: DE RANGO, Floriano: Digital Video. Croatia : Intech, February 2010, p. 425-452.
 6. Ungerboeck, G.: Channelcoding with multilevel phase signals. IEEE Transactions on Information Theory , vol. 28, no.1, 1982, pp. 55-67.
 7. Shannon, C.E.: Communication in the Presenceof Noise, Classic Paper1948.
 8. Gaudenzi, R.De., Fabegas, A.G. and Matinez, A.: Performance Analysisof Turbo-Coded APSK Modulations over Nonlinear Satellite Channels. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 9, 2006.
-

Spoluautorom článku je Dušan Kocur
