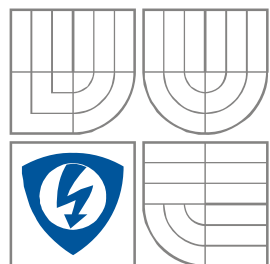


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ČÍSLICOVÉ PŘEDZKRESLOVAČE PRO LINEARIZACI ZESILOVAČŮ

DIGITAL PREDISTORTERS FOR AMPLIFIER LINEARIZATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Miroslav Kroužil

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR
BRNO, 2008

Ing. Roman Maršálek, Ph. D.

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Miroslav Kroužil
Bytem: Na Kopci 366, Kouřim, 281 61
Narozen/a (datum a místo): 11. června 1982 v Kolíně

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací
technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
 - ☒ diplomová práce
 - ☐ bakalářská práce
 - ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Číslicové předzkreslovače pro linearizaci zesilovačů

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Roman Maršálek, Ph. D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli* :

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

* hodící se zaškrtněte

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 30. května 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato práce popisuje číslicové předzkreslení v základním pásmu užitě pro linearizaci zesilovačů. Nelinearita je jednou z nevýhod výkonových zesilovačů a její redukce je z mnoha ohledů užitečná. Práce popisuje chování systému, který obsahuje: Zdroj dat, reprezentovaný modulátorem QPSK nebo OFDM, předzkreslovač, výkonový zesilovač (model nelinearity) a výpočet nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače. Systém je simulován v prostředí MATLAB a Xilinx (simulační program ModelSim). V závěru práce jsou výsledky porovnány, popsány a komentovány.

Klíčová slova

Předzkreslení, základní pásmo, QPSK, OFDM, zesilovače, MATLAB, Xilinx, ModelSim

Abstract

In this work I describe digital predistortion in baseband used for amplifier linearization. Non-linearity is one of the worst disadvantages of Power amplifiers and decreasing of its is useful from many reasons. Work examines system which contains: Data source, which is represented by QPSK or OFDM modulator, predistorter, Power amplifier (model of non-linearity) and unit used to update coefficients for predistorter adaptation. System is simulated in MATLAB and Xilinx (simulation by ModelSim). Results are compared, described and commented.

Keywords

Predistortion, baseband, QPSK, OFDM, Amplifiers, MATLAB, Xilinx, ModelSim

KROUŽIL, M. *Číslicové předzkreslovače pro linearizaci zesilovačů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 43 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Číslicové předzkreslovače pro linearizaci zesilovačů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Maršálkovi, Ph. D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	9
2.	Modelování nelinearit zesilovačů.....	11
2.1	Ideální přenosová charakteristika.....	11
2.2	AM/AM a AM/PM konverze v nelineárních zesilovačích.....	11
2.3	Model nelinearity bez paměti (statický).....	11
2.4	Měření AM/AM a AM/PM charakteristik	12
2.5	Polární forma vyjádření zápisu modelu nelinearity bez paměti.....	12
2.6	Vliv AM/AM a AM/PM konverze na digitálně modulované signály.....	15
2.7	Kartézská forma popisu nelineárního modelu zesilovače bez paměti.....	15
2.8	Aproximace nelineárního modelu bez paměti.....	16
3.	Projevy chyb kvadraturního modulátoru a demodulátoru na adaptivním digitálním předzkreslovači pro linearizaci zesilovačů.....	17
3.1	Předzkreslovač	18
3.2	Algoritmus.....	19
4.	Nový přístup k digitálním předzkreslovačům využívajícím tabulku koeficientů LUT ...	20
4.1	Adaptivní předzkreslení	20
4.2	Adaptivní digitální předzkreslení Postdistortion.....	20
4.3	Shrnutí metod užitých pro předzkreslení	21
5.	Realizace v prostředí MATLAB	22
6.	Grafické výstupy.....	23
7.	Realizace v prostředí Xilinx.....	27
8.	Zhodnocení a porovnání výsledků MATLAB/Xilinx (ModelSim).....	33
9.	Závěr.....	39
10.	Dodatek k textu	40
11.	Obsah příloženého CD	42
12.	Literatura, odkazy.....	43

1. Úvod

Výkonové zesilovače (*PA – Power Amplifier*) naleznou užití tam, kde je třeba dodat signál velkého výkonu s určitou šířkou frekvenčního pásma, hlavně v koncových stupních různých systémů (dělených nízkofrekvenčních zesilovačů, vysílačů), dále v násobičkách, modulátorech, směšovačích... Mezi jejich nejdůležitější parametry patří **výkon výstupního signálu** (obvykle 1. harmonická P_1) a **účinnost** η . Hodnota výkonu výstupního signálu, stejně jako hodnoty výstupních proudů a napětí (na nichž je závislá), se blíží limitním hodnotám použitých aktivních a pasivních prvků. Dalším parametrem výkonových zesilovačů je již zmiňovaná účinnost η , dosahující vysokých hodnot.

Výkonové zesilovače se ale nevyznačují jen výše zmiňovanými žádoucími parametry, ale i parametry nežádoucími, které se snažíme v co nejvyšší míře eliminovat. Mezi tyto negativní parametry patří hlavně pro výkonové zesilovače typické vysoké **zkreslení** výstupního signálu. Zkreslení je ve větší či menší míře vlastností každého *skutečného* výkonového zesilovače a ve zjednodušeném pojetí způsobuje, že se vstupní a výstupní signál odlišují nejen svojí velikostí.

U analogových zesilovačů ve třídě B je příčinou zkreslení *prahové napětí* komplementárně zapojených koncových prvků (výkonových tranzistorů). Komplementární zapojení v tomto případě znamená, že zesilovač je osazen dvojicí výkonových prvků, z nichž každý zesiluje jednu půlvlnu vstupního signálu. Potud by bylo vše bez problémů. Problém nastává v blízkém okolí nuly, kde se uplatňuje zmíněné prahové napětí polovodičů (pro křemíkový bipolární tranzistor je toto napětí přibližně rovno $U_p \approx 0,6V$).

Předzkreslení (*predistortion*) představuje jednu z možných forem linearizace nelineární přenosové charakteristiky výkonového zesilovače. Spočívá ve vytvoření předzkreslujícího průběhu, který je inverzní k nelineární přenosové charakteristice vlastního zesilovače. Pro vytvoření předzkreslujícího průběhu se používá zvláštní blok – *předzkreslovač*. Předzkreslovač je umístěn *před*^{*)} vlastním výkonovým zesilovačem. Hlavní požadavek na předzkreslovač spočívá v optimálním doplnění nelineární přenosové charakteristiky zesilovače tak, aby se výsledný průběh této charakteristiky co nejvíce přibližoval lineárnímu.

Předzkreslovač je jeden ze samostatných bloků komunikačního řetězce a podle jeho umístění v komunikačním řetězci rozeznáváme:

1. Předzkreslení v radiovém pásmu RF (*RF predistortion*) – úprava přenosové charakteristiky.
2. Předzkreslení v mezifrekvenčním pásmu IF (*IF predistortion*) – úprava přenosové charakteristiky na vhodně volené frekvenci.
3. Předzkreslení v základním pásmu (*Baseband predistortion*) – využití najde v digitálních signálových procesorech (DSP), dnes aktuální. Spočívá v podrobném obsáhlém „souboru“ váhovaných parametrů *zesílení/zisk* (*gain*) a *fázový posun* (*phase*). Tabulka hodnot těchto parametrů je součástí procesoru a konkrétně ovlivňuje přenosovou charakteristiku předzkreslovače. Používá se *před* D/A převodem.
4. Adaptivní předzkreslení v základním pásmu (*Adaptive Baseband predistortion*) – dokonalejší modifikace systému z bodu 3. Soubor koeficientů *gain* a *phase* již není fixní, ale využívá se zde *zpětné vazby* (*feedback*), která tyto koeficienty adaptivně mění (aktualizuje), na základě již vytvořeného (zpracovaného) signálu a aktuálního průběhu jeho přenosové charakteristiky. Tato technika samozřejmě poskytuje lepší výsledky, je ale náročnější na návrh a realizaci a dražší.

*) Alternativou jsou zapojení *postdistortion*, které se zařazují *za* PA.

Základní vztah pro proces předzkreslení:

$$F\{\beta(V_i)\} = A \quad (1)$$

$\beta(V_i)$ je „předzkreslující“ funkce, která matematicky vyjadřuje invertovanou nelineární přenosovou charakteristiku zesilovače. Tato funkce upravuje vstupní signál $F(\alpha)$ tak, aby po průchodu výkonovým zesilovačem zůstal s dostatečnou přesností lineární.



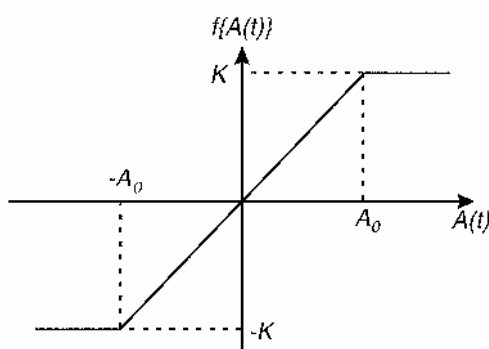
Obr. 1: Základní schéma výkonového zesilovače s předzkreslovačem.

2. Modelování nelinearit zesilovačů

2.1 Ideální přenosová charakteristika

Model ideálního lineárního zesilovače (s ideální přenosovou charakteristikou) může být popsán lineární přenosovou charakteristikou. Přenosová funkce je poté dána vztahem:

$$f\{A(t)\} = \begin{cases} A(t) & \forall |A(t)| \leq A_0 \\ K & \forall |A(t)| > A_0 \end{cases} \quad (2)$$



Obr. 2: Charakteristika pro model ideálně lineárního zesilovače.

2.2 AM/AM a AM/PM konverze v nelineárních zesilovačích

Amplitudovou nelinearitou rozumíme nelineární závislost výstupního výkonu (a tedy i napětí a proudů) na vstupním. Amplitudová nelinearita je ve větší či menší míře vlastností všech *skutečných* zesilovačů. Často je popisována konverzní charakteristikou AM/AM (nelinearita amplitudy). V ideálním zesilovači fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem zesilovače $\varphi(\omega) = \varphi(\omega)_{\text{výst}} - \varphi(\omega)_{\text{vst}}$ vykazuje v uvažovaném kmitočtovém pásmu lineární pokles s rostoucím kmitočtem. Jakákoliv odchylka lineárního poklesu fázového posuvu (zpoždování či předbírání) charakterizuje přítomnost fázového zkreslení, jehož popis je možný užitím druhé konverzní charakteristiky AM/PM (změna fáze, vyvolaná zesilovačem).

Konverzní charakteristiky AM/AM a AM/PM mohou být v *kartézském* (I, Q) nebo *polárním* (amplituda, fáze) tvaru.

2.3 Model nelinearity bez paměti (statický)

Předpokládáme, že výkonový zesilovač PA nemá paměťový charakter (výstup zesilovače je v každém časovém okamžiku vždy jen funkce vstupního signálu). Modelování je možné zjednodušit analýzou signálu a jeho zkreslení pouze v oblasti první harmonické.

Předpokládejme, že zesilovač je buzen harmonickým signálem, jehož nosná odpovídá proměnné $P_{in}(t)$. Definujme modulační signál:

$$M(t) = A_M \cdot \cos(\omega_M t) \quad (3)$$

Fázi můžeme u ideálního zesilovače, buzeného signálem s harmonickým průběhem, vyjádřit:

$$\phi(P_{in}(t)) = K_\phi, \quad (4)$$

kde K_ϕ je konstanta.

Popis AM/PM konverze u skutečného zesilovače již zdaleka není tak triviální a zahrnuje několik dalších proměnných. AM/PM konverze se v tomto případě vyjadřuje s využitím Besselových funkcí [1].

Spektrum signálu (grafické zobrazení závislosti amplitudy signálu na frekvenci f , resp. úhlové frekvenci ω) obsahuje fázově modulovanou nosnou, sinusový modulační signál, složky intermodulačního zkreslení IMD (*intermodulation distortion*)*¹).

Skutečný zesilovač je vždy zatížen oběma výše zmíněnými typy nelinearit; to se projeví asymetrií složek intermodulačního zkreslení; IMD složky, které jsou výsledkem AM/AM konverze jsou vzájemně ve fázi, zatímco IMD složky, které jsou výsledkem AM/PM konverze jsou vzájemně v protifázi.

2.4 Měření AM/AM a AM/PM charakteristik

Konvenční metoda analýzy AM/AM a AM/PM charakteristik spočívá ve využití vektorového analyzátoru (*vector network analyser*); pro samostatné měření AM/AM postačí skalární analyzátor (*scalar network analyzer*)*²).

2.5 Polární forma vyjádření zápisu modelu nelinearity bez paměti

Kapitola 2.5. využívá informačního pramenu [1].

Uvažujme části nelinearit AM/AM a AM/PM jako nezávislé, separované vlastnosti zesilovače a vytvořme ve dvou krocích model kaskády obou těchto procesů.

Označíme okamžitý signál $C(t)$, o kmitočtu f_C a s amplitudou A a dostaneme vztah pro vstup zesilovače:

$$C(t) = A \cdot \cos(2\pi f_C t + \theta) \quad (6)$$

Následujícím vztahem vyjádříme zkreslený výstupní signál:

$$D(t) = f(A) \cdot \cos[2\pi f_C t + \theta + g(A)], \quad (7)$$

kde $f(A)$ popisuje AM/AM charakteristiku nelinearity a $g(A)$ popisuje AM/PM charakteristiku nelinearity.

Lze dokázat [1], že měření, PC simulaci, či analytické metody lze aplikovat stejně dobře na modulované signály i na samostatný nosný signál. Platí:

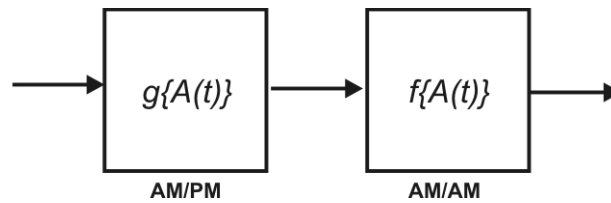
$$C(t) = A(t) \cdot \cos[2\pi f_C t + \theta(t)], \quad (8)$$

kde $A(t)$ popisuje modulační obálku.

