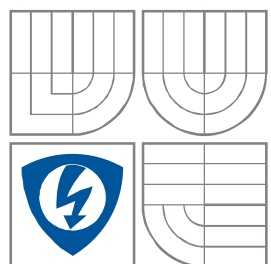




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODELOVÁNÍ VLASTNOSTÍ DIGITÁLNÍCH MODULACÍ PRO DVB-T V MATLABU

SIMULATION OF THE DVB-T DIGITAL MODULATION IN MATLAB

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Pavel Málek

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

BRNO, 2008

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Pavel Málek
Bytem: Jeníkov 52, Hlinsko v Čechách, 539 01
Narozen/a (datum a místo): 9. srpna 1984 v Poličce

(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: Modelování vlastností digitálních modulací pro DVB-T v Matlabu

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Tomáš Kratochvíl, 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.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

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

Digitální televizní vysílání DVB (Digital Video Broadcasting) je systém pro přenos televizních signálů v digitální podobě. V těchto systémech se používá různých typů modulací jako QPSK modulace pro satelitní vysílání DVB-S a M-QAM modulace v kabelovém přenosu DVB-C. Tato práce je však zaměřena především pozemní digitální televizní vysílání DVB-T, kde se používá modulace OFDM. Tento typ zpracování signálu je nejvíce odolný vůči vícecestnému šíření, což je hlavní problém při přenosu DVB-T. V tomto projektu byla vytvořena aplikace v programu Matlab, která umožňuje simulovat modulaci a demodulaci signálu při přenosu DVB-T. Mezi struktury modulátoru a demodulátoru budou navíc vloženy modely zkreslení v přenosovém kanálu. Uživateli této aplikace je umožněno nastavit parametry vysílání (např. konstelaci, OFDM mód, ochranný interval) a typ zkreslení (aditivní šum, odražené a zpožděné signály). Vyčíslením kanálové bitové chybovosti BER je tak možné zkoumat vlivy parametrů vysílání na kvalitu přenosu.

Klíčová slova

digitální televizní vysílání, digitální modulace, scrambler, konstelační diagram, přenosový mód, ochranný interval, ekvalizace, aditivní šum, vícecestné šíření

Abstract

Digital Video Broadcasting (standard DVB) is a system for transmission of the television signals in the digital form. There are used a various types of modulations in this system as QPSK modulation is used in the systems of satellite video broadcasting DVB-S (Satellite) and M-QAM modulations in the cable transmitting DVB-C (Cable). This paper mainly deals with system of the terrestrial digital video broadcasting DVB-T (Terrestrial), where OFDM modulation is used. This type of signal processing is more resistant to the distortions caused by multipath transmitting, which is main problem in the DVB-T. Matlab application, which can simulate digital modulation and demodulation of the transmission signals in the DVB-T, is created in this thesis. The models of the transmission channel is inserted between structures of modulator and demodulator. The user of this application can set the parameters of the broadcasting (e.g. constellation, OFDM mode, guard interval insertion) and the type of distortions (additive noise, reflected and delayed signals). By calculation of the channel bit error rate (BER) user can study influences of broadcasting parameters to the quality of transmission.

Keywords

digital video broadcasting, digital modulations, scrambler, constellation diagram, transmitting mode, guard interval, equalization, additive noise, multipath transmitting

Bibliografická citace

MÁLEK, P. *Modelování vlastností digitálních modulace pro DVB-T v Matlabu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 63 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Modelování vlastností digitálních modulací pro DVB-T v Matlabu 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. Tomáši Kratochvílovi, 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

Úvod.....	5
1. Modulace používané v DVB	6
1.1. Dvoustavové fázové klíčování 2 – PSK.....	6
1.2. Kvadrurní fázové klíčování QPSK.....	7
1.3. Kvadrurní amplitudová modulace M-QAM.....	8
1.4. Ortogonální frekvenční multiplex nosných vln OFDM	9
1.4.1 Použití OFDM v digitálním pozemním televizním vysílání DVB-T	12
2. Simulace modulátoru systému OFDM v Matlabu.....	14
2.1 Nastavení parametrů přenosu	14
2.2 Načtení obrázku a jeho převod na bitovou posloupnost	15
2.3 Scrambler	16
2.4 Mapování.....	17
2.4.1 Kvadrurní fázové klíčování QPSK.....	18
2.4.2 Kvadrurní amplitudová modulace 16-QAM	20
2.4.3 Kvadrurní amplitudová modulace 64-QAM	22
2.5 Přidání přidaných bitů	22
2.6 Vytvoření testovací sekvence.....	23
2.7 Vytvoření informační TPS posloupnosti a její modulace podle DBPSK.....	24
2.8 Vytvoření signálu OFDM ve frekvenční oblasti	25
2.8.1 Vložení testovacího signálu na pozice rozptýlených nosných	26
2.8.2 Vložení testovacího signálu na pozice kontinuálních nosných.....	27
2.8.3 Vložení modulované TPS posloupnosti	27
2.8.4 Vložení užitečných dat	28
2.8.5 Vložení nulových nosných	29
2.9 Převod OFDM signálu do časové oblasti.....	29
2.10 Přidání ochranného intervalu.....	29
2.11 Přidání ochranných bitů	30
2.12 Kvadrurní modulátor	31
3. Simulace demodulátoru pro OFDM	33
3.1 Demodulace signálu a odstranění ochranného intervalu.....	33
3.2 Oddělení jednotlivých složek OFDM signálu a ekvalizace	34
3.3 Finální úpravy přijatého signálu a výpočet BER	36
4. Modely zkreslení v přenosovém kanálu.....	37
4.1 Šumový kanál	37
4.2 Vícecestné šíření	38
5. Simulace modulací používaných v ostatních systémech DVB	40
5.1 Simulace modulací v systému DVB-S	40
5.2 Simulace modulací v DVB-C.....	41
5.2.1 Kvadrurní amplitudové klíčování 32-QAM	41
5.2.2 Kvadrurní amplitudové klíčování 128-QAM	43
5.2.3 Kvadrurní amplitudové klíčování 256-QAM	44
5.3 Simulace modulací v DVB-H	44
6 Uživatelské prostředí.....	46
6.1 Nastavení parametrů přenosu	47
6.2 Zkreslení v přenosovém kanále.....	47
6.3 Spuštění simulace přenosu a zobrazení výsledků.....	48
7 Simulace přenosu pomocí vytvořené aplikace	50
7.1 Přenos dat bez vlivu zkreslení v přenosovém kanálu.....	50

7.2 Vliv šumu v přenosovém kanálu na chybovost přenosu	50
7.2.1 Vliv použité konstelace v OFDM na odolnost vůči šumu	50
7.2.2 Vliv šumu na bitovou chybovost při použití modulací QPSK a QAM.....	54
7.3 Vliv vícecestného šíření na chybovost přenosu	55
7.3.1 Vliv zvoleného OFDM módu a konstelace na chybovost přenosu	55
7.3.2 Vliv zvoleného OFDM módu a délky ochranného intervalu na chybovost přenosu	59
7.3.3 Vliv vícecestného šíření na přijatý obrázek	60
Závěr.....	62
Seznam literatury.....	63
Seznam zkratk	63

Seznam obrázků

Obrázek 1.1: Modulátor 2-PSK (BPSK = bipolární PSK).....	6
Obrázek 1.2: Zapojení modulátoru QPSK s příslušnými průběhy signál.....	7
Obrázek 1.3: Modulace QPSK.....	8
Obrázek 1.4: Modulace 16-QAM.....	9
Obrázek 1.5: Zapojení soustavy s n nosnými frekvencemi.....	10
Obrázek 1.6: Zapojení modulátoru OFDM s inverzní diskretní Fourierovou transformací...	11
Obrázek 1.7: Princip zpracování signálu v OFDM.....	11
Obrázek 2.1: Vývojový diagram systému OFDM při použití v DVB-T.....	14
Obrázek 2.2: Testovací obrázek pro simulaci přenosu.....	16
Obrázek 2.3: Schéma scamblovacího obvodu.....	16
Obrázek 2.4: Scrambler.....	17
Obrázek 2.5: Konstelační diagram modulace QPSK.....	18
Obrázek 2.6: Vývojové diagramy mapovacích bloků pro modulaci a demulaci systému QPSK.....	19
Obrázek 2.7: Konstelační diagram modulace 16-QAM.....	20
Obrázek 2.8: Vývojový diagram mapovacího bloku pro modulaci 16-QAM.....	21
Obrázek 2.9: Vývojový diagram mapovacího obvodu v demodulátoru pro modulaci 16-QAM.....	21
Obrázek 2.10: Konstelační diagram modulace 64-QAM.....	22
Obrázek 2.11: Konstelační diagramy signálu v OFDM.....	25
Obrázek 2.12: Přenosový rámec systému OFDM.....	26
Obrázek 2.13: Vývojový diagram pro blok „Vložení užitečných dat“.....	28
Obrázek 2.14: Spektrum OFDM signálu.....	29
Obrázek 2.15: Časový průběh jednoho OFDM symbolu při různých délkách ochranného intervalu.....	30
Obrázek 2.16: Impulzní odezva filtru typu Root raised cosine.....	31
Obrázek 3.1: Vývojový diagram demodulátoru OFDM.....	33
Obrázek 3.2: Testování ekvalizace nastavením frekvenčního zkreslení kanálu.....	35
Obrázek 4.1: Konstelační diagramy přijatého signálu při různých C/N v přenosovém kanále.....	37
Obrázek 4.2: Skládání signálu přímé cesty se signály odraženými.....	38
Obrázek 4.3: Spektra přijatého signálu postižená vícecestným šířením.....	39
Obrázek 5.1: Vývojový diagram pro simulaci modulací QPSK a M-QAM.....	40
Obrázek 5.2: Konstelační diagram pro 32-QAM.....	41

Obrázek 5.3: Vývojový diagram mapovacího obvodu v modulátoru pro modulaci 32-QAM.....	42
Obrázek 5.4: Vývojový diagram mapovacího obvodu v demodulátoru pro modulaci 32-QAM.....	43
Obrázek 5.5: Konstelační diagram pro 128-QAM.....	44
Obrázek 5.6: Konstelační diagram pro 256-QAM.....	45
Obrázek 6.1: Uživatelské prostředí aplikace.....	46
Obrázek 6.2: Okno pro nastavení zkreslení v přenosovém kanále pro modulaci OFDM.....	47
Obrázek 6.3: Okno pro nastavení zkreslení v přenosovém kanále pro modulaci QPSK a QAM.....	48
Obrázek 6.4: Příklady výstupů aplikace.....	49
Obrázek 7.1: Výstupy aplikace pro přijatý signál bez vlivu zkreslení v přenosovém kanálu.....	50
Obrázek 7.2: Vliv C/N na konstelační diagram 64-QAM.....	51
Obrázek 7.3: Vliv C/N na konstelační diagramy 16-QAM a QPSK.....	52
Obrázek 7.4: Závislost bitové chybovosti na odstupu signálu od šumu pro OFDM.....	53
Obrázek 7.5: Vliv bitové chybovosti na testovací obrázek.....	53
Obrázek 7.6: Vliv C/N na konstelační diagramy modulací 256-QAM, 128-QAM a 32-QAM.....	54
Obrázek 7.7: Závislost bitové chybovosti na odstupu signálu od šumu pro modulace QPSK a M-QAM.....	55
Obrázek 7.8: Vliv vícecestného šíření na přijímaný signál při jednom odraženém signálu.....	56
Obrázek 7.9: Vliv vícecestného šíření na přijímaný signál při dvou odražených signálech.....	57
Obrázek 7.10: Vliv vícecestného šíření na přijímaný signál při pěti odražených signálech.....	58
Obrázek 7.11: Vlivy vícecestného šíření na přijatý obrázek	61

Seznam tabulek

Tabulka 1.1: Rozestupy nosných v DVB-T.....	12
Tabulka 1.2: Doby trvání OFDM symbolů v DVB-T.....	12
Tabulka 1.3: Nosné v DVB-T.....	13
Tabulka 1.4: Celkové doby trvání OFDM symbolů po přidání ochranného intervalu.....	13
Tabulka 2.1: Počet bitů přenesených během jednoho komplexního symbolu pro jednotlivé modulace.....	18
Tabulka 2.2: Sřední úrovně užitečného signálu a testovací sekvence.....	23
Tabulka 2.3: TPS informace.....	24
Tabulka 2.4: Počty sub-nosných pro jednotlivé přenosové módy.....	26
Tabulka 2.5: Pozice kontinuálních nosných pro jednotlivé přenosové módy.....	27
Tabulka 2.6: Pozice TPS nosných pro jednotlivé přenosové módy.....	28
Tabulka 7.1: Nastavení vícecestného šíření pro Test 1.....	55
Tabulka 7.2: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 1.....	55
Tabulka 7.3: Nastavení vícecestného šíření pro Test 2.....	57
Tabulka 7.4: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 2.....	57
Tabulka 7.5: Nastavení vícecestného šíření pro Test 3.....	58
Tabulka 7.6: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 3.....	58
Tabulka 7.7: Délky ochranných intervalů pro jednotlivé přenosové módy.....	59

Tabulka 7.8: Nastavení vícecestného šíření pro Test 4.....	59
Tabulka 7.9: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 4.....	59
Tabulka 7.10: Nastavení vícecestného šíření pro Test 5.....	60
Tabulka 7.11: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 5.....	60

Úvod

V systémech digitálního televizního vysílání DVB (Digital Video Broadcasting) se používá několik typů digitálních modulací v závislosti na konkrétním systému a přenosovém prostředí, které je pro daný přenos charakteristické. Tento projekt je primárně zaměřen na terestrický přenos signálu DVB-T (Terrestrial), kde se využívá systému OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). Tento typ zpracování digitálního signálu a jeho modulace je nejvíce odolný vůči vícecestnému šíření signálu, což je nejvýraznější problém při terestrickém přenosu.

