

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Magisterský studijní obor
ELEKTRONIKA A SDĚLOVACÍ TECHNIKA

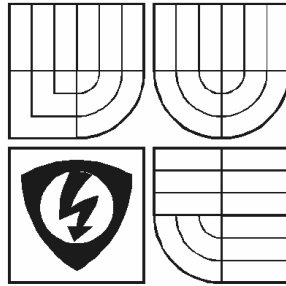
DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno 2006

Josef URBAN

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky



OPTIMÁLNÍ KOMBINACE METOD PRO REDUKCI DYNAMIKY SIGNÁLŮ OFDM

diplomová práce

Studijní obor: Elektronika a sdělovací technika
Jméno studenta: Josef URBAN
Vedoucí diplomové práce: Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
Faculty of Electrical Engineering and Communication
Institute of Radio Electronics

Optimal combination of OFDM PAPR reduction methods

Diploma Thesis

Study Specialization: Electronics and Communication
Author: Josef URBAN
Supervisor: Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

ABSTRACT

Nowadays there is a need to transfer data at high-speed. For this purpose, it is necessary to use complicated transmission systems with multicarrier modulation. One of these modulations is OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). A disadvantage of this modulation is a high dynamic of the signal, high ratio between maximal and average power values, so-called PAPR (Peak to Average Power Ratio). A disadvantage of high dynamic signal can be shown on amplifiers, which work in non-linear region, that results in non-linear distortion of signals. This distortion depends on the dynamic of the signal.

There are many ways to reduce PAPR in OFDM signal. The task for this project is to implement some of them into Matlab and try to design some combination of that methods. Methods are researched from the viewpoint of the effect on reduction of PAPR and also from the viewpoint of the distortion of the signal, which some of them produce and last but not least from the viewpoint of how demanding the computations of the systems designed this way are. Four single methods and two their combinations were tested. The final posed question is if it has worth to combine methods for reduction PAPR, whereby very complicated systems are formed.

Obsah

Úvod	- 1 -
1. OFDM.....	- 2 -
1.1. Obecné blokové schéma modulátoru OFDM :	- 4 -
1.2. Dynamika v OFDM signálu	- 4 -
1.2.1. Peak to Average Power Ratio - PAPR	- 5 -
2. Metody redukce dynamiky v OFDM	- 5 -
2.1. Parametry OFDM signálu použitého pro získání výsledků.....	- 6 -
3. Clipping – ořezání signálu.....	- 7 -
3.1. Implementace metody clipping v Matlabu	- 7 -
3.1.1. Modulátor	- 7 -
3.1.2. Demodulátor	- 9 -
3.2. Výsledky metody Clipping.....	- 9 -
3.2.1. Spektrum signálu pro metodu Clipping.....	- 9 -
3.2.2. Konstelační diagramy	- 11 -
3.2.3. Definice EVM	- 13 -
3.2.4. EVM pro metodu Clipping.....	- 13 -
3.2.5. PAPR pro metodu Clipping.....	- 14 -
3.3. Závěrečné hodnocení metody Clipping.....	- 16 -
4. RCAF – Opakovaný clipping a frekvenční filtrace	- 17 -
4.1. Implementace metody RCAF v Matlabu.....	- 18 -
4.1.1. Modulátor	- 18 -
4.1.2. Demodulátor	- 19 -
4.2. Výsledky metody RCAF	- 20 -
4.2.1. Spektrum signálu	- 20 -
4.2.2. EVM pro metodu RCAF.....	- 21 -
4.2.3. PAPR pro metodu RCAF	- 22 -
4.3. Závěrečné hodnocení metody RCAF	- 25 -
5. Interleaving.....	- 26 -
5.1. Implementace metody Interleaving do Matlabu.....	- 27 -
5.1.1. Modulátor	- 27 -
5.1.2. Demodulátor	- 29 -
5.2. Výsledky metody Interleaving	- 30 -
5.2.1. PAPR pro metodu Interleaving.....	- 32 -
5.3. Závěrečné hodnocení metody Interleaving.....	- 34 -
6. PTS	- 35 -
6.1. Implementace metody PTS do Matlabu	- 35 -
6.1.1. Modulátor	- 35 -
6.1.2. Demodulátor	- 37 -
6.2. Výsledky metody PTS.....	- 38 -
6.2.1. PAPR pro metodu PTS	- 38 -
6.3. Závěrečné hodnocení metody PTS	- 40 -
7. Kombinace metod pro redukcí dynamiky v OFDM.....	- 41 -
8. Interleaving + RCAF	- 42 -
8.1. Implementace Interleaving + RCAF do Matlabu	- 42 -
8.2. Výsledky kombinace metod Interleaving + RCAF	- 43 -
8.2.1. Spektrum signálu pro Interleaving + RCAF.....	- 44 -
8.2.2. PAPR a EVM pro Interleaving + RCAF	- 45 -
8.2.3. Konstelační diagramy pro Interleaving + RCAF.....	- 47 -

8.2.4. Realizace metody při použití $k=4$ cestného interleaveru	- 48 -
8.2.5. Realizace metody při použití $k=12$ cestného interleaveru	- 49 -
8.3. Závěrečné hodnocení kombinace Interleaving+ RCAF	- 50 -
9. PTS + RCAF.....	- 51 -
9.1. Implementace PTS + RCAF do Matlabu.....	- 51 -
9.2. Výsledky kombinace metod PTS + RCAF.....	- 52 -
9.2.1. Spektrum signálu pro PTS + RCAF	- 53 -
9.2.2. PAPR a EVM pro PTS + RCAF.....	- 54 -
9.2.3. Konstelační diagramy pro PTS + RCAF.....	- 56 -
9.2.4. Realizace metody při použití $M=4$ cest uvnitř PTS.....	- 57 -
9.2.5. Realizace metody při použití $M=10$ cest uvnitř PTS.....	- 58 -
9.3. Závěrečné hodnocení kombinace PTS + RCAF.....	- 59 -
10. Závěr.....	- 60 -
Použitá literatura.....	- 63 -
Seznam obrázků a tabulek	- 64 -

Úvod

Jelikož se dosažená datová rychlost systémů přibližuje možnosti přenosu na reálných kanálech, je zapotřebí použití nových přenosových systémů. Realizace systémů s jednou nosnou je v praxi obtížná zejména kvůli tomu, že na straně přijímače je nezbytně nutné vyrovnat vícecestné úniky v bloku ekvalizéru (vyrovnače).

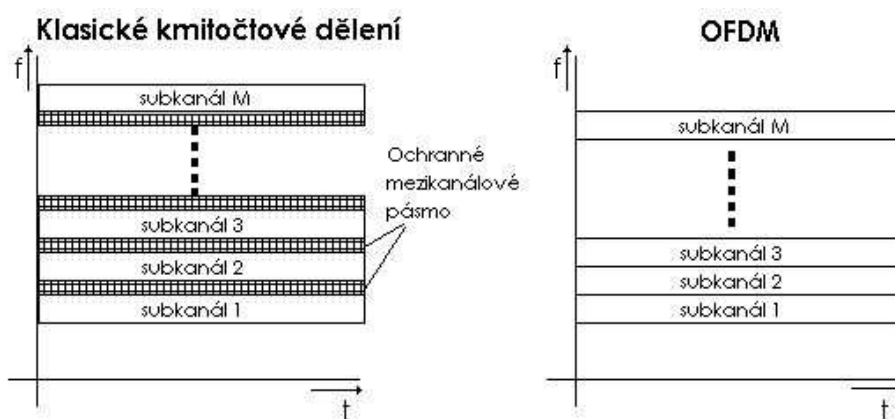
Vhodnější je použití modulace více nosných. Hlavní charakteristickou vlastností modulace více nosných je rozklad širokopásmového kanálu v sadu ideálně nezávislých úzkopásmových subkanálů. V takovém případě lze přenosovou funkci celého kanálu nahradit po částech konstantní funkcí, což zjednodušuje realizaci ekvalizátoru. Nejběžněji používané systémy jsou DMT (Discrete MultiTone) a OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). Velkou nevýhodou signálů OFDM je velký poměr mezi špičkovou a střední hodnotou signálu, tedy vysoká dynamika signálu udávaná pomocí veličiny PAPR.

Cílem projektu je navrhnout optimální kombinace metod pro snížení dynamiky signálu v OFDM a porovnat jejich výsledky navzájem a také s výsledky jednotlivých dílčích metod. Realizace spočívá v implementaci OFDM modulátorů s různými metodami pro snížení dynamiky signálu do prostředí Matlab.

1. OFDM

Systémy OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulují datový tok na velký počet nosných signálů. Datový tok se tak rozdělí na N nosných, což má za následek zmenšení původní přenosové rychlosti pro jednotlivé nosné a tím i podstatné prodloužení doby trvání signálových prvků. Tato skutečnost způsobí, že se u signálů přicházejících po různých drahách neuplatní časový rozptyl signálů a jím způsobená časová rozšíření signálových prvků.

OFDM se oproti jiným modulacím s více nosnými kmitočty v zásadě liší ortogonalitou jednotlivých subkanálů, díky které má modulace OFDM vyšší spektrální účinnost. Na obr.1.-1 je názorně vidět rozdíl kmitočtového dělení kanálu při klasické modulaci s více nosnými a při modulaci OFDM. Při neortogonální modulaci více nosnými kmitočty je zapotřebí mezi jednotlivé subkanály vkládat ochranné pásma, která zabrání přeslechům. Díky ortogonalitě jednotlivých subkanálů v OFDM modulaci není toto ochranné pásmo potřebné, proto je využití kanálu modulací OFDM účinnější.



Obr. 1.-1 : Kmitočtové dělení kanálu u klasické modulace s více nosnými a u modulace OFDM.

Pokud pro signály $s_1(t)$ a $s_2(t)$ platí vztah :

$$\int_0^T s_1(t) \cdot s_2(t) dt = 0$$

...pak jsou tyto signály na periodě T ortogonální. Pro případ modulace OFDM nazveme periodu T symbolovou periodou.

Aby byla v modulaci OFDM zachována ortogonalita během symbolové periody, je třeba na jednotlivých nosných volit takové modulace, které zachovávají konstantní modul a fázi na symbolové periodě. Tomu vyhovuje například modulace QPSK, 16QAM nebo 64QAM, které se pro tento účel používají. Dále budeme uvažovat nejjednodušší případ QPSK.

Signál OFDM můžeme v takovém případě podle [5] zapsat pomocí komplexní funkce $s(t)$:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} \cdot \text{Rect}_T(t - nT) e^{j2\pi m \frac{t}{t_0}}$$

...kde

$a_{m,n}$...je komplexní číslo nabývající hodnot $\{1+j, -1+j, -1-j, 1-j\}$
m	...je číslo udávající pořadí nosné
n	...je číslo udávající pořadí signálového prvku
T	...je doba trvání signálového prvku
$\text{Rect}_T(\)$...je funkce pravoúhlého okna s dobou trvání T

Doba trvání signálového prvku T se skládá z doby t_0 a ochranné doby Δ , tedy $T=t_0+\Delta$. t_0 je dobou, po kterou jsou nosné ortogonální. Ochranná doba Δ zamezuje mezisymbolovému rušení. V praxi se místo ochranné doby Δ vkládá tzv. cyklická kopie CP (Cyclic Prefix).

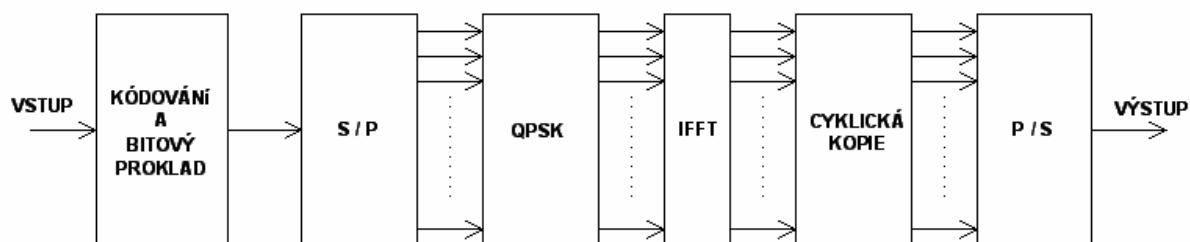
Kmitočty jednotlivých nosných jsou dány :

$$\omega_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot m}{t_0}$$

OFDM modulaci lze podle [1] realizovat pomocí inverzní rychlé zpětné Fourierovy transformace IFFT. Takto bude nadále v celé práci realizována.

1.1. Obecné blokové schéma modulátoru OFDM :

Blokové schéma jednoduchého modulátoru OFDM může vypadat takto :

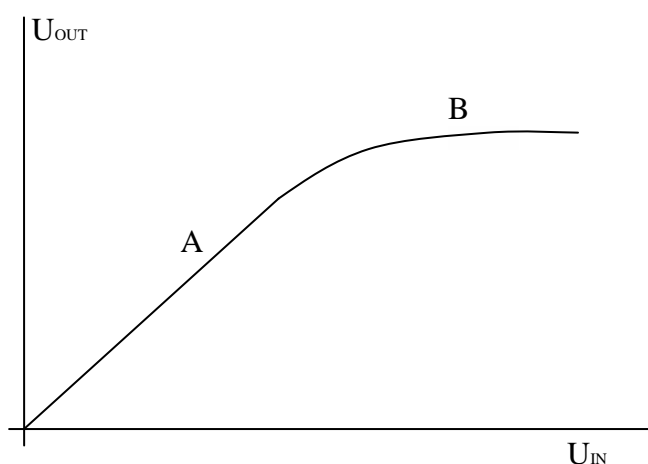


Obr. 1.-2 : Blokové schéma modulátoru OFDM

Vstupní data se nejprve kódují a bitově prokládají, poté jsou sdružována do bloků, což má za následek snížení bitové rychlosti na symbolovou periodu. Zakódovaná data jsou následně modulována modulátorem QPSK, popřípadě MQAM nebo jinou vhodnou modulací. Po provedení zpětné Fourierovy transformace, která je realizována rychlou zpětnou Fourierovou transformací, se posloupnost dat doplní o cyklickou kopii, která zvýší odolnost proti vícecestnému šíření. Nakonec jsou data převedena zpět do sériové podoby a jsou vysílána.

1.2. Dynamika v OFDM signálu

Nevýhodou OFDM je velký poměr špičkového výkonu ke střednímu, takzvané PAPR (Peak to Average Power Ratio), někdy označováno jako PAR. Je to nevýhodou při přenosu signálu reálnou přenosovou cestou, například v důsledku nelinearit zesilovače.



Obr. 1.-3 : Příklad typické přenosové charakteristiky zesilovače.

Na obr. 1.-3 je příklad typické přenosové charakteristiky zesilovače. Aby do signálu nebylo vneseno nelineární zkreslení, je zapotřebí pracovat v lineární části této

charakteristiky, tedy kolem bodu A. V této části přenosové charakteristiky je ale dosaženo nižší účinnosti, proto je snahou využít v zesilovači oblast při vyšších U_{IN} , tedy oblast kolem bodu B, kde již ale charakteristika není lineární. Proto se snažíme docílit co možná nejmenší napěťový rozptyl signálu, tedy co nejmenší dynamiku signálu, aby byl takový signál po zesílení v nelineární části přenosové charakteristiky zesilovače co nejméně zkreslen.

1.2.1. Peak to Average Power Ratio - PAPR

Poměr špičkové a střední hodnoty výkonu je podle [2] definován vztahem :

$$PAPR \{x(t), T\} = \frac{\max_{t \in T} |x(t)|^2}{E\{x(t)^2\}}$$

...kde $\max_{t \in T} |x(t)|^2$...představuje maximální okamžitý výkon
 $E\{x(t)^2\}$...je střední hodnota výkonu signálu
 T ...je interval, na kterém je PAPR měřeno

2. Metody redukce dynamiky v OFDM

Máme-li pochopit a vhodně navrhnout vhodné kombinace metod pro redukcí dynamiky, musíme nejdříve pochopit jednotlivé metody zvlášť.

Existuje mnoho metod snížení dynamiky signálu v OFDM. Rozhodl jsem se blíže prostudovat následující metody :

- **Clipping** – ořezání signálu o špičky [2]
- **RCAF** – ořezání a filtrace ve frekvenční oblasti [1]
- **Interleaving** – bitové prokládání [6]
- **PTS** – partial transmit sequences [7]

2.1. Parametry OFDM signálu použitého pro získání výsledků

Pro veškeré výsledky všech uvedených metod je použito jedenkrát náhodně generované vstupní posloupnosti bitů +1 a -1, přičemž pravděpodobnost výskytu hodnoty +1 je shodná s pravděpodobností výskytu hodnoty -1, tedy $P(+1)=P(-1)=0,5$.

Tato posloupnost je vždy modulována na OFDM signál o $N=64$ nosných, z toho $Z=24$ nulových uprostřed spektra, cyklickou kopii o délce $CP=16$ a s vzorkovací frekvencí $f_{vz}=20\text{MHz}$. Tedy :

- $N=64$...počet nosných
- $Z=24$...počet nulových složek uprostřed spektra (tzv. Zero Padding)
- $CP=16$...cyklická kopie (tzv. Cyclic Prefix)
- $f_{vz}=20\text{ MHz}$...vzorkovací frekvence

Takto je vygenerováno 1000 po sobě jdoucích symbolů, které již přináší dostatečně statisticky stálé výsledky. Vyšší počet symbolů jdoucích po sobě znamená již velice vysokou výpočetní náročnost pro realizaci výpočtů na obyčejném PC v prostředí Matlab.

Signál obdobných parametrů se používá například pro HIPERLAN2/IEEE 802.11a.

Pro všechny uvedené metody je použit shodný jednou náhodně vygenerovaný signál a to z důvodu možnosti přesného srovnání výsledků jednotlivých metod navzájem. Ty jsou totiž závislé na vstupním signálu, který při náhodném generování použitých 1000 po sobě jdoucích symbolů přináší rozdíly ve výsledcích, které jsou sice minimální, ale jsou patrné.

3. Clipping – ořezání signálu

Nejjednodušší metodou snížení dynamiky signálu je clipping. Jde o jednoduchou limitaci signálu v časové rovině. Pokud je absolutní okamžitá hodnota signálu v daném čase vyšší, než nastavená požadovaná maximální úroveň, je tato hodnota snížena právě na maximální požadovanou úroveň. Fáze je samozřejmě zachována.

Požadovanou maximální úroveň signálu je možno nastavit absolutně nebo relativně. Absolutní nastavení meze limitace je jednoduché, avšak méně názorné. Proto v následujících případech používám relativní hodnotu maximální úrovně signálu CLIP(-). Nová špičková úroveň signálu po clippingu tedy bude :

$$y_{C_MAX} = CLIP \cdot y_{MAX} \quad , \text{tedy} \quad CLIP = \frac{y_{C_MAX}}{y_{MAX}}$$

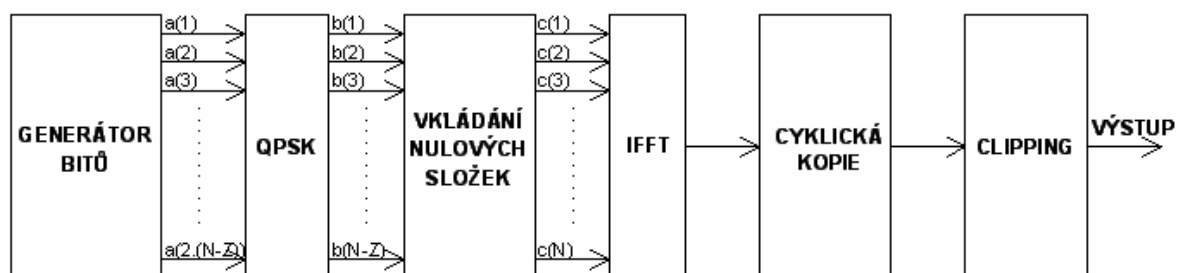
... kde y_{C_MAX} ...je maximální úroveň signálu po clippingu
 y_{MAX} ...je maximální úroveň původního signálu
 CLIP ...je konstanta udávající míru clippingu

Je-li zvolen velký stupeň limitace signálu, tedy $CLIP \ll 1$, je dosaženo vysoké redukce dynamiky signálu, ale za cenu jeho degradace. Při relativně velkém stupni ořezání signálu, tedy při nízké hodnotě CLIP, dochází k chybám při získávání původní informace. Proto musí být hodnota CLIP volena nejen s ohledem na snížení PAPR, ale je třeba zkoumat, zda jsme schopni z takto upraveného signálu opět získat původní přenášenou informaci.

3.1. Implementace metody clipping v Matlabu

3.1.1. Modulátor

Blokové schéma modulátoru OFDM v prostředí Matlab s metodou redukce dynamiky CLIPPING je na následujícím obrázku :



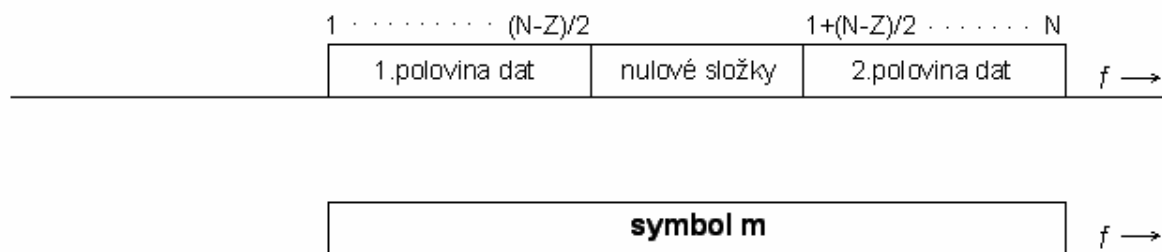
Obr. 3.-1 : Blokové schéma modulátoru OFDM s metodou redukce dynamiky clipping.

Pro každý vysílaný symbol vytvoří generátor bitů $(2 \cdot (N-Z))$ bitů, kde:

N ...je počet nosných OFDM
Z ...je počet nulových složek uprostřed spektra

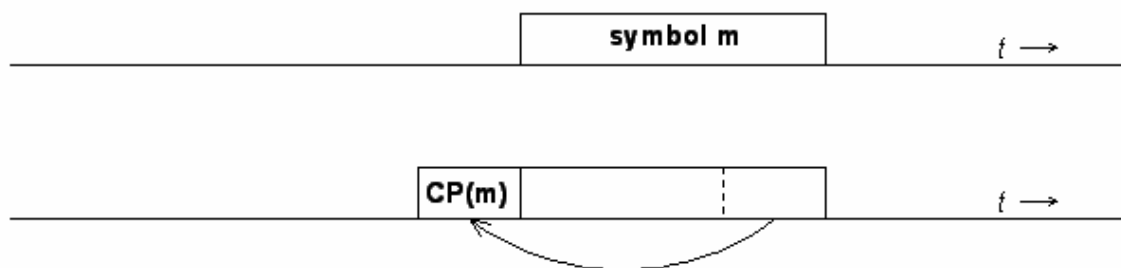
Tato posloupnost se dále moduluje čtyřstavovou modulací QPSK, která jednotlivým dvojicím bitů (dále *dibitům*) přiřadí jedno z komplexních čísel $(1+j, 1-j, -1+j, -1-j)$. Je možno použít vícecestavové modulace, (např. 16QAM, 64QAM), ale pro jednoduchost a názornost zde volím QPSK.

V dalším bloku se do posloupnosti $(N-Z)$ složek vkládá Z nulových nepoužívaných složek, docílí se tak zúžení spektra výsledného signálu. Nulové složky se vkládají na pozice $((N-Z)/2)$ až $(1+(N+Z)/2)$, tedy doprostřed posloupnosti. V tomto okamžiku získáváme posloupnost $c(1), c(2), c(3), \dots, c(N)$, kterou zde označuji jako *symbol*. Ve frekvenční rovině můžeme symbol znázornit takto :



Obr. 3.-2 : Vkládání nulových složek.

Dále se provede zpětná Fourierova transformace, respektive zpětná rychlá Fourierova transformace, která převede signál z frekvenční do časové roviny. Dále se ještě z důvodu zlepšení odolnosti vůči vícecestnému šíření vkládá cyklická kopie CP (Cyclic Prefix) :



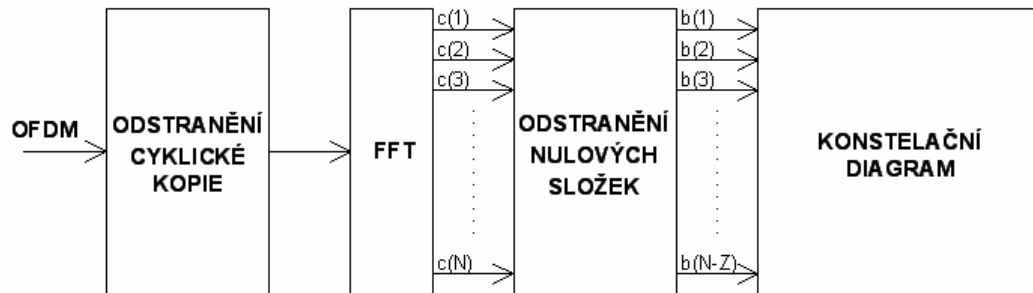
Obr. 3.-3 : Vkládání cyklické kopie.

Posledním blokem je Clipping, který provede limitaci okamžité absolutní hodnoty signálu, pokud je tato hodnota větší než nastavená určitá úroveň. Tuto maximální dovolenou absolutní hodnotu signálu po limitaci nastavuji relativně vůči maximální úrovni vyskytující se v signálu složeného z velkého počtu symbolů jdoucích po sobě, tedy pomocí konstanty CLIP.

3.1.2. Demodulátor

Demodulace zpracovaného signálu je provedena z důvodu ověření, zda lze z upraveného signálu opět získat vstupní posloupnost vstupních dat. Demodulace je realizována pouze do stavu, kdy lze zobrazit QPSK hodnoty signálu, ze kterých je jasně vidět, zda z nich lze bezchybně získat původní data.

Blokové schéma demodulace signálu v prostředí Matlab je znázorněno na následujícím obrázku :



Obr. 3.-4 : Blokové schéma demodulátoru OFDM.

Z každého symbolu příchozího signálu se musí nejprve odstranit cyklická kopie, poté se na každý symbol aplikuje Fourierova transformace, respektive rychlá Fourierova transformace. Tímto se dostáváme do frekvenční roviny, kde je třeba odstranit původně nulové složky uprostřed spektra. Teď už je možno symbol po symbolu zobrazit stavy do konstelačního diagramu.