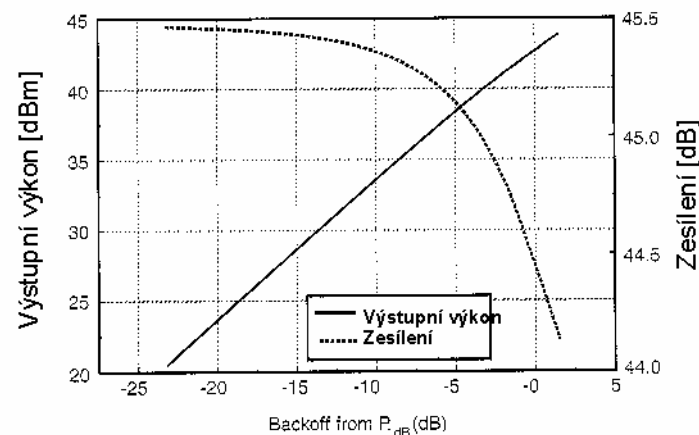
Výstupní zkreslený signál $D(t)$ je nyní:

$$D(t) = f\{A(t)\} \cdot \cos[2\pi f_c t + \theta(t) + g\{A(t)\}] \quad (9)$$

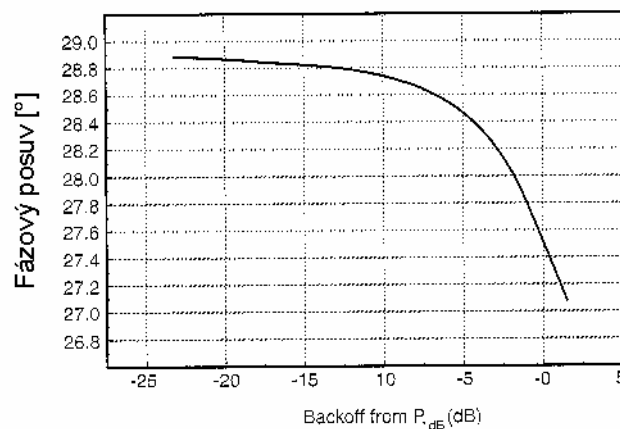
Rovnice (9) popisuje a charakterizuje *obálku nelinearit (envelope nonlinearities)* a využívá se pro popis pásmového zkreslení signálu s některým typem obálky. Charakter obálky je rozmanitý a závislý na charakteru modulace signálu (AM s nosnou, Single-Side Band, filtr. $\pi/4$ -DQPSK, 16-QAM a vyšší).



Obr. 3: Nelineární zkreslení AM/AM, AM/PM (polární forma).

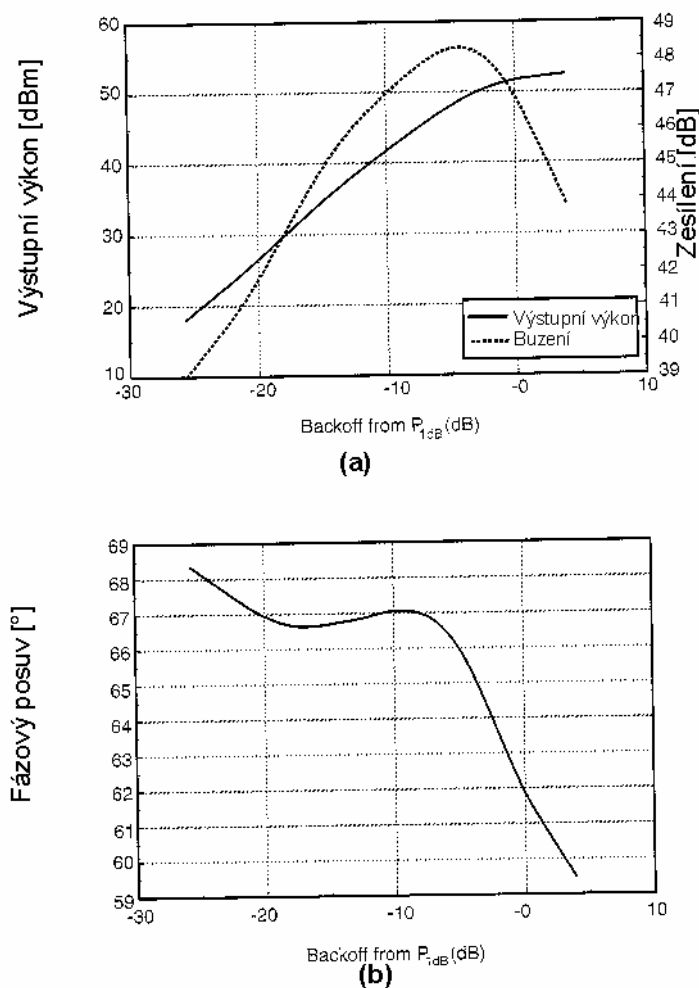


(a)



(b)

Obr. 4: Konverzní charakteristiky AM/AM (a) a AM/PM (b) pro zesilovač pracující ve třídě A, frekvence $f = 900\text{MHz}$, 40W, obr. převzat z [1].



Obr. 5: Konverzní charakteristiky AM/AM (a) a AM/PM (b) pro zesilovač pracující ve třídě C, frekvence $f = 400 \text{ MHz}$, 150 W, obr. převzat z [1].

Konverzní charakteristiky AM/AM a AM/PM pro typického zástupce zesilovačů třídy A jsou téměř lineární. Intermodulační zkreslení IMD třetího řádu se pohybuje okolo 27 dB (tato hodnota je vztažena na skutečný zesilovač třídy A při buzení konst. signálem s frekvencí $f = 900 \text{ MHz}$ a je převzata z [1]). Pro typického zástupce zesilovačů třídy C se AM/AM a AM/PM charakteristiky vyznačují nelineárním průběhem, stabilitu si zachovávají v pracovní oblasti. Všeobecná účinnost konverze DC/RF je téměř 60%. Přenosová charakteristika je strmější, než přenosová charakteristika zesilovače třídy A (zvýšení zisku přibližně 1,5 dB výstupního signálu na každý decibel signálu vstupního).

Pro zlepšení stability a linearity zesilovače užíváme *zápornou zpětnou vazbu (ZZV)*. Zavedení ZZV sice snižuje vlastní zesílení zesilovacího prvku; tento nedostatek je však bohatě kompenzován příznivými účinky právě na linearitu a stabilitu zesilovače. Zpětnovazební člen musí mít dostatečnou šířku kmitočtového pásma. Tento požadavek (*tzv. feedback linearizace*) limituje návrh konkrétního zesilovače.

AM/PM charakteristika má *inflexní bod* (bod, ve kterém funkce konkávní přechází do funkce konvexní, neboli graf přechází z polohy „pod tečnou“ do polohy „nad tečnou“). AM/PM charakteristika zesilovače ve třídě A inflexní bod nemá.

2.6 Vliv AM/AM a AM/PM konverze na digitálně modulované signály

Konverzní charakteristiky AM/AM a AM/PM ovlivňují modulaci a charakterizují projevy nelinearity zesilovačů. Popisují i velmi často používané typy digitálních modulací QAM a filtrovaná QPSK. Projevy nelinearity digitálních zesilovačů je dále možno popsat konstelačním diagr. a diagr. oka. *)

2.7 Kartézská forma popisu nelineárního modelu zesilovače bez paměti

Analogicky k popisu nelineárního modelu bez paměti v polární formě lze tento dodefinovat i ve formě kartézské. Výhoda kartézského popisu spočívá v tom, že model může být sestaven ze dvou nelineárních amplitudových složek $I\{A(t)\}$ a $Q\{A(t)\}$. Popis takto vytvořeného modelu je jednodušší, než popis modelu AM/PM.

Vstupem systému je kvadrurně modulovaný signál. Zkreslený výstup systému:

$$D(t) = f\{A(t)\} \cos[g\{A(t)\}] \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] - f\{A(t)\} \sin[g\{A(t)\}] \sin[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (10)$$

Vztah (10) může být vyjádřen kvadrurními komponenty takto:

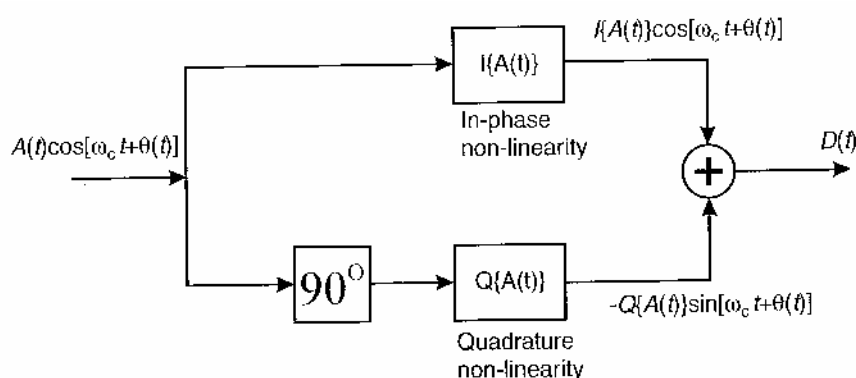
$$D(t) = I\{A(t)\} \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] - Q\{A(t)\} \sin[2\pi f_c t + \theta(t)], \quad (11)$$

kde:

$$I\{A(t)\} = f\{A(t)\} \cos[g\{A(t)\}] \quad (12)$$

a

$$Q\{A(t)\} = f\{A(t)\} \sin[g\{A(t)\}] \quad (13)$$



Obr. 6: Nelineární zkreslení AM/AM, AM/PM (kartézská forma).

Dosahují-li argumenty trigonometrických funkcí AM/PM konverze velmi malých hodnot, lze tyto trigonometrické funkce (sinus a cosinus) zanedbat; funkci sinus nahradíme jejím argumentem a funkci cosinus, vzhledem k nepatrné velikosti jejího argumentu předpokládáme přibližně rovnu jedné tak, jak popisují vzorce (14) a (15).

$$\sin[g\{A(t)\}] \approx g\{A(t)\} \quad (14)$$

$$\cos[g\{A(t)\}] \approx 1 \quad (15)$$

Vztahy (12) a (13) jsou pak nepoměrně jednodušší:

$$I\{A(t)\} = f\{A(t)\} \quad (16)$$

a

$$Q\{A(t)\} = f\{A(t)\}g\{A(t)\} \quad (17)$$

2.8 Aproximace nelineárního modelu bez paměti

Modelování systému polární a kartézskou formou zápisu vyžaduje znalost konverzních charakteristik AM/AM a AM/PM. Popis modelu lze zjednodušit a zrychlit užitím již vytvořených aproximativních modelů, užívajících analytické vztahy.

3. Projevy chyb kvadrurního modulátoru a demodulátoru na adaptivním digitálním předzkreslovači pro linearizaci zesilovačů

Kapitola 3. využívá informačního pramenu [2].

Kvadrurní modulátory a demodulátory se ve větší či menší míře vyznačují amplitudovou a fázovou nelinearitou, která má za následek nelineární zkreslení signálu.

V komunikačních procesech je linearita výkonového zesilovače velice důležitým parametrem. V dnešní době již existuje několik předepsaných postupů pro linearizaci zesilovačů. Chyby kvadrurních modulátorů a demodulátorů by se neměly přehlížet, protože i jejich malé projevy mohou mít za následek intermodulační zkreslení výstupu zesilovače.

Charakteristika, která porovnává projev chyby kvadrurního modulátoru (amplitudy, fáze a offsetu) ovlivňuje parametry předzkreslovače, který se snaží chyby kvadrurního modulátoru eliminovat (charakteristika polynomiální ovlivňuje zároveň předzkreslovač i zesilovač).

Problém má několik částí: Adaptace předzkreslovače (jeho přizpůsobení zkreslenému výstupnímu signálu zesilovače).

Okruh s využitím adaptivního předzkreslovače signálu: Všechny signály uvažujeme komplexní a označíme je proměnnou $v(t)$. Proměnná $v(t)$ je doplněna indexem, který definuje místo v řetězci, kde je signál přítomen. Okamžitá hodnota signálu $x(t)$ a jeho průměr (projev modulace) je označen P . I tyto veličiny jsou doplněny indexy. (Například, $v_a(t)$ je komplexní signál na výstupu zesilovače, $x_a(t) = |v_a(t)|^2$ a $P_a = E[x_a(t)]$.)

Přímá větev se skládá z předzkreslovače, pracujícího s obecně komplexním signálem, kvadrurního modulátoru, který konvertuje jeho výstup na radiové frekvenční pásmo (RF) a výkonového zesilovače, v tomto případě uvažovaného bez jakýchkoliv paměťových obvodů. V ideálním případě je kvadrurní modulátor samostatný zesilovací blok, zároveň ideálně invertující nelineární signál. Proto je tato kombinace doplněna lineárním přenosovým blokem s přenosem K . Skutečné typy předzkreslovačů a kvadrurních modulátorů se ale projevují i přítomností chyb. Vztah, který tyto chyby zohledňuje je:

$$v_{ae}(t) = v_a(t) - K_{vm}(t), \quad (18)$$

kde $v_m(t)$ je vstup modulačního signálu. Naším cílem je stanovit vztah, který vyjádří $x_{ae}(t)$ a P_{ae} a tento vztah poté užít pro adaptivní předzkreslovač.

Toho docílíme porovnáváním výstupu zesilovače $v_f(t)$ užitím zpětné vazby s požadovaným výstupem zesilovače $K_{vm}(t)$ a nastavením koeficientů předzkreslovače tak, abychom minimalizovali projev difference požadovaného a skutečného výstupního signálu.

$$v_{fe}(t) = v_f(t) - K_{vm}(t) \quad (19)$$

V případě číslicového ovlivňování signálu je velmi důležitým parametrem i rychlost tohoto procesu, která musí korespondovat s bitovou rychlostí vstupního signálu.