Cílem tohoto projektu je návrh detailních blokových struktur pro zpracování vstupních dat v modulátoru a následně zpětně v demodulátoru. Tyto struktury budou následně vytvořeny v programu Matlab 7.1, čímž vznikne aplikace simulující přenos signálu pomocí OFDM. Vyčíslením bitové chybovosti přenosu BER (Bit Error Rate) bude ověřena její správná činnost. Systém OFDM používaný v DVB-T umožňuje volbu několika přenosových parametrů. Těmi jsou počet stavů konstelace, který určuje počet bitů mapovaných do jednoho symbolu, přenosový mód určující počet použitých subnosných a délka ochranného intervalu. Význam těchto parametrů bude vysvětlen v krátkém teoretickém úvodu a poté detailně probíráno v průběhu popisování vytvořené aplikace.

V další části projektu budou mezi struktury modulátoru a demodulátoru vloženy modely přenosového zkreslení, které způsobí určité zkreslení modulovaného signálu. Tento zkreslený signál bude přijat a dekódován demodulátorem a tím bude možno zkoumat vliv jednotlivých typů zkreslení na chybovost přenosu. Vybranými typy zkreslení, které budou simulovány v tomto projektu, jsou vliv aditivního šumu a vícecestného šíření.

Uživateli vytvořené aplikace bude tedy umožněno volit parametry přenosu a následně zvolit typ zkreslení v přenosovém kanále. K tomuto bude sloužit jednoduché uživatelské prostředí, které umožní snadné a přehledné ovládání simulace. Přestože je projekt zaměřen především na systém DVB-T, vytvořený program nabídne i porovnání s ostatními modulačními metodami používanými v systémech digitálního televizního vysílání, tedy v DVB-S (Satellite), DVB-C (Cable) a DVB-H (Handheld).

Na závěr této práce budou uvedeny výsledky některých vybraných simulací přenosu. Především pak takových, na kterých bude nejvíce patrný vliv použitých přenosových parametrů na kvalitu přenosu při různě zvolených parametrech modulace. Výsledná aplikace však umožní svému uživateli nepřeberné množství různých testů a simulací pro studijní či návrhové účely.

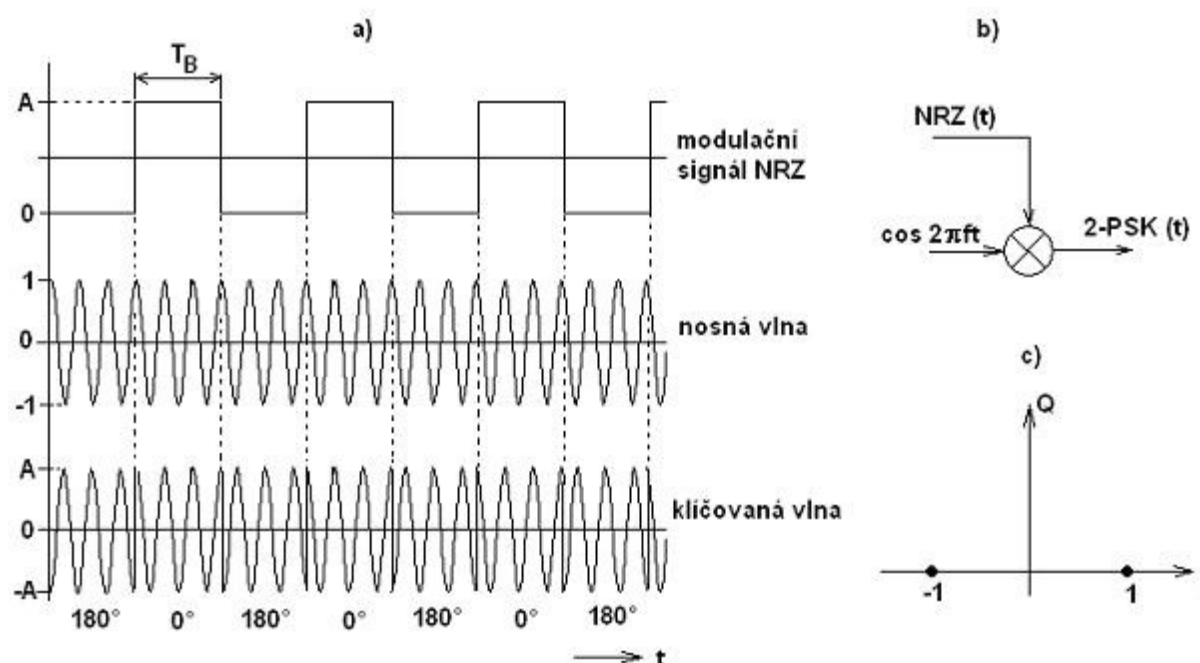
1. Modulace používané v DVB

V terestrickém (pozemním) digitálním televizním vysílání DVB-T se podle [1] jako modulační metody používá OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). Tento systém vychází ze základních digitálních modulačních metod jako je QPSK a M-QAM, které dále rozšiřuje o přenos signálu pomocí určitého počtu n subnosných. Z tohoto důvodu bude nejprve objasněna funkce základní podoby fázové modulace PSK, z něhož pak vycházejí klíčovací metody QPSK a M-QAM. Teorii týkající se samotného OFDM bude obsahovat až kapitola 1.4.

1.1. Dvoustavové fázové klíčování 2 – PSK

Při PSK (Phase Shift Keying) se modulace provádí tím způsobem, že je měněna fáze nosné vlny v závislosti na modulačním signálu. V tomto případě se jedná o digitální signál, jehož napěťová úroveň se mění pouze mezi dvěma stavy, a sice 0 a A . Při změně hodnoty z 0 na A nebo naopak tedy dochází ke skokové změně fáze nosné vlny o 180° . Aby k tomu však došlo, je nutné přivést na vstup signál v bipolárním tvaru, kde hodnota 0 představuje amplitudu $-A$ nosné vlny a hodnota A pak přísluší amplitudě $+A$ nosné vlny. Pokud tedy signál nosné vlny vynásobíme takovýmto signálem, získáme fázově modulovaný signál.

Názorně je pak vše zobrazeno na obr. 1.1 převzatého z [1], na kterém je kromě časových průběhů a schématu také znázornění stavů nosné v signálovém prostoru nazývané též konstelační diagram. Na tomto diagramu je možné snadno přechít jakých stavů může nosná nabývat, a tedy i o jakou modulaci se jedná. Tento způsob bude velmi často používán v další části textu.



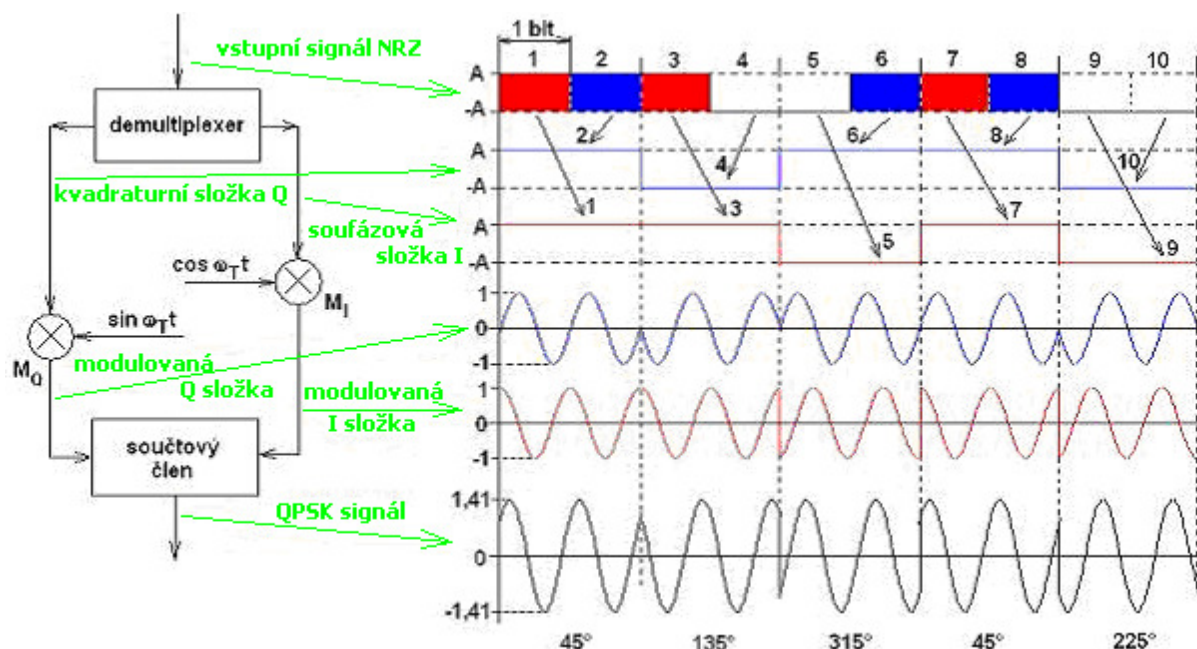
Obrázek 1.1: Modulátor 2-PSK (BPSK = bipolární PSK); a) signálové průběhy, b) schéma modulátoru, c) znázornění stavů $-A$ a A v signálovém prostoru.

Demodulace se provádí vynásobením modulovaného signálu signálem nosné, který je nutno v přijímači získat z modulovaného signálu pomocí obvodu pro obnovu nosné. Obvykle se používá Costasova smyčka.

1.2. Kvadrurní fázové klíčování QPSK

Klíčování QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) se používá pro zvětšení spektrální účinnosti, tj. výtěžnosti frekvenčního pásma. Tohoto je dosaženo tím, že se vstupní bitová posloupnost rozdělí v multiplexeru na dvě složky I (soufázová) a Q (kvadrurní) (viz. obr.1.2), čímž vždy jeden bit I složky a jeden bit Q složky společně vytvoří jeden symbol čili dibit (dvojici bitů). Doba trvání jednoho bitu se pak prodlužuje na dvojnásobek $T_S = 2T_B$, čímž symbolová rychlost je $R_S = R/2$, tj. polovina bitové rychlosti.

Nyní se každá složka samostatně moduluje pomocí modulace 2-PSK na dvě nosné vlny, které mají stejnou frekvenci, ale jsou vzájemně fázově posunuté o 90° . Toto se dosáhne tím, že signál ve větvi I se násobí signálem $\cos \omega_T t$ a signál ve větvi Q signálem $\sin \omega_T t$, kde ω_T je kmitočet nosné vlny. Oba fázově modulované signály jsou pak sečteny v součtovém členu, čímž je vytvořen žádaný QPSK signál. Během jednoho stavu nosné tak dojde k přenosu dvou vstupních bitů, což vede k již zmiňovanému zvětšení spektrální účinnosti a také ke zvětšení bitové rychlosti.

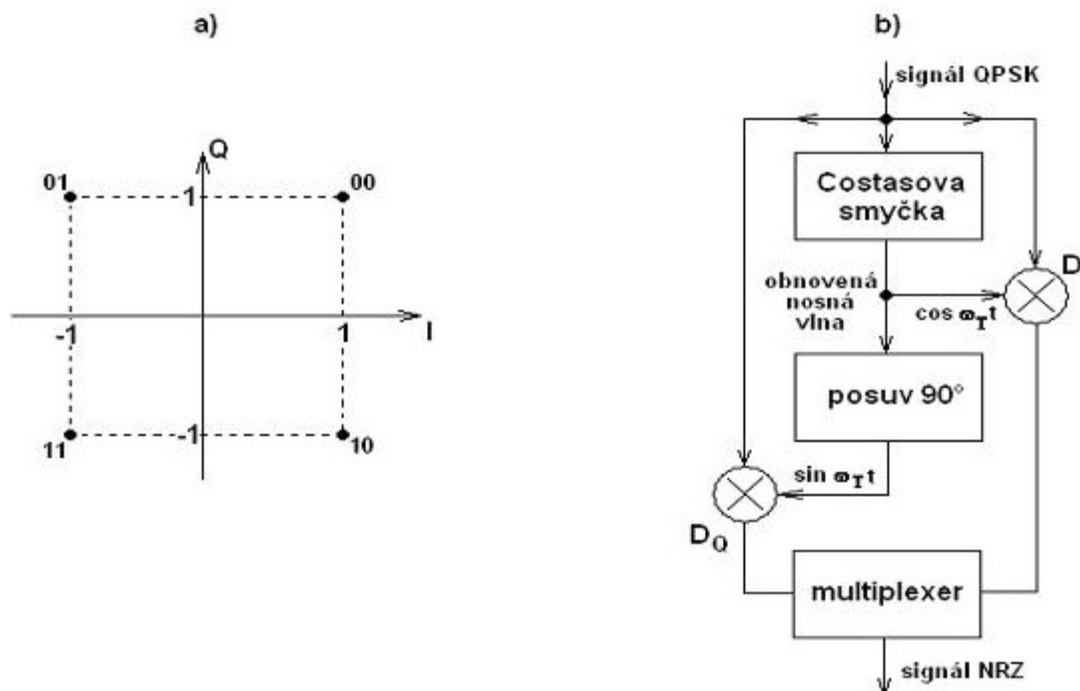


Obrázek 1.2: Zapojení modulátoru QPSK s příslušnými průběhy signálu; M_I a M_Q jsou součinné modulátory.