3.2. Výsledky metody Clipping

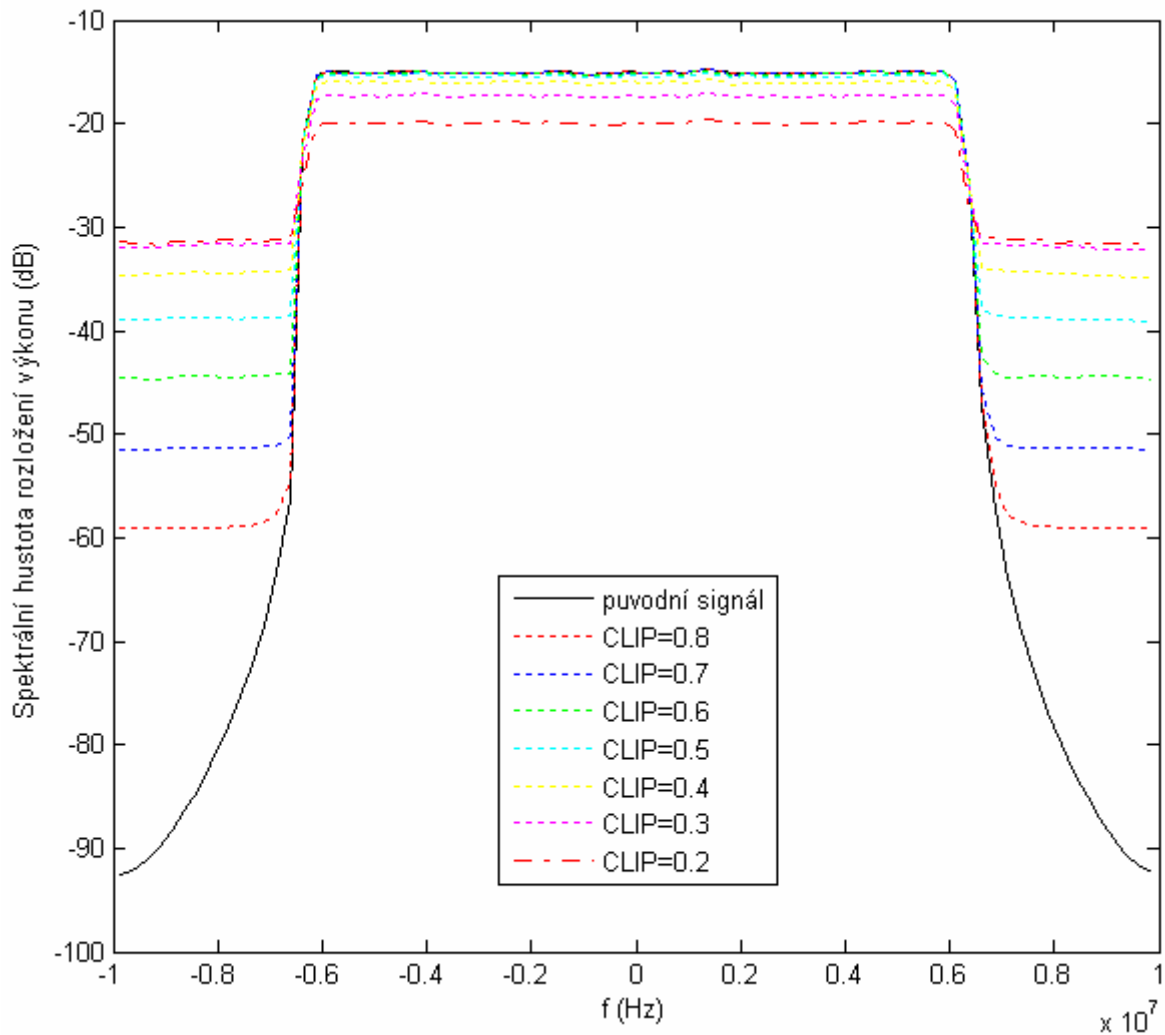
Každou z metod musíme zkoumat z těchto pohledů :

- Vliv na tvar spektra signálu
- Vliv na zkreslení signálu
- Vliv na PAPR signálu

3.2.1. Spektrum signálu pro metodu Clipping

Tvar spektra signálu je důležitý pro možnost reálného použití v přenosových systémech. Je nutné, aby signál obsadil ve frekvenční oblasti pouze zvolenou část spektra a nezasahoval do jiných frekvenčních pásem.

Graf spektrální hustoty rozložení výkonu pro signál upravený metodou Clipping :



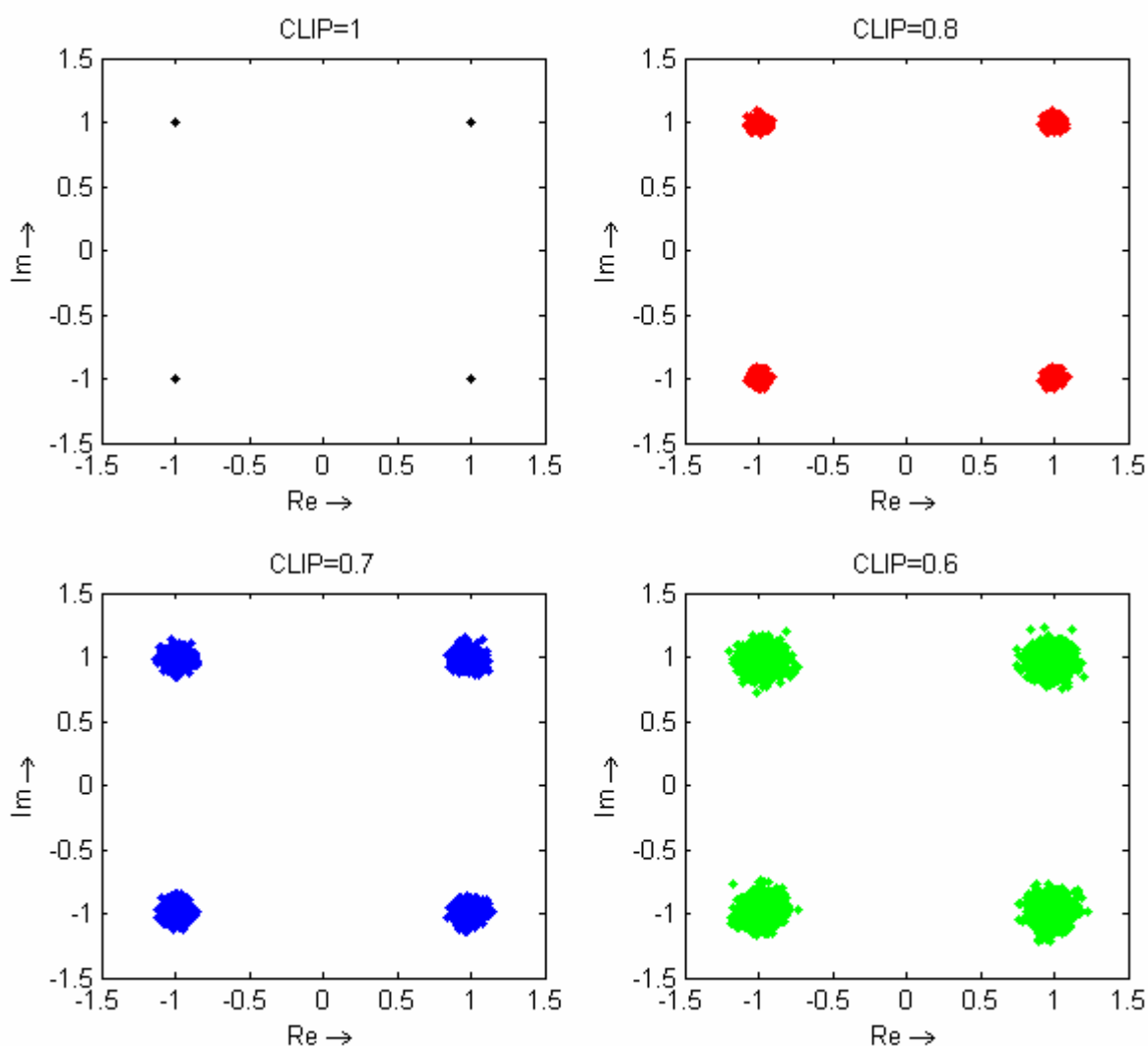
Obr. 3.-5 : Spektrální hustota rozložení výkonu pro metodu Clipping.

Jak je z grafu vidět, postranní části spektra se značně zvyšují již pro ořez na 80% původní maximální hodnoty. Při ořezu na 60% původní maximální hodnoty se postranní části spektra ještě více zvyšují, ale stále lze případnou filtrací problém odstranit. Již při ořezu na 40% původní maximální hodnoty signálu se již začíná kromě dalšího zvýšení energie v postranních pásmech spektra projevovat i snížení energie v hlavní přenášené části spektra.

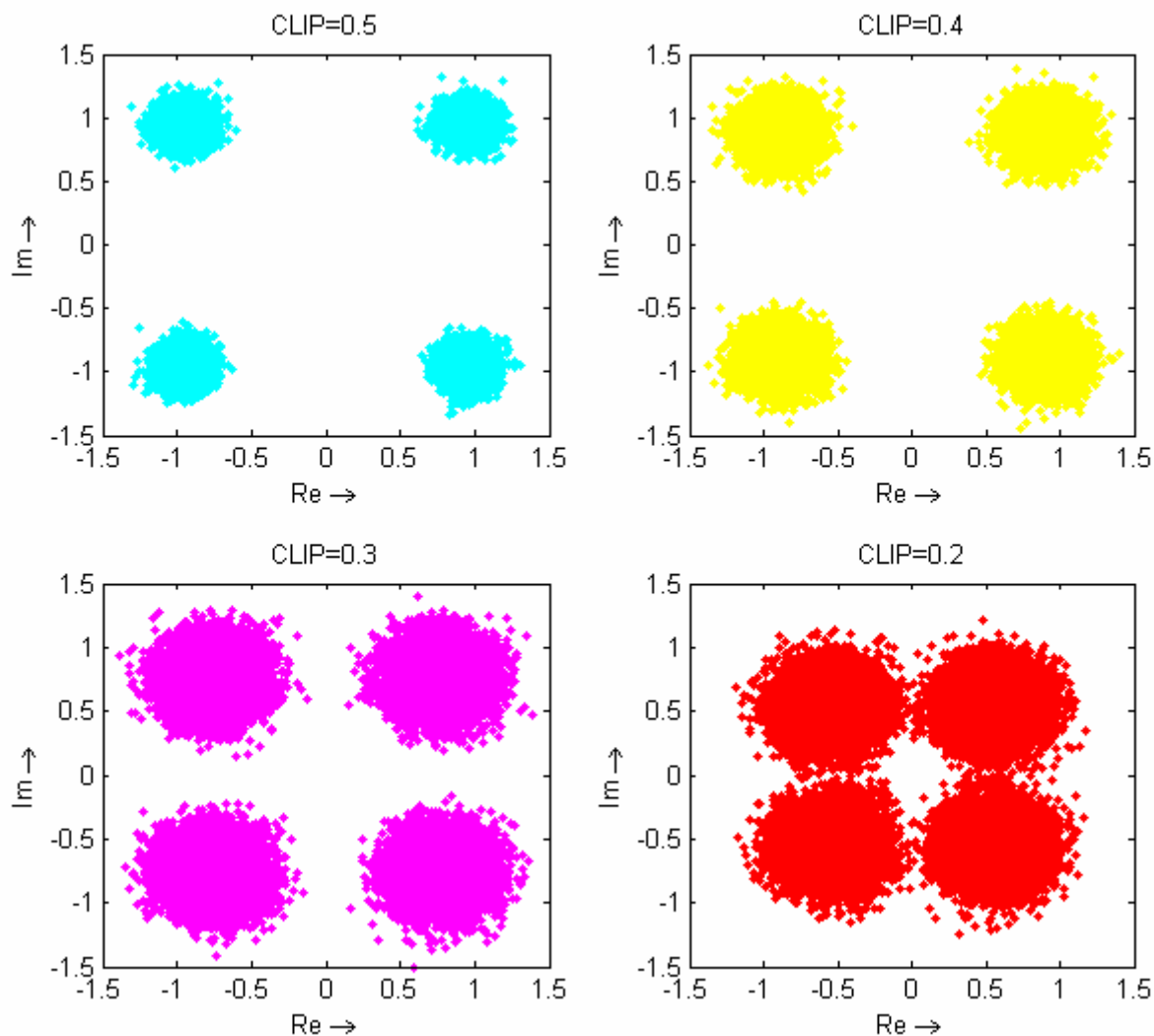
3.2.2. Konstelační diagramy

Z konstelačních diagramů lze přibližně rozpoznat míru zkreslení signálu, které se projevuje rozptylem bodů v konstelačních diagramech demodulovaného signálu. Vyšší rozptyl má za následek možnost chybného rozpoznání daného stavu a tedy chyby v přenosu dat. Je třeba také počítat se zkreslením, které do signálu vnáší přenos reálným přenosovým systémem, které zde není uvažováno. Uvedené zkreslení je způsobeno pouhou modulací s použitím dané metody pro snížení dynamiky signálu.

Konstelační diagramy QPSK odpovídající demodulovaným signálům pro jednotlivé úrovně clippingu :



Obr. 3-6 : První část konstelačních diagramů QPSK demodulovaného signálu OFDM z 1000 symbolů upravených metodou Clipping.



Obr. 3.-7 : Druhá část konstelačních diagramů QPSK demodulovaného signálu z 1000 symbolů upravených metodou Clipping.

Z uvedených konstelačních diagramů je jasně vidět, že až do $CLIP=0,3$ jsme schopni teoreticky bezchybně získat původní data, protože je možno každý bod v konstelačním diagramu přiřadit jednomu ze 4 výchozích stavů jednoznačně, zatím co při $CLIP=0,2$ se už shluky bodů začínají překrývat a může docházet k chybnému rozeznání stavů.

Ve skutečnosti se na rozptýlení hodnot v konstelačním diagramu podílí i nelinearita a šum přenosového kanálu, to však zde ale není zkoumáno.

3.2.3. Definice EVM

Výše uvedené subjektivní hodnocení rozptylu bodů v konstelačních diagramech lze matematicky vyjádřit pomocí veličiny EVM (Error Vector Magnitude). EVM je dle [8] definováno takto :

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |\varepsilon(k)|^2}}{\sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |A(k)|^2}}$$

$$\varepsilon(k) = \frac{V(k)W^{-k} - C_0}{C_1} - A(k)$$

- ...kde N_s ...je počet bodů v konstel. diagramu, pro které se výpočet provádí
 $A(k)$...je ideálně přenesený bod v konstelačním diagramu
 $V(k)$...je přijatý bod v konstelačním diagramu
 C_0, C_1, W ...jsou konstanty kompenzující posunutí v konstelačním diagramu

Hodnota EVM tedy vypovídá o míře rozptylu přijatých bodů v konstelačním diagramu oproti rozptylu původních bodů. Body v konstelačním diagramu reprezentující původní signál mají rozptyl 0%.

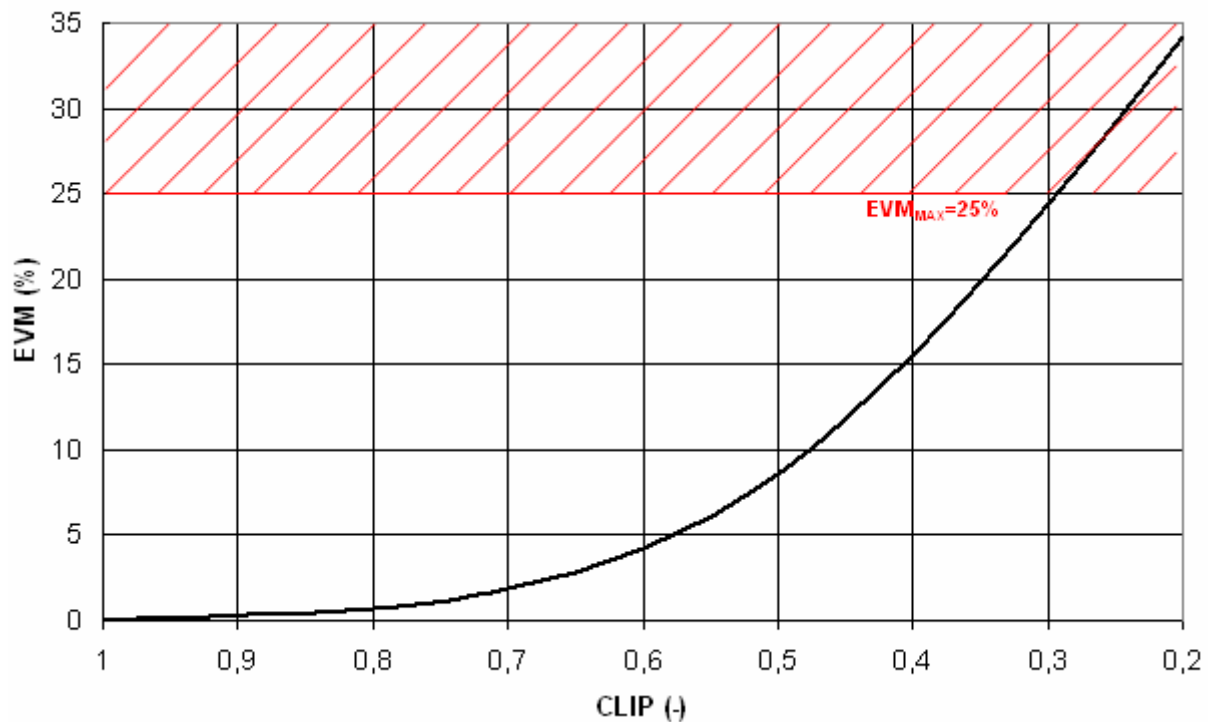
3.2.4. EVM pro metodu Clipping

V následující tabulce a grafu je uvedena závislost EVM na hodnotě míry limitace signálu CLIP :

CLIP (-)	1	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
EVM (%)	0	0,75	1,83	4,22	8,63	15,47	24,47	34,19

Tab. 3.-1 : Tabulka závislosti EVM na CLIP pro Clipping.

Graf závislosti EVM na hodnotě CLIP :



Obr. 3-8 : Graf závislosti EVM na CLIP pro Clipping.

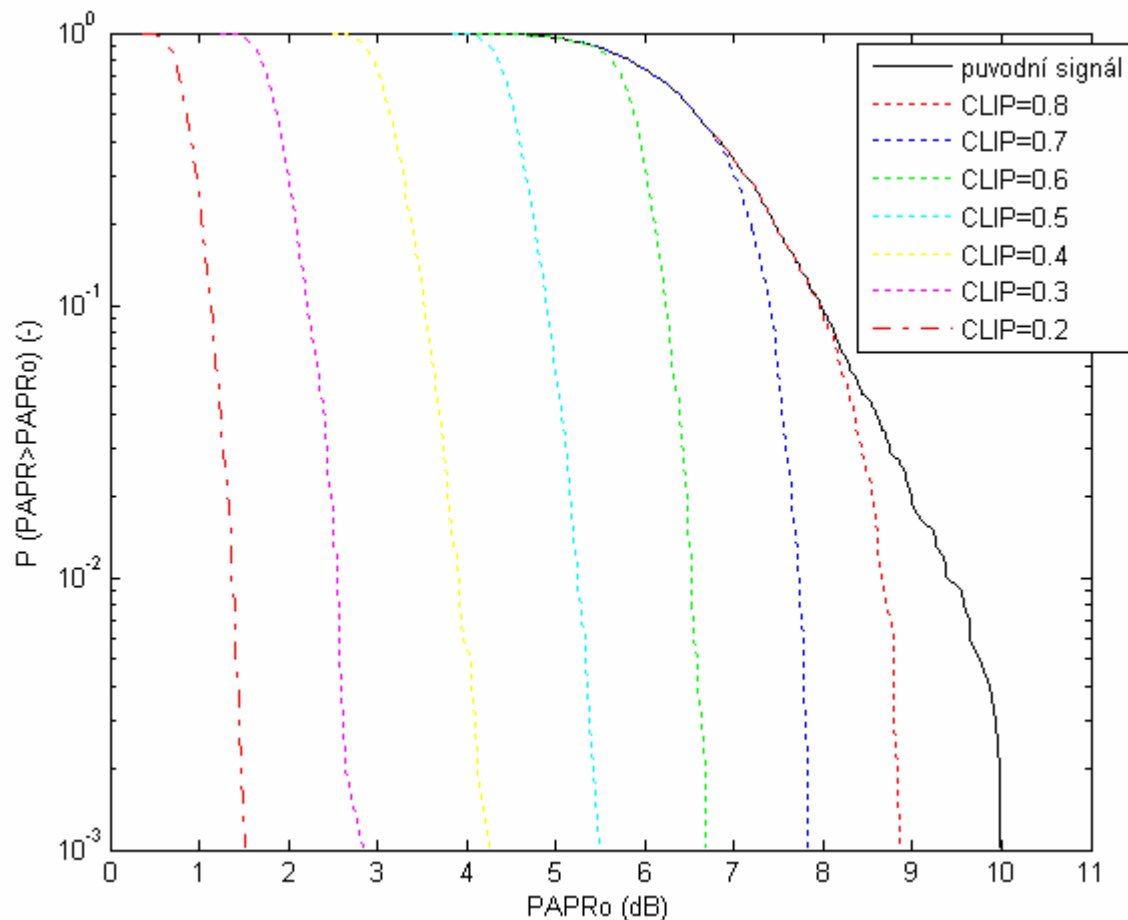
Z konstelačních diagramů lze poznat, do jaké hodnoty CLIP bude demodulovaný signál vykazovat minimální chybovost způsobenou clippingem. Jak je již uvedeno, tak přibližně do $CLIP=0,3$, což odpovídá hodnotě $EVM=25\%$. Hodnotu $EVM=25\%$ můžeme považovat za hraniční, označme ji $EVM_{MAX}=25\%$, jejíž překročením začne docházet ke značně zvýšené chybovosti způsobené špatným rozpoznáním stavu bodů v konstelačním diagramu.

V praxi se maximální přípustné hodnoty EVM pro jednotlivé standardy pohybují od 8,5% pro GSM až po 23,5% pro IS 95. V praxi však do hodnoty EVM zasahují velmi výrazně i zkreslení na zesilovači, na přenosové cestě signálu, což zde není uvažováno.

3.2.5. PAPR pro metodu Clipping

Pro zhodnocení účinnosti metody co se týče snížení hodnot PAPR nejlépe poslouží funkce CCDF (Complementary cumulative distribution function), která vrací graf závislosti $P(PAPR > PAPR_0) = f(PAPR_0)$. Uvedená závislost udává pro každou hodnotu PAPR pravděpodobnost, že v daném symbolu bude hodnota PAPR větší než $PAPR_0$.

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 :



Obr. 3-9 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 pro metodu Clipping.

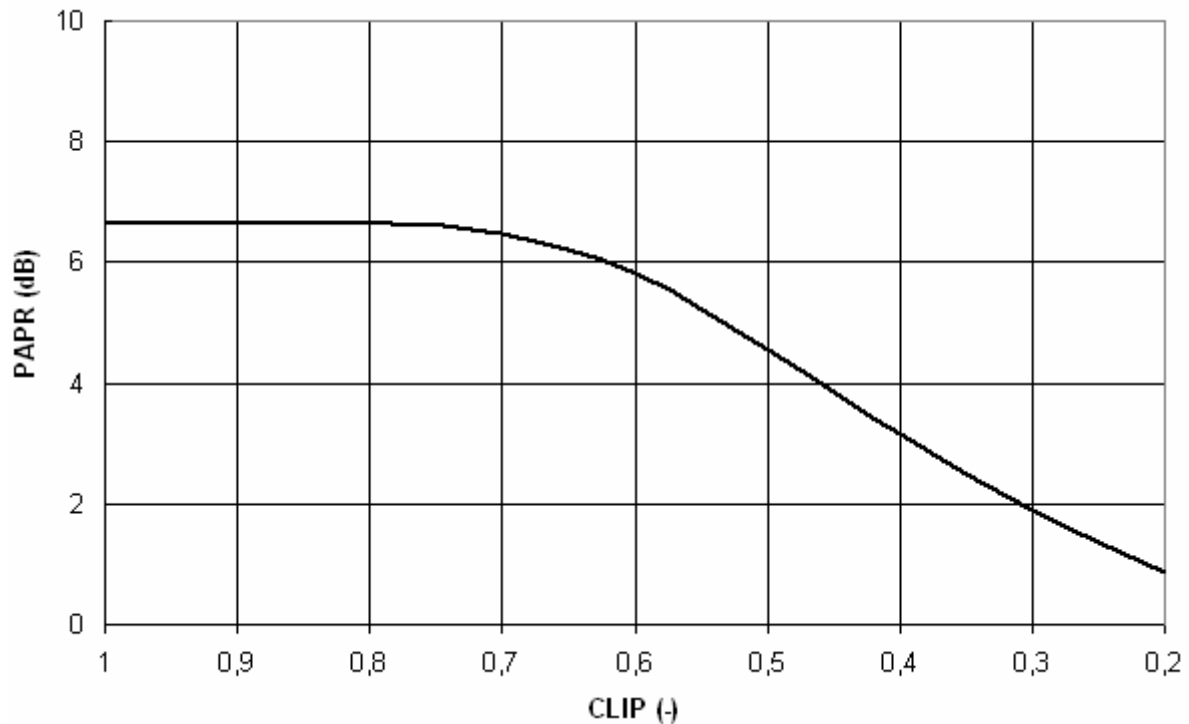
V následující tabulce jsou průměry hodnot PARP pro jednotlivé hodnoty CLIP při realizaci 1000 po sobě následujících symbolů :

CLIP (-)	1	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR(dB)	6,66	6,63	6,49	5,83	4,56	3,17	1,90	0,88

Tab. 3-2 : Tabulka závislosti PAPR na CLIP pro metodu Clipping.

Uvedené hodnoty jsou opravdu průměrem z PAPR jednotlivých symbolů, proto nevykazují velkou informační míru o PAPR celého signálu z důvodu menší míry vlivu symbolu s velkým PAPR na celkový průměr.

Graf znázorňující závislost průměrných hodnot PAPR na konstantě CLIP :



Obr. 3.-10 : Graf znázorňující závislost průměrných hodnot PAPR na konstantě CLIP.