Výkonový zesilovač (PA) je charakterizován obecně komplexním zesílením (resp. ziskem) $G(x)$, závislým na úrovni vstupního signálu. Popíšeme výstup PA:

$$v_a(t) = v_q(t)G[x_q(t)] , \quad (20)$$

kde $v_q(t)$ je výstup kvadraturního modulátoru. Veličina $G(x)$ se popisuje *charakteristikami* AM/AM (amplitudová) a AM/PM (fázová); tyto charakteristiky jsou *normalizovány*, a to takovým způsobem, aby v saturaci dosahoval vstupní a výstupní výkon **stejných** hodnot. To se projeví oříznutím křivky amplitudy signálu a fázovým posunutím v saturaci. Derivací veličiny $G(x)$ získáme vztah:

$$G'(x) = dG(x)/dx \quad (21)$$

Skutečné zesilovače se velmi často projevují zkreslením, které způsobí saturace a navazující ořezání signálu. Toto je důsledek omezeného výkonového rozsahu zesilovače (tj. poměrem výstupního signálu ke vstupnímu) a ve větší či menší míře je projevem každého skutečného zesilovače, nelze s tím tedy nic dělat. Dynamický a kmitočtový rozsah musíme pro správnou funkci předzkreslovačů zohlednit.

3.1 Předzkreslovač

Předzkreslovač je přenosový blok se zesílením $F(x)$ a výstupem, který je popsán vztahem:

$$v_d(t) = v_m(t)F[x_m(t)] \quad (22)$$

Pokud předpokládáme kvadraturní modulátor jako ideální přenosový blok, platí:

$$v_q(t) = v_d(t) \quad (23)$$

Optimální charakteristika předzkreslovače (kde $F(x)$ nahradíme ideálně $F_0(x)$) je:

$$F_0(x_m)G[x_m|F_0(x_m)^2] = K \quad (24)$$

Okamžitá hodnota $F_0(x)$ je hodnota pro výpočet adaptace (přizpůsobení předzkreslovače aktuálně zpracovávanému signálu).

Zesilovač se v oblasti saturace již nechová jako zesilovač, ale jako přenosový článek. Nejlepší charakteristiky obdržíme, sloučíme-li zesilovač a předzkreslovač, z čehož obdržíme omezovač (*limiter*), s výstupním signálem úměrným vstupnímu, kolísajícím podle hodnoty proměnné K . Proměnnou K tedy můžeme snadno měnit rozsah „použitelnosti“, podle přiváděného vstupního výkonu x_m .

Velmi důležitou částí takto uvažovaného typu digitálního předzkreslovače je tabulka koeficientů zesílení (*lookup table – LUT*), kde hodnoty těchto jednotlivých koeficientů jsou přiřazovány podle charakteru vstupního signálu. Středem zájmu zde tedy bude algoritmus, který tyto koeficienty vytváří a přiřazuje.

3.2 Algoritmus

Algoritmus je založen na **porovnání vzorků požadovaného signálu a signálu skutečného**, který obdržíme s využitím zpětné vazby (*feedback*). Popisovaný typ adaptivního předzkreslovače, charakterizuje již zmíněná tabulka koeficientů LUT, zpracováváný signál tedy musí přesně odpovídat indexování jednotlivých koeficientů; odchylky se nepřipouští, protože systém nepracuje spojitě.

Pro jakýkoliv výstupní signál $x(m)$ najdeme *metodou po sobě jdoucích substitucí* (*successive substitutions*) kořen F_0 . Vztah pro každou jednotlivou iteraci (krok) je:

$$F(x_m, i + 1) = K/[G[x_m|F(x_m, i)^2]] , \quad (25)$$

kde i je index, označující iteraci a proměnné F je přiřazen argument. Dále lze dokázat oblast, ve které vztah konverguje k F_0 :

$$2Kx_m * (|G'_0||F_0|/|G_0|^2) < 1 , \quad (26)$$

kde proměnné G_0 a G'_0 popisují odlišnost chování zesilovače od optima, charakterizovaného proměnnou F_0 a jsou dány vztahy:

$$G_0 = G[x_m|F_0(x_m)|^2] \quad (27)$$

$$G'_0 = G'[x_m|F_0(x_m)|^2] \quad (28)$$

Tímto je zaručena kvalitní odezva v oblastech, kde hodnota zesílení se plynule mění nebo tam, kde je úroveň vstupního signálu malá. Systém diverguje v oblasti saturace. V tomto případě ignorujeme chyby kvadraturního modulátoru a demodulátoru a uvažujeme je jako „nežádoucí zesílení“ v_q (závisající na v_d) a v_f (závisající na v_a). Vyjádříme:

$$F(x_m, i + 1) = F(x_m, i) * [Kv_m(i)/v_a(i)] = F(x_m, i) * [1 - (v_{ae}(i)/(v_a(i)))] \quad (29)$$

Přítomnost chyb kvadraturního modulátoru a demodulátoru vyžaduje upravit vztah do podoby:

$$F(x_m, i + 1) = F(x_m, i) * [1 - s[(v_{ae}(i)/(v_a(i)))] , \quad (30)$$

kde parametr s , označující krok, nabývá hodnot $s \ll 1$. Lze dokázat, že rychlost konvergence neovlivňuje podmínky konvergence. V závěru zavedeme v_f namísto v_a . Dostaneme:

$$F(x_m, i + 1) = F(x_m, i) * [1 - s[(v_{fe}(i)/(v_f(i)))] \quad (31)$$

Tento vztah je výsledkem našeho snažení. Obdržíme:

$$F(x_m, i + 1) = F(x_m, i) * [Kv_m(i)/v_a(i)]^s = F(x_m, i) * [1 - (v_{ae}(i)/(v_a(i)))]^s \quad (32)$$

Pro malé hodnoty poměru $|v_{ae}|/|v_a|$ se předchozí vztah zjednoduší. Některé pokusy také dokazují, že přírůstek úrovně jedné iterace je přibližně $|v_m G_0|$ -násobný. Tabulka koeficientů předzkreslovače s velkými vstupními amplitudami (blízko úrovní saturace) poskytuje vysokou úroveň odezvy a naopak.

4. Nový přístup k digitálním předzkreslovačům využívajícím tabulku koeficientů LUT

Kapitola 4. využívá informačního pramenu [3].

4.1 Adaptivní předzkreslení

Princip adaptivního předzkreslení spočívá v **upravení tvaru vstupního signálu výkonového zesilovače tak, aby systém, tvořený předzkreslovačem (PD – Predistorter) a PA dohromady tvořil lineární systém**, jehož základním parametrem je jeho **zesílení (resp. zisk) G_0** . G_0 závisí na veličině *Peak Back Off (PBO)*, reprezentující rozdíl mezi výkonem v saturaci PA a maximálním výstupním výkonem prakticky použitelným pro přenos.

Digitální předzkreslovače signálů se posuzují podle rozličných kritérií. Definujme základní dělení digitálních adaptivních předzkreslovačů:

- Digitální adaptivní předzkreslovače, využívající tabulku indexovaných koeficientů. Tuto tabulku označujeme LUT (z angl. *lookup table*).
- Digitální adaptivní předzkreslovače parametrické
Dalším důležitým parametrem těchto zařízení je jejich *rychlost*; předzkreslovač musí být schopen modifikovat výstupní signál z PA minimálně stejnou rychlostí, jakou má signál na vstupu PA.

4.2 Adaptivní digitální předzkreslení *Postdistortion*

Namísto přizpůsobení předzkreslovače F_{pre} nebo charakteristiky výkonového zesilovače PA (výpočtem inverze této charakteristiky), definujeme analogicky k předzkreslovači (*postdistorter*) veličinu F_{post} , kterou definujeme minimalizací funkce prostřednictvím *metody nejmenších čtverců*.

Dále substituujeme odezvu (*postdistorteru*) v okamžiku n do předzkreslovače pro okamžik $n + 1$:

$$F_{pre}(n + 1) = F_{post}(n) \quad (33)$$

Konst. $\lambda < 1$ slouží k tomu, aby se „zapomínaly“ staré vzorky. Operátory předzkreslovače i (*postdistorteru*) mají formu mnohočlenu (vztah zahrnuje přítomnost paměťových obvodů).

Zde byl použit algoritmus RLS. n_0 je hodnota zpoždění, důležitá pro PA s pamětí.

Předzkreslovač spadá do kategorie parametrických (charakterizovaným polynomem) předzkreslovačů. Více využívány jsou však předzkreslovače s tabulkou koeficientů LUT. Výstup z předzkreslovače (s využitím LUT) je násobek vstupního signálu předzkreslovače a odpovídajícího parametru buzení f_{pre} .

Uvažujeme-li příklad $N = 1$ a $L = 0$ zapíšeme výstup (*postdistorteru*):

$$z_{pap} = f_{post, i} * z_{pa}, \quad (34)$$

kde i je index tabulky LUT a $z_{pa} = -(1/G_0) * z_{pa}$

Nalezneme optimální řešení pro stanovení obsahu tabulky koeficientů LUT.

V závěru stanovíme obsah tabulky LUT předzkreslovače obnovením hodnoty (postdistorterem)

$$f_{pre, i}(n+1) = f_{post, i}(n) \quad (35)$$

Výsledkem je zlepšení, které zajistí téměř lineární přenosovou charakteristiku.

4.3 Shrnutí metod užitých pro předzkreslení

Výčet základních matematických metod (sčítání – ADD, odčítání – SUB, násobení – MPY, dělení – DIV) potřebných pro výpočet výstupu předzkreslovače a k jeho aktualizaci je uveden v tabulce. Konkrétní čísla závisí na praktickém využití systému a mohou být značně odlišná. Index i odpovídá charakteru vstupního signálu. Počet operací, potřebných pro tento krok, odpovídá charakteru tabulky LUT a výčtu jejích ovlivňovaných parametrů (amplituda, výkon, ...). Polynomiální předzkreslovač bez paměti ($L = 0$) má N koeficientů.

Metoda			Substituce	Polynomiální	Návrh LUT
Výpočet PD výstupu	ADD/SUB	2	2	$4N-1$ (23 pro $N=6$)	2
	MPY	4	4	$6N$ (36 pro $N=6$)	4
	DIV	-	-	-	-
	Jiné operace	Výpočet indexu LUT	Výpočet indexu LUT	Odmocnina	Výpočet indexu LUT
Jedna iterace adapt. algoritmu	ADD/SUB	17	10	$4N^3 + 16N^2 + 6N + 3$ (1479 pro $N=6$)	6
	MPY	18	18	$4N^3 + 22N^2 + 14N + 12$ (1752 pro $N=6$)	11
	DIV	1	1	1	1
	Jiné operace	-	-	Odmocnina	-

5. Realizace v prostředí MATLAB

Výsledky realizované aplikace v prostředí MATLABu se shodují s teoretickými poznatky s aplikace předzkreslovačů. Tzv. *postdistorter* nebyl zařazen. Ve zdrojovém souboru aplikace je jako zdroj dat užít kvadrurní modulátor (QPSK modulátor^{*4}) s využitím filtru typu Raised-cosine, který mírně rozšiřuje frekvenční charakteristiku, pro zabránění výskytu mezisymbolových interferencí (*Intersymbol Interference* – ISI). Reálná a imaginární data jsou nadvzorkovány (*upsample*). Druhá varianta předpokládá jako zdroj dat modulátor OFDM.

Výsledný signál se dostává do Salehova modelu zesilovače (model bez paměti). Ten slouží jako model amplitudové a fázové nelinearity signálu. Výstupní (zkreslený) signál je vykreslen a dále je vykreslena i AM/AM charakteristika tohoto modelu. Následuje cyklus, ve kterém je provedeno „přiřazení“ jednotlivých úrovní amplitudy k jednotlivým vzorkům předzkreslovače. Nyní je aplikován předzkreslovač. Signál (nyní již s aplikovaným předzkreslením) je opět užít jako vstupní signál Salehova modelu zesilovače a nové koeficienty předzkreslovače jsou určeny podle rovnice (32).

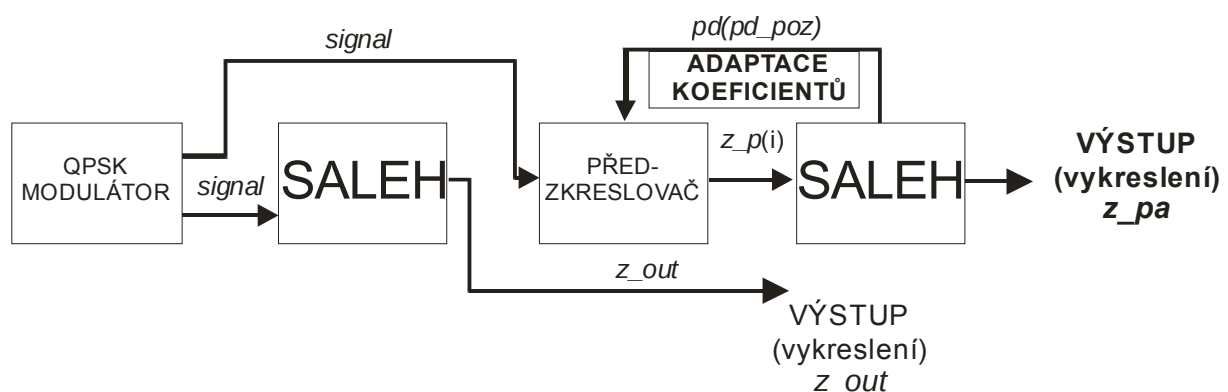
V závěru jsou vykresleny: vektorový diagr. signálu z modulátoru, konverzní AM/AM char. Salehova modelu zesilovače (samostatně, pouze pro názornost a porovnání), vektorový diagr. signálu z výstupu zesilovače (opět pro porovnání), vektorový diagr. s užitím předzkreslovače a výsledný vektorový diagr. kombinace modulátor-předzkreslovač-zesilovač. Dále jsou vykresleny vzorky předzkreslovače a výsledná konverzní AM/AM charakteristika.