Tento QPSK signál pak nabývá čtyř různých stavů, což je možné vidět jak z obrázkem 1.2 převzatého z [1], tak i z vektorového diagramu na obr. 1.3. V tomto diagramu vidíme, že soufázovému (reálnému) dibitu odpovídá při stavu $-A$ úhel 0° a při stavu A fázový úhel 180° . Kvadrurní (imaginární) dibit má při hodnotě $-A$ úhel 90° , respektive 270° při hodnotě dibitu A . Současným výskytem obou dibitů nastávají 4 kombinace: stav $(-A, -A)$ poskytuje fázový úhel 45° , stav $(A, -A)$ odpovídá úhlu 135° , podobně se vytváří poloha 225° hodnotami (A, A) a 315° při stavu $(-A, A)$.

Při demodulaci je opět nutné nejprve obnovit nosnou frekvenci pomocí Costasovy smyčky. Zapojení demodulátoru pak představuje inverzní postup vůči modulátoru a jeho schéma podle [1] je na obr. 1.3.

Kvadrurní (čtyřstavové) klíčování QPSK se používá jako modulační metoda v systému satelitního vysílání DVB-S.



Obrázek 1.3: Modulace QPSK; a) vektorový diagram QPSK, b) demodulátor QPSK; D_I a D_Q jsou součinnové detektory.

1.3. Kvadrurní amplitudová modulace M-QAM

Modulace digitálního signálu pomocí QAM (Quadrature Amplitude Modulation) je vlastně kombinací fázového klíčování (jako je PSK nebo QPSK) a víceúrovňového amplitudového klíčování. Při modulaci se tak neovlivňuje jen fáze ale i amplituda nosné vlny, jak je vidět na obr. 1.4.a převzatého opět z [1]. Tato metoda vede ke zvětšení počtu stavů, tím k lepšímu využití frekvenčního pásma a vyšší přenosové rychlosti. Nevýhodou je však větší bitová chybovost při reálném přenosu, což vyžaduje větší poměr signálu k šumu.

M-QAM klíčování se dosáhne použitím jiných konstelačních diagramů než tomu bylo ve QPSK, kde M počet možných stavů této modulace a počet bodů v konstelačním diagramu. Z této hodnoty pak lze vypočítat počet bitů přenesených během jednoho symbolu podle vztahu

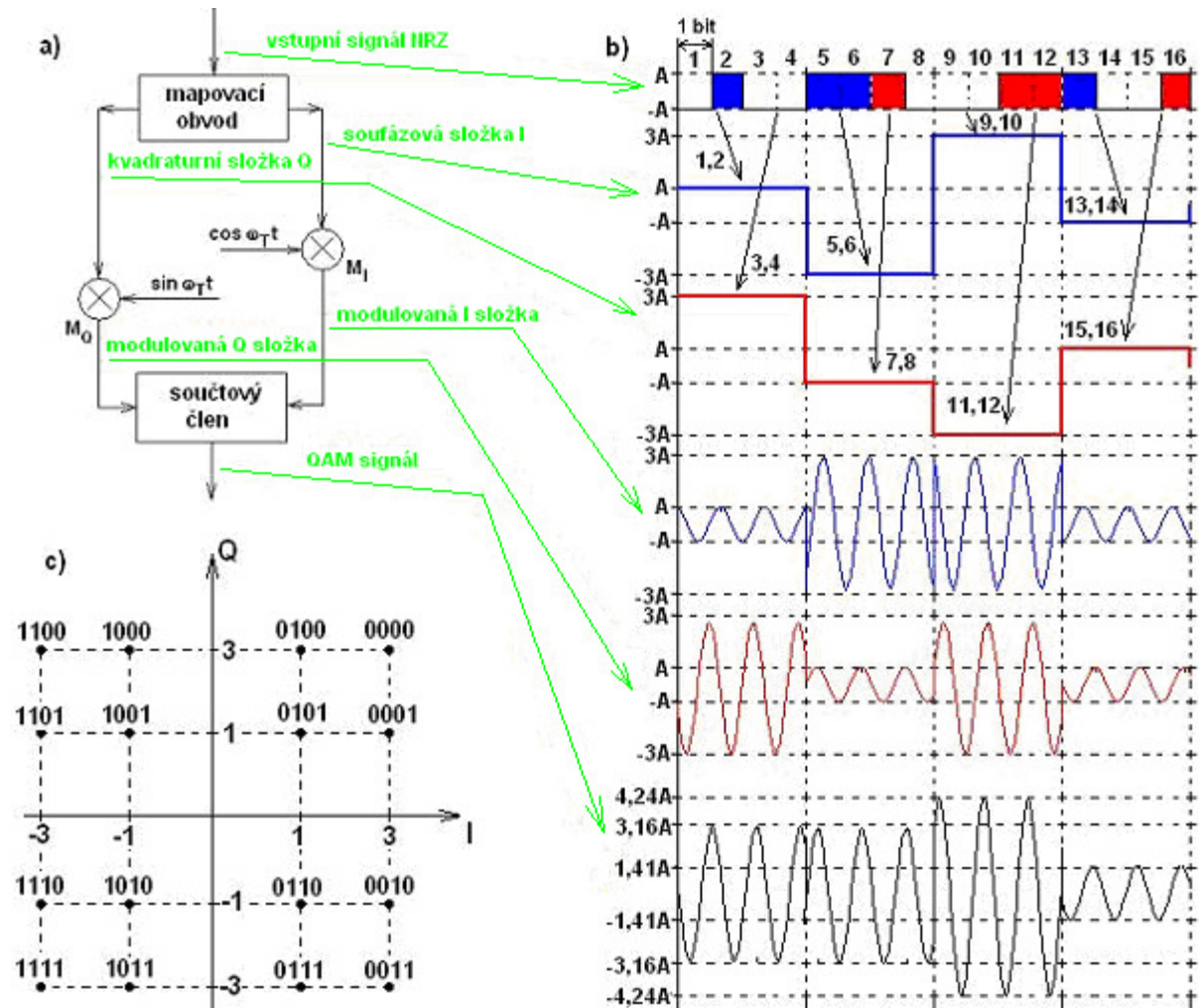
$$m = \log_2 M. \quad (1.1)$$

Jako příklad zde použijí modulace 16-QAM, kde $M=16$, tedy $m=4$. Vstupní datový tok je nyní nutné pomocí mapovacího bloku rozdělen do 4 cest a na základě konstelačního diagramu (obr.1.4.c) je zde vytvořena dvojice symbolů I složky a Q složky. Výsledná amplituda obou složek se mění mezi těmito stavy

$$A_k = 2k - 1 - \sqrt{M} \text{ pro } k = 1, 2 \text{ až } \sqrt{M}. \quad (1.2)$$

Pro $M = 16$ jsou to úrovně: -3, -1, 1, 3. Obě složky jsou nyní přivedeny do kvadraturního modulátoru, stejně jako u QPSK (kapitola 1.2).

Obdobným způsobem lze vytvořit i vícestavové modulace, např.: 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 156-QAM, které se používají v systému kabelového přenosu DVB-C.



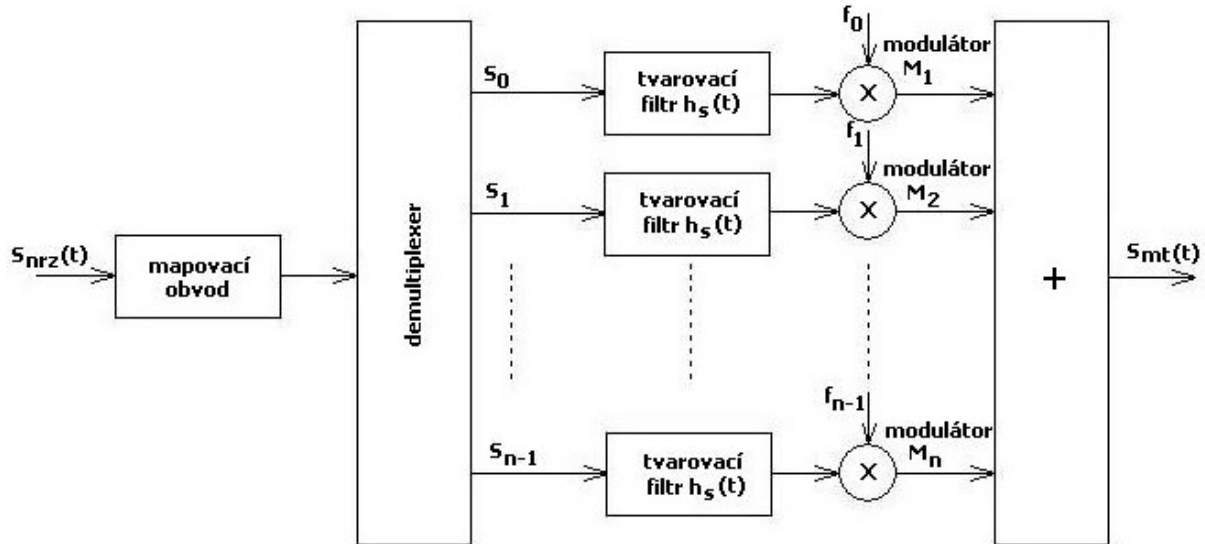
Obrázek 1.4: Modulace 16-QAM; a) zapojení modulátoru, b) časové průběhy signálu, c) konstelační diagram.

1.4. Ortogonální frekvenční multiplex nosných vln OFDM

Pozemní (terestrické) televizní vysílání je na rozdíl od satelitního nebo kabelového vystaveno působení odražených signálů nebo signálů vzdáleného vysílače pracující se stejnou vysílací frekvencí. Skládání odražených a zpožděných signálů způsobuje vznik mezisymbolových interferencí ISI (Inter Symbol Interference), které zásadním způsobem ovlivňují kvalitu příjmu. Omezení ISI je možno dosáhnout prodloužením doby trvání jednoho symbolu. Bude-li symbol delší, pak je pravděpodobné, že odražené signály s nepříliš velkou dobou zpoždění neovlivní sousední symboly.

Prodloužení symbolové periody se v OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) provádí převodem sériové skupiny bitů s periodou T_B do n paralelních větví. Těmito paralelními větvemi je pak modulována na skupinu n subnosných s různými frekvencemi. Doba trvání jednoho symbolu se tak prodlouží na dobu $n \cdot T_B$, čímž se značně

sníží vliv odrazů na přímý signál. Jsou-li subnosné frekvence celistvými násobky základní nosné frekvence f_0 , je skupina nosných frekvencí podle vzájemně ortogonální (pravoúhlá) a frekvence se svými modulacemi vzájemně neovlivňují. Tento základní princip OFDM podle [1] je zobrazen na obr. 1.5. Nutno ještě dodat, že vstupní symboly jsou vytvářeny pomocí modulací QPSK nebo QAM, které jsou popsány v kapitolách 1.2 a 1.3.