3.3. Závěrečné hodnocení metody Clipping

Z konstelačních diagramů a hodnot EVM je zřejmé, že i pro $CLIP=0,3$ jsme schopni takovýto signál teoreticky (zanedbáme-li vliv kanálu, zesilovače apod.) opět s minimální pravděpodobností chyb dekódovat v původní data. Zároveň je dosaženo velmi podstatného snížení poměru špičkového a středního výkonu PAPR a to z původních 6,66 na 1,90 dB, tedy o 71%. Toto drastické snížení má ale za následek $EVM=24,47\%$, které je pro většinu reálných aplikací nepřijatelné. Pro praktickou realizaci bych volil spíše realizaci, při které dosahuje $EVM=10\%$, tomu odpovídá použití konstanty $CLIP=0,48$. Takto je dosaženo snížení PAPR na 4,2dB, tedy o 37%.

Metoda je výpočetně nenáročná a jednoduše realizovatelná. Velkou nevýhodou však je tvar spektra takto upraveného signálu. Výkon v postranních pásmech je již na velmi vysoké úrovni. Tento nepříjemný efekt řeší následující frekvenční filtrace, která je součástí následující metody.

4. RCAF – Opakovaný clipping a frekvenční filtrace

Metoda RCAF (Repeated Clipping And frequency domain Filtering) publikovaná v [2] autorkou J. Armstrong navazuje na předchozí clipping a doplňuje jej o frekvenční filtraci. Tím se řeší hlavní nepříznivý jev při jednoduchém clippingu, a to rozšíření spektra signálu.

Jelikož však filtrace signálu po clippingu způsobuje opětovné navýšení signálu v místech, kde byl limitován, je použito opakovaného clippingu a frekvenční filtrace.

Clipping je prováděn stejně, jako v kapitole 3.. Používám i nadále konstantu CLIP definovanou jako poměr maximální amplitudy signálu před clippingem a maximální amplitudou signálu po clippingu. Tedy :

$$\text{CLIP} = \frac{y_{C_MAX}}{y_{MAX}}$$

... kde y_{C_MAX} ...je maximální úroveň signálu po clippingu
 y_{MAX} ...je maximální úroveň původního signálu

V literatuře [2] je definován CR (clipping ratio) jako poměr mezi maximální amplitudou signálu po clippingu a střední hodnotou kvadrátu původního signálu. Tedy :

$$\text{CR} = \frac{y_{C_MAX}}{E\{y(t)^2\}}$$

... kde y_{C_MAX} ...je maximální úroveň signálu po clippingu
 $E\{y(t)^2\}$...je střední hodnota kvadrátu původního signálu

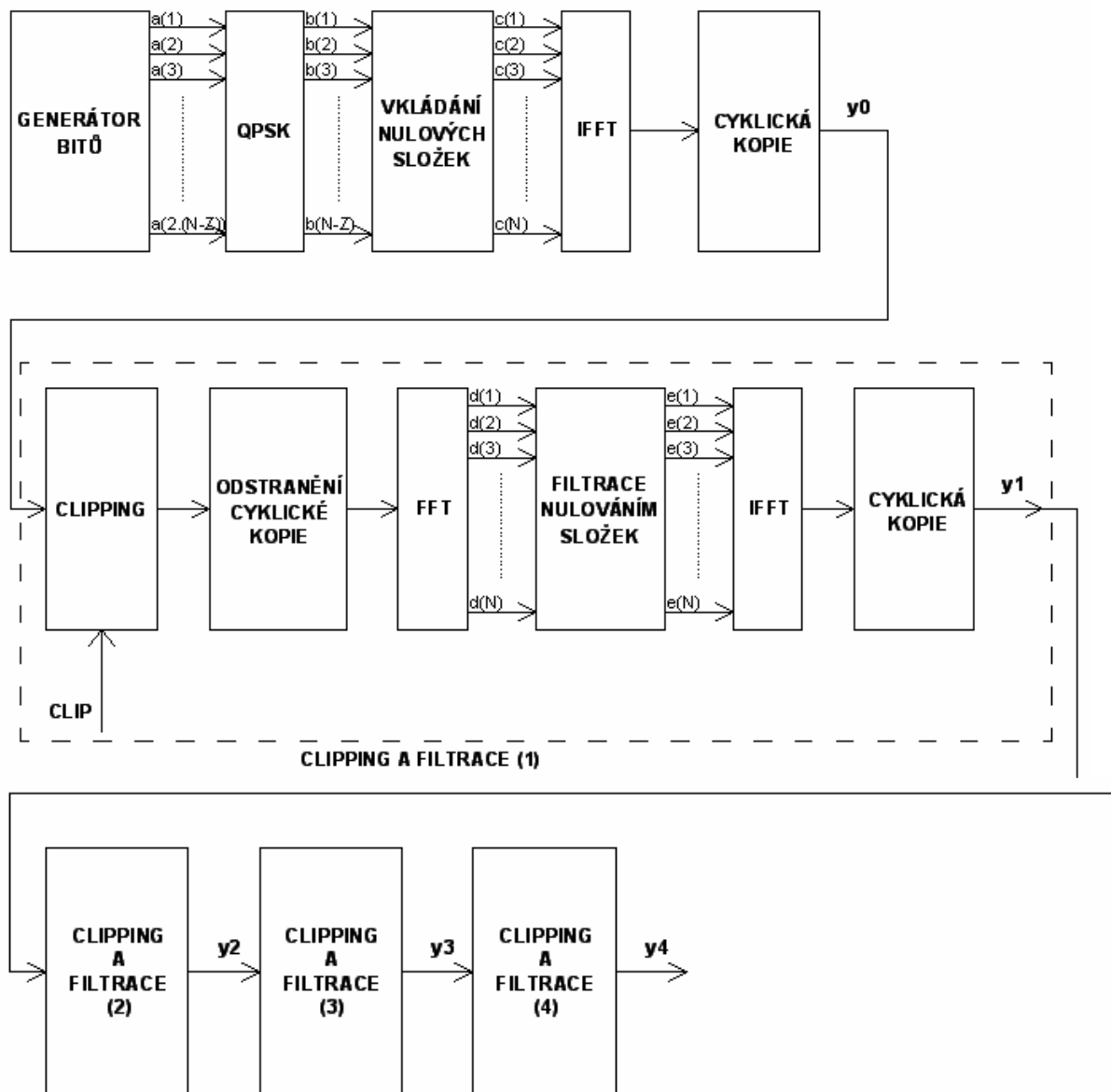
Z praktického hlediska je výhodnější a také statisticky stálejší použití CR, ale zde jsem se rozhodl použít definovaný CLIP z důvodu jasnější názornosti míry limitace signálu.

4.1. Implementace metody RCAF v Matlabu

Metoda RCAF je zde realizována při použití shodného OFDM signálu stejných parametrů, jako v předchozí metodě Clipping, aby bylo možno výsledky jednoduše srovnat.

4.1.1. Modulátor

Modulátor OFDM signálu s metodou snížení dynamiky RCAF je nakreslen na následujícím obrázku. Opakování clippingu a následné filtrace je realizováno 1 až 4 krát po sobě.



Obr. 4.-1 : Modulátor OFDM s metodou snížení dynamiky RCAF.

Způsob generování vstupních bitů a zpracování těchto dat až po signál y_0 je shodný jako v metodě clipping.

Blok limitace signálu Clipping funguje též stejně, jen je třeba si uvědomit, že úroveň limitace signálu je nastavena v prvním bloku Clipping pomocí konstanty CLIP na určitou úroveň, absolutní hodnotu, která zůstává i pro následující bloky provádějící clipping neměnná. Po clippingu signálu je signál zbaven cyklické kopie, poté je provedena Fourierova transformace, respektive rychlá Fourierova transformace, pomocí které se dostáváme z časové roviny do frekvenční. Dále je signál frekvenčně filtrován, a to tak, že se opětovně nulují složky uprostřed spektra, které byly původně nulové, tedy složky na pozicích $((N-Z)/2)$ až $(1+(N+Z)/2)$, kde N je počet nosných OFDM a Z je počet nulových složek uprostřed spektra. Dále je provedena zpětná Fourierova transformace, respektive zpětná rychlá Fourierova transformace, kterou se opět dostáváme do časové roviny, kde je k signálu přidána cyklická kopie.

Blok označen jako CLIPPING A FILTRACE je poté zařazen opět do cesty signálu, a to v tomto případě až 4 krát. Je samozřejmě možné provést clipping a filtraci ještě vícekrát po sobě, ale zvyšuje se tím výpočetní náročnost spolu se stále menším účinkem na snížení PAPR.

4.1.2. Demodulátor

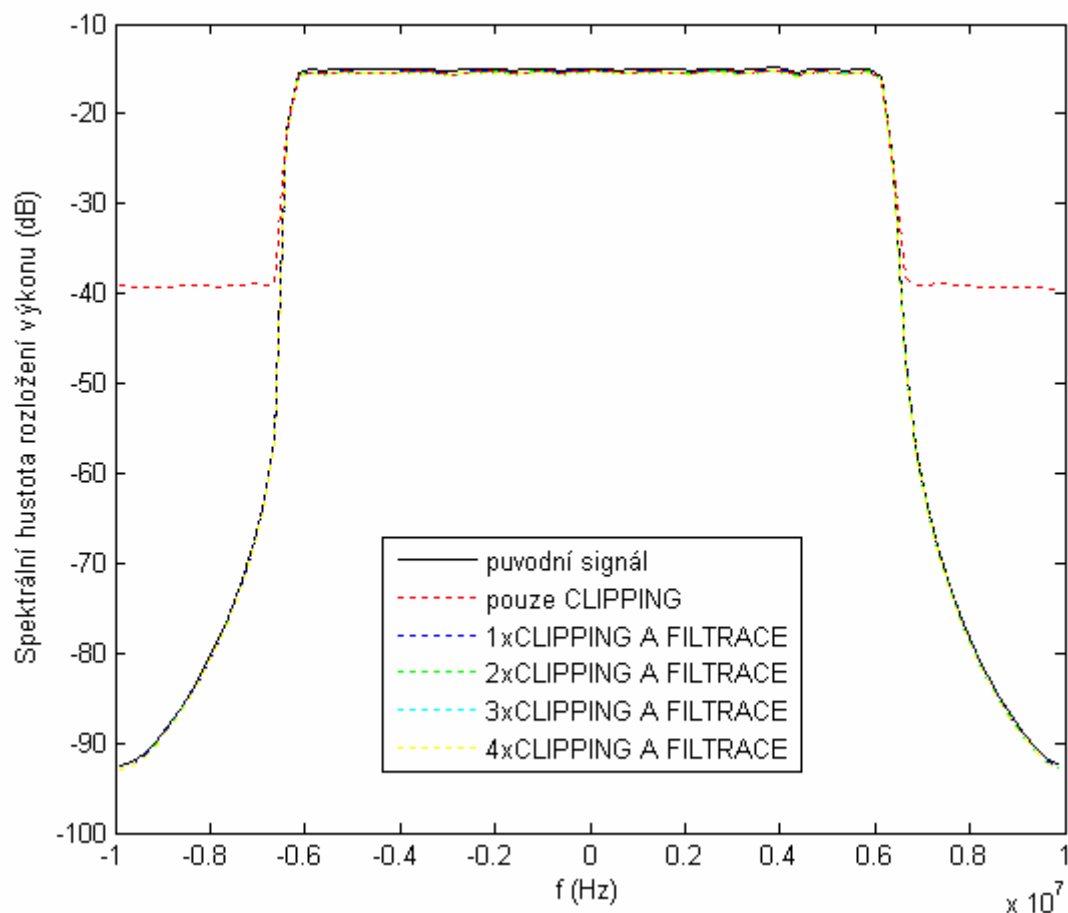
Demodulátor je prakticky stejný jako demodulátor uvedený pro metodu Clipping (viz. Obr. 3.-4). Jelikož zde potřebujeme zkoumat signály po jednotlivých po sobě následujících blocích CLIPPING A FILTRACE, tedy signály y_1 , y_2 , y_3 a y_4 , je v implementaci demodulace prováděna celkem 4 krát. Namísto konstelačních diagramů QPSK zde již pro jednoduchost a lepší porovnání uvádím pouze hodnoty EVM, které jsou mírou rozptylu bodů v konstelačních diagramech.

4.2. Výsledky metody RCAF

Je použit shodný OFDM, jako u metody Clipping, tedy $N=64$ nosných, z toho $Z=24$ nulových uprostřed spektra, cyklickou kopií o délce $CP=16$ a vzorkovací frekvenci $f_{VZ}=20\text{MHz}$. Je generován úsek signálu skládající se z 1000 po sobě jdoucích náhodně generovaných symbolů.

4.2.1. Spektrum signálu

Pro $CLIP=0,5$ a 1 až 4 násobně provedený clipping a filtraci je tvar spektra následující :



Obr. 4.-2 : Spektrum OFDM z 1000 symbolů při $CLIP=0,5$ pro metodu RCAF.

Z grafu je na první pohled patrné, že filtrace řeší problém rozšíření spektra po clippingu velmi účinně. Tvar spektra signálů po clippingu a filtraci téměř přesně kopíruje tvar spektra původního signálu. Případná změna limitační úrovně $CLIP$ již graf spektra signálu po filtraci neovlivní, mění se totiž jen tvar spektra signálu po pouhém clippingu, což je uvedeno v kapitole o clippingu (viz. Obr. 3.-5).

4.2.2. EVM pro metodu RCAF

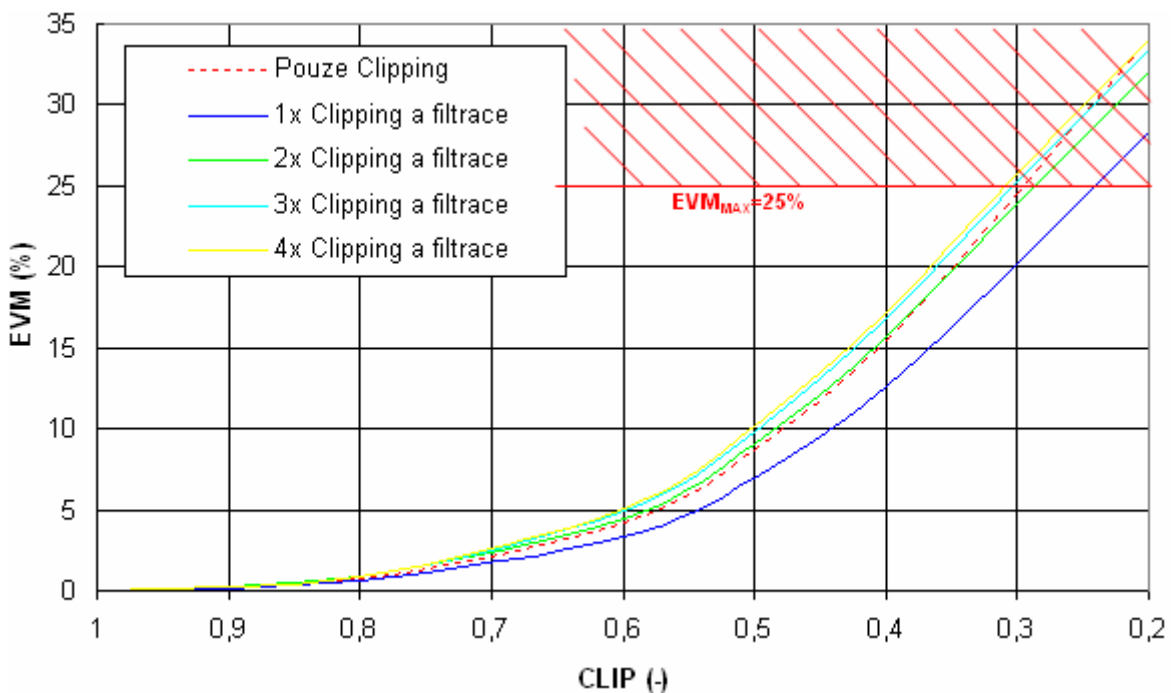
Místo konstelačních diagramů demodulovaného signálu uvádím pouze hodnoty EVM, které reprezentují míru rozptylu bodů v konstelačních diagramech pro jednotlivé úrovně hodnoty CLIP a 1 až 4-krát provedený Clipping a filtraci..

CLIP (-)		1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
EVM (%)	Pouze CLIPPING	0,00	0,70	4,22	8,63	15,47	24,47	34,19
	1x CLIPPING a FILTRACE	0,00	0,59	3,37	6,96	12,64	20,15	28,34
	2x CLIPPING a FILTRACE	0,00	0,81	4,51	9,04	15,68	23,81	32,00
	3x CLIPPING a FILTRACE	0,00	0,89	4,94	9,82	16,82	25,19	33,42
	4x CLIPPING a FILTRACE	0,00	0,92	5,10	10,11	17,25	25,71	33,97

Tab. 4.-1 : Hodnoty EVM pro jednotlivé úrovně CLIP a různý počet opakování Clippingu a filtrace.

Z tabulky je vidět, že nejnižšího rozptylu dosahujeme při stejné hodnotě CLIP pro jednu provedený clipping a filtraci. Signál pouze po clippingu vykazuje vyšší rozptyl, než tentýž signál, který je navíc frekvenčně filtrován. Dalším opakovaným provedením clippingu a filtrace se rozptyl EVM dále zvyšuje.

Uvedené závislosti EVM na hodnotě CLIP pro různě upravené signály jsou názorněji patrné z následujícího grafu :

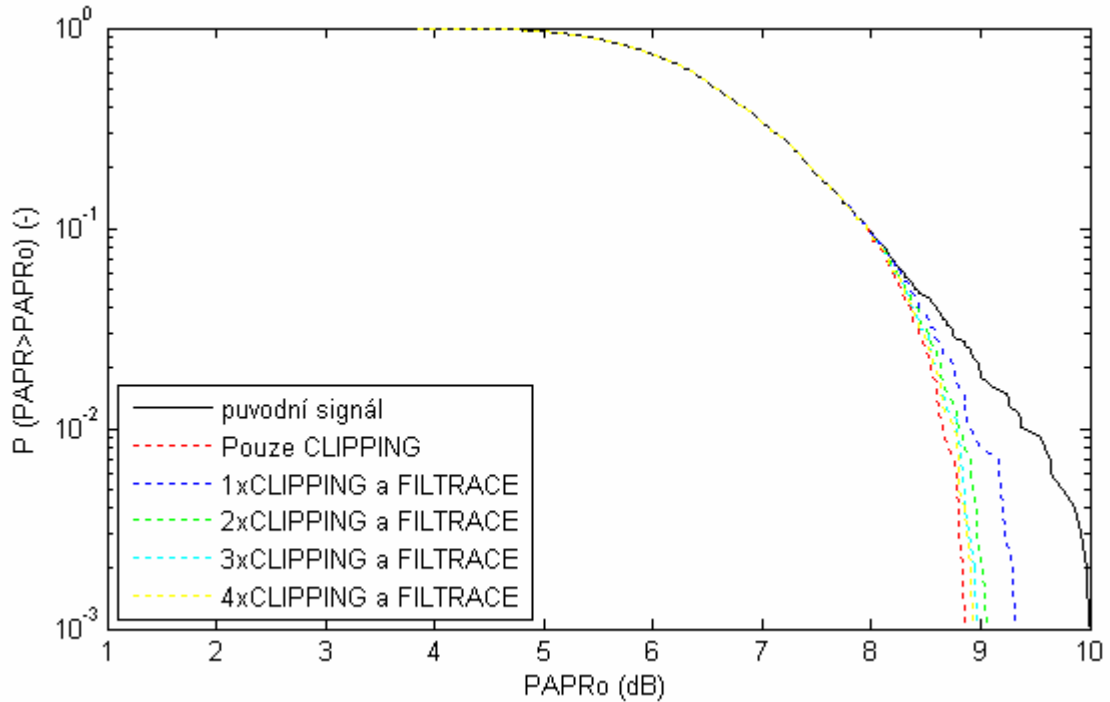


Obr. 4.-3 : Graf závislosti EVM na CLIP pro metodu RCAF.

V úvaze opět není zahrnut vliv nelinearit zesilovače, vliv přenosového kanálu apod.

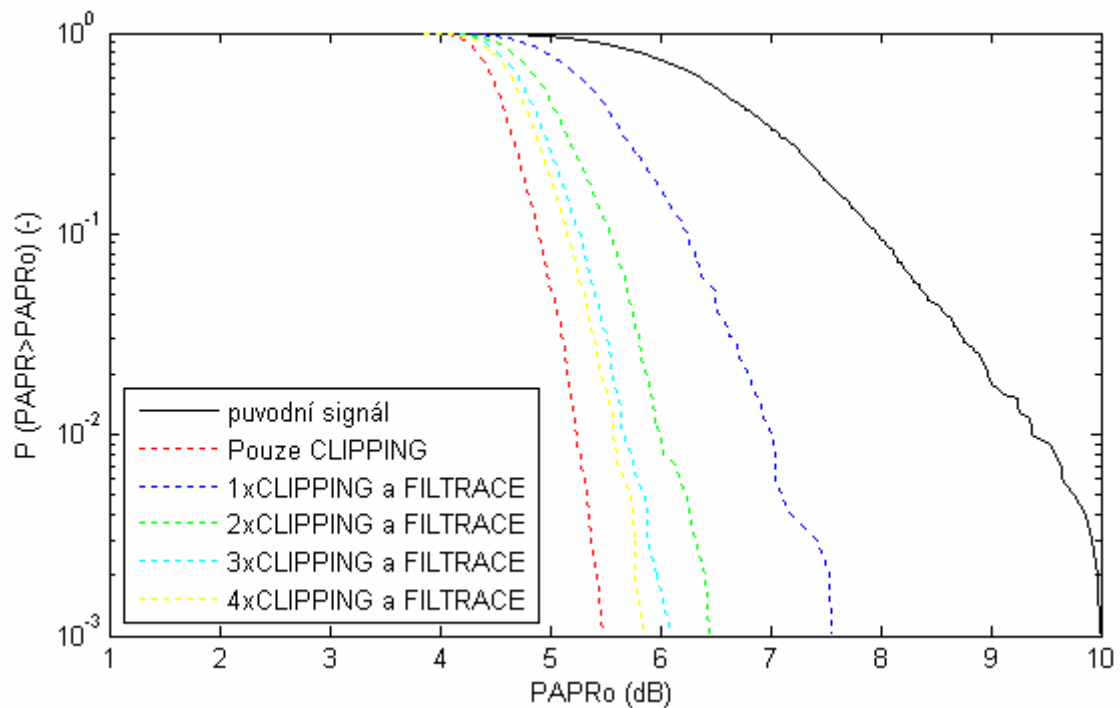
4.2.3. PAPR pro metodu RCAF

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,8$:



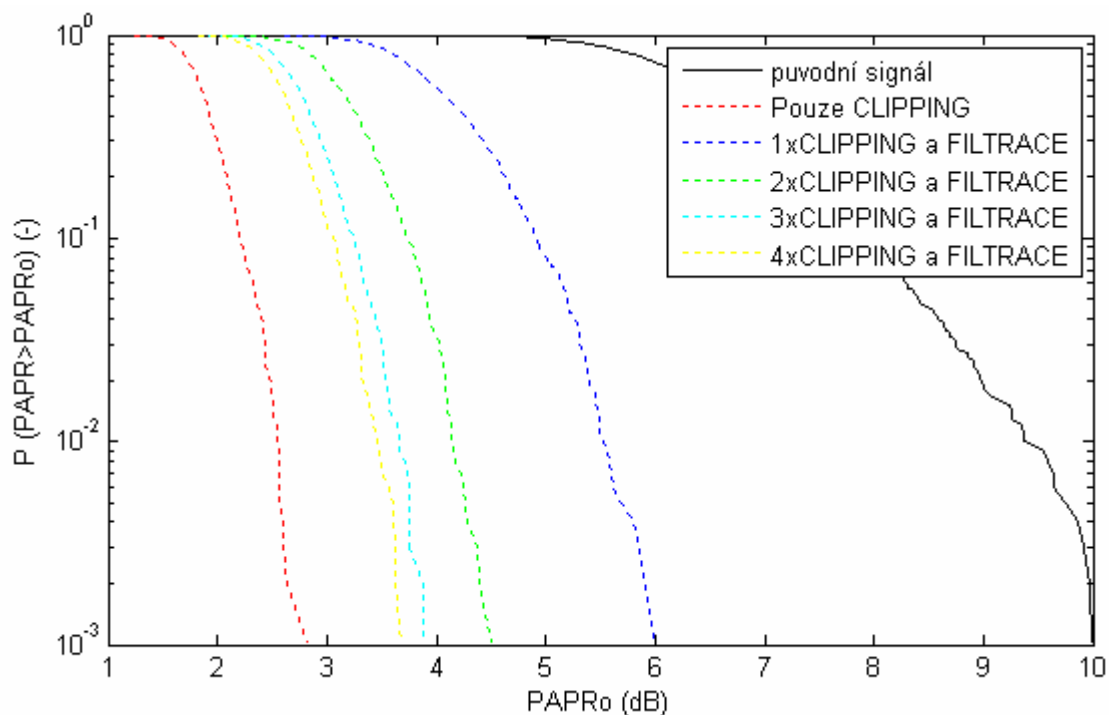
Obr. 4-4 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,8$.

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,5$:



Obr. 4-5 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,5$.

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,3$:



Obr. 4.-6 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,3$.