Parametry předzkreslovače:

- L - počet vzorků předzkreslovače
- s - krok ($s \ll 1$)
- K - zesílení

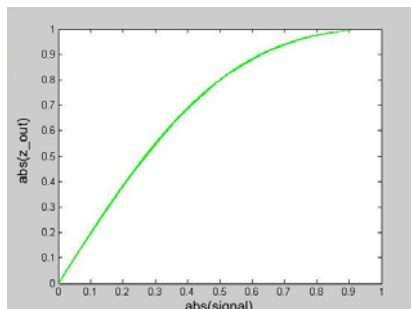
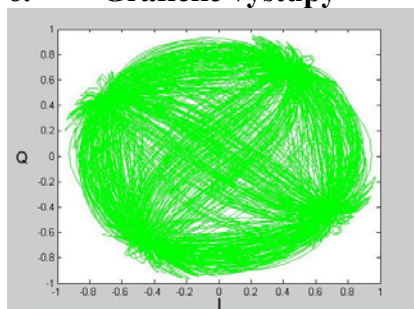
Parametry QPSK modulátoru:

- N - počet vzorků
- f_{vz} - vzorkovací frekvence
- f_S - symbolová frekvence

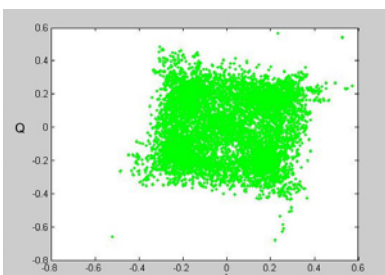
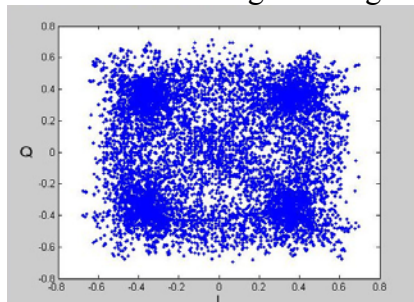


Obr. 7: Blokové schéma aplikace (první Salehův model zesilovače je pouze k orientačnímu porovnání funkce systému s a bez předzkreslení).

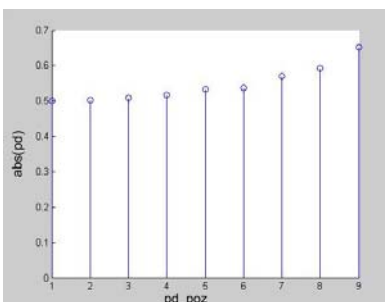
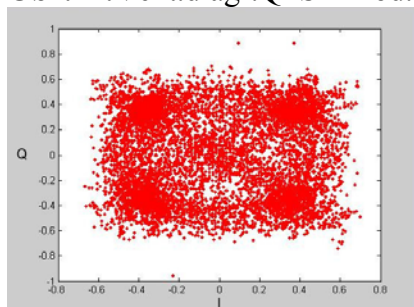
6. Grafické výstupy



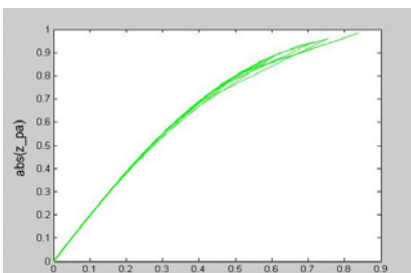
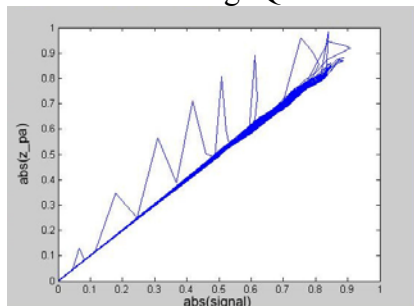
Obr. 10: Vekt. diagr. vst. sign. **Obr. 11:** AM/AM Saleh modelu.



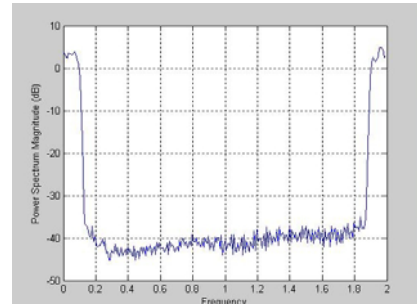
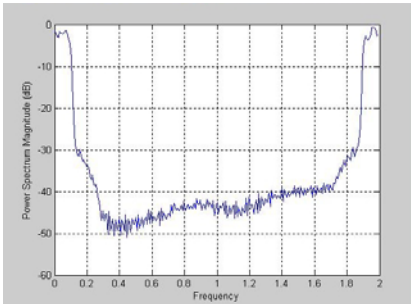
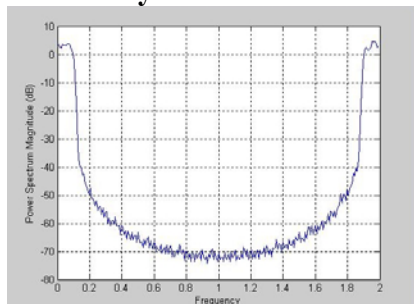
Obr. 12: Vekt. diagr. QPSK mod. **Obr. 13:** Vekt. diagr. QPSK mod. a PD.



Obr. 14: Vekt. diagr. QPSK mod. PD Saleh. **Obr. 15:** Projev nředzkreslovače.

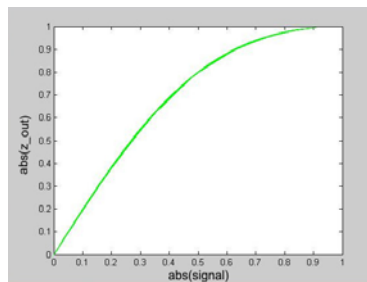
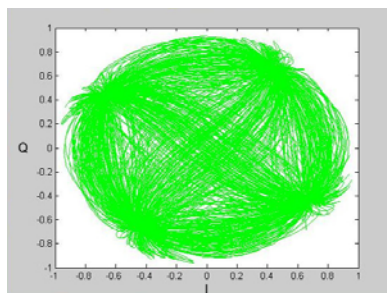


Obr. 16: Výsledná AM/AM char. **Obr. 17:** AM/AM Saleh modelu

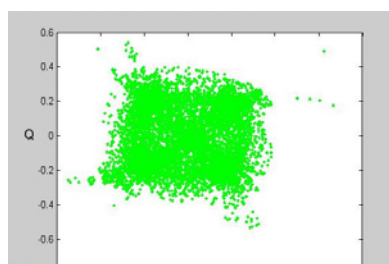
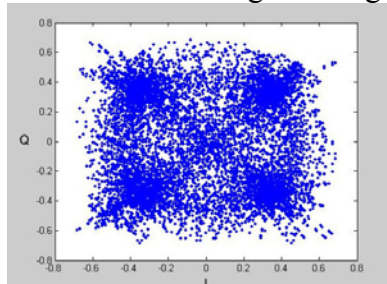


Obr. 18: PSD vstupního signálu. **Obr. 19:** PSD Salehova modelu. **Obr. 20:** Výsledné PSD.

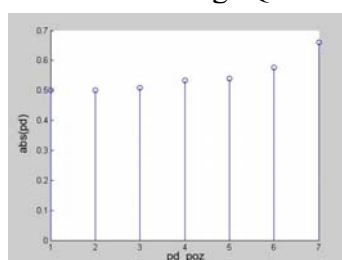
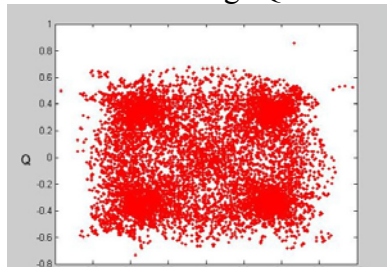
(Výsledky pro parametry: **mod.QPSK**; **N=1000**; **fvz=2500Hz**; **fS=250Hz**; **L=9**; **s=0.9999**; **K=1**)



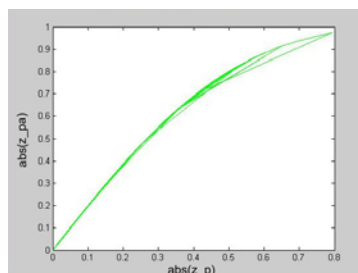
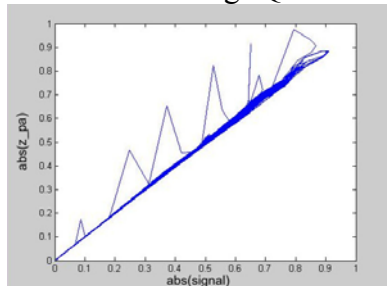
Obr. 21: Vekt. diag. vst. sign. **Obr. 22:** AM/AM Saleh modelu.



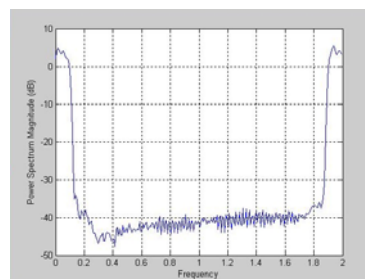
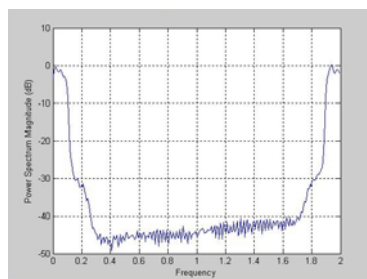
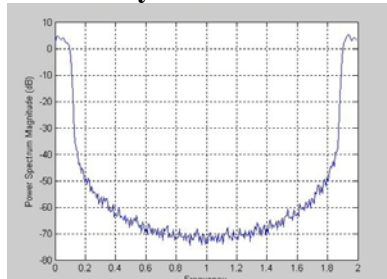
Obr.23: Vekt. diag. QPSK mod. **Obr.24:** Vekt. diag. QPSK mod. a PD.



Obr.25: Vekt. diag. QPSK mod., PD, Saleh. **Obr.26:** Projev předzkreslovače.

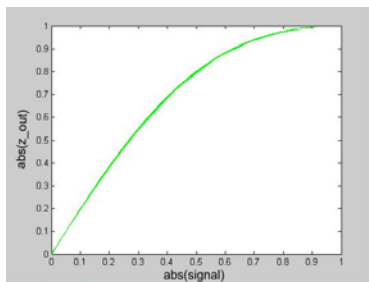
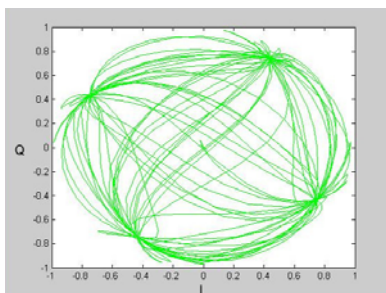


Obr.27: Výsledná AM/AM char. **Obr.28:** AM/AM Saleh modelu.

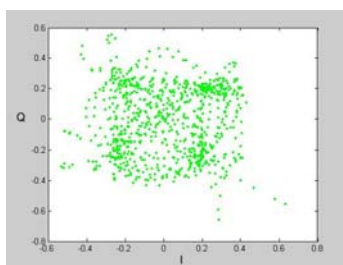
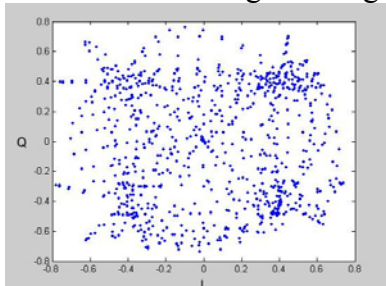


Obr. 29: PSD vstupního signálu. **Obr. 30:** PSD Salehova modelu. **Obr. 31:** Výsledné PSD.

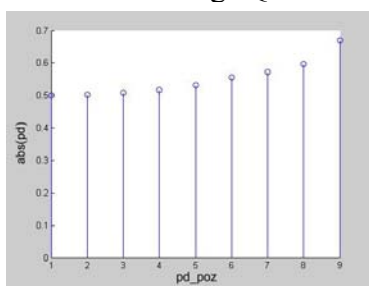
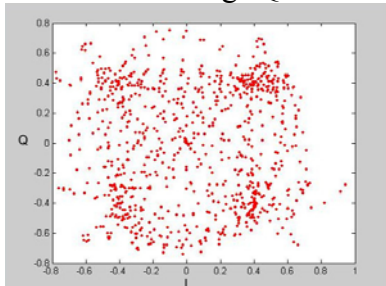
(Výsledky pro parametry: **mod.QPSK**; **N=1000**; **fvz=2500Hz**; **fS=250Hz**; **L=7**; **s=0.9999**; **K=1**)



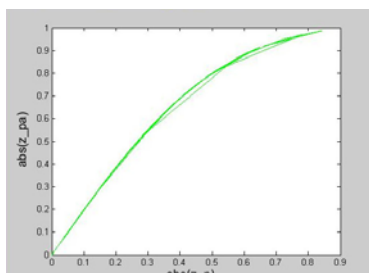
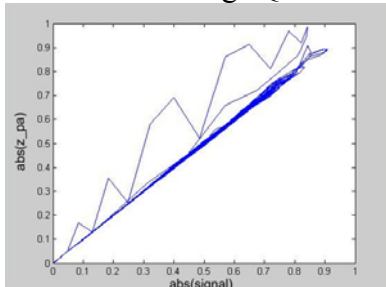
Obr. 21: Vekt. diag. vst. sign. **Obr. 22:** AM/AM Saleh modelu.



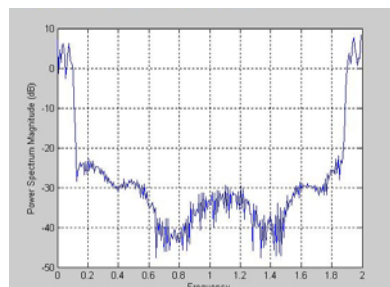
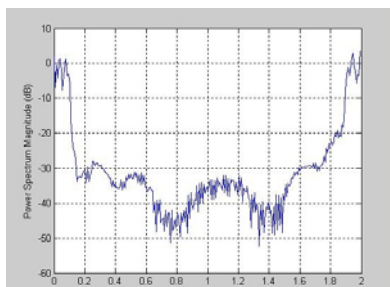
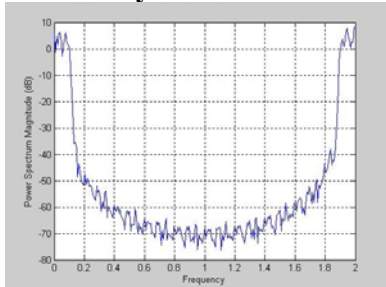
Obr.23: Vekt. diag. QPSK mod. **Obr.24:** Vekt. diag. QPSK mod. a PD.



Obr.25: Vekt. diag. QPSK mod., PD, Saleh. **Obr.26:** Projev předzkreslovače.