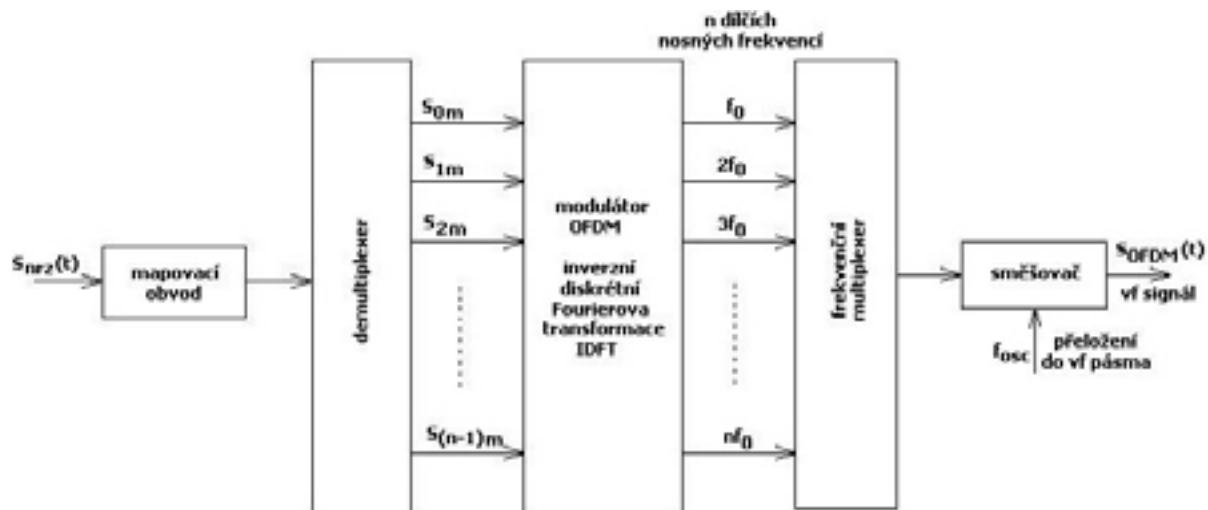
Obrázek 1.5: Zapojení soustavy s n nosnými frekvencemi.

Dalším opatřením snižující vliv odražených signálů je prodloužení symbolu o dobu tzv. ochranného intervalu. Ochranný interval je časový úsek za každým OFDM symbolem, ve kterém není přenášena žádná užitečná informace. V místě ochranného intervalu bývají podle [1] v přijímači koncentrovány nejvýraznější zákmitové jevy vznikající vlivem zpožděných signálů. Tím, že přijímač tuto část signálu může bez ztráty užitečných dat ignorovat, dochází ke snížení vlivu vícecestného šíření.

Nevýhodou tohoto základního principu je potřeba počtu n tvarovacích filtrů a n modulátorů, kterých by v reálu bylo i několik tisíc. Proto se v praxi používá systému OFDM s inverzní diskretní Fourierovou transformací, jehož blokové schéma převzaté z [1] je na obr.1.6. Mapováním vstupní bitové posloupnosti a následným převodem do n počtu paralelních větví vznikne spektrum různých amplitud a fází od dílčích nosných frekvencí. Toto v podstatě odpovídá výslednému OFDM signálu ve frekvenční oblasti. Pokud tedy toto spektrum přivedeme do bloku provádějící inverzní Fourierovu transformaci (IDFT) podle vztahu

$$s(t) = \sum_{k=1}^{n-1} S(f_k) \cdot e^{2\pi f_k t / n} \quad \text{pro } t = 0 \text{ až } n-1 \quad (1.3)$$

převzatého z [1] dojde k převodu tohoto spektra do časové oblasti. Časové průběhy v jednotlivých větvích se frekvenčně multiplexují, tj. seřazují, do výsledného sériového OFDM signálu.



Obrázek 1.6: Zapojení modulátoru OFDM s inverzní diskretní Fourierovou transformací.

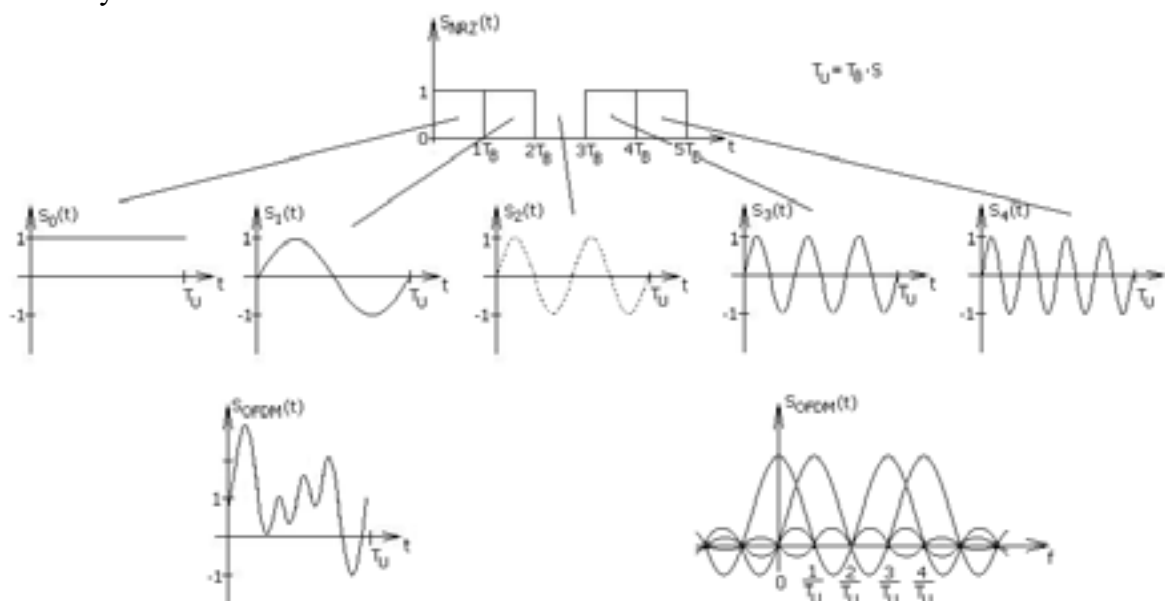
Příklad vytváření OFDM symbolu převzatý z [2] při počtu $n = 5$ nosných je na obr.1.7. Každý z 5 vstupních bitů je přiveden na jeden ze vstupů bloku IDFT a každému vstupu je přiřazena ortogonální frekvence

$$f = k \cdot f_z \quad \text{pro } k = 0 \text{ až } 4 \quad (1.4)$$

kde základní frekvence je

$$f_z = \frac{1}{T_S} \quad (1.5)$$

Z těchto jednotlivých průběhů včetně stejnosměrné složky se pak skládá celkový průběh OFDM symbolu.



Obrázek 1.7: Princip zpracování signálu v OFDM.

1.4.1 Použití OFDM v digitálním pozemním televizním vysílání DVB-T

Kromě základního principu OFDM, který je popsán výše, je nutné se zmínit o určitých specifikacích pro přenos signálu v DVB-T.

Pro přenos v systémech DVB-T je podle [3] možné zvolit jeden ze dvou tzv. vysílacích módů, a sice módu 2k a módu 8k. Toto označení nám říká, jakého počtu n sub-nosných je použito k přenosu. V módu 2k se používá 2048 nosných a v módu 8k 8192 nosných. V závislosti na použitém módu se mění rozestup jednotlivých nosných, protože celková šířka pásma musí zůstat vždy stejná. Rozestupy nosných je nyní možné vypočítat podle následujícího postupu.

Základním systémovým parametrem v DVB-T je vzorkovací frekvence IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), která je podle [3]:

$$f_{\text{sampleIFFT}} = 9,142857143 \text{ MHz} \quad (1.6)$$

pro televizní kanál o šířce pásma 8 MHz.

Budeme-li uvažovat i kanály o šířce pásma 7 a 6 MHz, pak:

$$f_{\text{sampleIFFT}7\text{MHz}} = f_{\text{sampleIFFT}8\text{MHz}} \cdot 7/8 = 8 \text{ MHz} \quad (1.7)$$

$$f_{\text{sampleIFFT}6\text{MHz}} = f_{\text{sampleIFFT}8\text{MHz}} \cdot 6/8 = 6,857142857 \text{ MHz} \quad (1.8)$$

Pokud nyní tyto vzorkovací frekvence vydělíme celkovým počtem nosných, získáme hodnoty frekvenčních rozestupů zobrazených v tabulce 1.1.

Tabulka 1.1: Rozestupy nosných v DVB-T.

šířka kanálu	Δf v módu 2k	Δf v módu 8k
8 MHz	4,464285714 kHz	1,116071429 kHz
7 MHz	3,906250000 kHz	0,976562500 kHz
6 MHz	3,348214275 kHz	0,837053571 kHz

V tabulce 1.2 převzaté u [3] jsou pak zobrazeny doby trvání OFDM symbolů při jednotlivých parametrech.

Tabulka 1.2: Doby trvání OFDM symbolů v DVB-T.

šířka kanálu	Δt_{symbol} v módu 2k	Δt_{symbol} v módu 8k
8 MHz	224 μs	896 μs
7 MHz	256 μs	1024 μs
6 MHz	298,7 μs	1194,7 μs

Z celkového počtu nosných však nejsou všechny použity pro vlastní přenos digitálního televizního signálu. Na okrajích spektra OFDM signálu jsou umístěny nulové nosné, na kterých se nepřenáší žádná informace. Toto je nutné pro to, aby nedocházelo k ovlivňování signálů přenášených v sousedních kanálech. Tato rezerva činí při 8 MHz kanále podle [3] cca 200 kHz.

Tabulka 1.3: Nosné v DVB-T.

mód 2K	mód 8K	
2048	8192	počet nosných
1705	6817	použité nosné
142/131	568/524	rozptýlené nosné
45	177	kontinuální nosné
17	68	TPS nosné
1512	6048	užitečné nosné

Z celkového počtu nosných tedy zbývá podle [3] jen 1705 (resp. 6817) použitých nosných, jak je vidět v tabulce 1.3. V tabulce je také vidět, že z tohoto počtu pouhých 1512 (resp. 6048) jsou tzv. užitečné nosné (payload carrier), které jsou použity pro vlastní přenos digitalizovaného televizního signálu. Tento užitečný signál je pak v DVB-T mapován podle konstelací QPSK, 16-QAM nebo 64-QAM.

Zbývající nosné jsou vyhrazeny pro přenos speciálních signálů. V použitých nosných definovaným způsobem „skáčou“ tzv. rozptýlené nosné (scattered pilots). Tyto nosné jsou rovnoměrně rozptýleny přes celé spektrum OFDM signálu a je na nich přenášena definovaná testovací sekvence. Tato pak v přijímači slouží pro odhad spektra přenosového kanálu, který je použit pro blok ekvalizace. Detailnější informace o „skákání“ i o testovací sekvenci a ekvalizaci budou podány později (kap. 2.8.1 a 3.2).

Stejná testovací sekvence jako na rozptýlených nosných je přenášena i na pozicích tzv. kontinuálních nosných (continual pilots). Rozdílem je, že tyto nosné mají svou přesně danou pozici ve spektru. Díky tomu je možné je využít pro frekvenční korekci na straně přijímače.

Zbývající položka v tabulce 1.3 jsou TPS (Transmission Parameter Signalling) nosné. Na těchto nosných (opět s přesně definovanou pozicí) je přenášena bitová posloupnost podávající detailní informace o použitém způsobu přenosu, tedy např. o použité konstelaci, přenosovém módu, délce ochranného intervalu apod. Detaily lze nalézt v [3]. Na základě této informace přijímač zjistí, jaké parametry byly použity ve vysílači a díky tomu je schopen automaticky přenastavit parametry demodulátoru a I/Q dekodéru v přijímči. Tato bitová posloupnost je upravena pomocí modulace DBPSK.

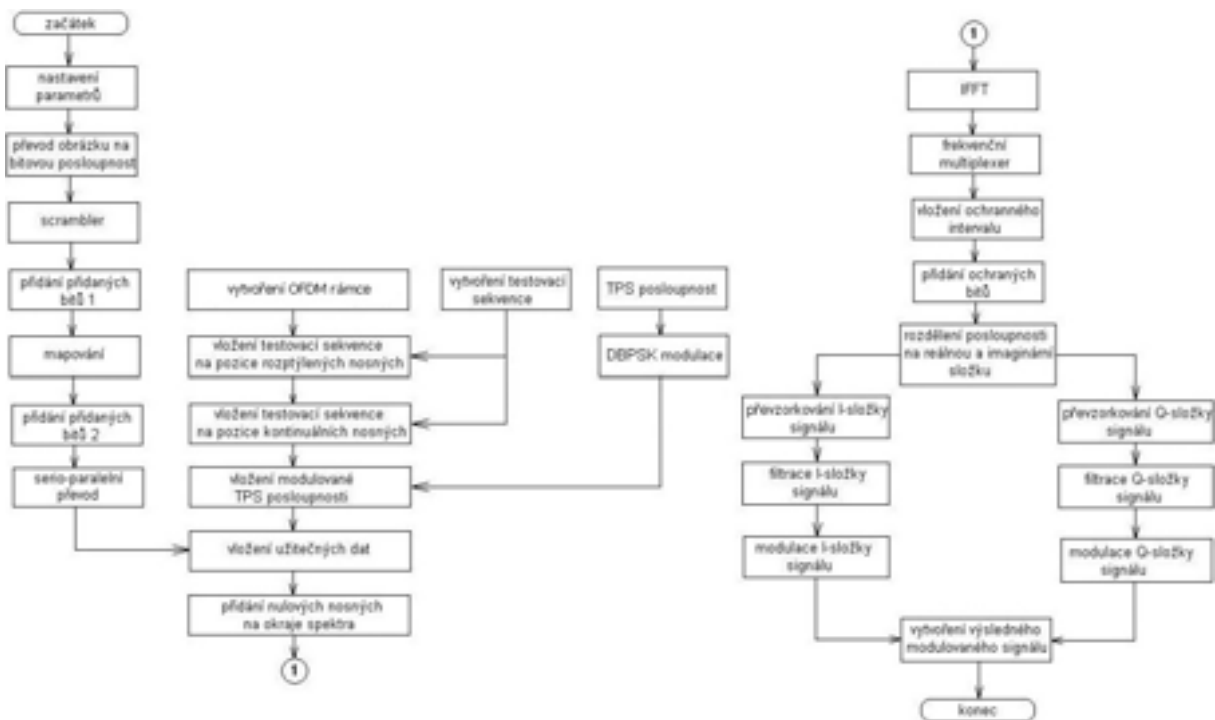
Poslední specifikací, kterou je nutné zmínit jsou používané délky ochranného intervalu (guard interval). V DVB-T se používá ochranných intervalů délky 1/4, 1/8, 1/16 a 1/32 symbolové periody. Celková doba trvání jednoho symbolu se tak prodlouží na hodnoty uvedené v tabulce 1.4, převzaté opět z [3].