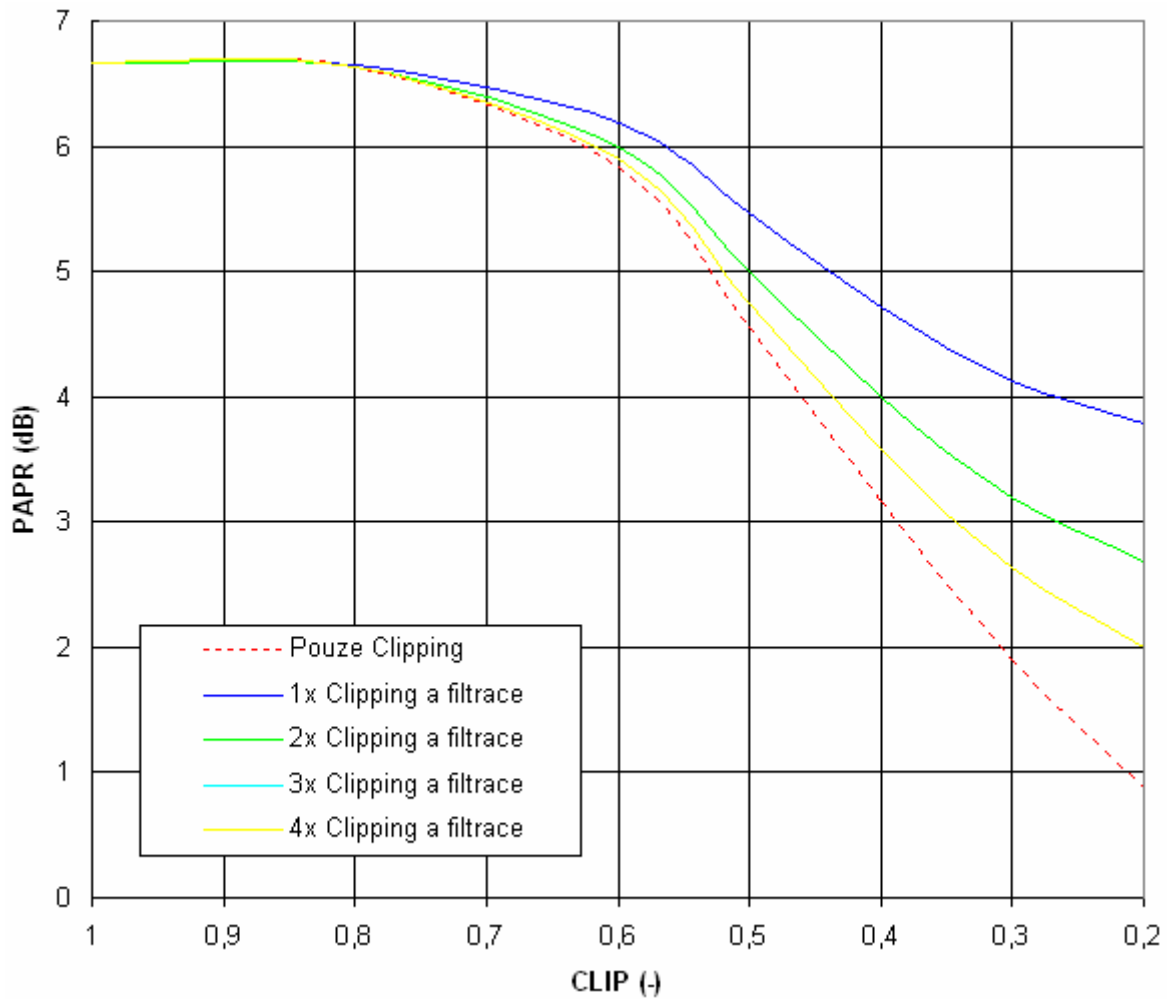
Po clippingu klesá PAPR na minimum podle konstanty CLIP, ale po následné filtraci se PAPR opět zvyšuje. Proto se používá opětovný clipping a další filtrace. Z následující tabulky uvádějící hodnoty PAPR pro různé hodnoty konstanty CLIP a pro různý počet opakování clippingu a filtrace je vidět, jak příznivý vliv má opakovaný clipping a filtrace. Více jak 4 násobný clipping a filtrace jsem neprováděl z důvodu výpočetní náročnosti spolu se stále nižším účinkem na poměr PAPR.

V následující tabulce jsou průměrné hodnoty PAPR jednotlivých 1000 po sobě jdoucích symbolů :

		CLIP (-)						
		1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	Pouze Clipping	6,66	6,63	5,83	4,56	3,17	1,90	0,88
	1x Clipping a filtrace	6,66	6,65	6,19	5,46	4,72	4,13	3,79
	2x Clipping a filtrace	6,66	6,64	6,00	5,00	4,00	3,20	2,69
	3x Clipping a filtrace	6,66	6,64	5,93	4,82	3,70	2,80	2,20
	4x Clipping a filtrace	6,66	6,64	5,90	4,75	3,58	2,64	2,00

Tab. 4.-2 : Hodnoty průměrného PAPR pro náhodné generování 1000 symbolů jdoucích po sobě, upravených metodou RCAF.

Graf závislosti průměrných hodnot PAPR pro pouhý clipping a 1 až 4-krát opakovaný clipping a filtraci :



Obr. 4-7 : Graf závislosti průměrných hodnot PAPR pro pouhý clipping a 1 až 4-krát opakovaný clipping a filtraci.

V grafu se překrývají křivky pro 3x a 4x provedený clipping a filtraci, které jsou zobrazeny žlutou barvou odpovídající 4x realizovanému Clippingu a filtraci. Z toho vyplývá, že postačí 3x opakovaný Clipping a filtrace, další opakování již dosahuje zanedbatelného snížení PAPR.

4.3. Závěrečné hodnocení metody RCAF

Pomocí této metody dosahujeme mírně horších výsledků co se týče snížení PAPR, než metodou CLIPPING, ale získáváme vhodný tvar spektra upraveného signálu.

Z hodnot EVM si můžeme opět povšimnout, až do jaké míry limitace CLIP a do jak velkého počtu opakování clippingu a filtrace jsme schopni s minimální pravděpodobností vnesení chyb, získat z upraveného signálu původní data. Pro praktické použití bych volil 3x opakovaný Clipping a filraci, pro kterou je možné použít $CLIP=0,5$ aby bylo dosaženo $EVM=10\%$. Takto nastavené hodnoty způsobí snížení PAPR signálu z původních 6,66dB na 4,8dB, což je pokles o 28%.

Tato metoda je již více výpočetně náročná, než jednoduchý CLIPPING, ale díky vhodnému tvaru spektra signálu je použitelná při přenosu signálu reálnými přenosovými cestami.

5. Interleaving

Tato metoda je v základu zcela odlišná od předchozích metod, které byly založeny na limitaci špičkových hodnot signálu v časové rovině. Interleaving spočívá v kódování vstupní posloupnosti bitů.

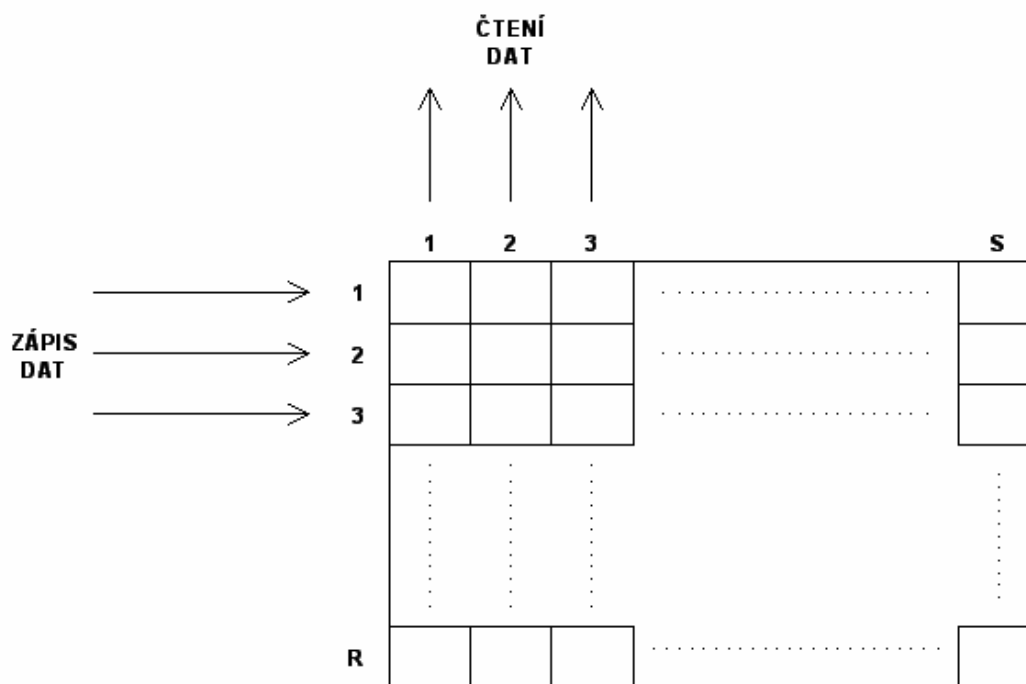
Využívá tak toho, že každý konkrétní symbol má různý časový průběh, tedy různou dynamiku, v závislosti na kombinaci bitů ve vstupní posloupnosti, ze které byl vytvořen.

Interleaving je proces, při kterém se vstupní posloupnost dat pro každý symbol přeskládá podle určitých pravidel v jinou kombinaci. Po vytvoření symbolu z takto přeuspořádané posloupnosti vstupních bitů, může být PAPR vzniklého symbolu nižší a nebo také i vyšší, než PAPR symbolu vzniklého z původní posloupnosti bitů. Pokud tedy budou náhodná vstupní data přeuspořádávána stále podle jednoho předpisu, tedy jedním interleavrem, tak bude PAPR jednotlivých symbolů v průměru blízké PAPR signálu z dat nepřeuspořádaných.

Je však možné vytvořit vícecestné přeuspořádávání vstupních dat podle různých, ale jasně definovaných pravidel a podle hodnoty PAPR na konci každé cesty vybrat a použít k vysílání tu s nejnižší dynamikou. To však vyžaduje, aby měl přijímač stejné interleavery jako vysílač a také aby byl přijímač schopen u každého symbolu rozpoznat, kterou cestou byla data v symbolu přeuspořádávána.

Interleaving je realizován pomocí matice, do které se vstupní data zapisují do řádků a výstupní se čtou ze sloupců. Vícecestný interleaver je jednoduše vytvořen pomocí více matic o různých rozměrech.

Princip interleavingu je nakreslen na následujícím obrázku :



Obr. 5. -1 : Princip Interleavingu.

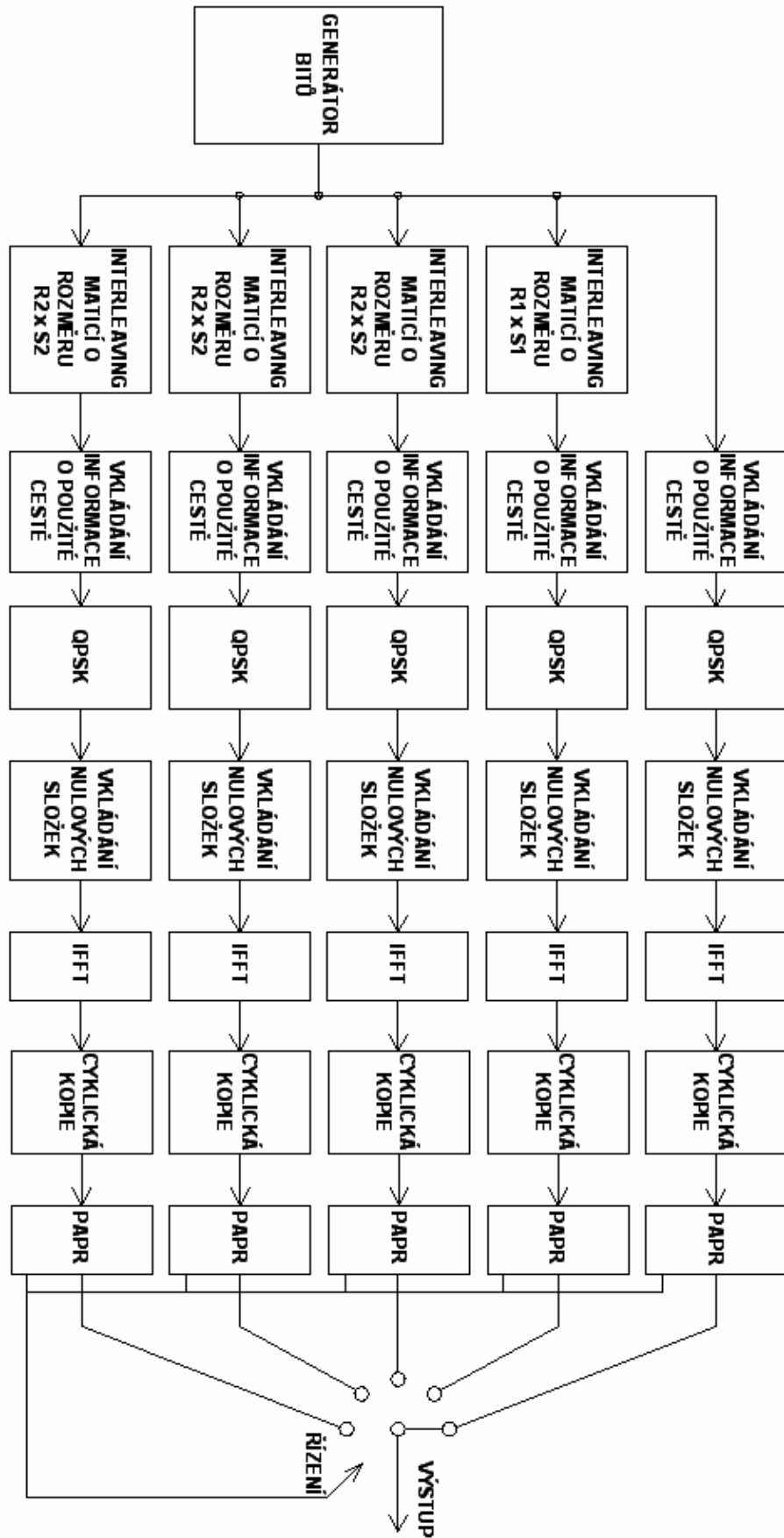
Každá jednotlivá cesta interleavingu je jednoznačně popsána velikostí matice, tedy rozměrem R,S, kde R je počet řádků a S je počet sloupců.

5.1. Implementace metody Interleaving do Matlabu

Interleaving je realizován opět pro shodný OFDM stejných parametrů, jako pro předcházející dvě metody snížení dynamiky, tedy pro OFDM o $N=64$ nosných, $Z=24$ nulových složek uprostřed spektra, cyklickou kopii o délce $CP=16$.

5.1.1. Modulátor

Blokové schéma modulátoru OFDM, který obsahuje 5-ti cestný interleaver, je nakresleno na následující stránce. Obecně lze použít i vícecestný interleaver, ale pro vysvětlení postupu interleavingu jsem zvolil 5-ti cestný.



Obr. 5.-2 : Blokové schéma 5-ti cestného interleaveru.

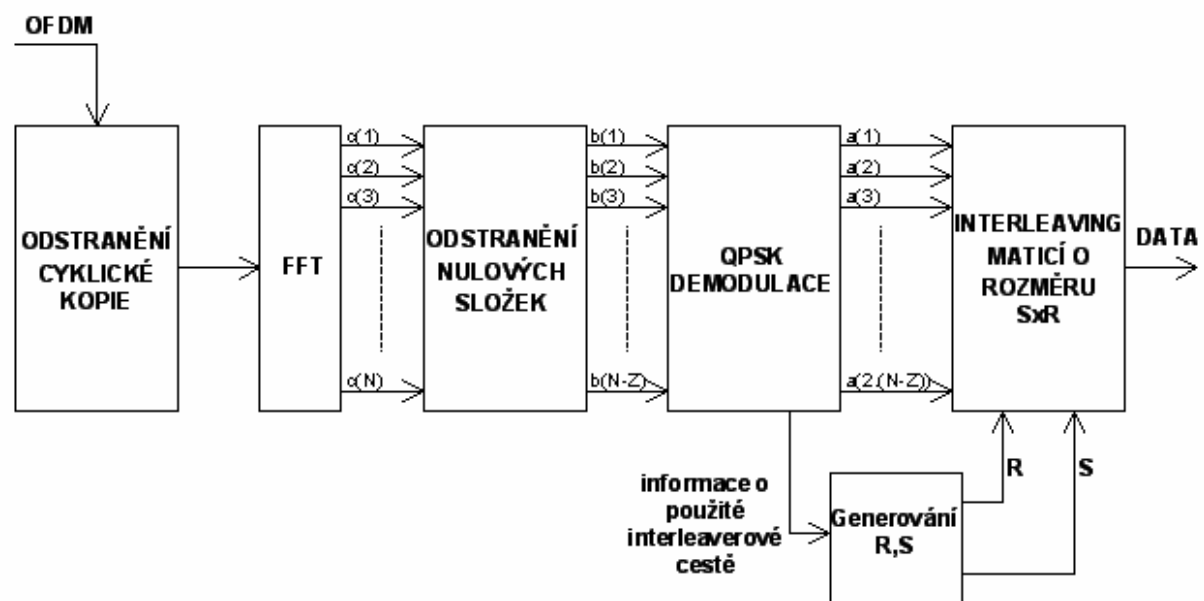
k -cestná realizace interleaveru obsahuje $(k-1)$ interleaverů. Uvedený interleaver je 5-ti cestný, proto $k=5$, tudíž jsou v modulátoru 4 interleavery a jedna cesta původního nezměněného datového toku.

Každá ze 4 interleavrových cest začíná interleaverem, kde jsou data určená pro jednotlivé symboly přeuspořádána pomocí interleaveru o předem určeném rozměru R, S , a doplněna o informaci o použité cestě. Díky potřebě doplnit do každého symbolu informaci o použité cestě, dochází k navýšení datového toku, přicházíme o jednu či více nosných, které mohly být použity k přenosu vlastních dat. Dále jsou jednotlivé dibity mapovány pomocí QPSK. Takto upravená datová posloupnost je doplněna o nulové složky a provedena zpětná Fourierova transformace realizovaná zpětnou rychlou Fourierovou transformací. Dostáváme se tak do časové roviny, kde je každý symbol doplněn o cyklickou kopii. Posledním blokem je blok zkoumající PAPR každého jednotlivého symbolu. Cesta s nejnižším poměrem PAPR je poté vybrána k přenosu a vysílána dále.

Cesta bez interleavru se liší od uvedených 4 interleavrových cest pouze absencí bloku provádějícího interleaving.

5.1.2. Demodulátor

Blokové schéma demodulátoru OFDM se zpětným interleavingem :



Obr. 5.-3 : Demodulátor OFDM se zpětným Interleavingem.

Demodulátor se z velké části shoduje s obyčejným demodulátorem OFDM signálu, zpětný interleaving je realizován až na úplném konci s již demodulovaným signálem. Je jej možno provést buď stejnou maticí o rozměrech $R \times S$, jen s tím rozdílem že data budou zapisována do sloupců a čtena z řádků. Nebo lze použít stejný algoritmus jako při interleavingu použitého v modulaci ale se zaměněním rozměru matice na $S \times R$.

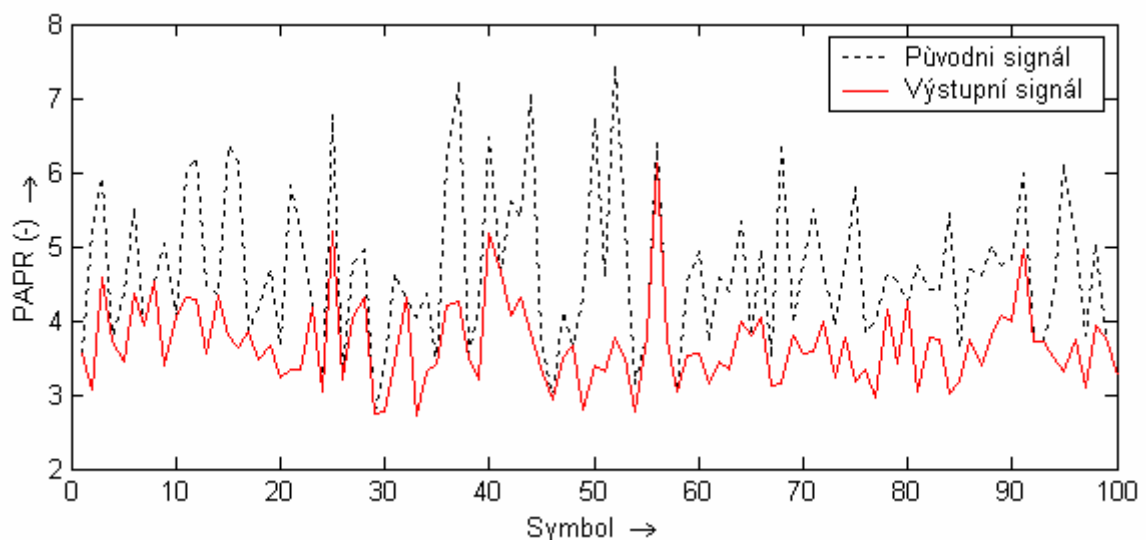
Informace o R a S je v každém symbolu nesena v určitých pevně daných pozicích konstantou, pomocí které se v bloku „Generování R,S “ vytvoří konstanty R a S .

5.2. Výsledky metody Interleaving

Je upravován pouze datový tok před vlastní modulací, neupravuje se tedy signál modulovaný, proto nemá smysl zkoumat spektrum výstupního signálu, je naprosto shodné se spektrem signálu bez použití interleaveru. Není třeba také zkoumat zkraslení signálu, protože úpravou signálu pomocí interleavingu nevzniká žádné zkraslení. Zabýváme se tedy pouze účinností metody na výsledný poměr PAPR u jednotlivých symbolů.

Jelikož pracujeme s ryze náhodně generovanou vstupní posloupností dat, nehrají rozměry matic (R,S) použitých v jednotlivých interleaverech žádnou roli. Rozměry matic musí být pouze různé od sebe navzájem a velikostí matic (součin řádků a sloupců ($R*S$)) musí být možné beze zbytku dělit počet bitů jednoho symbolu, tedy $(2*(N-Z))$ musí být dělitelné ($R*S$). To z toho důvodu, že interleaving je prováděn s každým symbolem zvlášť a ten musí beze zbytku vyplnit matici použitou pro danou cestu interleavru jednou, nebo vícekrát. Použité matice mají rozměry : $2x2$, $2x4$, $4x2$, $4x4$, $2x8$, $8x2$, $5x8$, $8x5$, $4x10$, $10x4$, $8x10$, $10x8$, tedy jedná se o 1 až 13-ti cestný interleaver.

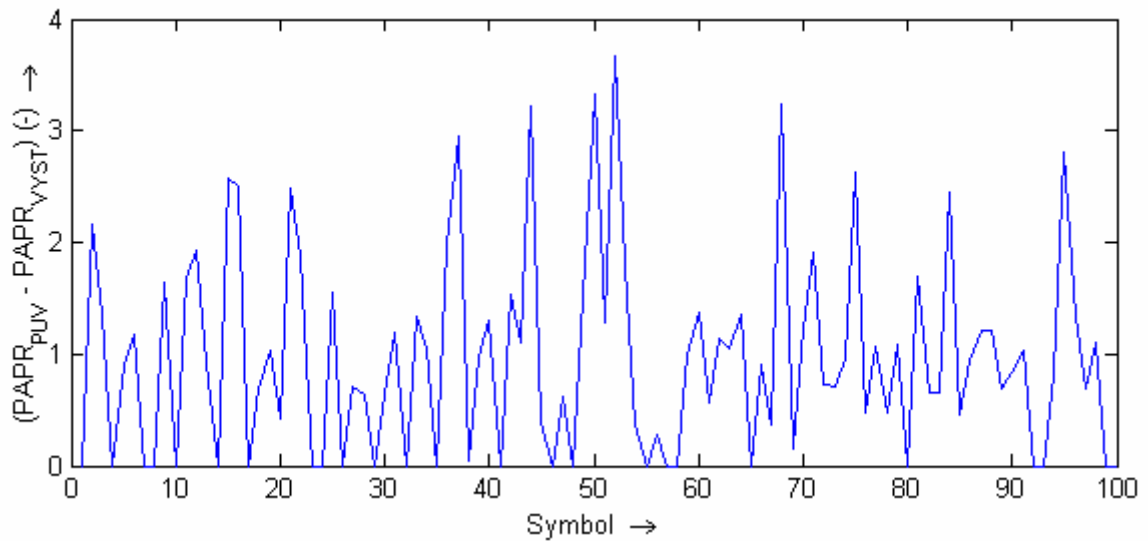
Na následujícím grafu jsou pro představu funkčnosti metody vykresleny průběhy historie hodnot PAPR zjišťovaných v každém symbolu zvlášť pro 100 po sobě následujících symbolů při použití 5-ti cestného interleaveru:



Obr. 5.-4 : Graf udávající velikost poměru PAPR pro každý jednotlivý symbol u signálu původního a signálu po úpravě 5-ti cestným interleavrem.

Z obrázku je vidět, jak se v určitých bodech shodují v hodnotě PAPR signály vstupní i výstupní. To je právě v případě, že signál původní vykazoval v daném symbolu nejnižší PAPR ze všech cest.

V následujícím obrázku je zachycen rozdíl mezi PAPR původního signálu a PAPR výstupního signálu odpovídající výše uvedenému průběhu :



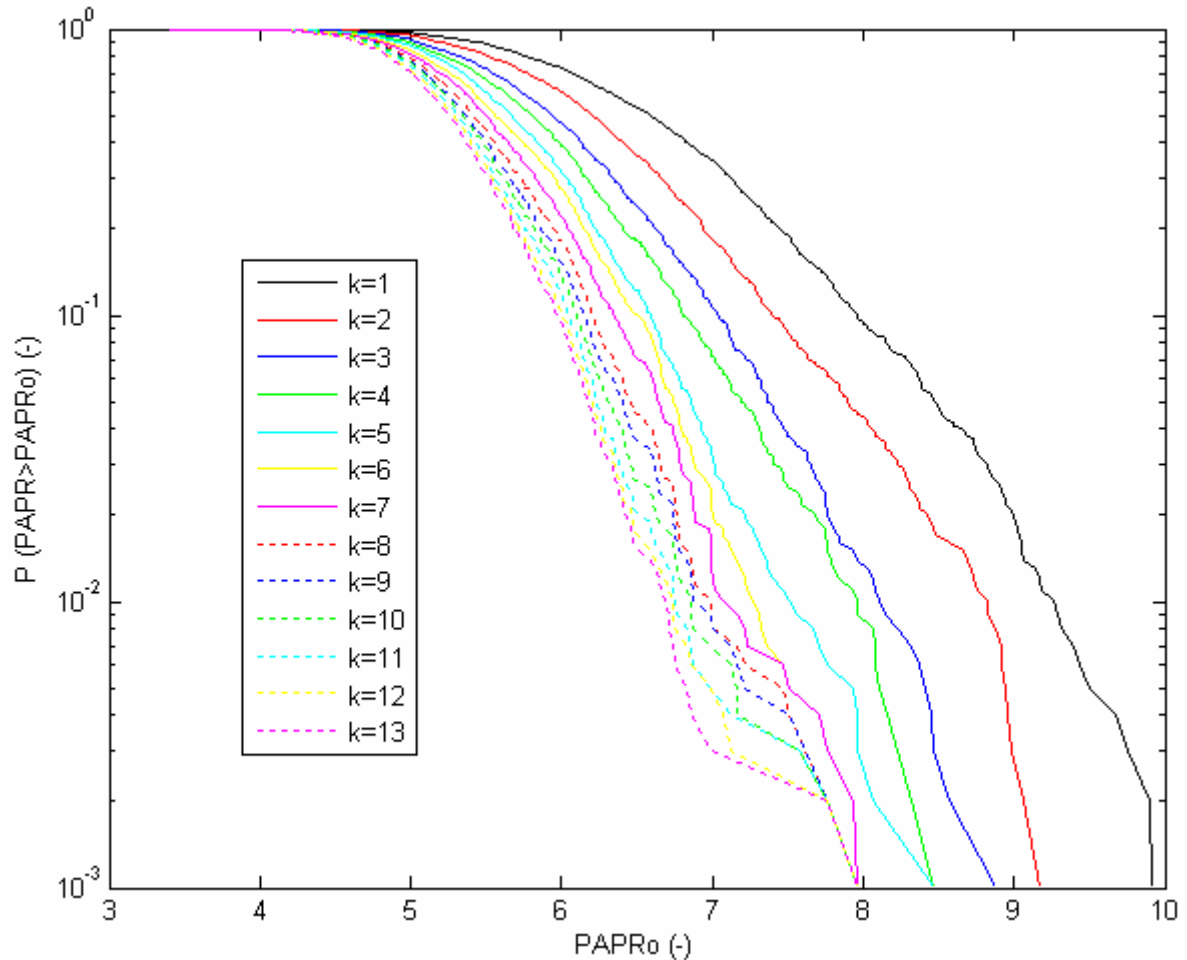
Obr. 5.-5 : Graf udávající rozdíl velikosti poměru PAPR původního a výstupního signálu pro každý jednotlivý symbol při použití 5-ti cestného interleaveru.