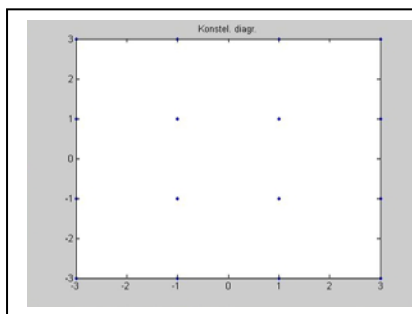


Obr.27: Výsledná AM/AM char. **Obr.28:** AM/AM Saleh modelu.

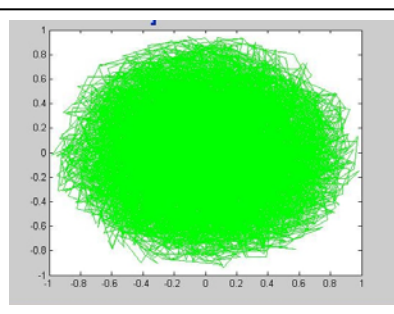


Obr. 29: PSD vstupního signálu. **Obr. 30:** PSD Salehova modelu. **Obr. 31:** Výsledné PSD.

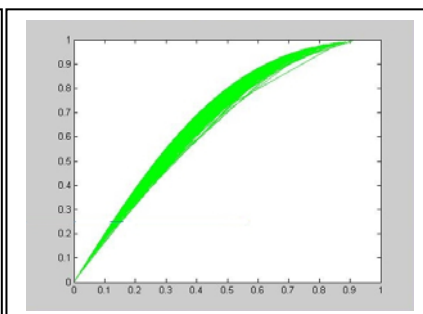
(Výsledky pro parametry: mod.QPSK;N=100;fvz=250Hz;fS=25Hz;L=9;s=0.9999;K=1)



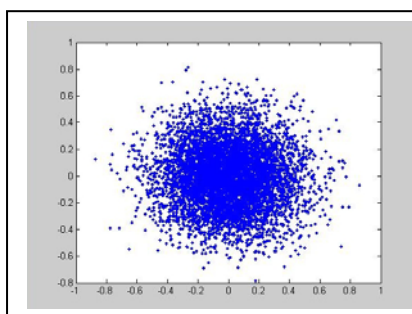
Obr. 32: Konstel. diagr. OFDM.



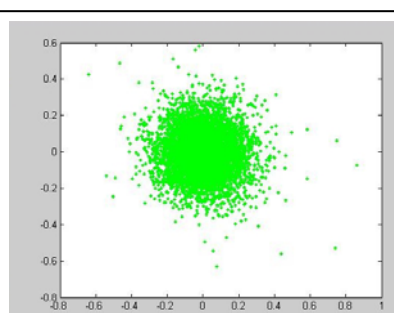
Obr. 33: Vekt. diagr. výstupu zesilovače bez PD.



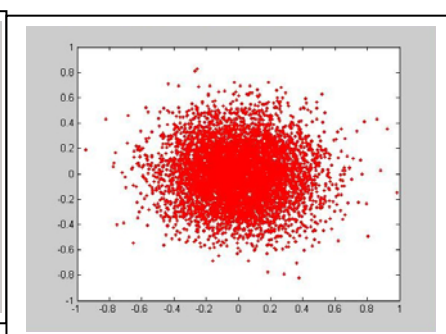
Obr. 34: AM/AM char. Salehova modelu zesil.



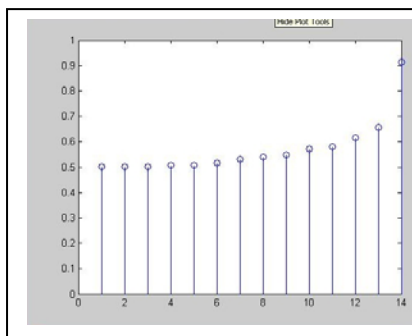
Obr. 35: Vekt. diagr. modulátoru OFDM.



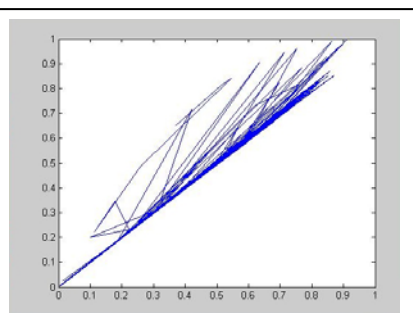
Obr. 36: Vekt. diagr. modulátoru OFDM a PD.



Obr. 37: Vekt. diagr. modulátoru OFDM,PD,Saleh.



Obr. 38: Projev předzkreslovače.



Obr. 39: Výsledná AM/AM char.

(Výsledky platné pro parametry: **modulátor OFDM**; $L=14$; $s=0.9999$; $K=1$)

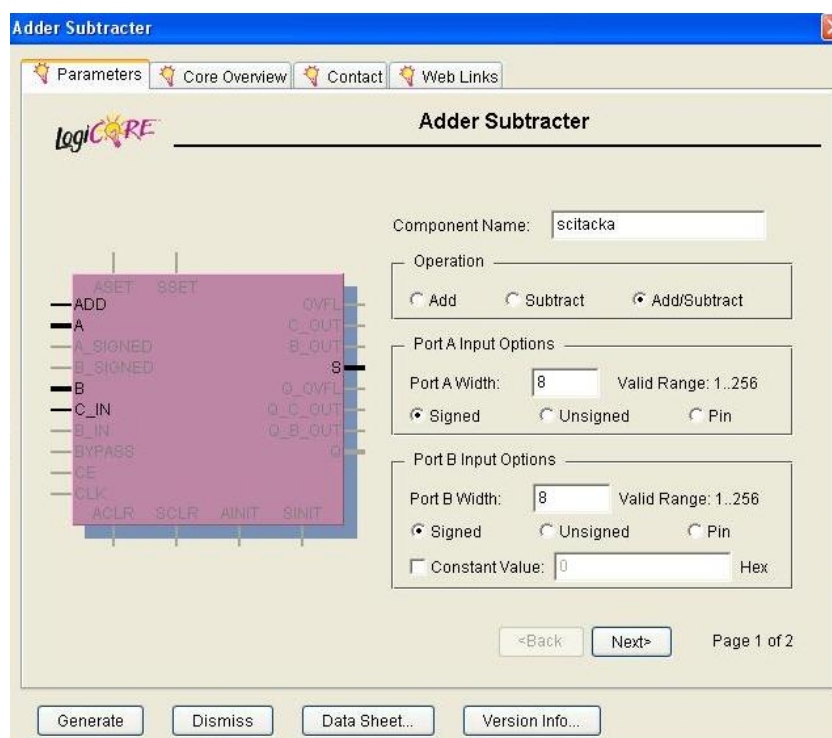
7. Realizace v prostředí Xilinx

Pro případnou další implementaci a následnou realizaci byl realizován projekt v návrhovém systému Xilinx. Entita projektu zahrnuje reálný a imaginární vstup pro komplexní signál z kvadrurního, případně OFDM modulátoru, dále vstupní signál pro konst. kroku (viz referenční vztah) a vstupní signál pro konst. zesílení (viz referenční vztah). Výstupem entity jsou kromě dílčích mezivýsledků komplexní výstupy zesilovače a komplexní hodnoty koeficientů pro adaptaci předzkreslovače.

Vstupy i výstupy jsou osmibitové a jednotlivé bity jsou číslovány 7(MSB) ... 0(LSB).

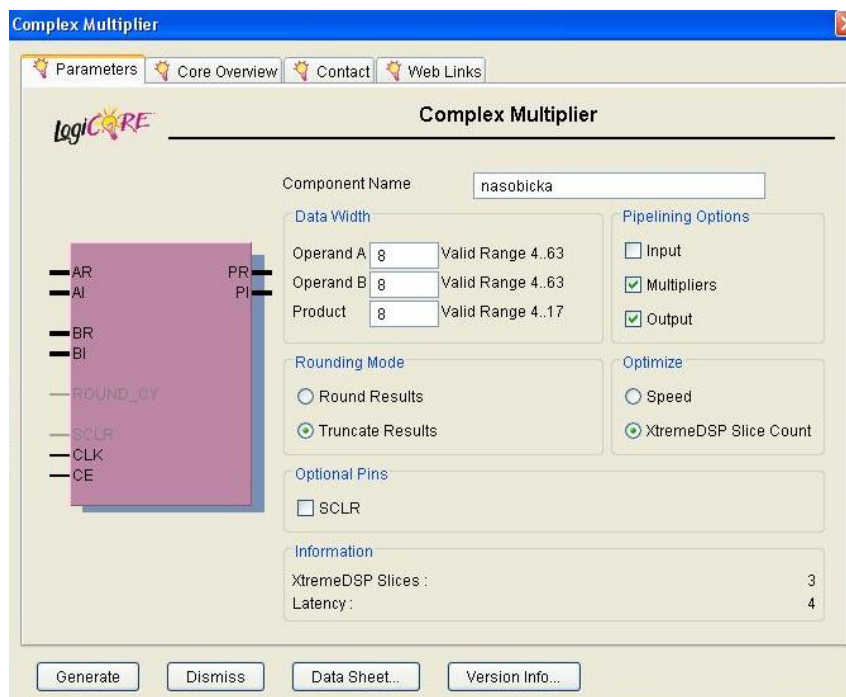
Aritmetické operace jsou realizovány pomocí komponent CORE. To jsou univerzální, výrobcem vytvořené komponenty, které jsou určeny pro univerzální a opakované používání v nejrůznějších aplikacích. V tomto programu jsou použity následující komponenty CORE:

- Adder/Subtracter (sčítáčka/odčítáčka)
- Complex Multiplier (komplexní násobička)
- Pipelined Divider^{*)} (dělička)
- sqrt (odmocnina)
- Dual Port Block Memory, paměť určená pro realizaci PD LUT a LUT modelu nelinearity zesilovače

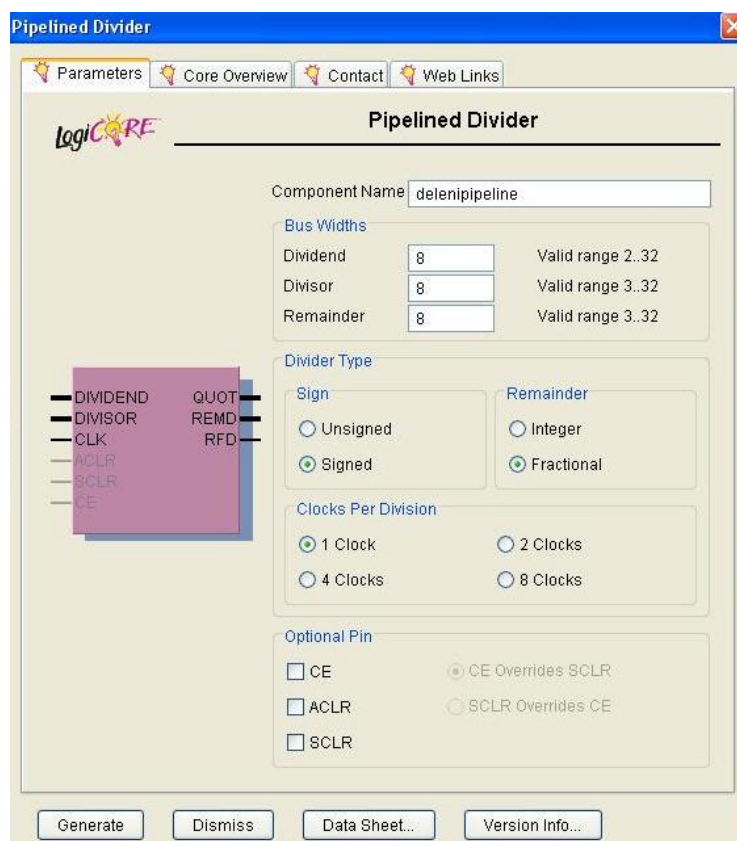


Obr. 40: Screenshot možností nastavení CORE komponenty *Adder/Subtracter* (sčítání/odčítání). Sčítání/odčítání řídí log. úroveň vstupu ADD, dále je možno volit šířky vstupních a výstupní sběrnice, povolit znaménkový formát operací, na port B nastavit pevnou hodnotu, atd.

^{*)} Pipeline – stručně: rozdělení většího bloku na menší subbloky; dojde k zvýšení pracovního kmitočtu za cenu vzniku latence [10]



Obr. 41: Screenshot možností nastavení CORE komponenty *Complex Multiplier* (násobení komplexních čísel). Je možno nastavit šířky sběrnic, pipelining, zaokrouhlování výsledku a optimalizovat na rychlost.



Obr. 42: Screenshot možností nastavení CORE komponenty *Pipelined Divider* (dělička s využitím pipeliningu). Opět je možno nastavit šířky sběrnic, povolit znaménkový formát operací, formát zbytkové hodnoty (celočíslný/zlomkový), počet hodinových cyklů na provedené dělení.

Operace jsou prováděny postupně, od konce použitého referenčního vztahu (31) k jeho začátku.

Aritmetické operace prováděné komponenty systému Xilinx, nepracují s běžným binárním, případně BCD kódem, ale se speciálním zlomkovým kódem Q_n , který čísla reprezentuje ve zlomkové (desetinné) podobě a výsledky operací se vždy nacházejí v intervalu $<-1; 1$).

Princip formátu Q_n :

Bit: 7 (MSB) = znaménkový (log. „0“ ~ zn. +; log. „1“ ~ zn. -)

$$6 = 1/2^1 = 1/2 = 0,5$$

$$5 = 1/2^2 = 1/4 = 0,25$$

$$4 = 1/2^3 = 1/8 = 0,125$$

$$3 = 1/2^4 = 1/16 = 0,0625$$

$$2 = 1/2^5 = 1/32 = 0,03125$$

$$1 = 1/2^6 = 1/64 = 0,015625$$

$$0 \text{ (LSB)} = 1/2^7 = 1/128 = 0,0078125$$

Binární číslo	Dekadické číslo		
	bin	Q_n	Q_n doplňkový
0000	0	0	0
0001	1	1/8	1/8
0010	2	1/4	1/4
0011	3	1/8 + 1/4	1/8 + 1/4
0100	4	1/2	1/2
0101	5	1/8 + 1/2	1/8 + 1/2
0110	6	1/4 + 1/2	1/4 + 1/2
0111	7	1/8 + 1/4 + 1/2	1/8 + 1/4 + 1/2
1000	8	0	-1
1001	9	-1/8	-1 + 1/8
1010	10	-1/4	-1 + 1/4
1011	11	-1/8 - 1/4	-1 + 1/8 + 1/4
1100	12	-1/2	-1 + 1/2
1101	13	-1/8 - 1/2	-1 + 1/8 + 1/2
1110	14	-1/4 - 1/2	-1 + 1/4 + 1/2
1111	15	-1/8 - 1/4 - 1/2	-1 + 1/8 + 1/4 + 1/2

Tabulka 1: Porovnání binárního, Q_n a Q_n doplňkového číselného formátu (pozn.: 4bitový případ).