Tabulka 1.4: Celkové doby trvání OFDM symbolů po přidání ochranného intervalu.

šířka kanálu	OFDM mód	2k				8k			
		1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
8 MHz	celk. délka	280	252	238	231	1120	1008	952	924
7 MHz	OFDM	320	288	272	264	1280	1152	1088	1056
6 MHz	symbolu [μs]	373	336	317	308	1793	1344	1269	1232

2. Simulace modulátoru systému OFDM v Matlabu

V následujících dvou kapitolách bude vysvětleno hlavní jádro tohoto projektu a tím je popis aplikace v Matlabu, která bude schopna simulovat chování modulátoru a demodulátoru OFDM. Navržená detailní bloková struktura modulátoru je na obrázku 2.1. Tato struktura je zároveň vývojovým diagramem vytvořené aplikace. V následujících podkapitolách bude tedy tato struktura postupně popisována a tím bude i podrobněji vysvětlen celý princip OFDM pro použití v DVB-T. V souboru m-filů, přiložených k této práci, je hlavním skriptem simulující přenos signálu soubor *ofdm.m*. V průběhu simulace však dochází k volání menších podprogramů sloužících k některým dílčím úkonům (např. mapování podle QAM, vytvoření módu 2k, apod.). V průběhu popisu simulace bude na tuto skutečnost vždy upozorněno.



Obrázek 2.1: Bloková struktura systému OFDM při použití v DVB-T.

2.1 Nastavení parametrů přenosu

Na úvod celé simulace je třeba nejprve nastavit parametry přenosu, z nichž některé budou stálé (symbolová frekvence, roll-off faktor FIR filtru, apod.) a jiné budou proměnné podle zvolených parametrů přenosu (mód, ochranný interval, apod.).

Prvními parametry, které je nutno nastavit jsou frekvence všech pracovních signálů. Symbolová frekvence s označením f_S je frekvencí vzorků digitálního signálu, který bude modulačním signálem modulátoru. Tato frekvence je nastavena na hodnotu 9,14 MHz, což odpovídá tzv. vzorkovací frekvenci inverzní Fourierovy transformace, jak je možné nalézt v [3]. Tuto skutečnost lze ověřit jednoduchým výpočtem:

Je-li symbolová frekvence signálu (vzorkovací frekvence IFFT)

$$f_S = f_{sampleIFFT} = 9,142857143 \text{ MHz} \quad (2.1)$$

pak její perioda je

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 0,109375 \mu s \quad (2.2)$$

Použijeme-li pro přenos módu 2k, kde je použito 2048 nosných, pak délka OFDM symbolu je

$$T_{\text{Sofdm}} = 0,109375 \cdot 2048 = 224 \mu s \quad (2.3)$$

což přesně odpovídá symbolové periodě OFDM symbolu podle tabulky 1.2.

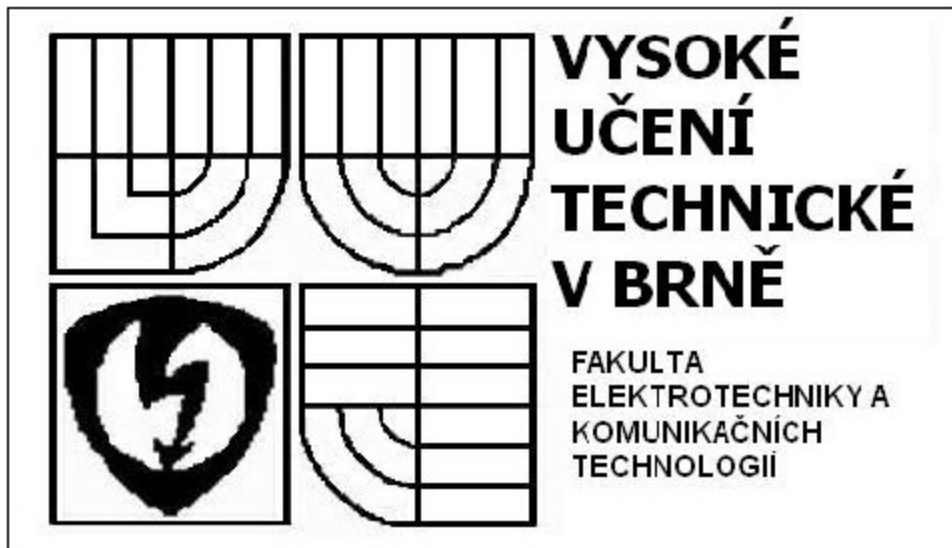
Dále je zde nadefinována frekvence nosné vlny f_n , na kterou bude vytvořený OFDM signál namodulován. Tato frekvence je pro potřeby simulace 18,28 MHz, což je sice mimo pásmo VHF kmitočtů používaných televizních kanálů, ale při vyšším kmitočtu by se příliš zvyšovala doba simulace. Jak však prokázaly provedené testy, nezavádí tato skutečnost (frekvence nosné je pouze 2x vyšší než symbolová frekvence) žádné výrazné chyby simulace. Ze stejného důvodu je i vzorkovací frekvence nosné vlny f_{vz} jen 54,84 MHz, tedy jen trojnásobek frekvence nosné vlny. Dalšími pevnými parametry jsou roll-off faktor FIR filtrů použitých ve kvadraturním modulátoru a časový vektor s krokem $1/f_{vz}$, který je nutný pro výpočet průběhu nosné vlny.

Následují proměnné parametry, což jsou parametry, které si uživatel tohoto programu bude moci zvolit, případně parametry na této volbě závislé. Nastavitelné parametry přenosu jsou: OFDM mód (proměnná *mod*), konstelace (*stavy_modulace*), a délka ochranného intervalu (*ochranny_interval*). Z těchto proměnných pak aplikace vypočítává další proměnné (např. počet bitů přenesených během jednoho symbolu - *bity_na_symbol*, nebo zpoždění a počet laloků impulsní charakteristiky FIR filtru - *delay*).

2.2 Načtení obrázku a jeho převod na bitovou posloupnost

Na úvod simulace přenosu pomocí OFDM je samozřejmě nutno definovat, co se má přenášet. Jako vstupní objekt pro simulaci přenosu jsem zvolil jednoduchý binární obrázek, který je následně převeden na digitální signál, tedy na jednořádkovou matici (vektor) tvořenou hodnotami 0 a 1. Tuto operaci provádí skript *obrazek.m*, který si hlavní skript *ofdm.m* v úvodu simulace zavolá.

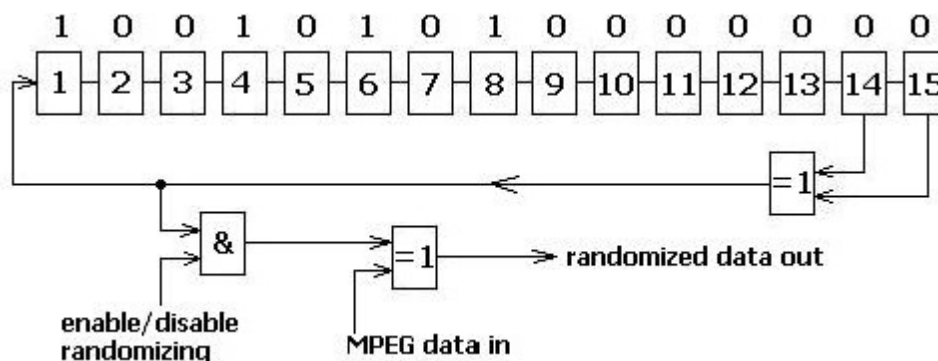
Tento skript nejprve pomocí příkazu *imread* provede načtení předem připraveného obrázku *logo.jpg* o rozměrech 490x282 pixelů (obrázek 2.2). Tento je pak pro potřeby Matlabu převeden na matici vzorků, odpovídajících jednotlivým pixelům. Matice je následně převedena na obrázek typu *single*. Toto znamená, že se bude jednat o šedotónový obraz, jehož vzorky (pixely) nabývají hodnot od 0 do 1. Následným naprogramovaným cyklem se obrázek převede na binární. Takovýto obrázek je tvořen pouze bílou a černou barvou, tedy pouze hodnotami 0 (černá) a 1 (bílá). Pokud takovýto obrázek (matici vzorků) „přerovnáme“ pomocí příkazu *reshape* na jednořádkovou matici, získáme potřebný digitální signál (posloupnost tvořenou nulami a jedničkami). Tato pak slouží jako vstupní signál pro modulátor.



Obrázek 2.2: Testovací obrázek pro simulaci přenosu.

2.3 Scrambler

Po prvních dvou blocích důležitých především pro potřeby simulace přichází nyní na řadu první zásadní blok používaný i v reálném vysílači. Tímto blokem je tzv. scamblovací obvod, který provádí energetický rozptyl datového toku. Schéma tohoto obvodu, převzatého z [3], je na obr. 2.3.



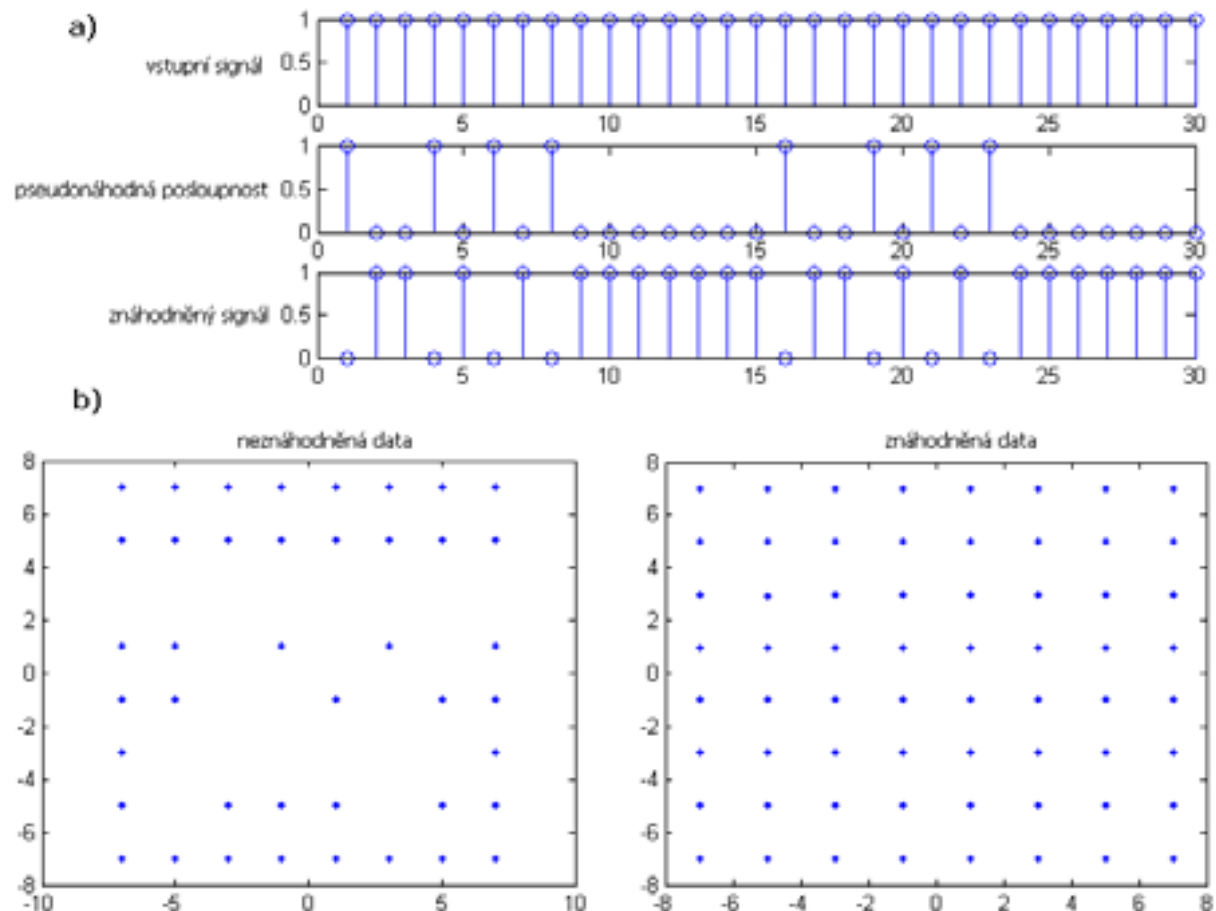
Obrázek 2.3: Schéma scamblovacího obvodu.