Při výpočtu četnosti výskytu symbolu s nejnižším poměrem PAPR v jednotlivých cestách bylo pro signál o dostatečné délce zjištěno, že procentuální zastoupení každé z jednotlivých cest ve výstupním signálu se blíží k 20%, tedy že každá z pěti cest je zastoupena ve výstupním signálu stejnou mírou. To odpovídá úvaze o tom, že pro náhodně generovaný signál je jedno, jaké velikosti matic použijeme v jednotlivých interleaverech.

V případě náhodné posloupnosti vstupních dat má na poměr PAPR výsledného signálu vliv pouze počet cest použitých v interleavru. Platí samozřejmě, že čím více cest, tím účinnější snížení PAPR.

5.2.1. PAPR pro metodu Interleaving

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro $k = 1$ až 13, tzn. 1 až 13-ti cestný interleaver ($k=1$ odpovídá původnímu signálu):



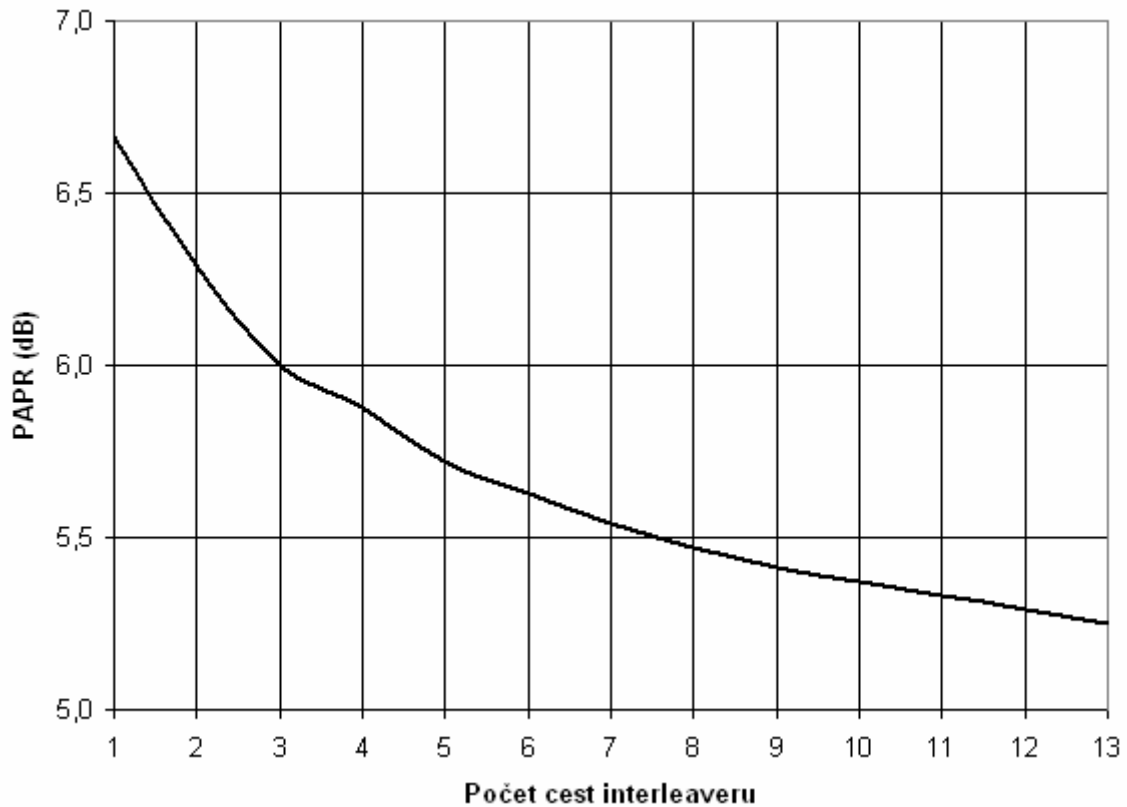
Obr. 5.-6 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro Interleaving.

V následující tabulce jsou průměrné hodnoty PAPR pro symboly v původním signálu a v signálu výstupním při použití $k = 1$ až 13-ti cestného interleaveru. PAPR původního signálu odpovídá signálu při použití 1 cesty.

k =Počet cest interleaveru	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
PAPR (dB)	6,66	6,29	6	5,88	5,72	5,63	5,54	5,47	5,41	5,37	5,33	5,29	5,25

Tab. 5.-1 : Tabulka průměrných hodnoty PAPR pro náhodné generování 1000 symbolů OFDM jdoucích po sobě, upravených metodou Interleaving.

Graf závislosti průměrných hodnot PAPR na počtu cest k použitého Interleaveru:



Obr. 5-7 : Graf závislosti průměrných hodnot PAPR na počtu cest k použitého interleaveru.

Průměr PAPR jednotlivých symbolů signálu klesá se zvyšujícím se počtem cest použitých v Interleaveru. Závislost PAPR na počtu cest není očividně lineární, zpočátku klesá více než ke konci, nemá proto tudíž velký význam volit vysoký počet cest v interleaveru.

5.3. Závěrečné hodnocení metody Interleaving

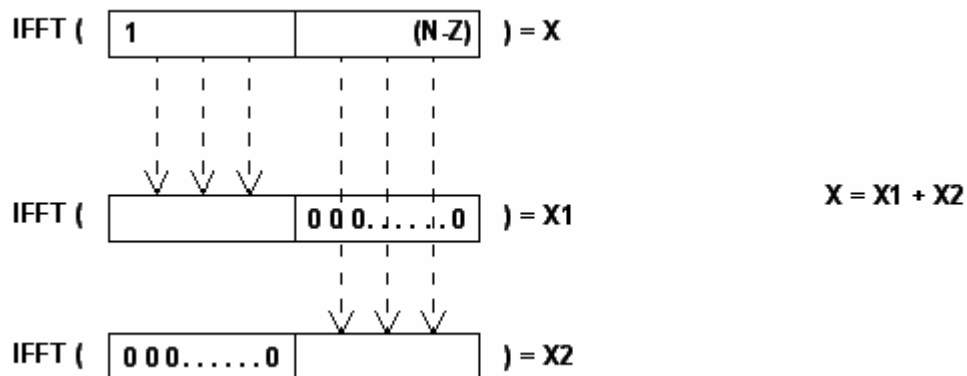
Metoda redukce dynamiky OFDM signálu pomocí interleavingu dosahuje oproti předcházejícím metodám velmi nízkého snížení PAPR. Pro praktickou realizaci bych volil 8 interleavrových cest (v tomto případě je potřeba 3 bitů pro označení použité cesty v každém symbolu). V tomto případě dochází ke snížení průměrného PAPR z 6,66dB na 5,47dB, tedy o 18%.

Z důvodu nutnosti vnášení informace o použité interleavrové cestě do každého symbolu dochází k navýšení datového toku, v každém symbolu tedy přicházíme o jednu či více nosných, které mohly být použity k přenosu vlastních dat.

Výhodou interleavingu je fakt, že výstupní signál z modulátoru není nijak zkreslen, protože zasahujeme pouze do datové posloupnosti před vlastní modulací. Nevýhodou je pak poměrně zásadní zvýšení výpočetní náročnosti a to z toho důvodu, že se zpětná Fourierova transformace provádí pro každý symbol $(k-1)$ krát.

6. PTS

Metoda PTS (Partial transit sequence) je popsána v literatuře [7]. Jejím základem využití linearity Fourierovy transformace. Ta se dá vysvětlit takto :



Obr. 6.-1 : Základní využívaná skutečnost pro metodu PTS.

Tímto bychom však ničeho nedosáhli, jelikož výsledný symbol po sečtení IFFT obrazů jednotlivých složek původního symbolu je shodný s IFFT obrazem původního symbolu. Lze však násobit složky $X1$ a $X2$ nejprve určitými konstantami (prvek po prvku) a poté je sečíst. PAPR takto upraveného symbolu může být jiné (vyšší nebo nižší).

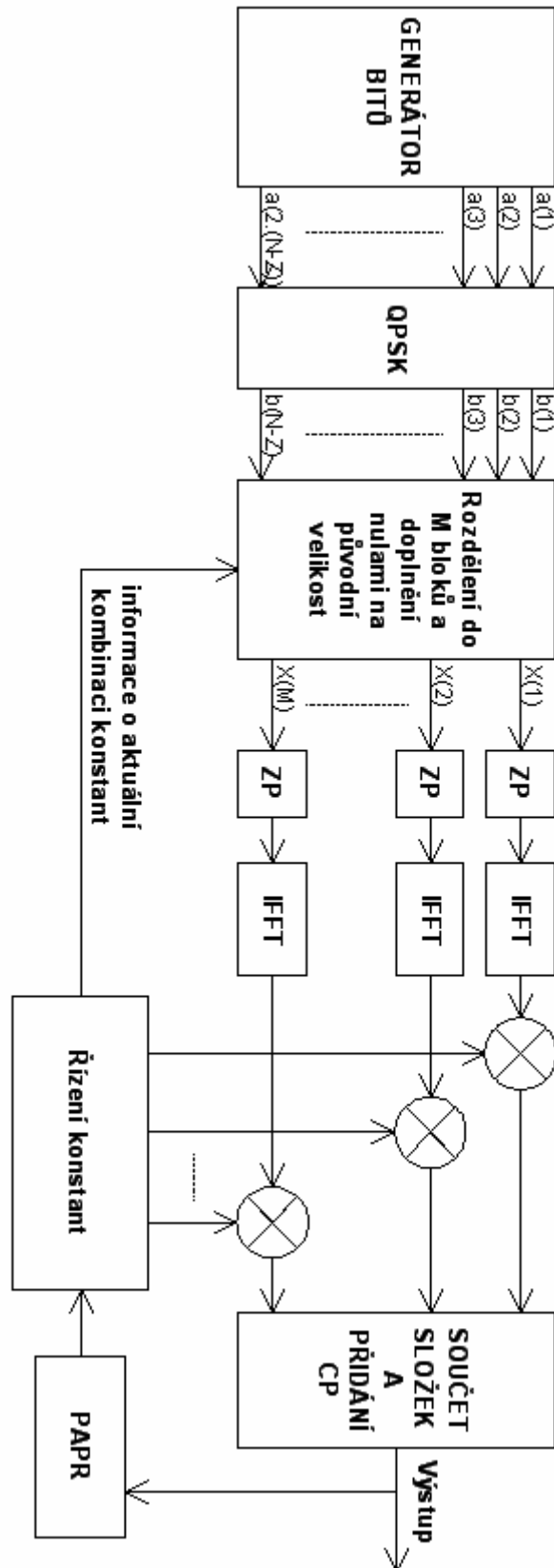
6.1. Implementace metody PTS do Matlabu

Metoda PTS je realizována pro shodný OFDM signál, jako pro předcházející metody snížení dynamiky, tedy pro OFDM o $N=64$ nosných, $Z=24$ nulových složek uprostřed spektra, cyklickou kopií o délce $CP=16$.

6.1.1. Modulátor

Princip modulátoru OFDM signálu s metodou snížení dynamiky PTS je znázorněn na následující straně pomocí blokovém schématu.

Vstupní tok dat je nejprve modulován do QPSK modulace. Nadále se zpracovává symbol po symbolu, tudíž každých $(N-Z)$ složek zvlášť. Data v jednom symbolu se nejprve rozdělí na M částí (volil jsem části o stejné délce, proto $(N-Z)$ musí být dělitelné M). Jednotlivé části se doplní nulami podle obr. 6.-1 na původní velikost $(N-Z)$ a dále se v bloku ZP (zero padding) do každé z těchto částí vloží ještě Z nul doprostřed. Následuje blok zpětné Fourierovy transformace realizované pomocí IFFT. Tímto se dostáváme do časové roviny, kde se těchto M bloků násobí různými konstantami, sčítá, přidává se cyklická kopie CP a vyhodnocuje se PAPR výsledného symbolu. Realizace s nejnižším PAPR se vybere jako výstupní a přidá se k němu informace o použitých konstantách.



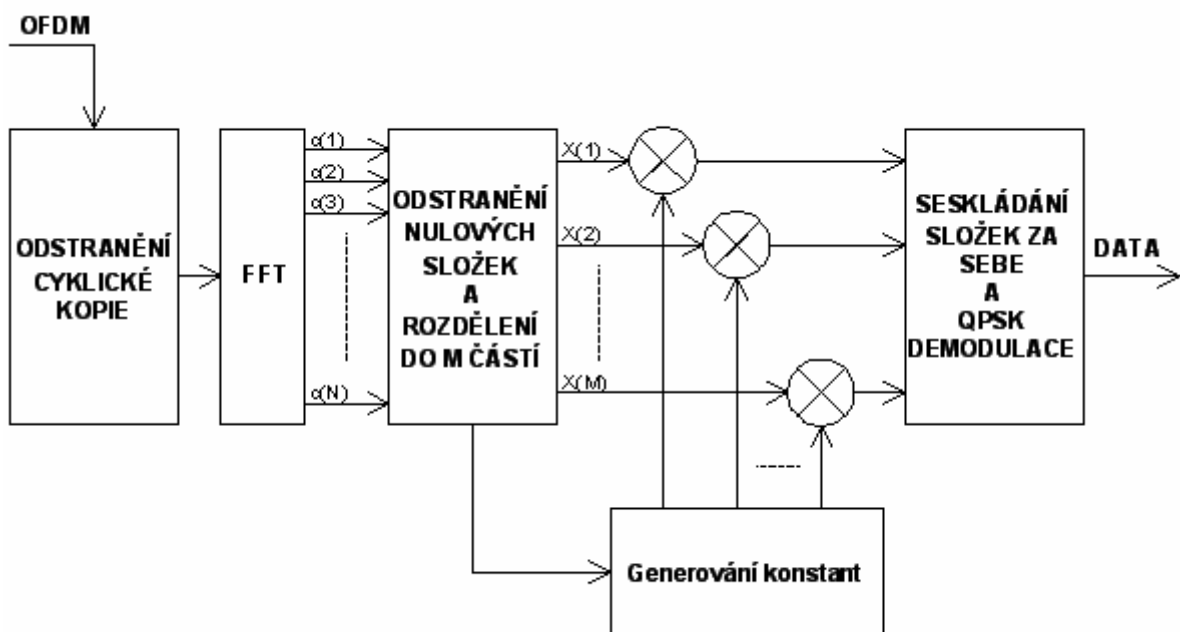
Obr. 6.-2 : Blokové schéma modulátoru OFDM doplněného o redukci dynamiky pomocí metody PTS.

Prakticky jsem realizoval operaci násobení bloků konstantami $+1$ a -1 a to se všemi kombinacemi. Vzniká tak 2^M realizací každého symbolu, ze kterých se vybírá jako výstupní ta s nejnižším PAPR.

U této metody je třeba při praktické realizaci pamatovat na přidání informace o konstantách použitých při násobení do každého z vysílaných symbolů. Jelikož ale praktická realizace není cílem tohoto projektu, nezabývám se zde do detailů touto problematikou.

6.1.2. Demodulátor

Demodulátor pro OFDM signál upravený metodou PTS :



Obr. 6.-3 : Demodulátor OFDM signálu upraveného metodou PTS.

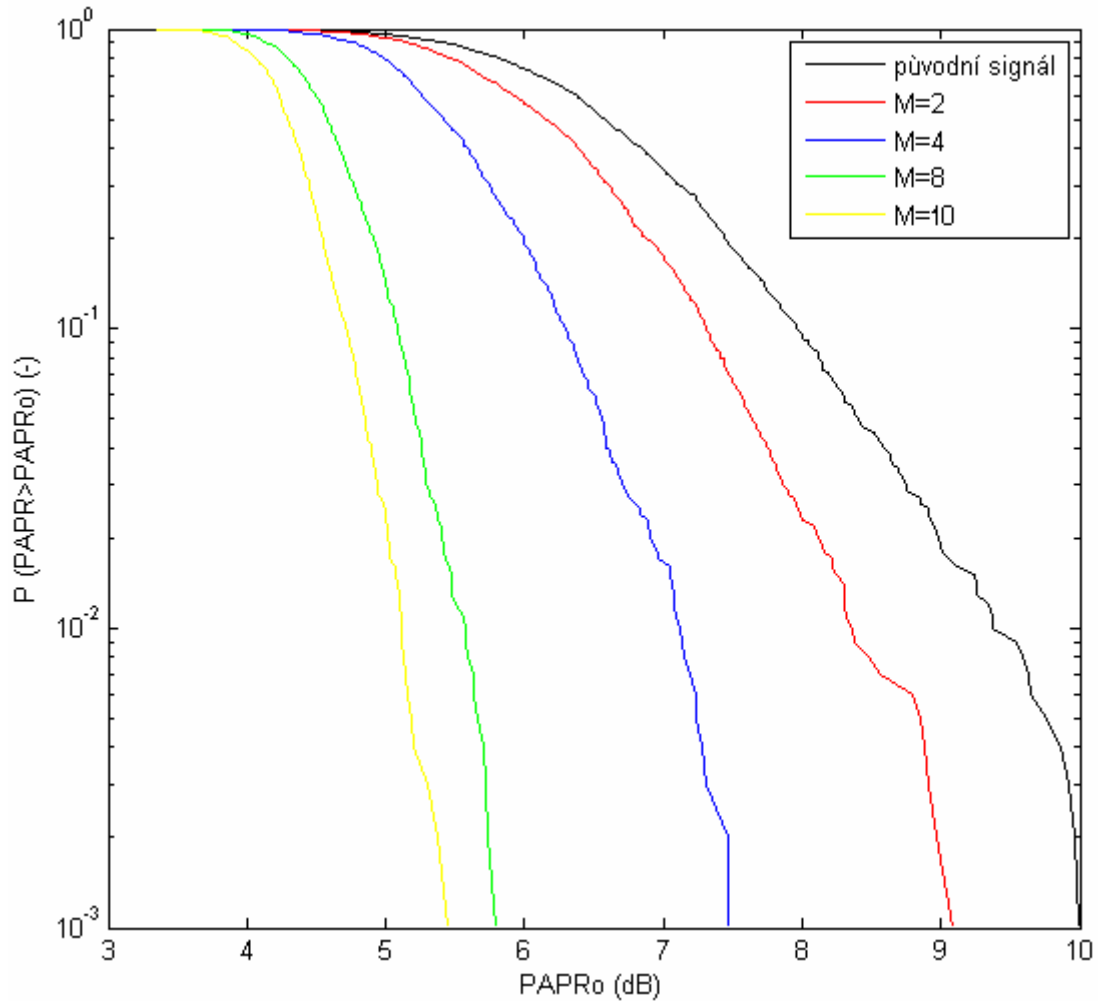
Při demodulaci je nejprve třeba odebrat ze signálu cyklickou kopii a provést Fourierovu transformaci realizovanou pomocí FFT, čímž se signál dostává do frekvenční roviny. Z každého symbolu se dále odebere Z nulových složek a zbytek se rozdělí do M částí jako při modulaci. Ze signálu ve frekvenční části je získána konstanta nesoucí informaci o použitých konstantách pro násobení jednotlivých částí při modulaci, a z té se v bloku „Generování konstant“ vygenerují převrácené hodnoty konstant použitých pro násobení při modulaci a těmito konstantami se vynásobí jednotlivých M částí signálu. Poté se části symbolu poskládají za sebe, čímž vznikne tok demodulovaných dat.

6.2. Výsledky metody PTS

Opět signál žádným způsobem neupravujeme v časové rovině ořezáním, tudíž se nemění tvar spektra signálu. EVM u nemodulovaného signálu se též nezvyšuje, protože demodulátor upraví signál do původního stavu, jak byl před modulací. Zkoumáme tedy jen přímý účinek na PAPR výsledného signálu.

6.2.1. PAPR pro metodu PTS

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$:



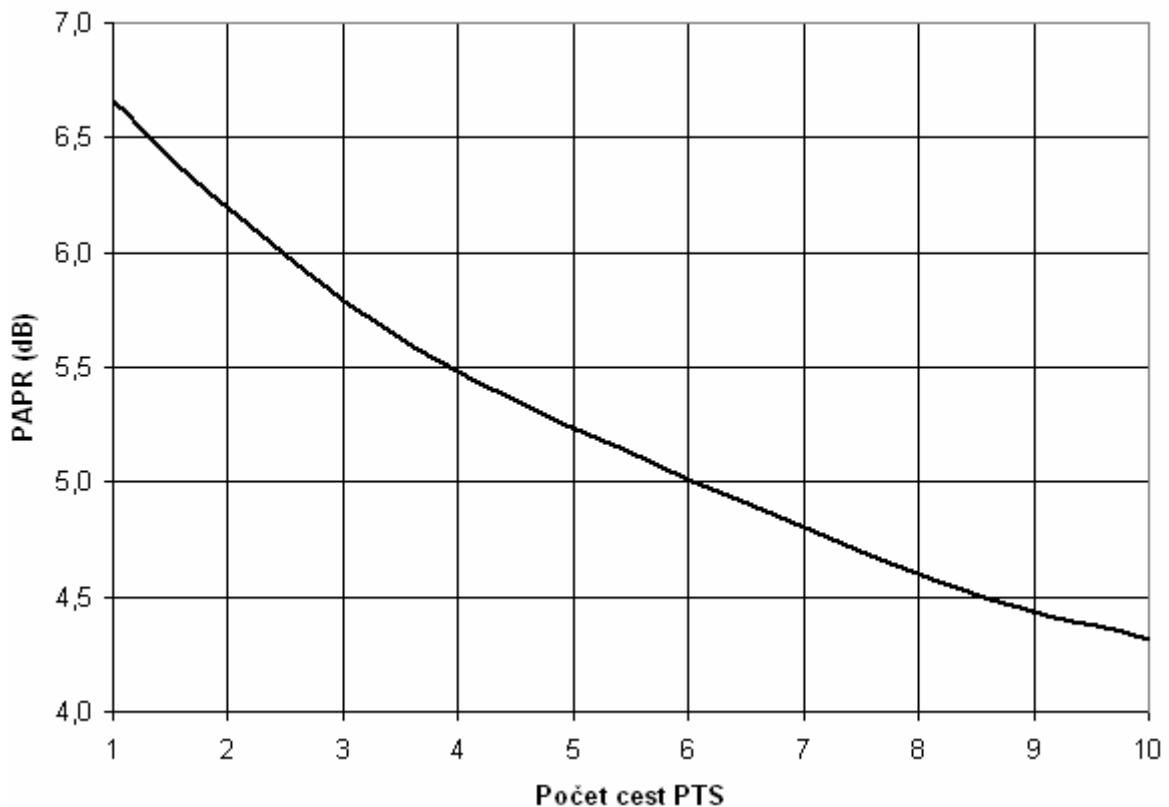
Obr. 6.-4 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro metodu PTS.

Průměrné hodnoty PAPR jednotlivých symbolů pro různě volené M jsou uvedeny v následující tabulce. M je počet cest v realizaci PTS. Realizace $M=1$ odpovídá původnímu signálu bez úpravy metodou PTS.

M (=počet cest PTS)	1 – pův. signál	2	4	8	10
PAPR (dB)	6,66	6,20	5,48	4,60	4,31

Tab. 6.-1 : Tabulka závislosti průměrných hodnot PAPR při různých M pro metodu PTS.

Graf závislosti PAPR na počtu cest M :



Obr. 6.-5 : Graf závislosti PAPR na počtu cest M pro metodu PTS.

PAPR klesá s rostoucím počtem použitých cest nelineárně, od $M=8$ cest je pokles PAPR mírnější, proto nemá smysl volit neúměrně složitý modulátor volbou příliš velkého počtu cest v modulátoru.

6.3. Závěrečné hodnocení metody PTS

Metoda PTS se podobá interleavingu tím, že nedochází ke zkreslení signálu, tudíž ani ke změně tvaru spektra signálu. Přitom je ale dosaženo většího snížení PAPR, než u metody interleaving a to z původního průměrného PAPR 6,66dB na 4,60dB, tedy o 30% při použití PTS o $M=8$ cestách. V tomto případě je prováděna pro každý symbol 8x zpětná Fourierova transformace, a dále je testováno na PAPR v každém symbolu celkem $2^M=2^8=256$ realizací, což je výpočetně přibližně stejně náročné jako Interleaving při 13-ti cestách, ale je dosaženo většího snížení PAPR.

Nevýhodou této metody stejně jako metody interleaving oproti clippingu a opakovaného clippingu s filtrací je nutnost použití na straně přijímače složitějšího demodulátoru a také nutnost zařadit do každého symbolu informaci o použitých násobených konstantách (v případě PTS) či o použité cestě (v případě interleavingu).

7. Kombinace metod pro redukcí dynamiky v OFDM

Některé z uvedených metod svou podstatou přímo vybízejí k použití v kombinaci s jinými. Pro další zkoumání se tedy nabízí tyto dvě možné kombinace uvedených metod :

- **Interleaving + RCAF**
- **PTS + RCAF**

Interleaving společně s PTS jsem se rozhodl nerealizovat, jelikož nedoufám v příliš velký účinek na snížení PAPR. Je to proto, že u obou těchto metod totiž dochází ke snížení PAPR výsledného symbolu v důsledku náhodných vratných změn symbolu, po kterých symbol přejde v jiný, ze kterého můžeme zpětně vypočítat původní symbol a který bude mít nižší PAPR.