Maximální hodnota po součtu všech čísel vyjde: 0,9921875; její zpřesnění (přiblížení jedné) by zajistilo eventuální rozšíření počtu bitů ve vstupních signálech a užitých aritmetických operacích.

Minimální hodnoty (-1) je možné dosáhnout přesně (10000000).

Případné přetečení (výsledek ležící mimo tento interval) není přípustné. Na tom, aby k této situaci nedošlo, závisí vhodná volba hodnoty kroku.

Pokud hodnota čitatele zlomku z užitého vztahu je vyšší než hodnota jeho jmenovatele, výsledek je vyšší než 1 a dojde ke zmíněnému přetečení. Aby se tak nestalo, volíme konst. krok velmi malou hodnotu → malá hodnota čitatele zlomku.

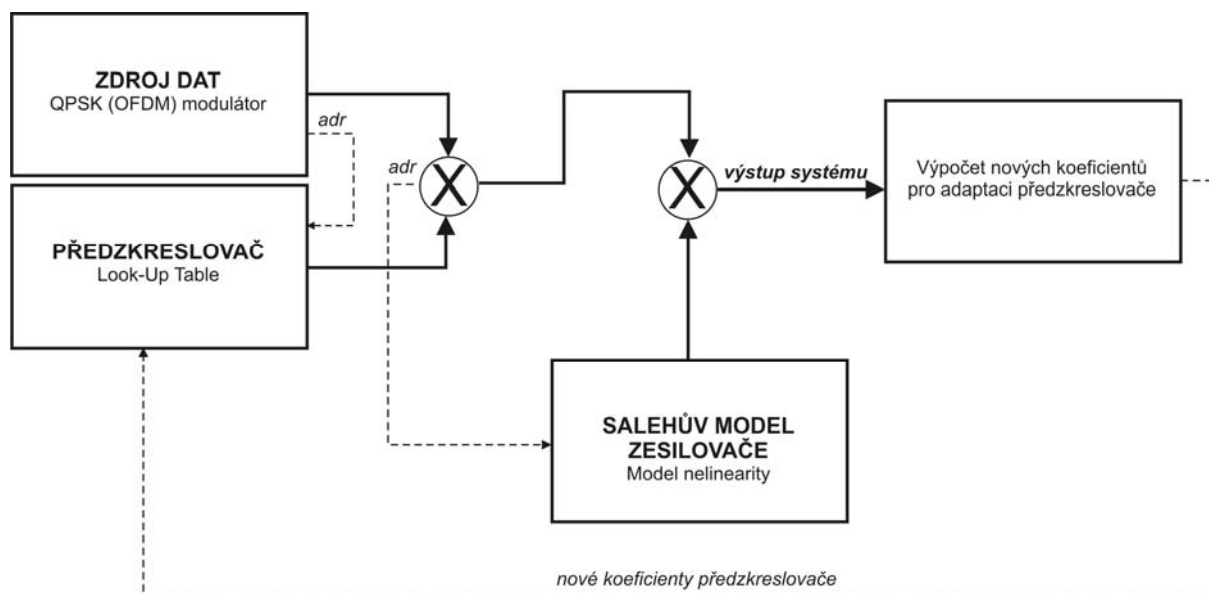
Situace je složitější o to, že dělíme komplexní signály (komplexní čísla), takže lze těžko určit přibližný výsledek bez výpočtu. Výpočet dělení komplexních čísel využívá pro toto známé pomůcky – zlomek rozšíříme jeho komplexně sdruženým jmenovatelem. Komplexně sdružené číslo (označované *) je to samé číslo, s výjimkou změny znaménka u jeho imaginární části. Výhoda tohoto principu je zřejmá: zbavíme se komplexního čísla ve jmenovateli a přitom rozšířením nedojde ke změně hodnoty zlomku, protože čísel i jmenovatel „rozšiřujícího“ zlomku jsou tatáž čísla a jejich podíl je tedy roven jedné.

Dělení postupuje podle vztahu: $(A + Bi)/(C + Di) = [(A + Bi) \cdot (C - Di)] / [(C + Di) \cdot (C - Di)] = (AC - ADi + BCi - BD i^2) / (C^2 - CDi + CDi - D^2 i^2) \Rightarrow i^2 = -1 \Rightarrow (AC - ADi + BCi + BD) / (C^2 + D^2)$

Násobení komplexních čísel je jednodušší – postupujeme systémem „každý s každým“:

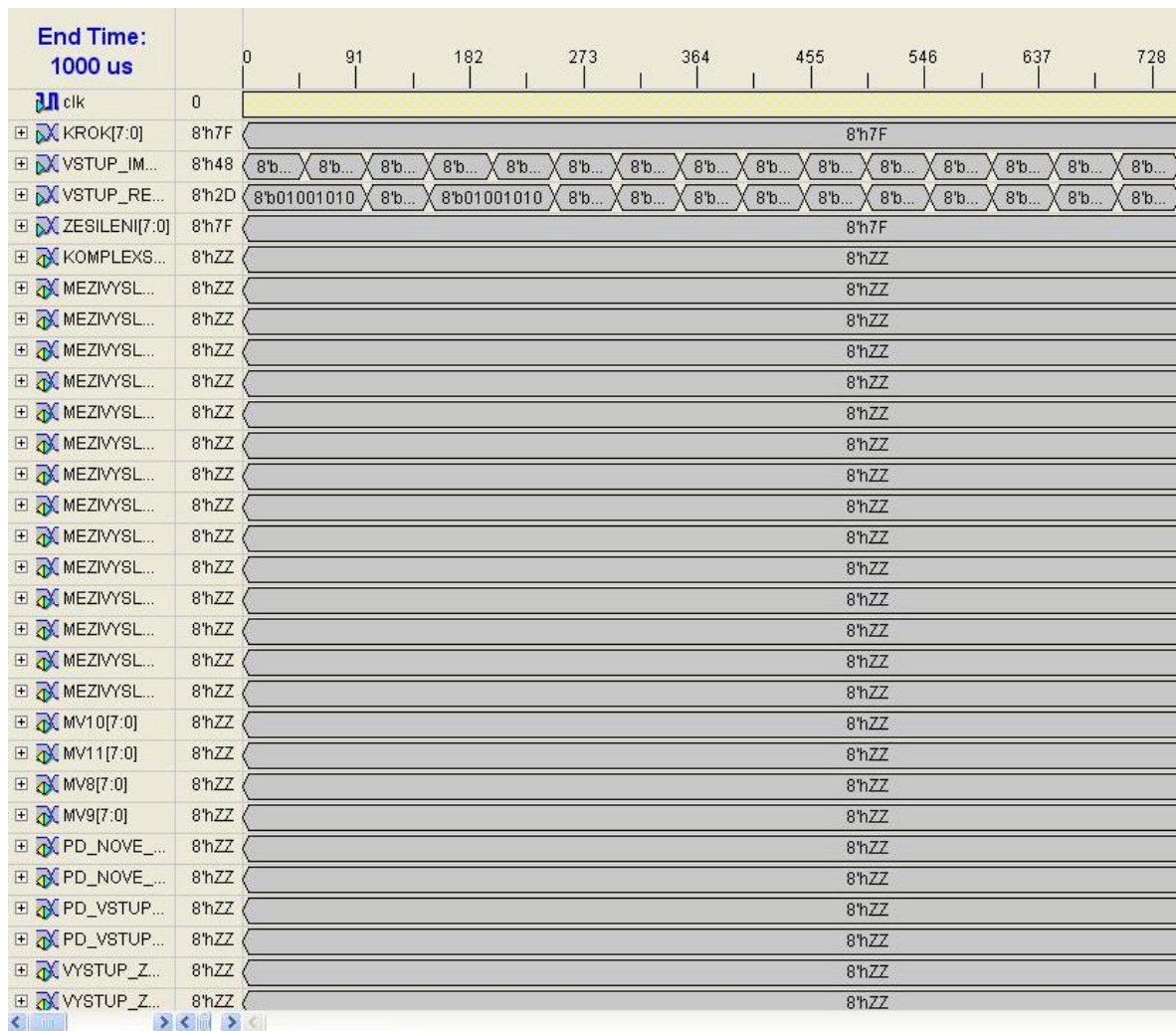
$$(A + Bi) * (C + Di) = AC + ADi + BCi + BD i^2 \Rightarrow i^2 = -1 \Rightarrow AC + ADi + BCi - BD$$

Sčítání a odčítání provádíme vždy $Re + Re, Im + Im, event. Re - Re, Im - Im$.



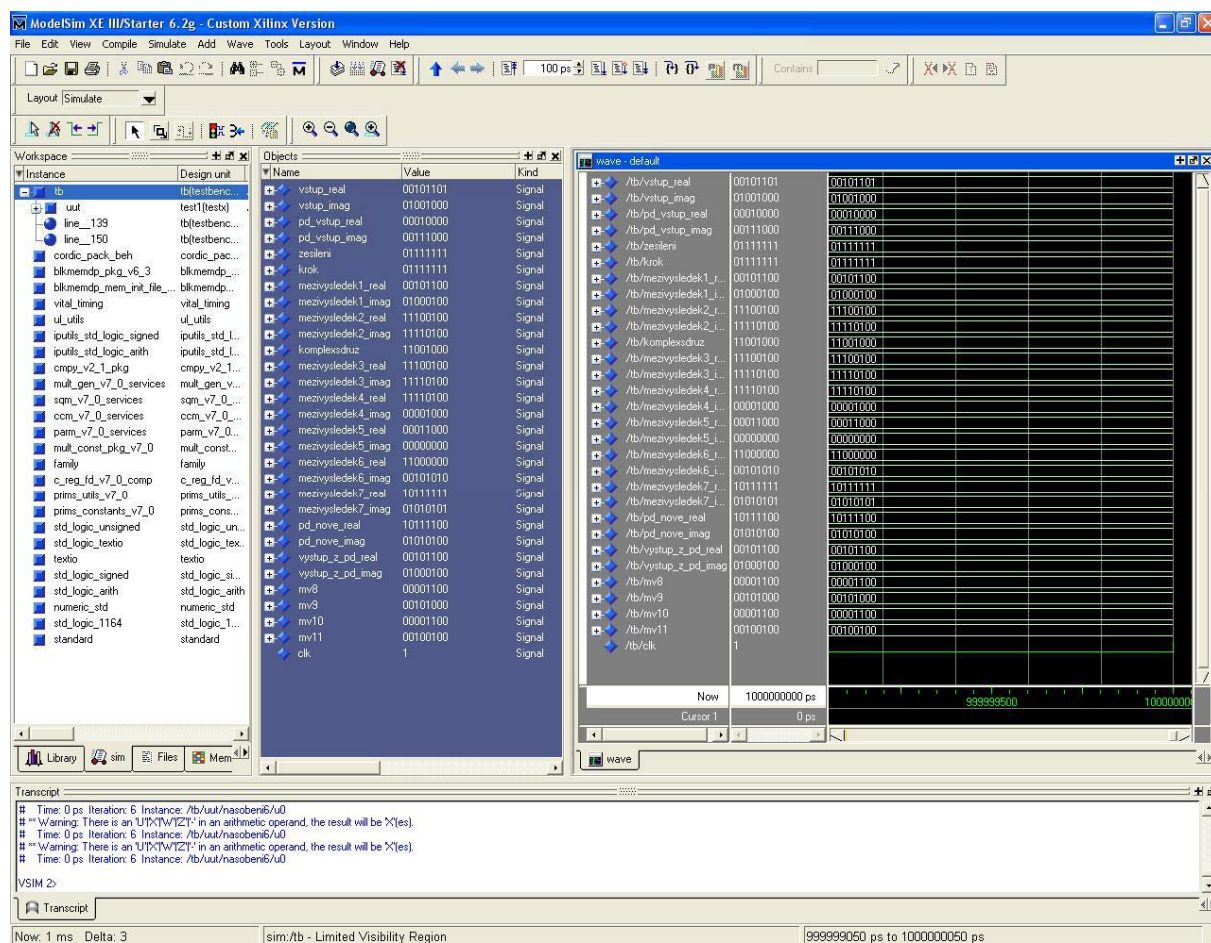
Obr. 43: Blokové schéma systému.

Vstupní signál vytváří v MATLABu simulované modulátory a přenos do entity projektu vytvořeného v návrhovém systému Xilinx zajišťuje *TestBenchWaveForm* – to je „generátor“ signálu, schopný signál měnit v čase, který je určen hodinami *clk* systému.



Obr. 44: Screenshot „generátoru“ vstupních dat *TestBenchWaveForm*.

Simulace je provedena v systému *ModelSim* a její výsledky přenášíme zpět do MATLABu, kde je vyhodnotíme.



Obr. 45: Screenshot výstupu simulačního programu *ModelSim*.

8. Zhodnocení a porovnání výsledků MATLAB/Xilinx (ModelSim)

Generování vstupních hodnot modulátoru je provedeno cyklem v MATLABu; tento cyklus je na přiloženém CD. Vzorky byly voleny tak, aby rovnoměrně pokrývaly celý rozsah práce modulátoru. Tyto vzorky byly vždy po určitých časových prodlevách, které jsou potřebné pro korektní průběh všech užitých matematických a ostatních operací, vloženy do *TestBenche* a v prostředí simulátoru *ModelSim* byly zkoumány jednak hodnoty celku *modulátor-předzkreslovač-model zesilovače* a dále byly zkoumány hodnoty nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače. Ty byly poté zpětně vloženy do MATLABu pro vykreslení.