Obvod scambleru provádí sloučení vstupních dat s pseudonáhodnou posloupností pomocí operace XOR. Tato funkce narušuje dlouhé sekvence nul a jedniček. Vstupní datový signál je tak „znáhodněn“. Pokud následně v přijímači tento rozptýlený datový tok sloučíme opět se stejnou pseudonáhodnou posloupností, získáme zpět původní posloupnost dat.

Podíváme-li na obr. 2.2, je jasné, že i v případě této simulace budou ve vstupních datech především dlouhé sekvence jedniček, odpovídající velkým bílým plochám v testovacím obrázku. Znáhodnění vstupní posloupnosti je tedy nutné. Ve vytvořené simulaci je pro tyto účely vytvořený skript *scrambler.m*. Funkce scramblingu je v Matlabu velmi jednoduchá. Nejprve si nadefinujeme vlastní pseudonáhodnou posloupnost podle [3]: $pseudo=[1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$ o délce 15 bitů, kterou následně operací XOR postupně „znáhodňujeme“ vstupní data.

Správná funkce je vidět na obrázku 2.4, kde jsou kromě časových průběhů zobrazeny i konstelační diagramy již modulovaného „neznáhodněného“ i „znáhodněného“ signálu. Pokud

se vstupní data nebudou příliš často měnit (dlouhé sekvence stejných hodnot) nebude moci tento signál nabývat tak velkého počtu kombinací a proto některé pozice konstelačního diagramu vůbec nenastanou. Po nascramblování se nám však již zobrazí konstelační diagram se všemi možnými stavy.



Obrázek 2.4: Scrambler, a) časové průběhy vstupních a výstupních (znáhodněných) dat a pseudonáhodné posloupnosti, b) porovnání konstelačních diagramů znáhodněného a neznáhodněného signálu.

2.4 Mapování

Jednou z nejvýznamnějších částí celého bloku OFDM modulátoru je mapování. Zde ze vstupní bitová posloupnost převede na posloupnost symbolovou, a to na základě zvolené konstelace. Tyto konstelační diagramy vycházejí ze způsobů pro modulace QPSK a M-QAM, popsanych v 1.2 a 1.3. Rozdíl mezi nimi spočívá v počtu stavů, kterých může daný konstelační diagram nabývat. Například QPSK nabývá 4 stavy, 16-QAM 16 stavů apod. S počtem stavů pak souvisí počet bitů přenesených během jednoho symbolu podle vztahu:

$$m = \log_2 M, \quad (2.4)$$

kde M je počet stavů modulace.

Počet bitů přenesených během jednoho symbolu ukazuje pro jednotlivé modulace tabulka 2.1. S rostoucím počtem stavů tedy roste počet bitů přenesených během jednoho symbolu a tím i přenosová rychlost systému. Nevýhodou je však rostoucí náchylnost na rušení, proto se vícestavové modulace jako 128-QAM a 256-QAM používají především

v kabelovém televizním vysílání DVB-C, kde je rušení minimální. V popisovaném DVB-T se podle [3] používají konstelace QPSK, 16-QAM, 64-QAM pro jednotlivé nosné, proto se budu v následujících podkapitolách 2.4.1-2.4.3 věnovat pouze jim.

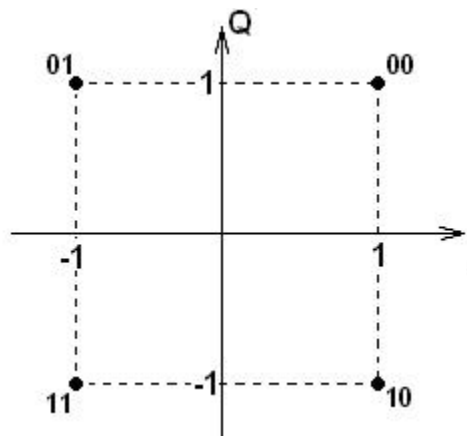
Tabulka 2.1: Počet bitů přenesených během jednoho komplexního symbolu pro jednotlivé modulace.

Modulace	m
QPSK	2
16-QAM	4
32-QAM	5
64-QAM	6
128-QAM	7
256-QAM	8

Na tomto místě je ještě nutné zmínit jakým způsobem je volba konstelace řešena v hlavním skriptu vytvořené simulace. Provádí se pomocí proměnné *stavy_modulace* a pomocí přepínače *case*. Nabývá-li proměnná *stavy_modulace* hodnoty 4, přepínač provede volání skriptu *qpsk_mod.m*, který provede mapování podle konstelačního diagramu QPSK. Při hodnotě 16 se volá skript *qam16_mod.m* a při hodnotě proměnné 64 skript *qam64_mod.m*. Tyto skripty budou vysvětleny v následujících podkapitolách, kde bude pro přehlednost zároveň uveden i opačný postup, který bude využit v demodulátoru. Demodulaci pak provádějí skripty *qpsk_demod.m*, *qam16_demod.m* a *qam64_demod.m*.

2.4.1 Kvadrurní fázové klíčování QPSK

Funkci QPSK modulace (prováděnou skriptem *qpsk_mod.m*) znázorňuje jeho konstelační diagram, který je na obr. 2.5. Na tomto diagramu vidíme, že symboly v konstelačním diagramu odpovídají vždy dvojici bitů (tzv. dabit). Proto je nutné aby mapovací obvod nejprve rozdělil vstupní posloupnost na dvě složky – *b1* a *b2*. Je možné si představit že v posloupnosti *b1* budou vždy liché bity vstupního signálu *p* a v posloupnosti *b2* jeho sudé bity.



Obrázek 2.5: Konstelační diagram modulace QPSK.

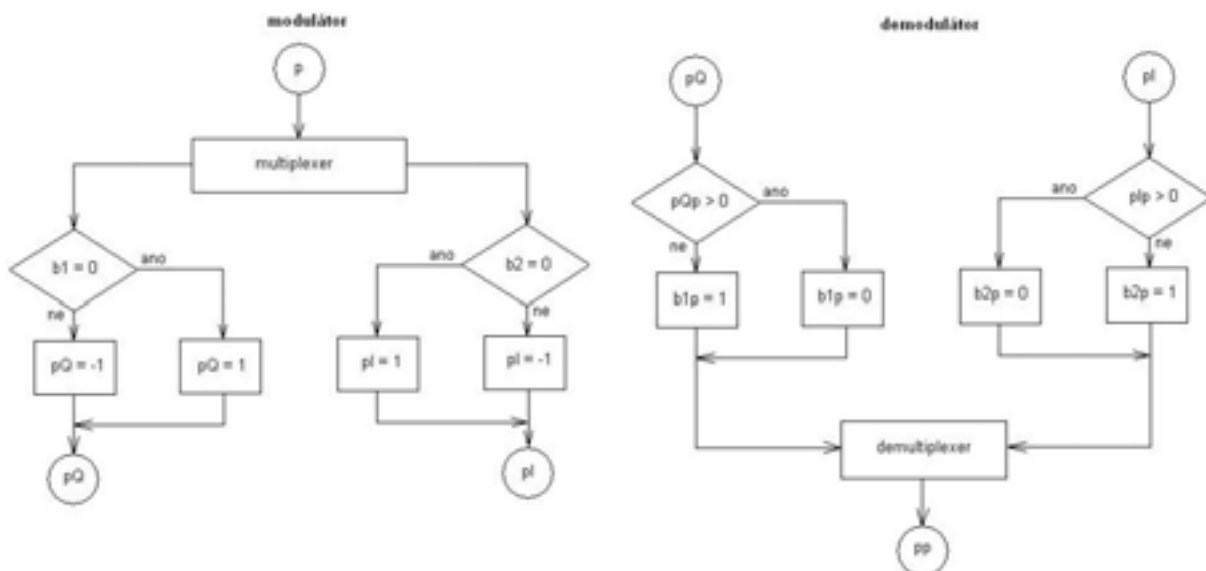
Na úvod mapování musíme nejprve rozdělit vstupní bitovou posloupnost *p* na posloupnosti *b1* a *b2*, což zajišťuje blok s názvem „multiplexer“ ve skriptu v Matlabu reprezentovaný příkazy:

```

b1=p(:,[1:2:end]);
b2=p(:,[2:2:end]);

```

Následuje vytvoření signálů pI a pQ . Konstelační diagram je navržen tak, že první hodnota v díbitu ($b1$) určuje hodnotu na ose Q (a tedy i aktuální hodnotu proměnné pQ). Druhá hodnota v díbitu ($b2$) pak určuje hodnotu na ose I (aktuální hodnota posloupnosti pI). Tuto funkci zajišťují rozhodovací bloky znázorněné ve vývojovém diagramu (obr. 2.6). Výsledný symbol vytvoříme, tak že hodnoty na ose I (pI) považujeme za reálnou a hodnoty na ose Q (pQ) za imaginární část výsledného symbolu. Vytvořený komplexní signál je pak požadovanou symbolovou posloupností vystupující z bloku „mapování“ v obr. 2.1 nebo „mapovací obvod“ v obr. 1.6.



Obrázek 2.6: Vývojové diagramy mapovacích bloků pro modulaci a demodulaci systému QPSK.

Na obr. 2.2 je zobrazena také funkce mapování v demodulátoru. V diagramu vidíme, že pokud přijatý signál pQp (imaginární část přijatého symbolu $symp_p$) má hodnotu vyšší než 0, vygenerujeme hodnotu $b1p$ rovnu 0. Pokud je nižší než 0, vygenerujeme $b1p = 1$. Totéž platí i pro signál pIp (reálná část přijatého symbolu $symp_p$), jen generujeme hodnoty proměnné $b2p$. Zde tedy v každém cyklu vytvoříme díbit skládající se z hodnot $b1p$ a $b2p$ a odpovídající poloze v konstelačním diagramu, která je určena aktuálními hodnotami v posloupnostech pIp a pQp .

Nyní již pomocí demultiplexeru „poskládáme“ jednotlivé díbity za sebe a tím vytvoříme výslednou posloupnost p_p , která je přijatou binární posloupností. Funkce demultiplexeru je v Matlabu reprezentována příkazy:

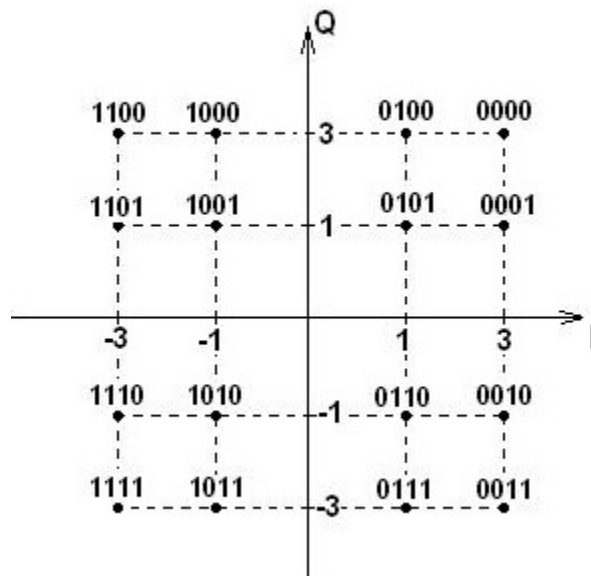
```
p_p = randsrc(1,2*b,[0]);
p_p(1:2:end)=b1p;
p_p(2:2:end)=b2p;
```

kde b je délka posloupnosti $b1p$.

2.4.2 Kvadrurní amplitudová modulace 16-QAM

Modulace QAM jsou v podstatě jen složitější verzí modulace QPSK. Rozdíl je v tom, že hodnoty symbolů v konstelačním diagramu se nemění pouze mezi 1 a -1 na obou osách, ale těchto hodnot je více, čímž získáváme vícestavové modulace. Konstelační diagram modulace 16-QAM je na obr. 2.7.