Také jsem se rozhodl nezahrnout do realizací kombinací metod pro snížení dynamiky signálu metodu Clipping, jelikož tato metoda je obsažena v metodě RCAF a také proto, že použitím samotného Clippingu se stává signál nepoužitelným pro reálné přenosové systémy kvůli zvýšení výkonu v postranních kmitočtových pásmech, viz. kapitola 3.2.1.

V následujících dvou kombinacích metod předpokládám, že metody Interleaving nebo PTS následující před metodou RCAF budou mít za následek snížení zkreslení u výstupního signálu se stejným snížením PAPR jako při použití samotné metody RCAF, nebo bude dosaženo vyššího snížení PAPR spolu se stejným zkreslením.

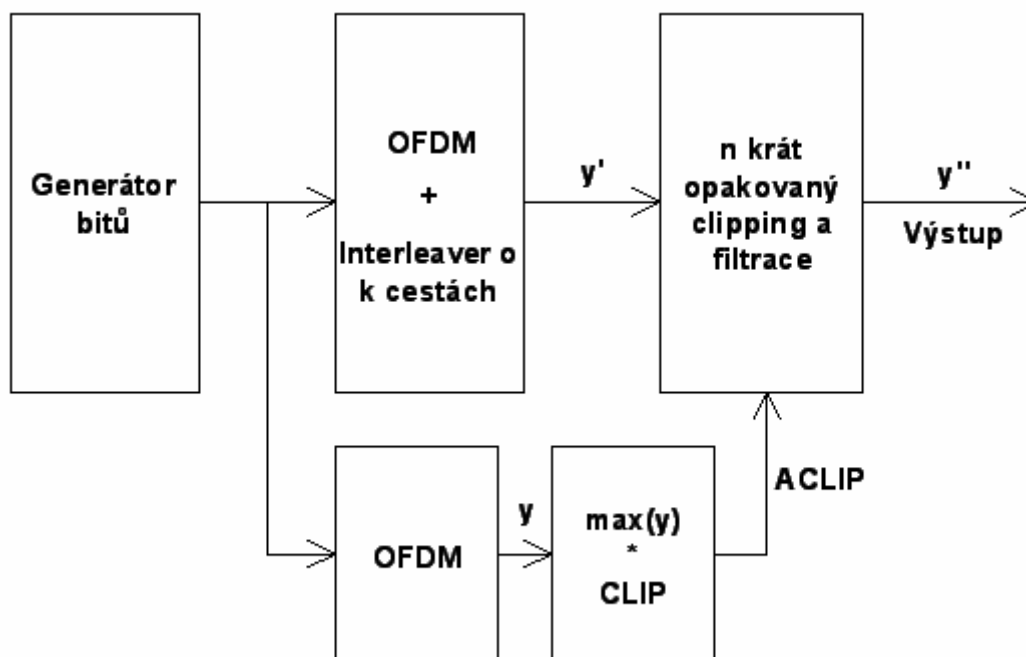
8. Interleaving + RCAF

Kombinace Interleavingu a RCAF (opakovaný clipping a filtrace) slibuje slušné výsledky co se týče velkého snížení PAPR spolu s menším zkreslením signálu, než pouhý opakovaný clipping a filtrace.

8.1. Implementace Interleaving + RCAF do Matlabu

Jako vhodnější pořadí použití metody je samozřejmě prvně zařadit Interleaving a poté až opakovaný clipping a filtraci. Opačně zařadit tyto dvě metody by bylo krajně nevhodné.

Zjednodušené blokové schéma realizace interleavingu a opakovaného clippingu a filtrace je na následujícím obrázku :



Obr. 8.-1 : Zjednodušené blokové schéma realizace Interleavingu + RCAF.

Uvedené blokové schéma je velmi zjednodušené, vycházím z toho, že obě uvedené metody jsou v předcházejícím textu popsány dostatečně podrobně.

Jako generátor bitů je zde použit náhodný generátor nul a jedniček, ale v praktickém použití to bude samozřejmě nějaký zdroj dat, která se mají přenášet. Tyto bity vstupují do bloku OFDM + Interleaver o k cestách, který je detailně popsán v kapitole 5.1.1.. Čím více zvolíme v Interleaveru cest, tím vyššího dosáhneme snížení PAPR již v Interleaveru a poté nebude muset být signál tolik zkreslen v opakovaném clippingu a filtraci při dosažení celkově stejného výsledku co se týče snížení PAPR. Avšak každá další interleaverová cesta

přináší vyšší výpočetní náročnost a vyšší cenu praktické realizace hlavně modulátoru, tedy vysílače. Jak již bylo navrženo při samotné realizaci clippingu, rozhodl jsem se zvolit 8 cest uvnitř interleaveru, tedy 7 cest na než se aplikuje interleaving pomocí matic o různých velikostech a cesta původního signálu. Do signálu se musí navíc ale vložit informace o použité interleaverové cestě daného symbolu, proto je třeba v každém symbolu rezervovat v případě použití QPSK modulace 2 nosné pro tuto informaci.

Po průchodem signálu interleaverem následuje opakovaný clipping a filtrace signálu. Zde je třeba volit konstantu CLIP a počet opakování clippingu a filtrace tak, aby výsledný signál po demodulaci vykazoval tak nízký rozptyl bodů, tedy tak nízké EVM, aby nedocházelo k chybnému rozeznání stavu. To z toho důvodu, že při chybném rozeznání stavu části symbolu, který nese informaci o použité interleaverové cestě, by došlo k chybě v celém symbolu vlivem špatného dekódování, špatně provedenému zpětnému interleavingu.

Konstanta ACLIP je absolutní maximální hodnota signálu po Clippingu, tedy

$$ACLIP = \max(y).CLIP$$

Výstupní signál y'' tedy bude mít maximální absolutní hodnotu rovnu hodnotě ACLIP, tedy

$$\max(y'') = ACLIP$$

8.2. Výsledky kombinace metod Interleaving + RCAF

Je použito shodného OFDM signálu stejných parametrů jako u předchozích metod, tedy $N=64$ nosných, z toho $Z=24$ nulových složek uprostřed spektra a v časové rovině doplněn o cyklickou kopii o délce $CP=16$. Vzorkovací frekvence je $f_{vz}=20\text{MHz}$ a zkoumaný signál je složen z 1000 po sobě jdoucích náhodně generovaných symbolů.

Je použit Interleaver o $k=8$ cestách, který vyšel v kapitole o samostatném interleavingu jako kompromis mezi účinkem na snížení PAPR a složitostí a výpočetní náročností interleaveru (viz. kapitola 5.3. Závěrečné hodnocení metody Interleaving).

V bloku realizující RCAF jsem volil 3x použití Clippingu a filtrace, jako nejvýhodnější alternativu mezi vysokou výpočetní náročností, snížením PAPR a malém zvýšení EVM (viz. kapitola 4.3. Závěrečné hodnocení metody RCAF).

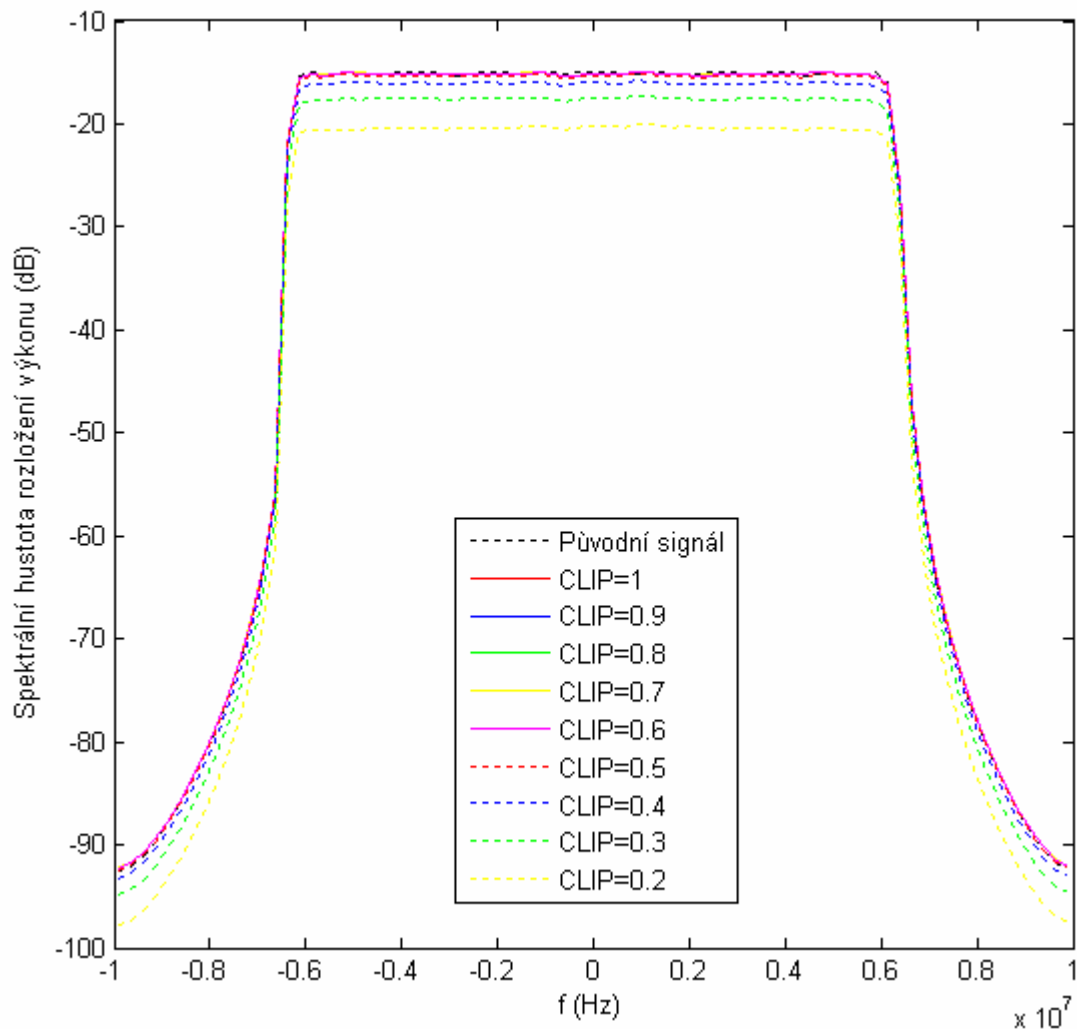
Je tedy zvoleno těchto stálých konstant :

- $k = 8$... počet cest Interleaveru
- $n = 3$... 3x opakovaný Clipping a filtrace

Jediná proměnná konstanta je zde tedy úroveň ořezu CLIP, která má největší vliv jak na snížení PAPR, tak ale i na zvýšení EVM.

8.2.1. Spektrum signálu pro Interleaving + RCAF

Graf znázorňující spektrální rozložení výkonu signálů :



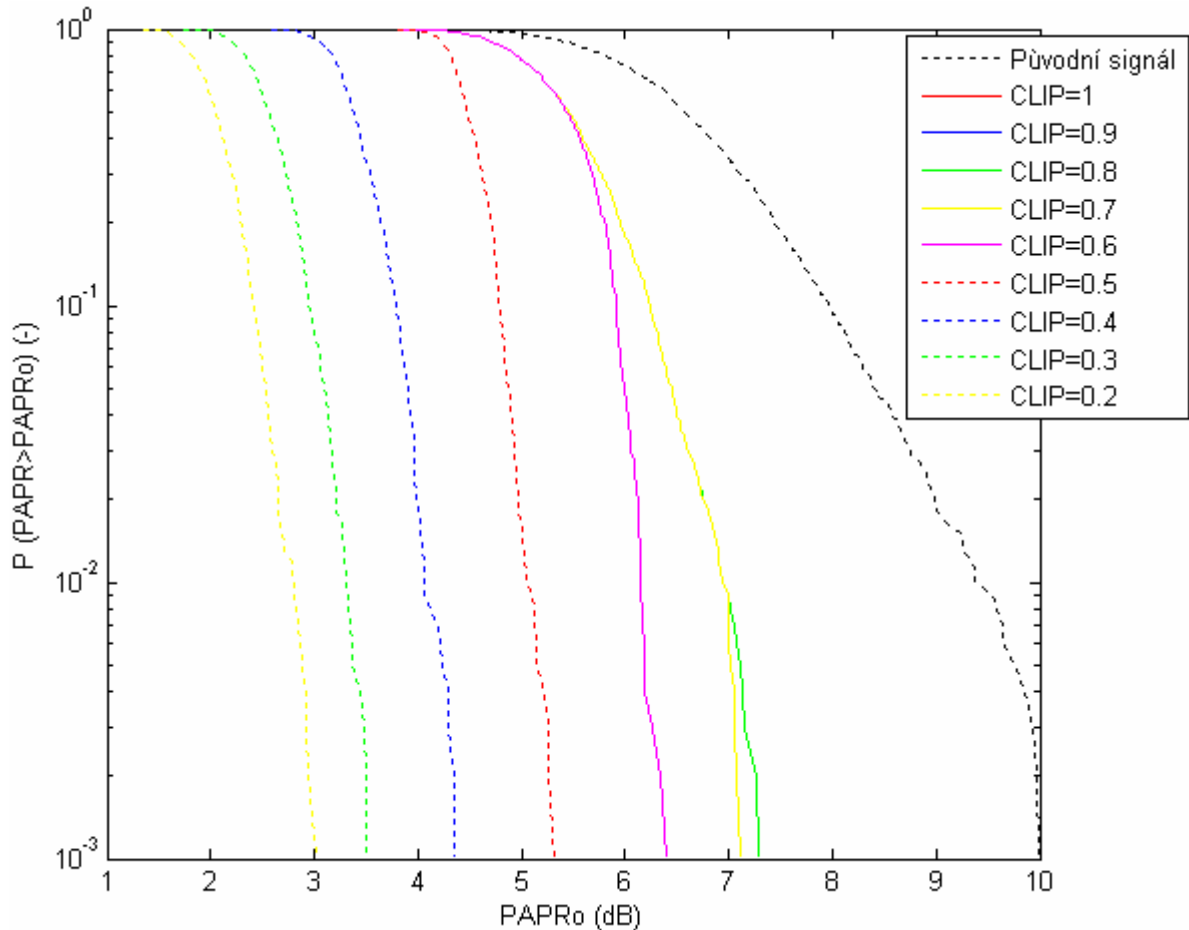
Obr. 8.-2 : Spektrum signálů pro metodu Interleaving + RCAF.

Graf potvrzuje domněnku, že kombinací metody Interleaving a RCAF nedochází k nežádoucímu nárůstu výkonu v postranních pásmech spektra signálu. K nárůstu výkonu v postranních pásmech spektra dochází pouze po průchodem signálu Clippingem, avšak následná filtrace zde uvedený nežádoucí účinek Clippingu odstraní.

8.2.2. PAPR a EVM pro Interleaving + RCAF

Záměrně uvádím PAPR a EVM společně a to z důvodu možnosti přímého srovnání jak snížení PAPR u této kombinace metod ovlivní EVM, které je mírou rozptylu bodů v konstelačních diagramech demodulovaného signálu.

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro Interleaving + RCAF :



Obr. 8.-3 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro Interleaving + RCAF.

V grafu se křivky pro $CLIP=1$, $CLIP=0,9$, $CLIP=0,8$ překrývají, jsou zobrazeny zelenou barvou. Absolutní úroveň $ACLIP$ signálu je vypočtena z maximální absolutní hodnoty OFDM signálu neupraveného žádnou metodou na snížení dynamiky násobenou relativní hodnotou úrovně ořezu signálu $CLIP$, tedy :

$$ACLIP = \max(y) \cdot CLIP$$

Zařazený Interleaving tedy sníží PAPR signálu natolik, že až do $CLIP=0,8$ nemá Clipping na signál žádný účinek, protože :

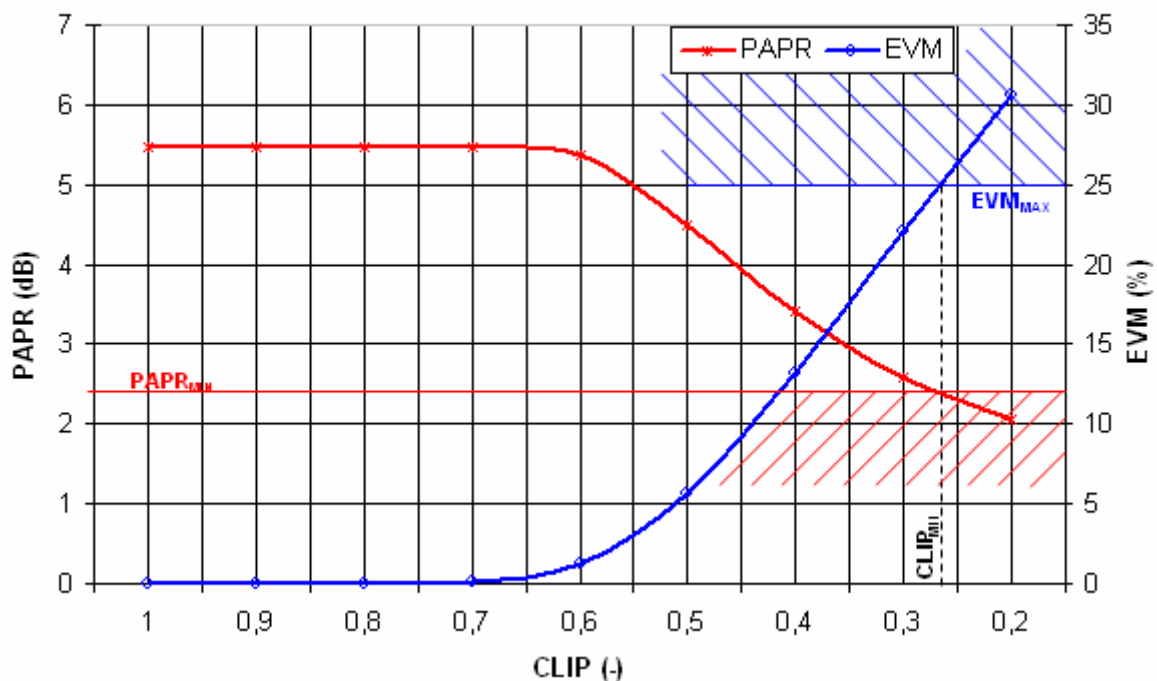
$$CLIP \cdot \max(y) > \max(y') \quad \dots \text{neboli} \dots \quad ACLIP > \max(y') \quad \dots \text{ pro } CLIP=1 \text{ až } 0,8$$

Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR z 1000 po sobě následujících náhodně generovaných symbolů :

CLIP	Pův. signál	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	6,66	5,47	5,47	5,47	5,47	5,37	4,50	3,40	2,58	2,06
EVM (%)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,14	1,21	5,61	13,22	22,11	30,67

Tab. 8.-1 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod Interleaving + RCAF.

Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM z tab. 8.-1 :



Obr. 8.-4 : Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM pro kombinaci metod Interleaving + RCAF.

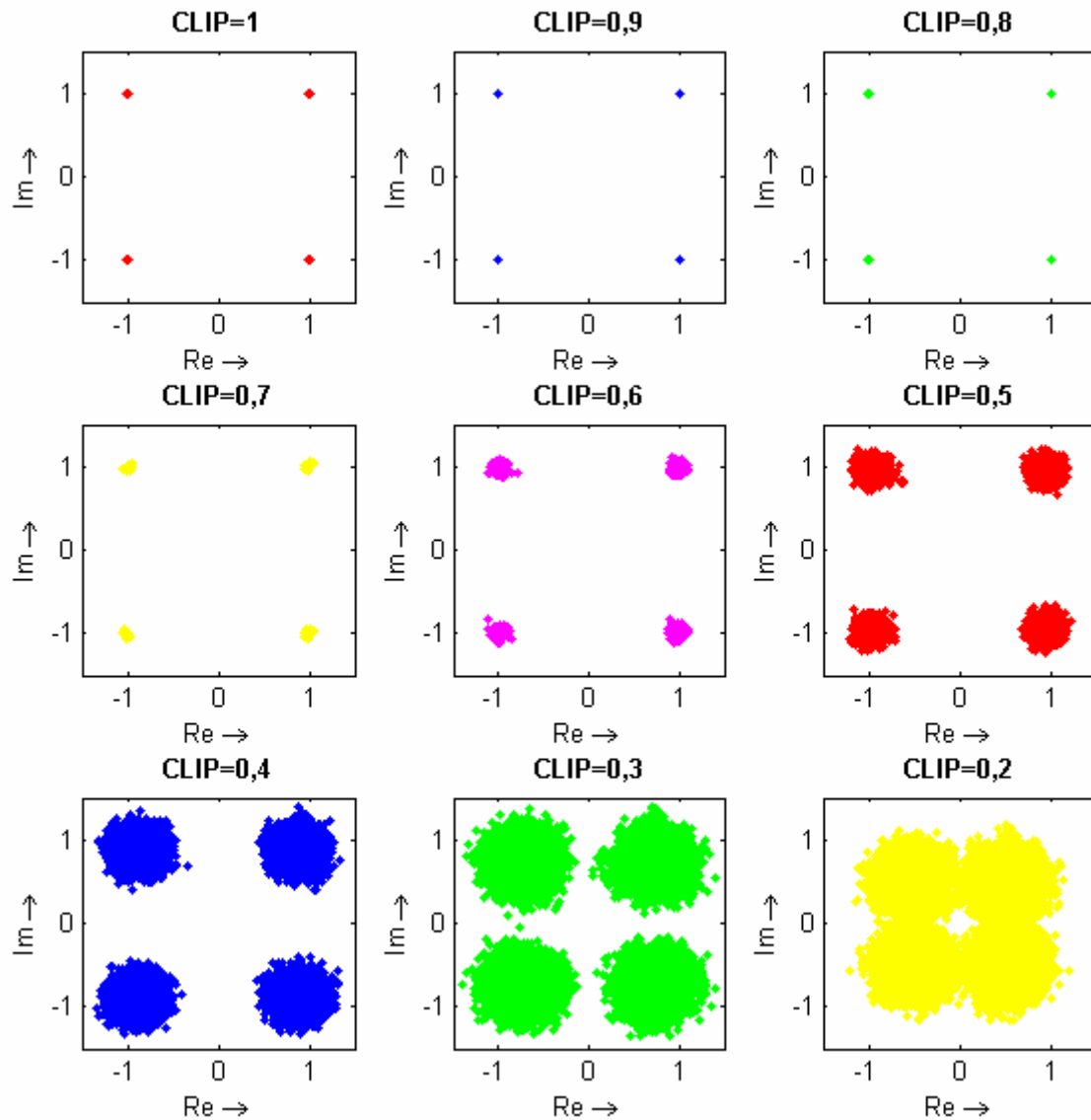
Z tabulky a grafu lze opět jednoznačně vidět, že účinek na signál má blok realizující RCAF až přibližně od hodnoty $CLIP=0,65$, kdy začíná narůstat EVM a klesat PAPR signálu.

Hraniční hodnotou pro použitelnost signálu je $EVM=25\%$ (viz. kapitola o Clippingu). Zde nabývá signál hodnoty $EVM_{MAX}=25\%$ přibližně při $CLIP_{MIN}=0,27$. Tomu odpovídá minimální hodnota PAPR, které jsme schopni v krajním případě dosáhnout, a to je přibližně $PAPR_{MIN}=2,4dB$.

Uvedené hraniční hodnoty jsou opravdu ty nejzašší, při jakémkoliv dalším zkreslení, které může vnést do signálu přenosová cesta, dojde k úplné degradaci signálu a chybnému přenosu dat. Pro reálné použití navrhuji opět $EVM=10\%$, kterému přibližně odpovídá $CLIP=0,44$ a dosažené $PAPR=3,8dB$.

8.2.3. Konstelační diagramy pro Interleaving + RCAF

Jako opticky názornější důkaz o zkreslení signálu poslouží konstelační diagramy demodulovaného signálu zobrazující jednotlivé stavy v QPSK modulaci :



Obr. 8.-5 : Konstelační diagramy signálů po demodulaci pro Interleaving + RCAF.

Konstelační diagramy potvrzují tvrzení z předcházející stránky, že při $CLIP=0,27$ je již zkreslení signálu tak velké, že hraničí s možností použitelnosti takového signálu pro přenos dat. Zde je tento závěr vidět v konstelačním diagramu pro $CLIP=0,3$, kde se již body jednotlivých stavů velmi přibližují k sobě navzájem a může tedy docházet k chybnému rozpoznání stavu, což způsobí chybu při přenosu informace.

8.2.4. Realizace metody při použití $k=4$ cestného interleaveru

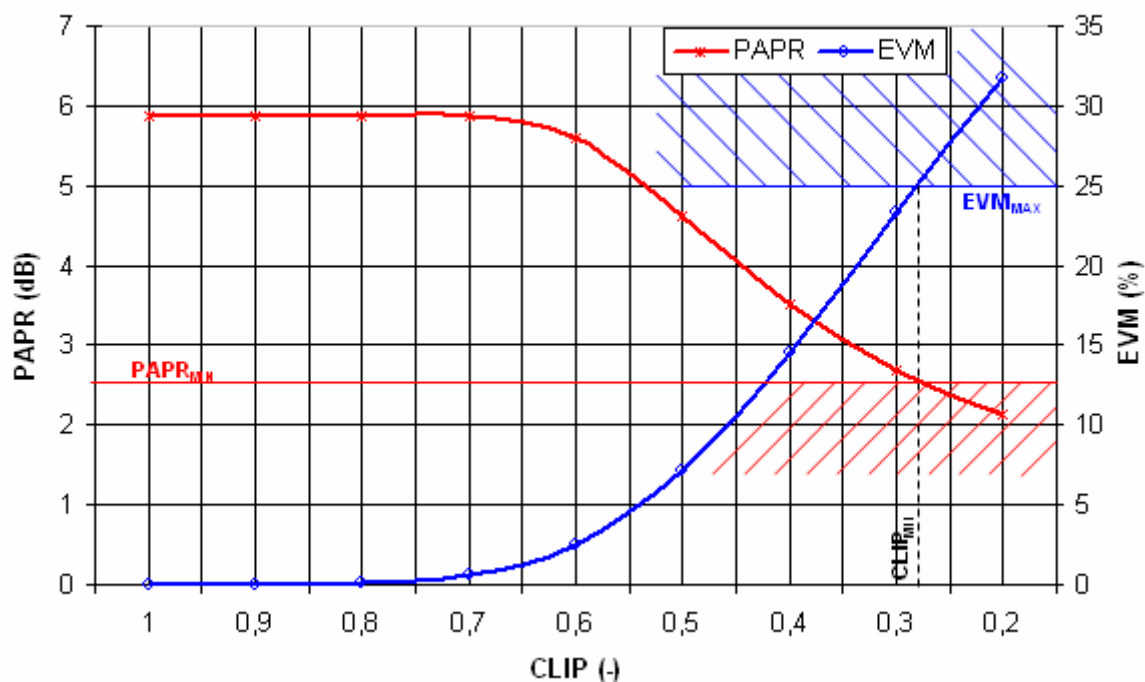
Jelikož v předchozím textu uvažovaný 8-mi cestný interleaver nemusí být pro všechny účely zapotřebí, uvádím zde výsledky metody při použití $k=4$ cestného interleaveru jakožto nejjednodušší smysluplné realizace uvedené kombinace metod. Ostatní parametry jsou shodné s předchozím návrhem a realizací metody.

Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR z 1000 po sobě následujících náhodně generovaných symbolů při použití $k=4$ cestného interleaveru :

CLIP	Pův. signál	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	6,66	5,88	5,88	5,88	5,86	5,60	4,61	3,52	2,68	2,13
EVM (%)	0,00	0,00	0,00	0,13	0,64	2,49	7,21	14,61	23,35	31,78

Tab. 8-2 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=4$ cestného interleaveru.

Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM z tab. 8.-2 :



Obr. 8-6 : Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=4$ cestného interleaveru.

Uvedené realizaci při použití $k=4$ cestního interleaveru odpovídá maximální možné snížení PAPR na $PAPR_{MIN}=2,5\text{dB}$ při $EVM=25\%$. Chceme-li udržet zkreslení na hodnotě $EVM=10\%$, dosáhneme snížení dynamiky na hodnotu $4,2\text{dB}$, což je pokles o 37% .

8.2.5. Realizace metody při použití $k=12$ cestného interleaveru

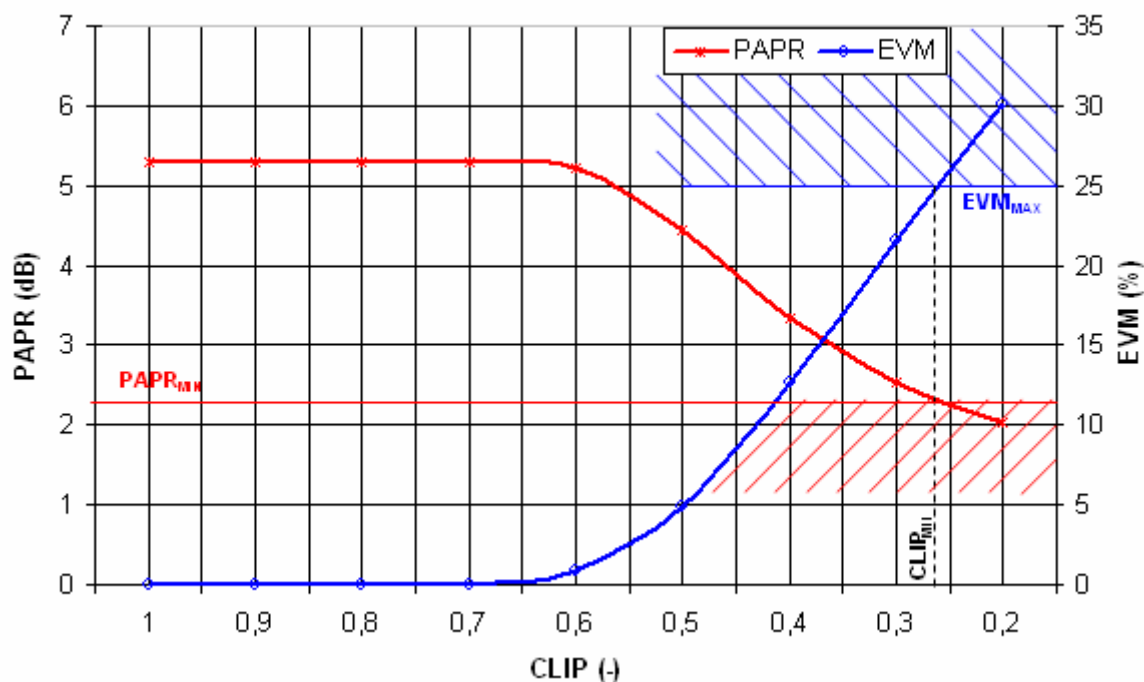
Pro náročnější realizace lze při zachování parametrů OFDM signálu použít až 13-ti cestný interleaver. Při použití $k=12$ -ti cestného interleaveru je dosaženo následujících výsledků.

Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR z 1000 po sobě následujících náhodně generovaných symbolů při použití $k=12$ -ti cestného interleaveru :

CLIP	Pův. signál	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	6,66	5,29	5,29	5,29	5,29	5,23	4,44	3,34	2,54	2,04
EVM (%)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,06	0,83	4,95	12,63	21,60	30,13

Tab. 8.-3 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=12$ -ti cestného interleaveru.

Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM z tab. 8.-3 :



Obr. 8.-7 : Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=12$ -ti cestného interleaveru.

Při použití 12-ti cestného interleaveru lze dosáhnout maximálního snížení dynamiky na $PAPR_{MIN}=2,2\text{dB}$ při $EVM=25\%$. Při dodržení zkreslení $EVM=10\%$ lze docílit snížení dynamiky na hodnotu $3,7\text{dB}$, což je snížení o 44%.

8.3. Závěrečné hodnocení kombinace Interleaving+ RCAF

Kombinací uvedených metod bylo dosaženo nižšího zkreslení signálu při stejném snížení PAPR, jako při použití samotné metody RCAF. Při použití interleaveru o $k=8$ cest, pro 3x opakovaný clipping a filtraci je dosaženo snížení PAPR z původních 6,66dB na přibližně 3,8dB při zkreslení signálu vyjádřeného pomocí $EVM=10\%$. Je to pokles PAPR o 43%.

Spektrální hustota rozložení výkonu výstupního signálu se téměř shoduje se spektrální hustotou rozložení výkonu původního signálu, je to způsobeno použitím frekvenční filrace před výstupem signálu.

Nevýhodou je mírné zvýšení datového toku vlivem nutnosti použití některých nosných pro informaci o použité interleaverové cestě a také vyšší složitost modulátoru i demodulátoru.

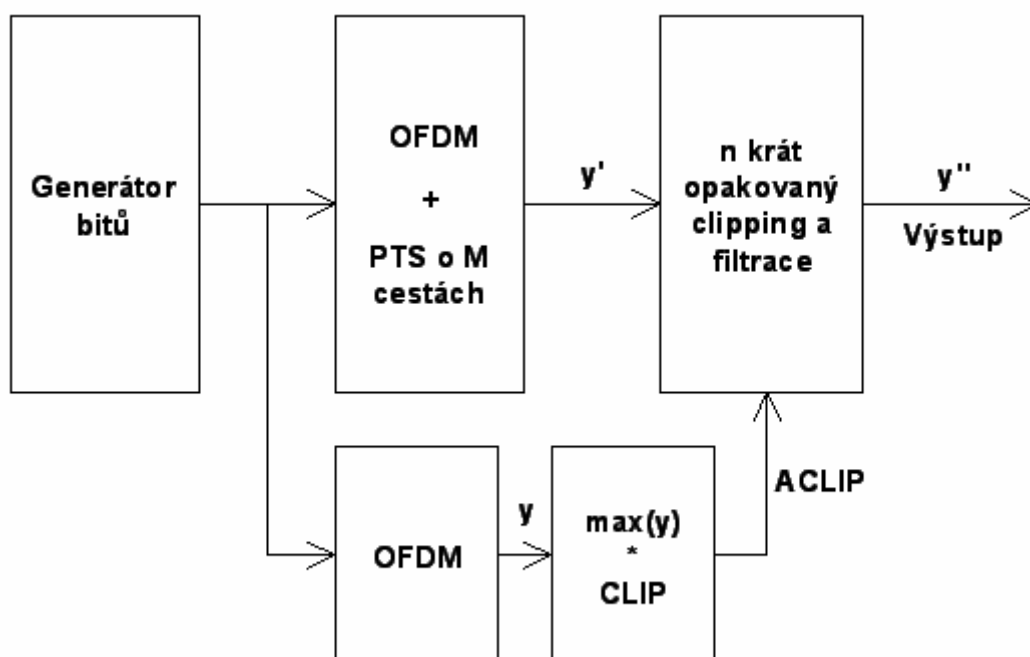
Výpočetní náročnost a složitost modulátoru a demodulátoru závisí na volbě složitosti bloku Interleaving, teda na počtu cest k , které použijeme pro realizaci Interleavingu a na počtu opakování ořezání a filtrace ve frekvenční oblasti v bloku RCAF.

9. PTS + RCAF

Spojením PTS (Partial transit sequence) a RCAF (opakovaný clipping a frekvenční filtrace) vznikne kombinace podobná předchozí kombinaci. Spojení PTS + RCAF však slibuje lepší výsledky, jelikož samotné PTS dosahovalo lepších výsledků než samotný interleaving.

9.1. Implementace PTS + RCAF do Matlabu

Zjednodušené blokové schéma realizace OFDM modulátoru s kombinací metod na snížení dynamiky signálu PTS + RCAF :



Obr. 9.-1 : Zjednodušené blokové schéma modulátoru OFDM s metodami PTS a RCAF.

Opět začínáme generátorem bitů, v našem případě náhodným generátorem dat, která se poté v bloku PTS modulují QPSK modulací a rozdělí do jednotlivých symbolů o $(N-Z)$ složkách, tedy o $(N-Z)$ pro přenášená data použitých nosných. Těchto $(N-Z)$ složek se nadále rozdělí na M stejných částí, doplní se nulami na původní velikost (nuly se doplní do každé části tam, kde by byly ostatní složky nacházející se nyní v jiných částech). Dále se přidá do každé ze složek Z nul doprostřed a provede se zpětná Fourierova transformace realizovaná pomocí IFFT s každou z těchto částí. Poté se jednotlivé části násobí konstantami $+1$ a -1 a provede se součet jednotlivých částí. Vznikne tak 2^M různých realizací každého symbolu a z nich se vybere ta s nejnižším PAPR.

Následuje blok snižující dynamiku signálu metodou RCAF, ve kterém se n -krát provede clipping signálu v časové rovině na úroveň danou konstantou CLIP a poté se signál filtruje ve frekvenční rovině nulováním prostředních Z složek.

Konstanta ACLIP je absolutní maximální hodnota signálu po Clippingu, tedy

$$ACLIP = \max(y).CLIP$$

Výstupní signál y'' tedy bude mít maximální absolutní hodnotu rovnu hodnotě ACLIP, tedy

$$\max(y'') = ACLIP$$

9.2. Výsledky kombinace metod PTS + RCAF

Je použito shodného OFDM signálu jako u předchozích metod, tedy $N=64$ nosných, z toho $Z=24$ nulových složek uprostřed spektra a v časové rovině doplněn o cyklickou kopii o délce $CP=16$. Vzorkovací frekvence je $f_{vz}=20\text{MHz}$ a zkoumaný signál je složen z 1000 po sobě jdoucích náhodně generovaných symbolů.

V PTS je použito rozdělení symbolu na $M=8$ cest, což je kompromisem mezi účinkem na snížení PAPR a složitostí a výpočetní náročností bloku realizující PTS (viz. kapitola 6.3. Závěrečné hodnocení metody PTS).

V bloku realizující RCAF je zvoleno 3x Clippingu a filtrace, jako nejvýhodnější alternativa mezi vysokou výpočetní náročností, snížením PAPR a malým zvýšením EVM (viz. kapitola 4.3. Závěrečné hodnocení metody RCAF).

Je tedy zvoleno těchto stálých konstant :

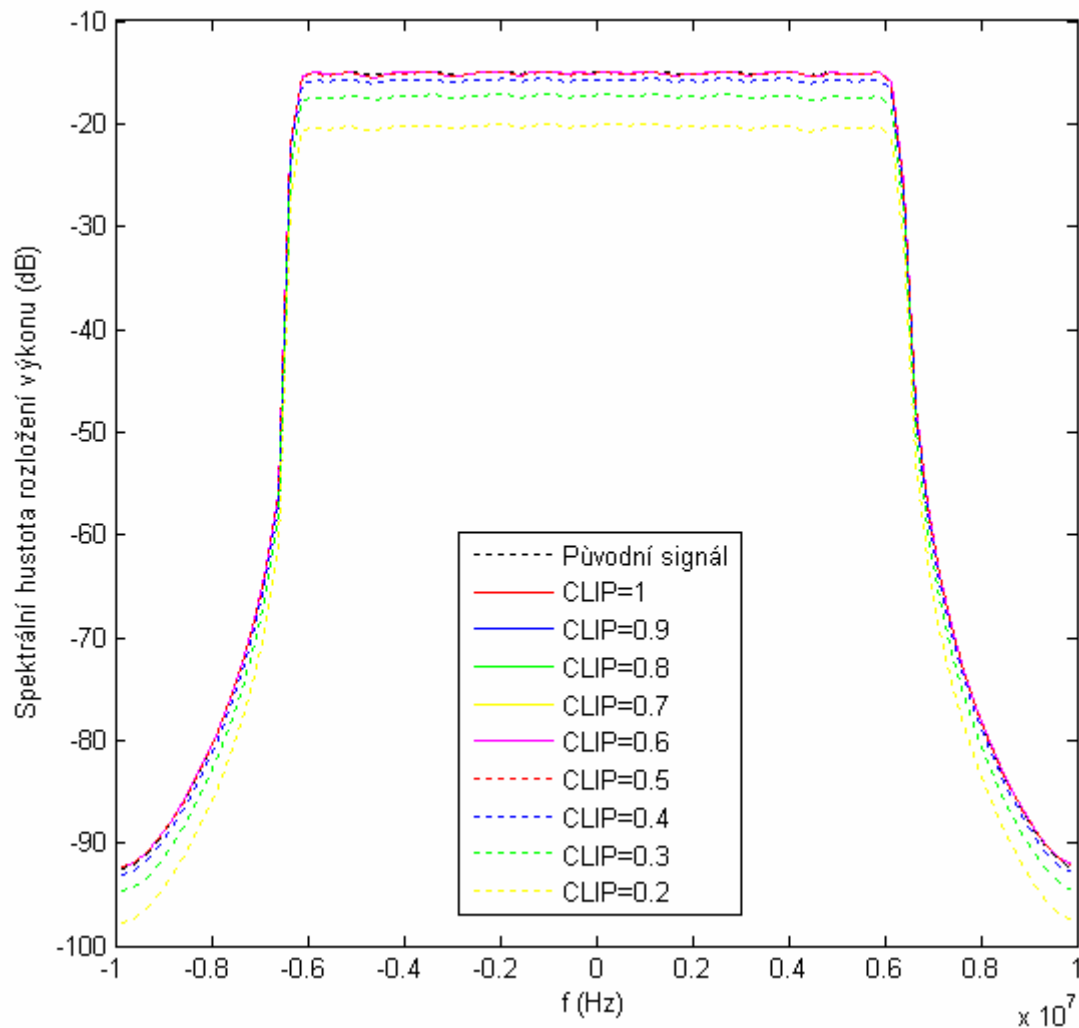
- **$M=8$** ... počet cest uvnitř PTS
- **$n=3$** ... 3x opakovaná Clipping a filtrace

Jedinou proměnnou tedy opět zůstává konstanta CLIP.

Všechny výsledky jsou záměrně provedeny stejně jako u kombinace Interleaving + RCAF a to z důvodu snadného srovnání těchto dvou kombinací z pohledu jejich výsledků.

9.2.1. Spektrum signálu pro PTS + RCAF

Spektrální hustota výkonu signálu pro PTS + RCAF :

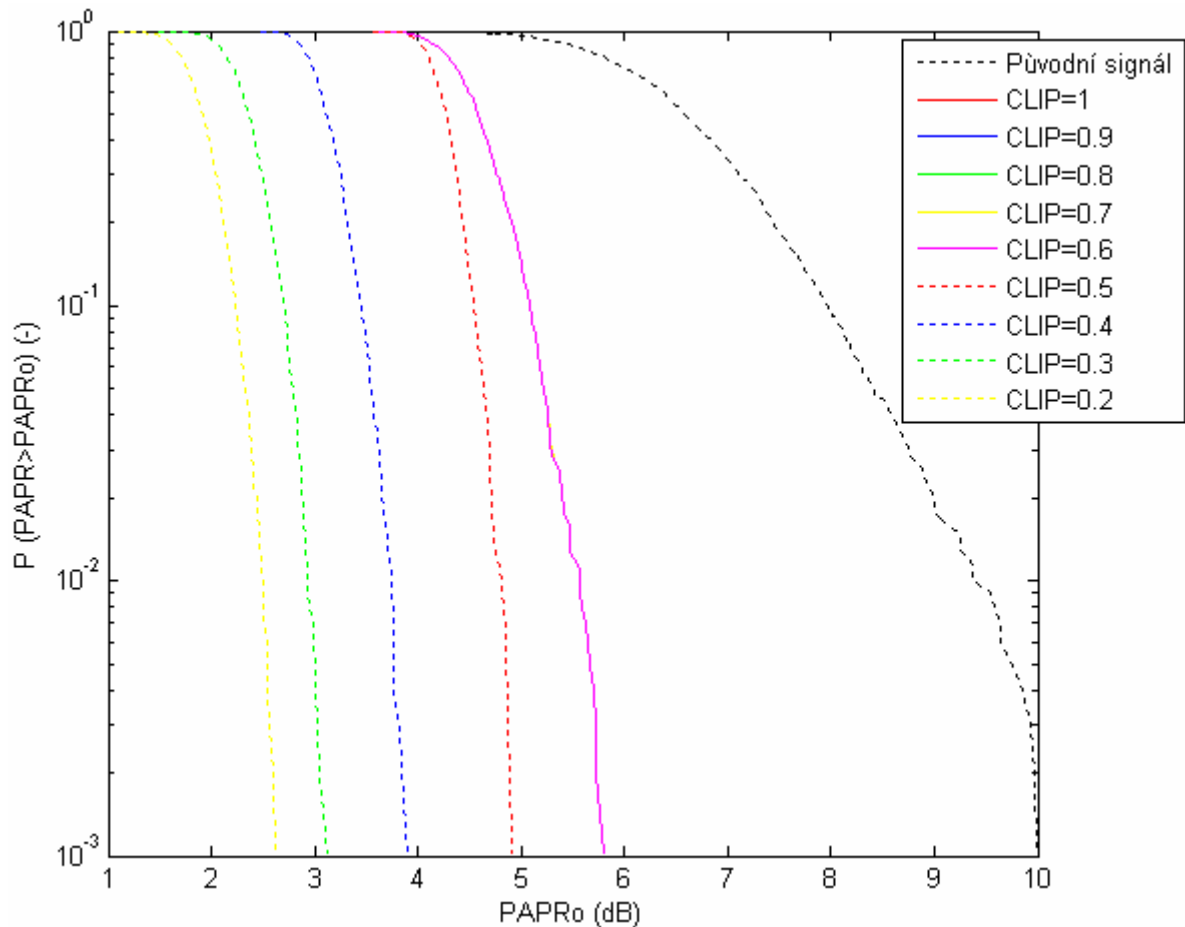


Obr. 9.-2 : Spektrum signálů pro metodu PTS + RCAF.

Spektrum signálu stejně jako u předchozí kombinace Interleaving + RCAF je vhodného tvaru, nedochází ke zvýšení postranních pásmech vlivem frekvenční filtrace.

9.2.2. PAPR a EVM pro PTS + RCAF

Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro PTS + RCAF :



Obr. 9-3 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(PAPR > PAPR_0)$ na $PAPR_0$ pro celou kombinaci metod PTS + RCAF.

V grafu se překrývají křivky pro $CLIP=1$ až $CLIP=0,6$, které jsou nyní zobrazeny filalovou barvou odpovídající průběhu pro $CLIP=0,6$. Je to způsobeno podobně jako u předcházející kombinace Interleaving + RCAF tím, že se pro limitaci signálu v bloku realizující Clipping používá absolutní hodnoty limitace signálu $ACLIP$, které je vypočtena ze signálu původního, tedy neupraveného žádnou metodou a je rovna :

$$ACLIP = \max(y).CLIP$$

Clipping a filtrace, neboli RCAF nemá na signál účinek proto, že maximální absolutní hodnota signálu upraveného metodou PTS je menší než absolutní hodnota limitace signálu vypočtená pomocí relativní hodnoty $CLIP$ násobené maximální absolutní hodnotou původního signálu...

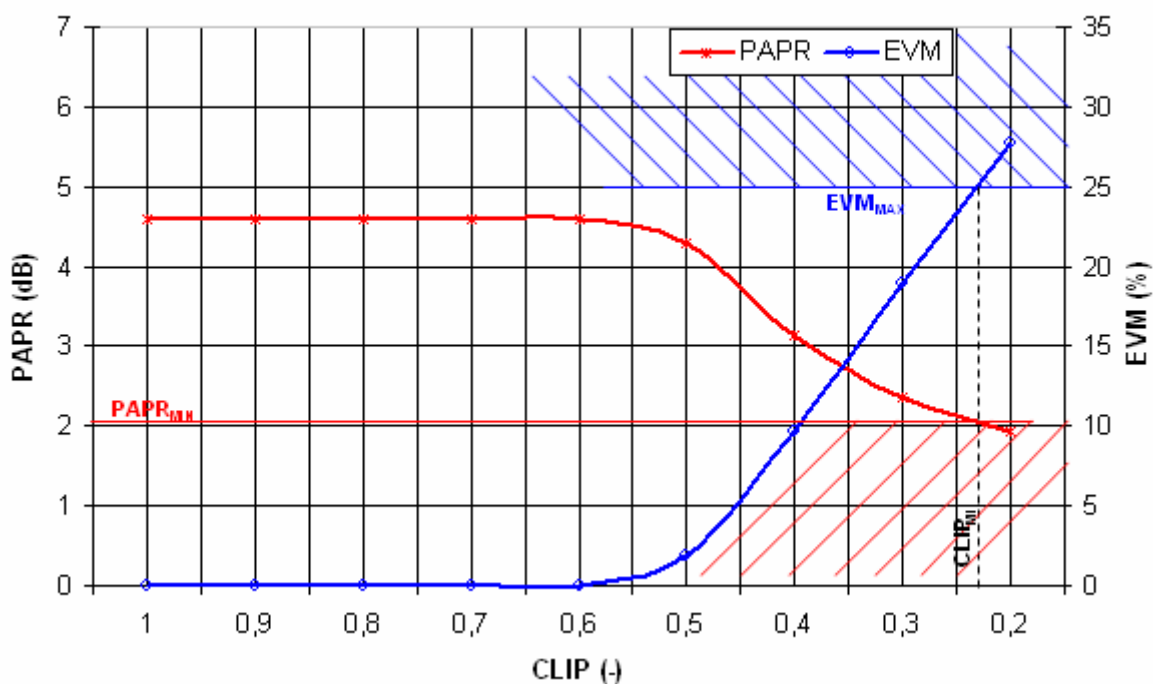
$$CLIP \cdot \max(y) > \max(y') \quad \dots \text{neboli} \dots \quad ACLIP > \max(y') \quad \dots \text{pro} \quad CLIP=1 \text{ až } 0,6$$

Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR z 1000 po sobě následujících náhodně generovaných symbolů pro metodu PTS + RCAF:

CLIP	Pův. signál	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	6,66	4,60	4,60	4,60	4,60	4,60	4,28	3,14	2,37	1,92
EVM (%)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	1,94	9,69	19,00	27,74

Tab. 9.-1 : Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF.

Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM z tab. 9.-1 :



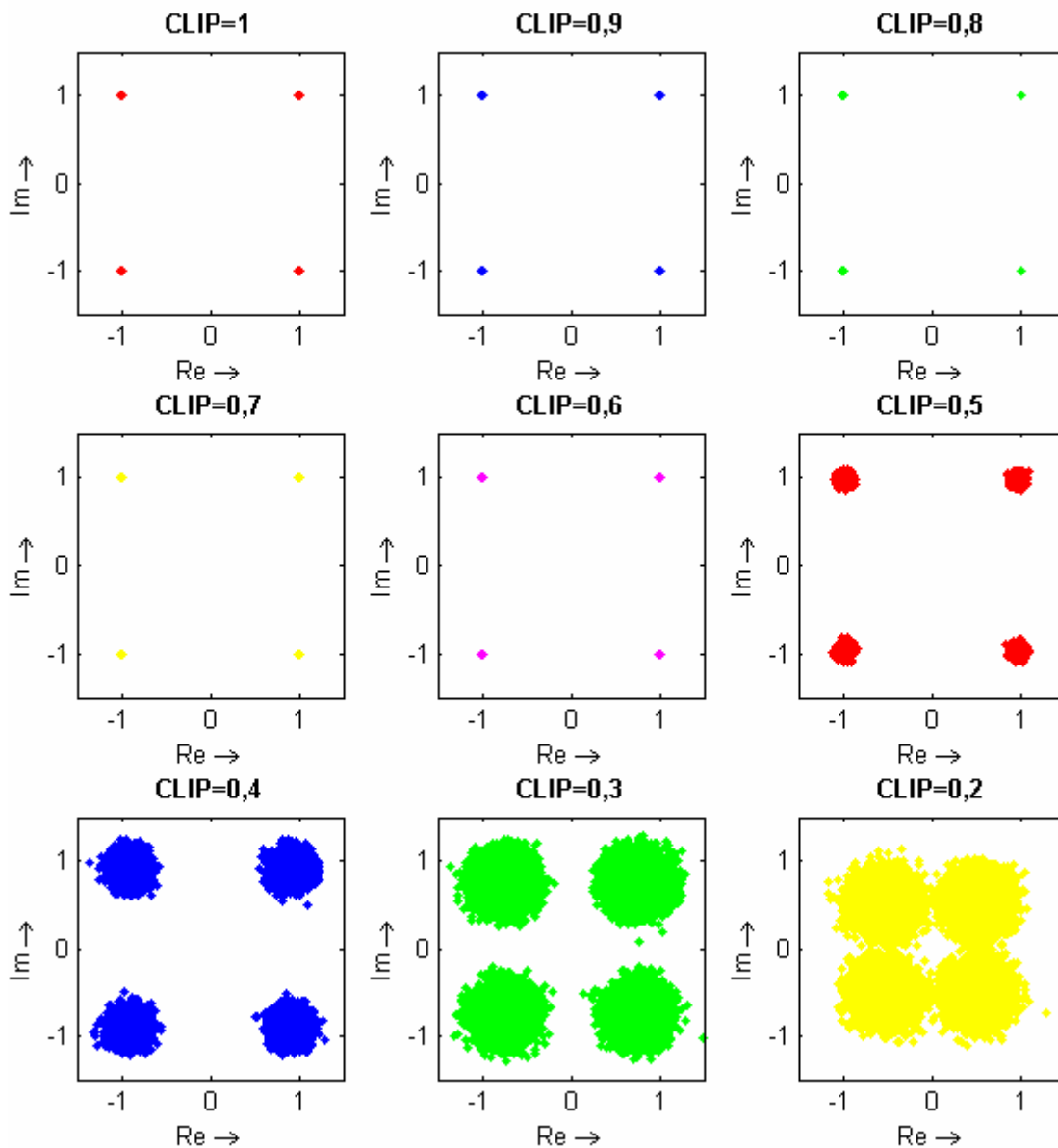
Obr. 9.-4 : Sloupcový graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF.