V MATLABu byl vytvořen další *m-file*, jehož činnost je identická s činností aplikace v prostředí Xilinx. Tento *m-file* ale jako vstupní data nevyužívá celkový rozsah hodnot z modelu modulátoru, ale pouze vektor vzorků identických se vzorky užitými v prostředí Xilinx. V MATLABu zkoumáme taktéž hodnoty celku *modulátor-předzkreslovač-model zesilovače* a hodnoty nových koeficientů pro adaptaci.

Nepřesnosti jsou dány poté zejména:

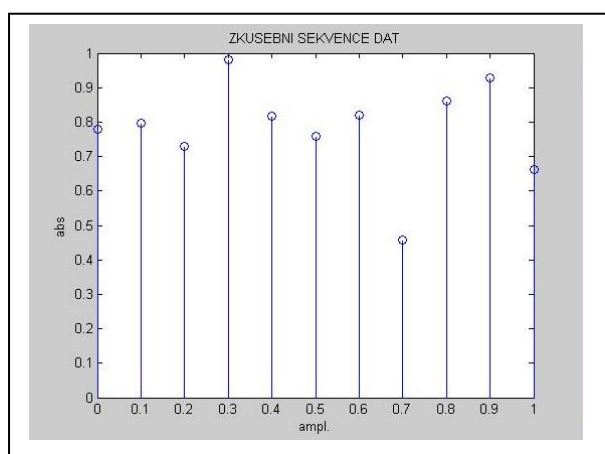
Užitou délkou bitového slova. Pro výpočty v prostředí Xilinx používám 8bitové slovo ve znaménkovém (*signed*) doplňkovém kódu. MATLAB počítá ve formátu *long*. 8bitová délka slova se však ukázala pro přesnější výpočty příliš malá. Použití větší délky slova však pro tento projekt nebylo dost dobře možné z důvodu naprosto neúměrně dlouhé doby simulace a silné nestability prostředí free verze Xilinx Webpack.

Hodnotami z tabulky Look-Up Table. Salehův model nelinearity zesilovače v MATLABu pracuje jako spojitá funkce. V prostředí Xilinx je simulován elektronickou pamětí, jejíž hloubka (*depth*) je konečná a je rovna $2^{N-1} = 2^7 = 128$ hodnot (N je počet bitů, t.j. 8). Pochopitelně výsledky jsou přesnější tím více, čím víc koeficientů tato tabulka obsahuje a čím více bitové jsou jednotlivé koeficienty.

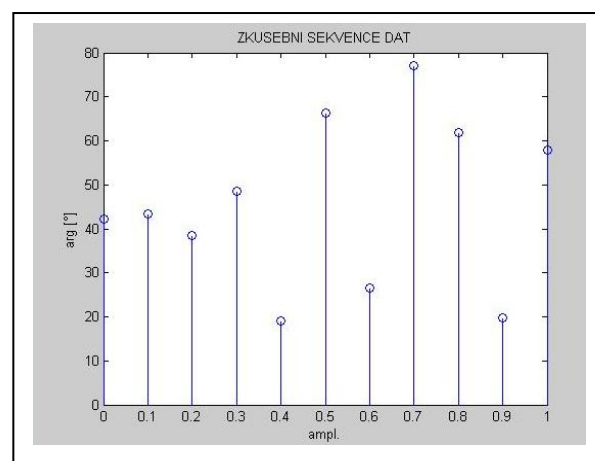
Adresací paměti, reprezentující LUT. Adresace paměti je prováděna modulem součinu vstupních dat s koeficienty předzkreslovače

$$\text{Abs}[(\text{Re}(VST) + \text{Im}(VST)) * (\text{Re}(PD) + \text{Im}(PD))]$$

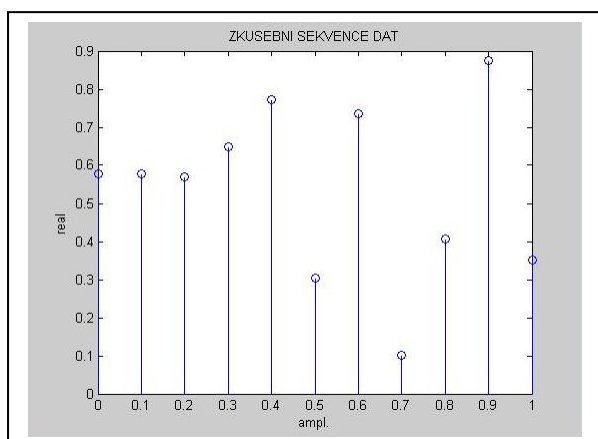
Nepřesnost adresy (i velmi malá) a z toho vyplývající výběr nesprávného (např. sousedního) vzorku z paměti může proces značně zkreslit, protože model zesilovače je nelineární a i málo od sebe vzdálené vzorky mohou být značně odlišné.



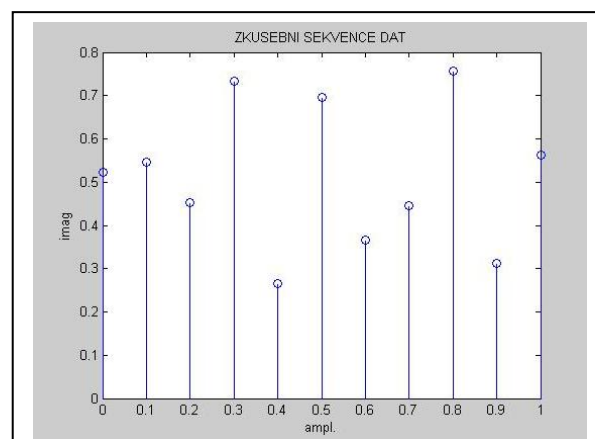
Obr. 46: Zkušební sekvence dat (abs).



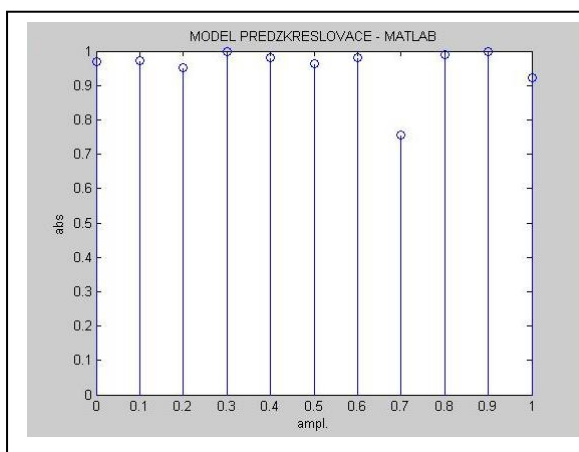
Obr. 47: Zkušební sekvence dat (arg [°]).



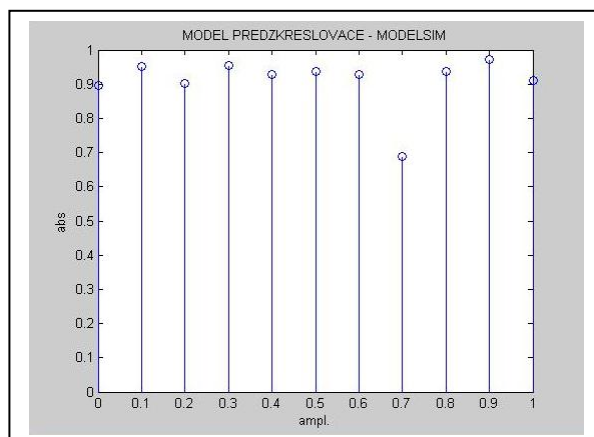
Obr. 48: Zkušební sekvence dat (real).



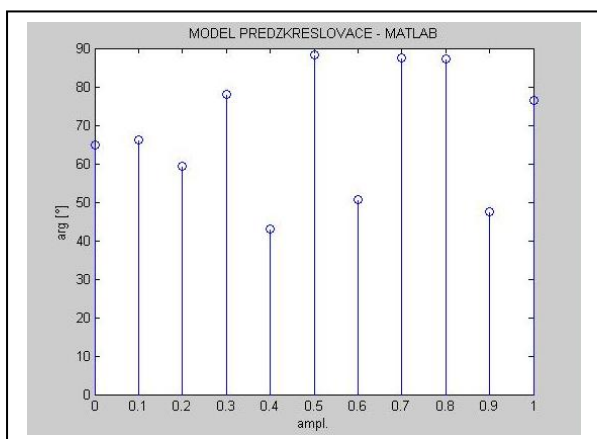
Obr. 49: Zkušební sekvence dat (imag).



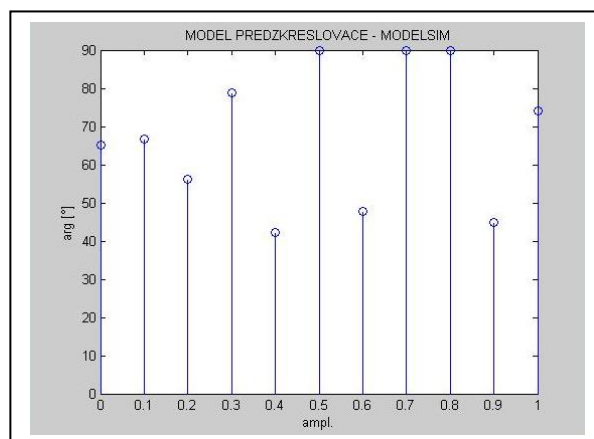
Obr. 50: Grafické srovnání výstupu zesilovače (abs, MATLAB).



Obr. 51: Grafické srovnání výstupu zesilovače (abs, ModelSim).

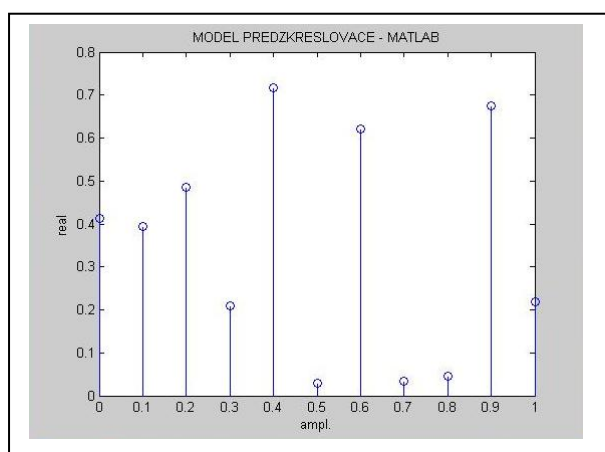


Obr. 52: Grafické srovnání výstupu zesilovače (arg [°], MATLAB).

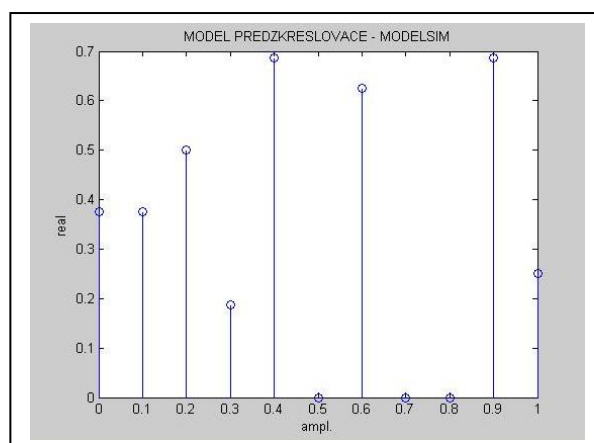


Obr. 53: Grafické srovnání výstupu zesilovače (arg [°], ModelSim).

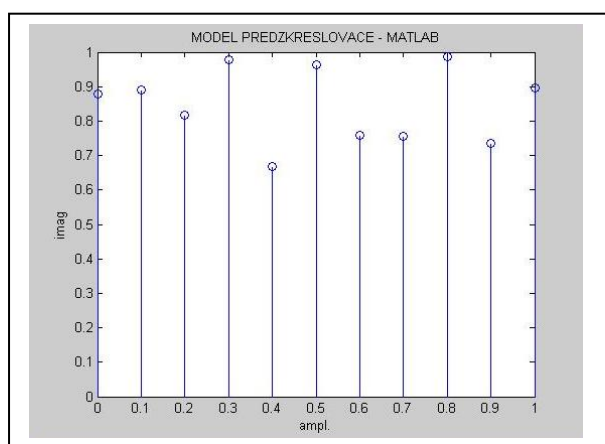
A



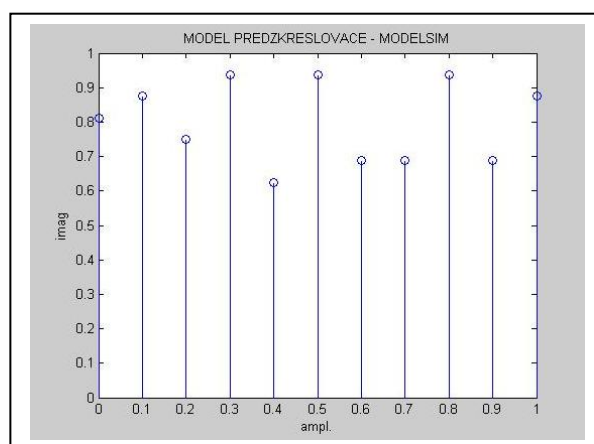
Obr. 54: Grafické srovnání výstupu zesilovače (real, MATLAB).



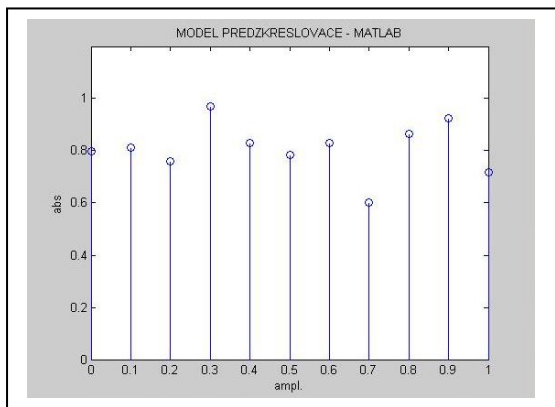
Obr. 55: Grafické srovnání výstupu zesilovače (real, ModelSim).