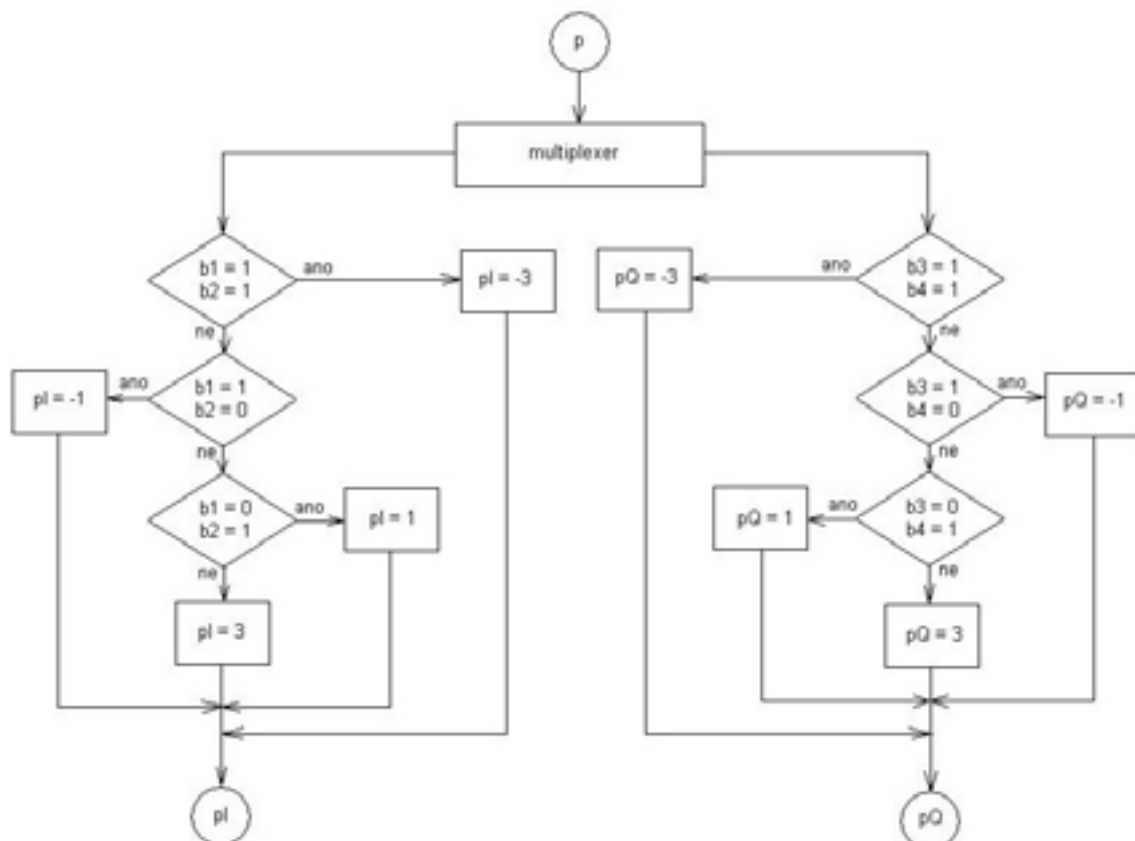
Na diagramu vidíme, že každému symbolu odpovídá čtveřice vstupních bitů. Multiplexer ve vývojovém diagramu (obr. 2.8) tedy musí vstupní posloupnost rozdělit na čtveřici posloupností $b1$ až $b4$. Na základě aktuálních hodnot v těchto posloupnostech pak další část naprogramovaného skriptu `qam_16.m` vytvoří signály pI a pQ , které jsou stejně jako v kap.2.4.1 výstupem mapovacího obvodu v modulátoru.



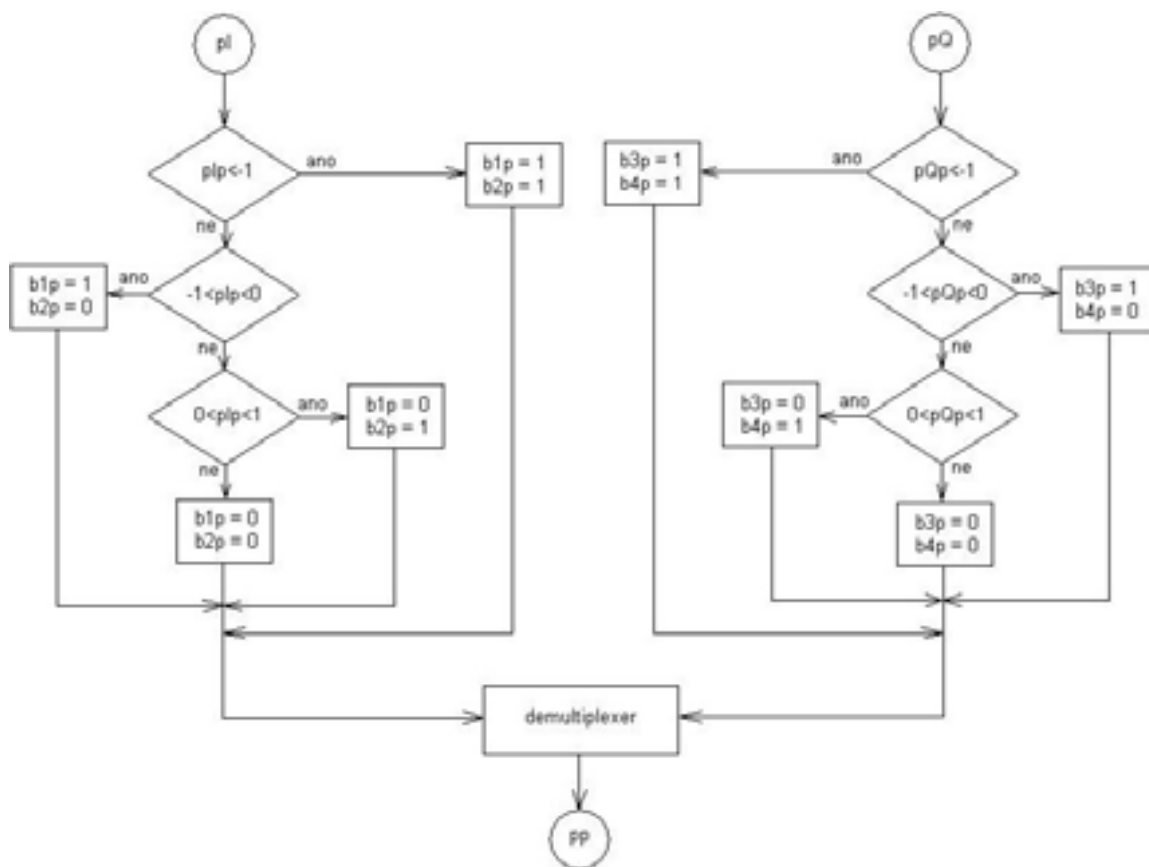
Obrázek 2.7: Konstelační diagram modulace 16-QAM.

Funkce mapování a tedy i funkce cyklů `for` obsažených ve vytvořeném skriptu je taková, že první dva bity z každé aktuální čtveřice bitů určují hodnotu pI a druhé dva hodnotu pQ . Toto je vidět i z vývojového diagramu na obr. 2.7.

Mapovací obvod použitý v demodulátoru (skript `qam16_demod.m`) je na obr. 2.9. Jeho úkolem je na základě přijatých signálů pIp a pQp znovu vytvořit konstelačnímu diagramu odpovídající posloupnosti $b1p$ až $b4p$, které poté v demultiplexeru opět sloučí do jednoho výsledného signálu p_p , který tak je konečným výstupem demodulátoru.



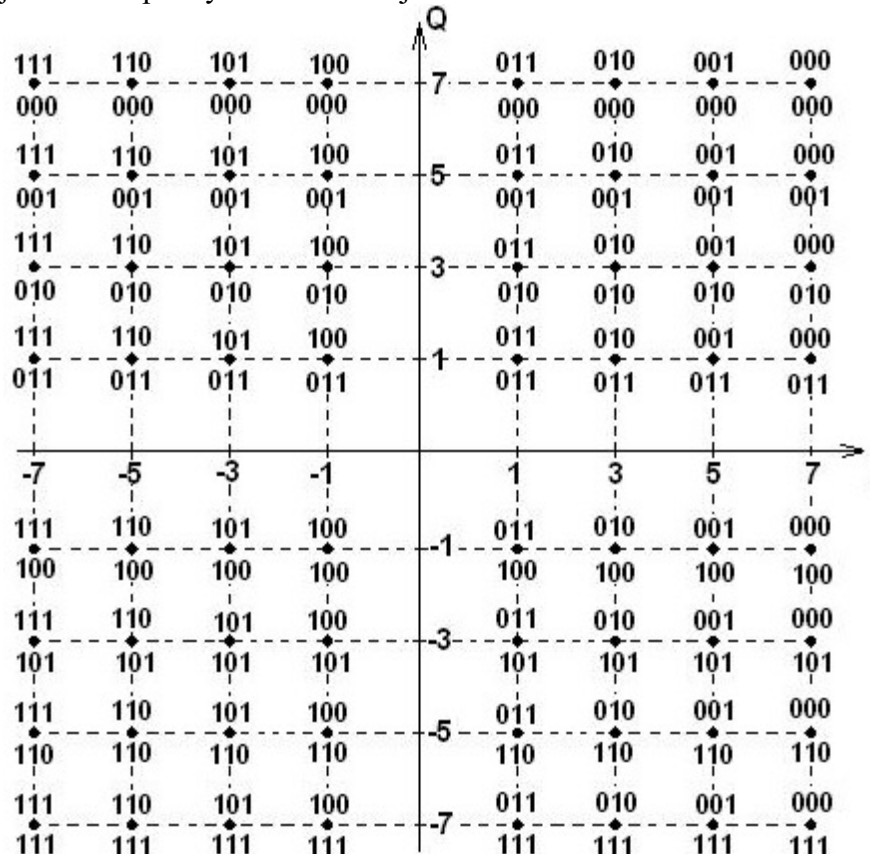
Obrázek 2.8: Vývojový diagram mapovacího bloku pro modulaci 16-QAM.



Obrázek 2.9: Vývojový diagram mapovacího obvodu v demodulátoru pro modulaci 16-QAM.

2.4.3 Kvadrurní amplitudová modulace 64-QAM

Konstelační diagram modulace 64-QAM je na obr. 2.10. Princip mapovacích obvodů je stejný jako v případě modulace 16-QAM. Rozdíl je pouze ve větším počtu stavů, což vede k tomu, že jednomu symbolu v konstelačním diagramu odpovídá šestice vstupních bitů. Multiplexer tak musí tentokrát vytvořit šest posloupností $b1$ až $b6$. Vývojové diagramy tak budou fungovat na stejném principu, jen budou složitější úměrně tomu, že nyní hodnotu na ose I konstelačního diagramu určují první tři bity aktuální šestice a hodnotu Q druhé tři bity aktuální šestice. Vzhledem k této skutečnosti již nebudu tento vývojový diagram zobrazovat. Podrobnosti je možno opět vyhledat ve zdrojovém textu k této modulaci.



Obrázek 2.10: Konstelační diagram modulace 64-QAM.

2.5 Přidání přidaných bitů

Podíváme-li se na blokovou strukturu na obr. 2.1. vidíme, že před i za blokem „mapování“ jsou umístěny bloky s názvem „přidání přidaných bitů“. Tyto provádějí pouze operace nutné pouze pro správný chod simulace a ve struktuře reálného modulátoru se nevyskytují.

Pokud totiž provádíme simulaci přenosu, pracujeme s vektorem vzorků signálu, který je vždy konečný. Pokud budeme provádět mapování konečného počtu bitů, je nutné aby počet těchto bitů byl vždy dělitelný počtem bitů na symbol m , jinak dojde během simulace k chybě a přerušení výpočtu. Blok „přidání přidaných bitů 1“ vždy na konec mapované posloupnosti přidá takový počet nulových bitů, aby délka výsledné posloupnosti byla dělitelná m . Pokud vstupní posloupnost dělitelná je, pak se samozřejmě žádné přidané bity nevkládají. Přidané bity je pak samozřejmě nutné v přijímači zase odstranit.

Totéž platí i pokud budeme následně převádět jednořádkovou matici symbolů do matice o více řádcích, jejíž počet bude odpovídat počtu použitých nosných systému OFDM. Nyní musí být počet symbolů vstupujících do bloku „seriově paralelní převod“ dělitelný počtem užitečných nosných odpovídajícího módu přenosu.

Pro úplnost ještě nutno podotknout, že stejná operace se provádí i v bloku „scrambler“. Zde je nutné, aby znáhodňovaná posloupnost byla dělitelná číslem 15, což je délka pseudonáhodné posloupnosti (viz kap. 2.3).

Protože při reálném přenosu pracujeme v podstatě s v čase spojitým, není samozřejmě tato operace nutná.

2.6 Vytvoření testovací sekvence

To této doby byly popisovány pouze operace, které je se provádějí s užitečnými daty, tedy signálem, pomocí kterého se přenáší testovací obrázek. Jak však bylo popsáno již v kap. 1.4.1, v DVB-T se kromě těchto dat vysílají i další signály, které je také nutno definovat.

Jedním z těchto signálů je tzv. testovací sekvence. Vysílá se na pozicích rozptýlených nosných, kde umožňuje přijímači vytvořit odhad frekvenčního zkreslení kanálu, a na pozicích kontinuálních nosných, kde umožní frekvenční korekci přijímače.

Tato sekvence má vždy přesně definovanou velikost, která je přijímači známa, protože je definována normou ETSI EN 300 744 pro systém DVB-T (použitá literatura [4]). Jak uvádí [4] je úroveň této sekvence zesílena $16/9x$ oproti střední energetické úrovni užitečných dat E . Jak je možno nalézt v [2], tato úroveň závisí na použité konstelaci a sice podle vztahu:

$$E = 2 \frac{M-1}{3} \quad (2.5)$$

kde M je počet stavů modulace.