Hraniční hodnoty zkreslení signálu je dosaženo při $EVM_{MAX}=25\%$, což zde odpovídá přibližně míře ořezu signálu $CLIP_{MIN}=0,23$. V takto limitně nastaveném systému je dosaženo snížení PAPR z původních 6,66dB na $PAPR_{MIN}=2,1$ dB. To je snížení PAPR o 68%.

Pro bezpečný přenos dat charakterizující se minimální chybovostí opět volím $EVM=10\%$. Tomuto zkreslení odpovídá $CLIP=0,39$ a je tak dosaženo $PAPR=3,2$ dB. Jedná se tedy o snížení PAPR o 52%.

9.2.3. Konstelační diagramy pro PTS + RCAF

Pro názorné optické zhodnocení zkresení signálu poslouží opět konstelační diagramy demodulovaných zobrazující stavy v QPSK modulaci :



Obr. 9.-5 : Konstelační diagramy signálů po demodulaci znázorňující vliv PTS v kombinaci PTS + RCAF.

Jako limitní stav pro použitelnost signálu byla o stranu výše určena realizace při $CLIP=0,21$, při které dosahuje EVM signálu hraniční hodnoty 25%. Z konstelačního diagramu pro $CLIP=0,2$ je však vidět, že body se již začínají překrývat a systému používající takový signál by docházelo ke zvýšené chybovosti způsobené chybným rozpoznání stavu v QPSK modulaci demodulovaného signálu.

Zvolíme-li však doporučenou realizaci při $CLIP=0,4$, která způsobuje přibližně $EVM=10\%$, k překrývání bodů s rezervou nedochází. Tato rezerva je nutná pro reálné

použití signálu v přenosové cestě, kdy se ke zkreslení na modulátoru přidá ještě zkreslení na přenosovém kanále.

9.2.4. Realizace metody při použití $M=4$ cest uvnitř PTS

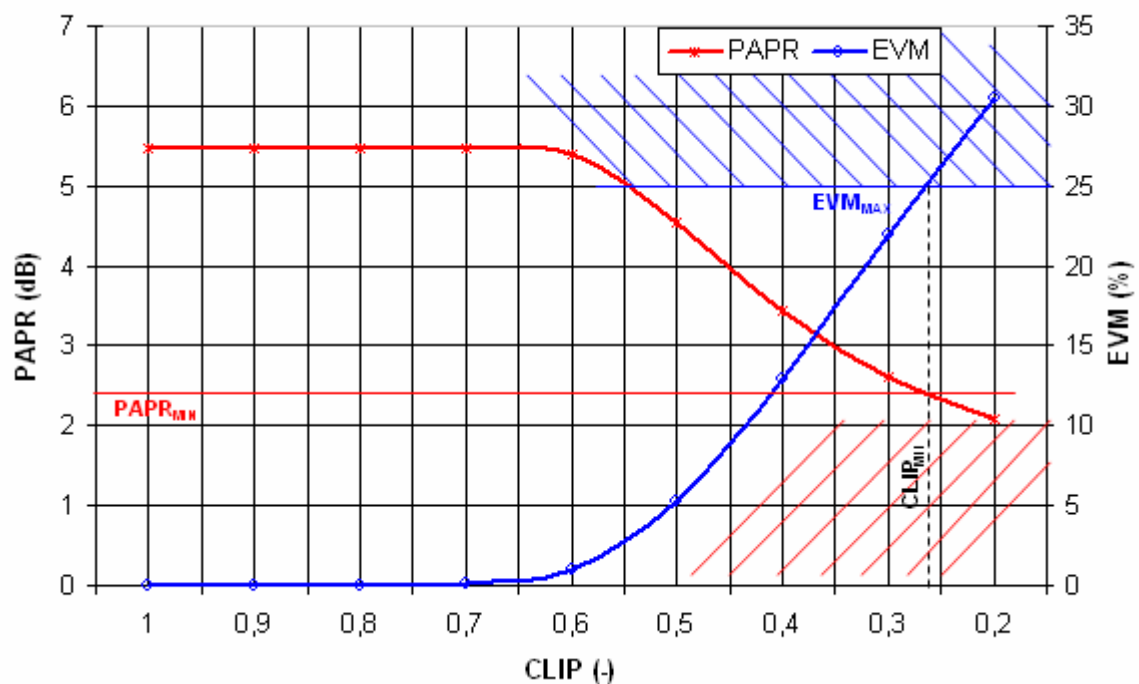
Pro méně náročné aplikace lze zvolit jednodušší variantu použitím méněcestného bloku PTS. V následující tabulce a grafu jsou znázorněny výsledky metody PTS + RCAF při použití $M=4$ cest v bloku PTS. Ostatní parametry jsou shodné.

Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR z 1000 po sobě následujících náhodně generovaných symbolů pro metodu PTS + RCAF při použití $M=4$ cest v bloku PTS :

CLIP	Pův. signál	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	6,66	5,48	5,48	5,48	5,48	5,39	4,53	3,43	2,60	2,07
EVM (%)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,11	1,06	5,28	12,92	21,91	30,54

Tab. 9.-2 : Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=4$ cest v bloku PTS.

Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM z tab. 9.-2 :



Obr. 9.-6 : Sloupcový graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=4$ cest v bloku PTS.

Z grafu lze vyčíst maximální možné snížení dynamiky, které činí $PAPR_{MIN}=2,4\text{dB}$ při EVM_{MAX} . Při dodržení zvolené použitelné hodnoty zkreslení signálu $EVM=10\%$ je dosaženo snížení dynamiky na $3,8\text{dB}$, což je snížení o 43%.

9.2.5. Realizace metody při použití $M=10$ cest uvnitř PTS

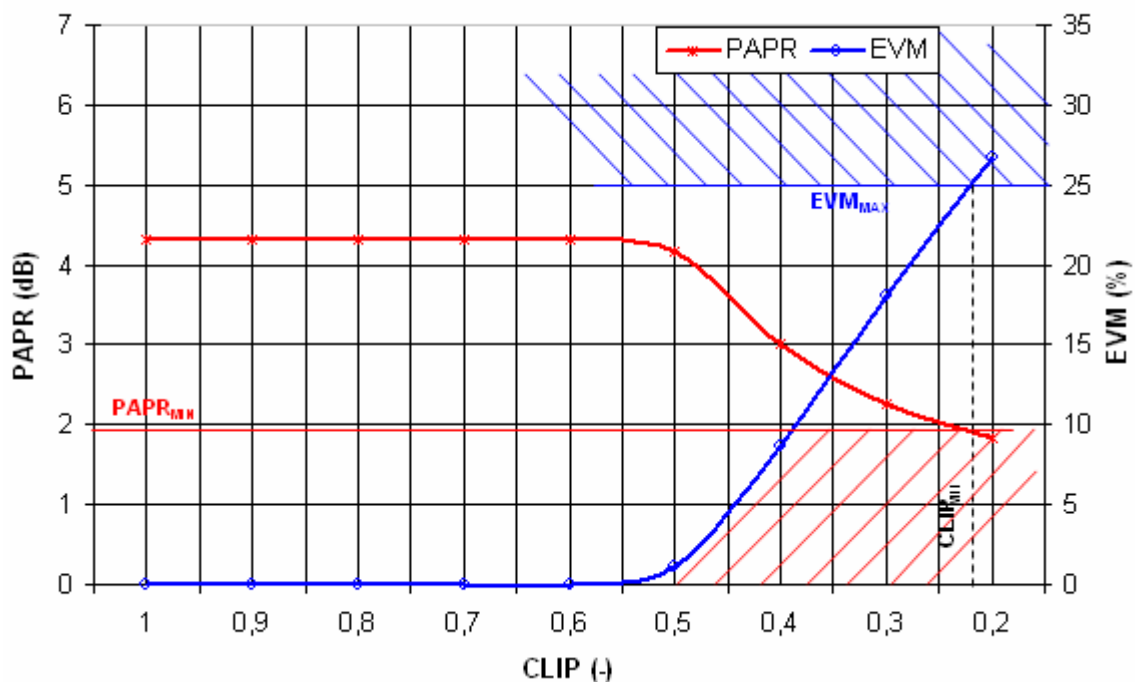
Naopak pro ty nejnáročnější aplikace lze použít v bloku PTS celkem $M=10$ cest. Celá kombinace metod PTS + RCAF podává poté nejlepší výsledky, avšak je již velmi výpočetně náročná.

Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR z 1000 po sobě následujících náhodně generovaných symbolů pro metodu PTS + RCAF při použití $M=10$ cest v bloku PTS :

CLIP	Pův. signál	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
PAPR (dB)	6,66	4,31	4,31	4,31	4,31	4,31	4,16	3,01	2,25	1,84
EVM (%)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	1,12	8,66	18,08	26,71

Tab. 9.-3 : Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=10$ cest v bloku PTS.

Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM z tab. 9.-3 :



Obr. 9.-7 : Sloupcový graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=10$ cest v bloku PTS.

Touto realizací lze dosáhnout limitní pokles dynamiky na $PAPR_{MIN}=1,9\text{dB}$ při $EVM=25\%$. Pro reálné účely použitelný signál nepřesahující dříve stanovenou hodnotu $EVM=10\%$ je takto dosaženo snížení dynamiky na 2,8db, což je snížení o 58%.

9.3. Závěrečné hodnocení kombinace PTS + RCAF

Metoda je velice podobná předchozí kombinaci Interleaving + RCAF. Díky tomu, že PTS je co se týče snížení PAPR signálu účinnější, než Interleaving, dosahuje i celá kombinace PTS + RCAF lepších výsledků. Jako střední cestu jsem zvolil pro závěrečné zhodnocení původně navrženou kombinaci, ve které je použit blok PTS o $M=8$ cestách v bloku RCAF je 3x opakovaný clipping a filtrace. Při stanoveném zkreslení $EVM=10\%$, čemuž zde odpovídá realizace s relativní mírou ořezu signálu $CLIP=0,39$ je dosaženo snížení dynamiky signálu z původních 6,66dB na 3,2dB, to je pokles o 52%.

Nevýhodou je opět nutnost přeníšení v každém symbolu informaci o použitých konstantách pro násobení jednotlivých částí při modulaci.

Výpočetní náročnost závisí podobně jako u předcházející metody na volbě složitosti realizace bloku PTS, tedy na volbě počtu cest M a také na volbě počtu opakování ořezání signálu a filtrace ve frekvenční oblasti v bloku RCAF.

10. Závěr

Celkem jsou zde uvedeny a prakticky realizovány následující metody :

- **Clipping** -ořezání signálu
- **RCAF** -opakovaný clipping a frekvenční filtrace
- **Interleaving** -bitové prokládání
- **PTS** -partial transmit sequence
- **Interleaving + RCAF**
- **PTS + RCAF**

Srovnání jednotlivých metod a jejich kombinací není jednoznačné, protože pro všechny uvedené metody neexistuje společný ukazatel složitosti realizace, výpočetní náročnosti a popřípadě vlivu použité metody na zkreslení signálu. Metody Interleaving a PTS nevnaší samy o sobě do signálu žádné zkreslení a jejich výpočetní náročnost nelze jednoduše srovnat náročností realizace ostatních metod. Proto do závěrečného hodnocení záměrně vybírám alternativy nízkých, středních a vysokých složitostí metod. Střední složitost je kompromisem mezi zbytečně vysokou výpočetní náročností a účinkem na snížení PAPR. U metod vnášející do signálu zkreslení udávané veličinou EVM, což jsou všechny metody mimo Interleavingu a PTS, je jako maximální možné zkreslení signálu v modulátoru akceptováno $EVM=10\%$. PAPR původního signálu je $PAPR_{p\u00favy}=6,66dB$.

Malé, střední a velké složitosti realizace odpovídají následující parametry modulátorů :

Metoda \ Složitost realizace		malá	střední	velká
Clipping	(nemá parametr)	-	-	-
RCAF	opakování clippingu a filtrace v RCAF	1	3	4
Interleaving	počet cest v Interleaveru	4	8	12
PTS	počet cest v PTS	4	8	10
Interleaving + RCAF	počet cest v Interleaveru	4	8	12
	opakování clippingu a filtrace v RCAF	3	3	3
PTS + RCAF	počet cest v PTS	4	8	10
	opakování clippingu a filtrace v RCAF	3	3	3

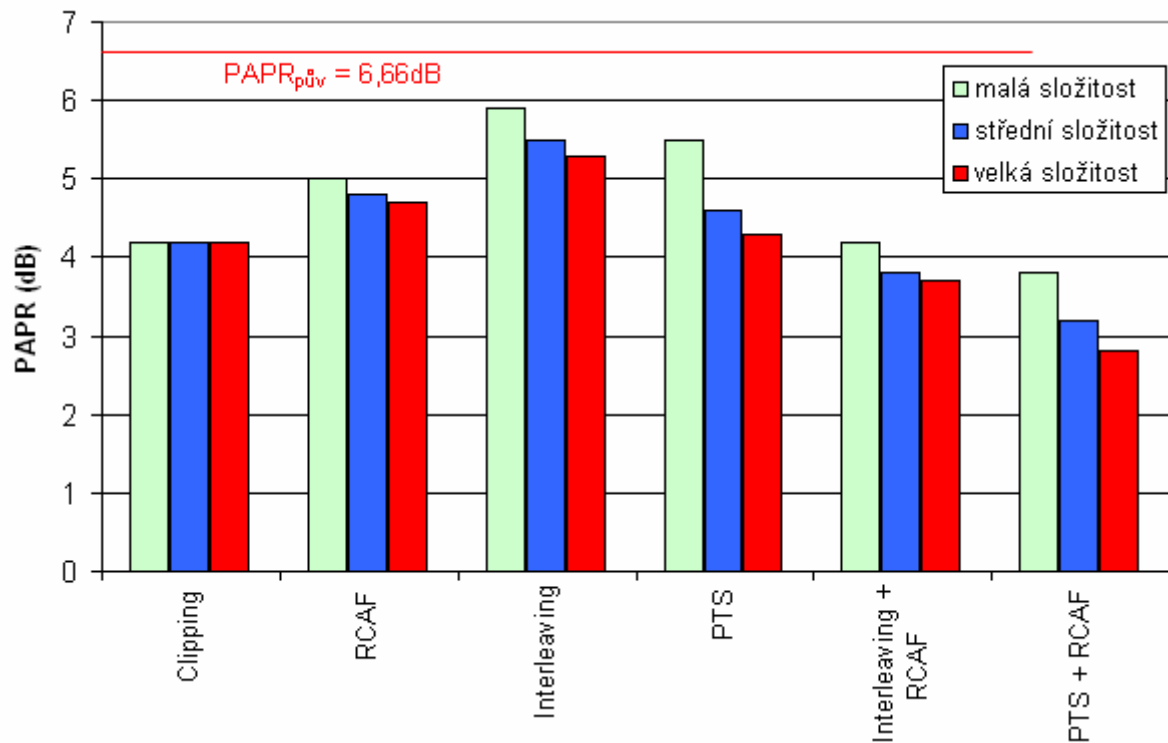
Tab. 10.-1 : Parametry metod pro jednotlivé složitosti realizace.

Tabulka výsledných hodnot PAPR pro jednotlivé metody :

Metoda \ Složitost realizace		malá	střední	velká
Clipping	PAPR (dB)	4,2	4,2	4,2
	Pokles PAPR (%)	37	37	37
RCAF	PAPR (dB)	5,0	4,8	4,7
	Pokles PAPR (%)	25	28	29
Interleaving	PAPR (dB)	5,9	5,5	5,3
	Pokles PAPR (%)	11	17	20
PTS	PAPR (dB)	5,5	4,6	4,3
	Pokles PAPR (%)	7	31	35
Interleaving + RCAF	PAPR (dB)	4,2	3,8	3,7
	Pokles PAPR (%)	37	43	44
PTS + RCAF	PAPR (dB)	3,8	3,2	2,8
	Pokles PAPR (%)	43	52	58

Tab. 10.-2 : Srovnání výsledků jednotlivých metod.

Graf dosaženého PAPR pro jednotlivé metody :



Obr. 10.-1 : Graf srovnání výsledků jednotlivých metod.

Jednoznačně nejvyšší poklesu PAPR dosahuje kombinace metod PTS + RCAF, která při nejvyšší složitosti sníží PAPR z původních 6,66dB na 2,8dB při zkreslení EVM=10%. Je to však za cenu velké výpočetní náročnosti modulátoru. Pro konkrétní realizaci je třeba si uvědomit, zda má smysl pro daný účel volit takto složitou metodu. Pro méně náročné účely postačí metoda RCAF, která dosahuje dobrého snížení dynamiky spolu s menší výpočetní náročností.

Metodu clipping záměrně neuvádím jako použitelnou kvůli tvaru spektra výstupního signálu, kde se velmi výrazně zvýší výkon v postranních pásmech, což je pro reálný přenos nepřijatelné.

Výpočetní náročnost jednotlivých metod je dána především počtem provedených složitých operací s každým symbolem. Mezi tyto operace patří zejména FFT a IFFT. V následující tabulce je uvedeno, kolikrát je pro každý symbol v modulátoru nutné provést tyto operace :

Metoda	Významné výpočetní operace		
	FFT	IFFT	ostatní
Clipping		1	
RCAF	n	$n+1$	
Interleaving		k	
PTS		M	2^M -krát násobení symbolu konstantou
Interleaving + RCAF	n	$k+n+1$	
PTS + RCAF	n	$M+n+1$	2^M -krát násobení symbolu konstantou

Tab. 10.-3 : Počet potřebných výpočetně náročných operací pro každý symbol pro jednotlivé metody.

...kde n ...je počet opakování Clippingu a filtrace
 k ...je počet cest uvnitř Interleaveru
 M ...je počet cest v bloku PTS

Použitá literatura

- [1] ARMSTRONG J., Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering, *Electronics Letters*, 28th February 2002, Vol. 38, No. 5, pp. 246-247
- [2] TELLADO J., Multicarrier modulation with low PAR, Kluwer Academic Publishers 2000
- [3] ARMSTRONG J., New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme, *Electronics Letters*, 2001
- [4] Van NOE R., PRASAD, R., OFDM for wireless multimedia communications, Artech House Publishers, Boston-London 2000
- [5] Šebesta V., Teorie sdělování, VUT Brno 2001
- [6] Jayalath A. D. S., Tellambura C., Interleaved PC-OFDM to reduce the peak-to-average power ratio, School of Computer Science and Software Engineering Monash University, Clayton, VIC, 3800
- [7] Seung Hee Han, Jae Hong Lee, PAPR Reduction of OFDM Signals Using a Reduced Complexity PTS Technique, *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 11, No. 11, November 2004
- [8] Mendosa Osvaldo, Measurement of EVM for 3G Receivers, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, February 2002

Seznam obrázků a tabulek

Obr. 1.-1 : Kmitočtové dělení kanálu u klasické modulace s více nosnými a u modulace OFDM.	- 2 -
Obr. 1.-2 : Blokové schéma modulátoru OFDM.	- 4 -
Obr. 1.-3 : Příklad typické přenosové charakteristiky zesilovače.	- 4 -
Obr. 3.-1 : Blokové schéma modulátoru OFDM s metodou redukce dynamiky clipping.	- 7 -
Obr. 3.-2 : Vkládání nulových složek.	- 8 -
Obr. 3.-3 : Vkládání cyklické kopie.	- 8 -
Obr. 3.-4 : Blokové schéma demodulátoru OFDM.	- 9 -
Obr. 3.-5 : Spektrální hustota rozložení výkonu pro metodu Clipping.	- 10 -
Obr. 3.-6 : První část konstelačních diagramů QPSK demodulovaného signálu OFDM z 1000 symbolů upravených metodou Clipping.	- 11 -
Obr. 3.-7 : Druhá část konstelačních diagramů QPSK demodulovaného signálu z 1000 symbolů upravených metodou Clipping.	- 12 -
Tab. 3.-1 : Tabulka závislosti EVM na CLIP pro Clipping.	- 13 -
Obr. 3.-8 : Graf závislosti EVM na CLIP pro Clipping.	- 14 -
Obr. 3.-9 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 pro metodu Clipping.	- 15 -
Tab. 3.-2 : Tabulka závislosti PAPR na CLIP pro metodu Clipping.	- 15 -
Obr. 3.-10 : Graf znázorňující závislost průměrných hodnot PAPR na konstantě CLIP.	- 16 -
Obr. 4.-1 : Modulátor OFDM s metodou snížení dynamiky RCAF.	- 18 -
Obr. 4.-2 : Spektrum OFDM z 1000 symbolů při $\text{CLIP}=0,5$ pro metodu RCAF.	- 20 -
Tab. 4.-1 : Hodnoty EVM pro jednotlivé urovně CLIP a různý počet opakování Clippingu a filtrace.	- 21 -
Obr. 4.-3 : Graf závislosti EVM na CLIP pro metodu RCAF.	- 21 -
Obr. 4.-4 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,8$.	- 22 -
Obr. 4.-5 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,5$.	- 22 -
Obr. 4.-6 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 při $\text{CLIP}=0,3$.	- 23 -
Tab. 4.-2 : Hodnoty průměrného PAPR pro náhodné generování 1000 symbolů jdoucích po sobě, upravených metodou RCAF.	- 23 -
Obr. 4.-7 : Graf závislosti průměrných hodnot PAPR pro pouhý clipping a 1 až 4-krát opakovaný clipping a filtraci.	- 24 -
Obr. 5.-1 : Princip Interleavingu.	- 27 -
Obr. 5.-2 : Blokové schéma 5-ti cestného interleaveru.	- 28 -
Obr. 5.-3 : Demodulátor OFDM ze zpětným Interleavingem.	- 29 -
Obr. 5.-4 : Graf udávající velikost poměru PAPR pro každý jednotlivý symbol u signálu původního a signálu po úpravě 5-ti cestným interleavrem.	- 30 -
Obr. 5.-5 : Graf udávající rozdíl velikosti poměru PAPR původního a výstupního signálu pro každý jednotlivý symbol při použití 5-ti cestného interleaveru.	- 31 -
Obr. 5.-6 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 pro Interleaving.	- 32 -
Tab. 5.-1 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro náhodné generování 1000 symbolů OFDM jdoucích po sobě, upravených metodou Interleaving.	- 32 -
Obr. 5.-7 : Graf závislosti průměrných hodnot PAPR na počtu cest k použitého interleaveru.	- 33 -
Obr. 6.-1 : Základní využívaná skutečnost pro metodu PTS.	- 35 -
Obr. 6.-2 : Blokové schéma modulátoru OFDM doplněného o redukcí dynamiky pomocí metody PTS.	- 36 -
Obr. 6.-3 : Demodulátor OFDM signálu upraveného metodou PTS.	- 37 -
Obr. 6.-4 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 pro metodu PTS.	- 38 -
Tab. 6.-1 : Tabulka závislosti průměrných hodnot PAPR při různých M pro metodu PTS.	- 39 -
Obr. 6.-5 : Graf závislosti PAPR na počtu cest M pro metodu PTS.	- 39 -
Obr. 8.-1 : Zjednodušené blokové schéma realizace Interleavingu + RCAF.	- 42 -
Obr. 8.-2 : Spektrum signálů pro metodu Interleaving + RCAF.	- 44 -
Obr. 8.-3 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 pro Interleaving + RCAF.	- 45 -
Tab. 8.-1 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod Interleaving + RCAF.	- 46 -
Obr. 8.-4 : Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM pro kombinaci metod Interleaving + RCAF.	- 46 -
Obr. 8.-5 : Konstelační diagramy signálů po demodulaci pro Interleaving + RCAF.	- 47 -
Tab. 8.-2 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=4$ cestného interleaveru.	- 48 -
Obr. 8.-6 : Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=4$ cestného interleaveru.	- 48 -
Tab. 8.-3 : Tabulka průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=12$ -ti cestného interleaveru.	- 49 -
Obr. 8.-7 : Graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR a EVM pro kombinaci metod Interleaving + RCAF při použití $k=12$ -ti cestného interleaveru.	- 49 -
Obr. 9.-1 : Zjednodušené blokové schéma modulátoru OFDM s metodami PTS a RCAF.	- 51 -
Obr. 9.-2 : Spektrum signálů pro metodu PTS + RCAF.	- 53 -
Obr. 9.-3 : Graf závislosti pravděpodobnosti $P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ na PAPR_0 pro celou kombinaci metod PTS + RCAF.	- 54 -
Tab. 9.-1 : Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF.	- 55 -
Obr. 9.-4 : Sloupcový graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF.	- 55 -
Obr. 9.-5 : Konstelační diagramy signálů po demodulaci znázorňující vliv PTS v kombinaci PTS + RCAF.	- 56 -
Tab. 9.-2 : Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=4$ cest v bloku PTS.	- 57 -
Obr. 9.-6 : Sloupcový graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=4$ cest v bloku PTS.	- 57 -
Tab. 9.-3 : Tabulka hodnot EVM a průměrných hodnot PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=10$ cest v bloku PTS.	- 58 -
Obr. 9.-7 : Sloupcový graf znázorňující průměrné hodnoty PAPR pro kombinaci metod PTS + RCAF při použití $M=10$ cest v bloku PTS.	- 58 -
Tab. 10.-1 : Parametry metod pro jednotlivé složitosti realizace.	- 60 -
Tab. 10.-2 : Srovnání výsledků jednotlivých metod.	- 61 -
Obr. 10.-1 : Graf srovnání výsledků jednotlivých metod.	- 61 -
Tab. 10.-3 : Počet potřebných výpočetně náročných operací pro každý symbol pro jednotlivé metody.	- 62 -