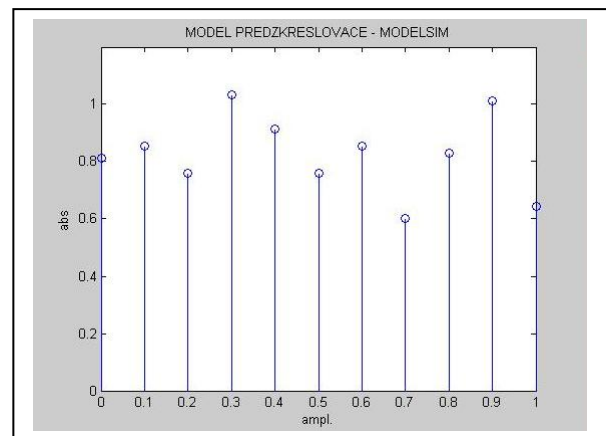
Obr. 56 Grafické srovnání výstupu zesilovače (imag, MATLAB).



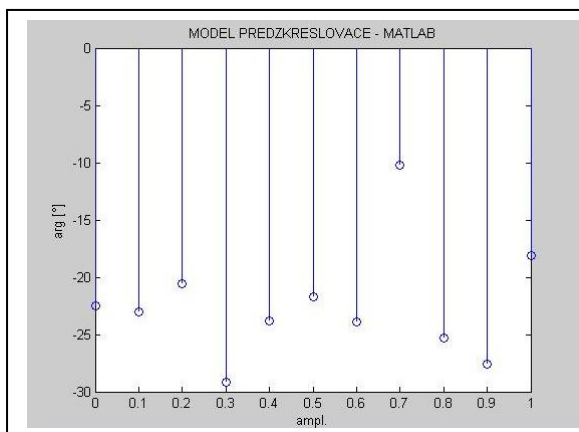
Obr. 57 Grafické srovnání výstupu zesilovače (imag, ModelSim).



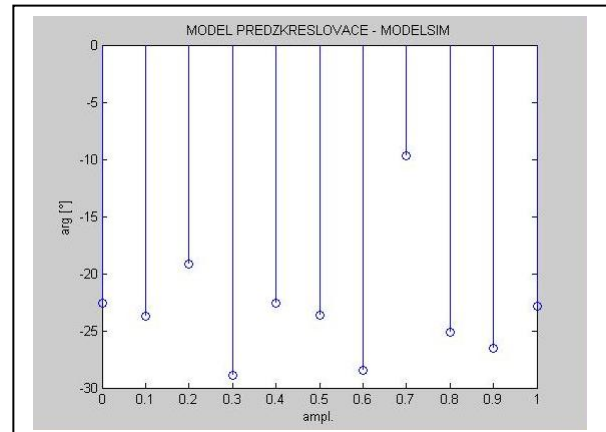
Obr. 58: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (abs, MATLAB).



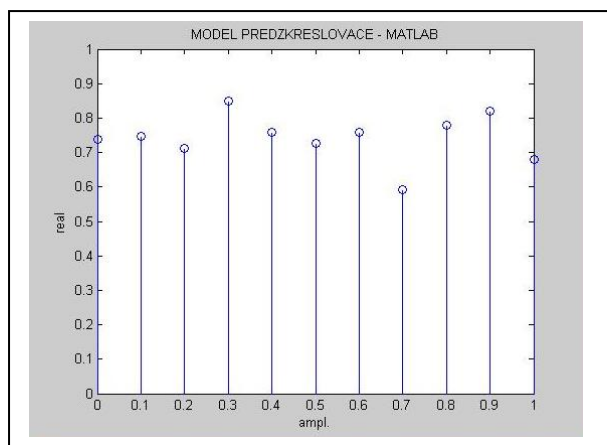
Obr. 59: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (abs, ModelSim).



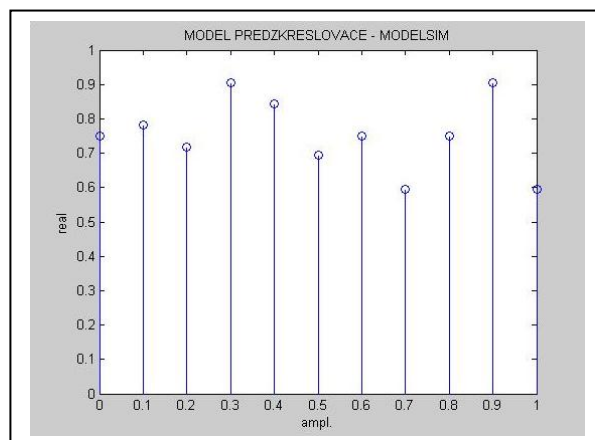
Obr. 60: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (arg [°], MATLAB).



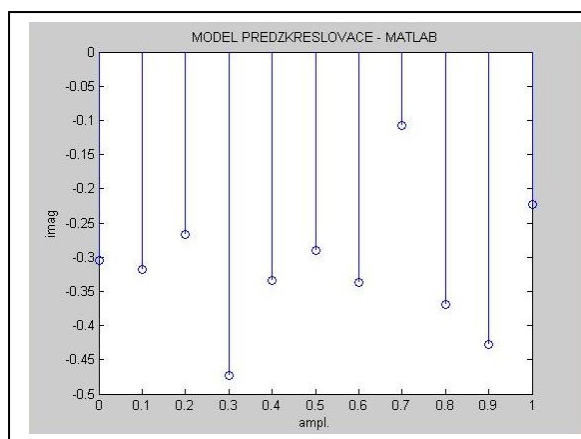
Obr. 61: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (arg [°], ModelSim).



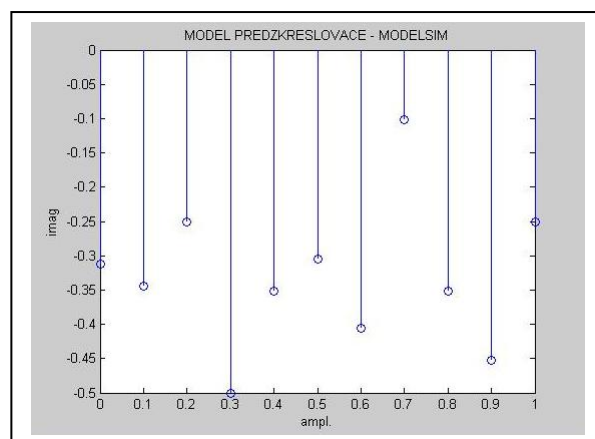
Obr. 62: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (real, MATLAB).



Obr. 63: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (real, ModelSim).



Obr. 64: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (imag, MATLAB).



Obr. 65: Grafické srovnání hodnot nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače (imag, ModelSim).

9. Závěr

Teoretická simulace systému modulátor-předzkreslovač-nelineární zesilovač v MATLABu prokázala, že předzkreslení v základním pásmu je účinný proces, který obecně lze použít k potlačení nelinearity výkonových zesilovačů.

Při simulaci konkrétní datové posloupnosti získané z modulátoru v MATLABu a v prostředí Xilinx, které již využívá modely konkrétních komponent (pro realizaci aritmetických operací a pamětí) dojdeme k výsledkům, jejichž odchylky jsou způsobeny zejména:

- bitovým rozlišením aritmetických operací, pamětí a sběrnic;
- počtem koeficientů (hloubkou) tabulky LUT, reprezentující Salehův model zesilovače (čím více koeficientů, tím lépe);
- přesností tabulky LUT, reprezentující Salehův model zesilovače (čím více desetinných míst, tím lépe);
- přesností adresace paměti, která reprezentuje tabulku LUT Salehova modelu zesilovače (model zesilovače je nelineární, a proto i koeficienty blízko sebe mohou být značně odlišné).

Tyto požadavky ale jsou ve vzájemném konfliktu s následujícími:

- doba výpočtu – počet hran hodinového signálu *clk* pro užití operace;
- stabilita systému free verze Xilinx Webpack, která, jak již bylo zmíněno, je pro operace s využitím delšího bitového slova velmi problematická.

Při praktické realizaci navíc musíme brát v úvahu i:

- složitost implementace;
- cenu.

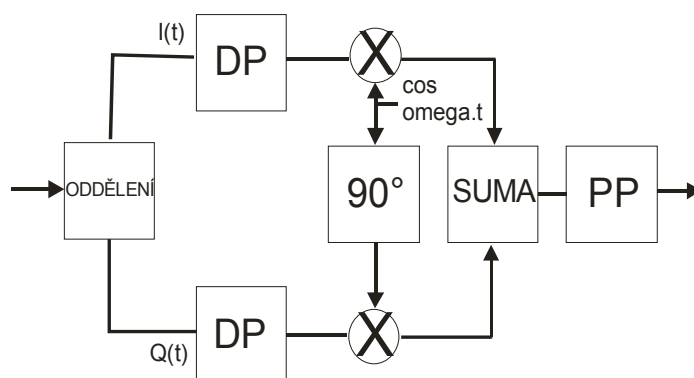
10. Dodatek k textu

*¹⁾ *Intermodulační zkreslení (IMD - intermodulation distortion)* je jedním z projevů nelineárního zkreslení u zesilovačů. Nelineární zkreslení je důsledek nelineárních závislostí mezi napětími a proudy u alespoň jednoho z použitých prvků v zesilovači. Posuzuje se při konst. frekvenci signálu vstupního a výstupního. Intermodulační zkreslení se projevuje výskytem nežádoucích (vyšších harmonických) složek ve spektru. Tyto složky jsou celočíselné násobky složek harmonických signálů, přiváděných na vstup zesilovače. Kvantitativně se intermodulační zkreslení vyjadřuje *činitelem intermodulačního zkreslení* k_i . [5]

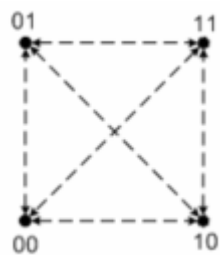
*²⁾ *Skalární a vektorové analyzátory* – používají se pro měření přenosu a odrazů neautonomních obvodů (filtrů, děličů, slučovačů, zesilovačů, antén, apod.) a patří mezi nejdůležitější vybavení každé vysokofrekvenční a mikrovlnné laboratoře. Skalární analyzátory měří moduly přenosu a odrazů, neměří fáze, vyznačuje se snadnou a rychlou kalibrací, snadnou obsluhou a relativně nízkou cenou. Vektorové analyzátory měří amplitudy i fáze přenosu a odrazů, kalibrace i použití je složitější, cena 2x až 3x vyšší než u SkA. Při měření vektorovým analyzátozem lze korigovat téměř všechny systematické chyby měření. Vektorový analyzátor lze provozovat i ve skalárním režimu. Pro velké procento vf a mikrovlnných měření postačí užití skalárního analyzátoru.

*³⁾ *Diagr. oka* – umožňuje znázornit výskyt mezisymb. interferencí (tvar se podobá lidskému oku) [4]

*⁴⁾ *QPSK modulátor* – čtyřstavové fázové klíčování. *Účel:* Modulátor převádí vstupní signál ve formě log. nul a jedniček do spektra s konkrétním nosným kmitočtem a šířkou pásma. Bity se rozdělují a poté sdružují do dvojic (dibitů, symbolů). Každý dibit může nabývat čtyři hodnoty (01, 11, 10, 00) → čtyři různé stavy fáze modulovaného nosného kmitočtu. *Princip:* Vstupní signál je rozdělen do větví I a Q , dále je filtrován a modulován nosným signálem. Signál z obou větví je sečten a znovu filtrován. Výstupem je modulovaný signál QPSK.



Obr. 66: Blokové schéma modulátoru QPSK.



Obr. 67: Vektorový diagr. QPSK.

11. Obsah příloženého CD

-	<i>qpsk.m</i>	Generátor vstupních dat (modulátor QPSK)
-	<i>ofdm.m</i>	Generátor vstupních dat (modulátor OFDM)
-	<i>Saleh.m</i>	Model nelinearity zesilovače
-	<i>prevodQnDec.m</i>	Jednoduchý převodník vektorů Re a Im čísel v doplňkovém znaménkovém kódu do desetinné podoby
-	<i>predist_qpsk.m</i>	Demonstrace systému QPSK modulátor-adaptivní předzkreslovač-nelineární zesilovač
-	<i>predist_qpsk_nebo_ofdm.m</i>	Demonstrace systému QPSK nebo OFDM modulátor-adaptivní předzkreslovač-zesilovač (výběr modulace se provádí odkomentováním modulátoru, který chceme užít pro generování vstupu)
-	<i>srovpdkoef.m</i>	Srovnání MATLAB/ModelSim: Výpočet nových koeficientů předzkreslovače pro zadaný vektor vstupních hodnot
-	<i>srovpdvst.m</i>	Srovnání MATLAB/ModelSim: Testovací vektor (modulátor) + model zesilovače
-	<i>Predist8bit</i>	Aplikace v prostředí Xilinx Webpack – vektor vstupních hodnot z modulátoru, předzkreslovač, model nelinearity zesilovače a výpočet nových koeficientů pro adaptaci předzkreslovače
-		vlastní text práce
-		soubor <i>metadat</i>

12. Literatura, odkazy

- [1] Kenington, P. B. *High-Linearity RF Amplifier Design*.
- [2] Cavers, J. K. *The Effect of Quadrature Modulator and Demodulator Errors on Adaptive Digital Predistorters for Amplifier Linearization*.
- [3] Baudoin, G.; Maršálek, R.; Jardin, P. *A new approach for LUT-based digital predistorters adaption*.
- [4] Maršálek, R. *Teorie rádiové komunikace – přednášky (elektronické prezentace)*. VUT v Brně, 2006.
- [5] Hanus, S., Svačina, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika – přednášky (elektronický text)*. Skriptum VUT v Brně, 2002. 208 s.
- [6] http://mojeskola.cz/Vyuka/Php/Learning/Derivace/matika_krokem4.php
- [7] <http://www.rfprop.com>
- [8] www.umts.wz.cz
- [9] www.parabola.cz
- [10] Kolouch, J. *Programovatelné logické obvody – přednášky (elektronické prezentace)*. VUT v Brně, 2005.
- [11] Vích, R., Smékal, Z. *Číslicové filtry*. Academia, 2000.
- [12] Prokeš, A. *Komunikační systémy – přednášky (elektronický text)*. Skriptum VUT v Brně. 64 s.