Dosadíme-li do tohoto vztahu a odmocníme, získáme relativní hodnoty úrovní signálu do tabulky 2.2, které budou odpovídat hodnotám do konstelačního diagramu podle [3]. Úroveň testovacího signálu bude:

$$E_T = \frac{16}{9} \cdot E \quad (2.6)$$

Tabulka 2.2: Střední úrovně užitečného signálu a testovací sekvence.

Konstelace	Střední úroveň E	Úroveň testovacího signálu E_T
QPSK	$E = \sqrt{2 \frac{4-1}{3}} = 1,4$	$E_T = \frac{16}{9} \cdot 1,4 = 2,48$
16-QAM	$E = \sqrt{2 \frac{16-1}{3}} = 3,1$	$E_T = \frac{16}{9} \cdot 3,1 = 5,50$
64-QAM	$E = \sqrt{2 \frac{64-1}{3}} = 6,5$	$E_T = \frac{16}{9} \cdot 6,5 = 11,54$

Testovací signál bude mít pro potřeby simulace délku užitečných dat na jednotlivých sub-nosných a bude nabývat výše definovaných hodnot. Tento signál (pouze reálný - bez imaginární složky) je následně možné zobrazit v konstelačním diagramu celkového signálu (obr. 2.11).

2.7 Vytvoření informační TPS posloupnosti a její modulace podle DBPSK

Druhým speciálním signálem v DVB-T je tzv. TPS posloupnost. Jak již bylo zmíněno v kap. 1.4.1, tato posloupnost dává informace přijímači o tom, jaké parametry vysílání byly použity. Díky tomu se DVB-T přijímač (na rozdíl od DVB-S nebo DVB-C přijímačů) automaticky přenastaví při případné změně parametrů vysílání. Jaké všechny parametry jsou zde udány, je uvedeno v tabulce 2.3 převzaté z [3]. Totéž je samozřejmě možné nalézt i v [4].

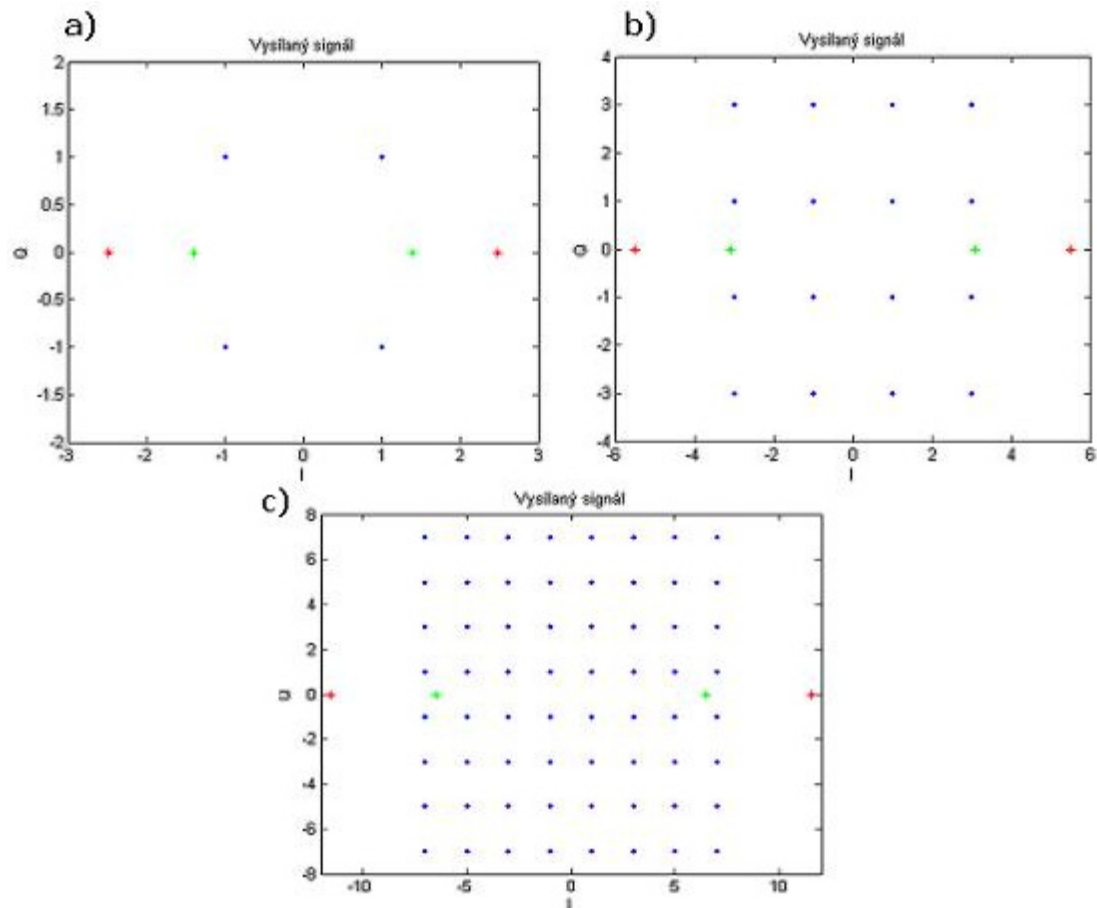
Pro potřeby simulace bude však TPS posloupnost nastavena pevně. Důvodem je, že při přenosovém módu 8k a konstelaci 64-QAM bude celý testovací obrázek přenesen během pouhých 4 OFDM symbolů. Přenášení pouhých 4 informačních bitů skutečného informačního významu by tak nemělo význam.

Definovanou TPS posloupnost je nyní nutné zakódovat podle DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying). Pro tento účel vytvoříme jednoduchý cyklus (blok „DBPSK modulace“ v obr. 2.1), který bude provádět rozdíl aktuálního bitu a bitu předchozího. Pokud bude výsledek tohoto rozdílu nulový (dva po sobě následující symboly se neliší), bude modulovaný TPS symbol (*tps_mod*) roven střední úrovni E (viz tabulka 2.2). Pokud výsledek rozdílu aktuálního a předcházejícího bitu nebude nulový, znamená to, že se tyto dva bity liší a modulovaný TPS symbol se nastaví na $-E$. Pro potřeby simulace je délka tohoto signálu opět omezena na délku užitečných dat na jednotlivých sub-nosných.

Tabulka 2.3: TPS informace.

Číslo bitu	Určení/obsah	Formát
S ₀	Inicializace	
S ₁ – S ₁₆	Synchronizační slovo	0011010111101110 nebo 1100101000010001
S ₁₇ – S ₂₂	Indikace délky	010 111
S ₂₃ , S ₂₄	Číslo rámce	
S ₂₅ , S ₂₆	Konstelace	00=QPSK, 01=16/QAM, 10=64/QAM
S ₂₇ , S ₂₈ , S ₂₉	Hierarchická modulace	000=žádná hierarchie, 001= $\alpha=1$, 010= $\alpha=2$, 011= $\alpha=4$
S ₃₀ , S ₃₁ , S ₃₂	Kódový poměr, HP větev	000=1/2, 001=2/3, 010=3/4, 011=5/6, 100=7/8
S ₃₃ , S ₃₄ , S ₃₅	Kódový poměr, LP větev	000=1/2, 001=2/3, 010=3/4, 011=5/6, 100=7/8
S ₃₆ , S ₃₇	Ochranný interval	00=1/32, 01=1/16, 10=1/8, 11=1/4
S ₃₈ , S ₃₉	Přenosový mód	00=2k, 01=8k
S ₄₀ – S ₅₃	Rezervace pro budoucí užití	všechny nastaveny na 0
S ₅₄ – S ₆₇	Chybová ochrana	BCH kód

Nyní již máme všechny signály pro OFDM připraveny, a tak je můžeme zobrazit v celkovém konstelačním diagramu OFDM signálu (viz obr. 2.11), kde modré body odpovídají užitečným datům, zelené modulované TPS posloupnosti a červené testovacímu signálu.



Obrázek 2.11: Konstelační diagramy signálu v OFDM, a) konstelace QPSK, b) konstelace 16-QAM, c) konstelace 64-QAM.

2.8 Vytvoření signálu OFDM ve frekvenční oblasti

V předchozích podkapitolách bylo vysvětleno vytváření a úprava signálů, které se přenášejí v OFDM. Nyní již přichází na řadu hlavní část zpracování, kterou je „poskládání“ všech signálů do výsledného OFDM symbolu. Jak bylo vysvětleno v kapitole 1.4, toto „skládání“ se provádí přímo ve frekvenční oblasti.

V tomto místě je však třeba se rozhodnout, jaký přenosový mód chceme pro přenos použít. V systému DVB-T se používá módů 2k a 8k, systém DVB-H (Digital Video Broadcasting - Handheld) navíc přidává kompromisní mód 4k. Parametry jednotlivých módů jsou v tabulce 2.4. Tato volba se ve vytvořené aplikaci provádí voláním podprogramů *mod_2k.m*, *mod_4k.m* a *mod_8k.m* v závislosti na hodnotě proměnné *mod*. Tyto podprogramy pak provedou veškeré zpracování, které bude vysvětleno v této kapitole. Na jejich vstup přichází symbolová (mapovaná) posloupnost užitečných dat, testovací sekvence a TPS posloupnost upravená podle modulace DBPSK. Výstupem je pak přímo OFDM signál v časové oblasti.

Jak již bylo řečeno výše, signály se „poskládají“ přímo ve frekvenční oblasti. Vstupní užitečná data, která mají nyní podobu sériově přenášeného signálu (jednořádková matice) se proto převedou v bloku „Sériově paralelní převod“ z obr. 2.1 (odpovídá bloku „demultiplexer“ v obr.1.6) na paralelní formu přenosu signálu o n větvích (=matici o n řádcích). Počet větví n odpovídá počtu tzv. užitečných nosných (payload carrier) podle tabulky 2.4. Toto lze v Matlabu provést jednoduchým příkazem *reshape*, který vytvoří matici *pmulti* o n řádcích.

Tabulka 2.4: Počty sub-nosných pro jednotlivé přenosové módy.

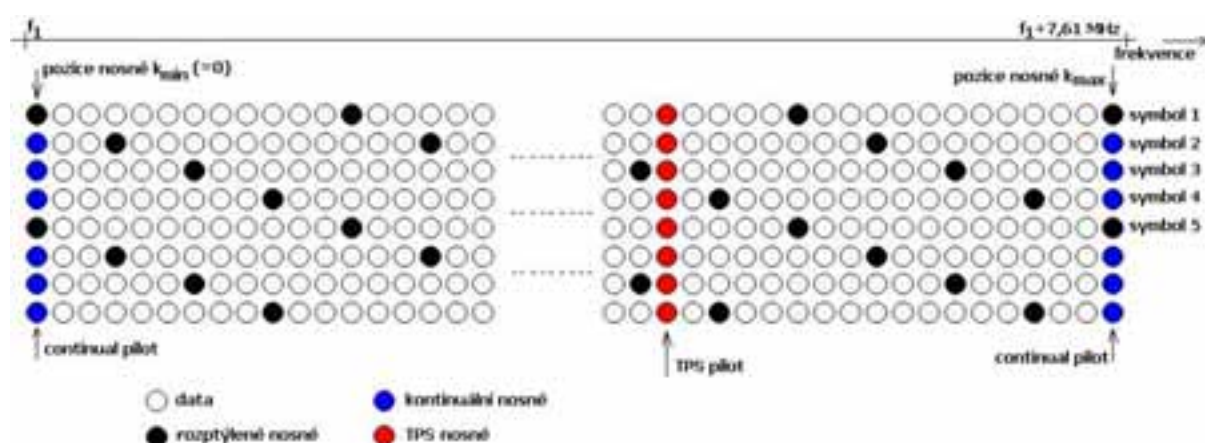
mód 2K	mód 4K	mód 8K	
2048	4096	8192	počet nosných
1705	3409	6817	použité nosné
142/131	284/262	568/524	rozptýlené nosné
45	89	177	kontinuální nosné
17	34	68	TPS nosné
1512	3024	6048	užitečné nosné

Nyní máme tedy připravené všechny signály v potřebném tvaru. Vytvoříme proto jednotkovou matici *used*, která má počet řádků rovný počtu tzv. použitých nosných (used carrier), dle tabulky 2.4. Toto ve vývojovém diagramu z obr. 2.1 provede blok „Vytvoření rámce OFDM“. Do této matice se pak definovaných způsobem „naskládají“ všechna potřebná data.

2.8.1 Vložení testovacího signálu na pozice rozptýlených nosných

Způsob skládání jednotlivých typů sub-nosných je nejlépe patrný z obrázku 2.12, převzatého z [2]. Na tomto obrázku je vidět, že tzv. rozptýlené nosné (scattered pilots) obsazují každou 12. nosnou (=každý 12. řádek matice *used*), čímž jsou rovnoměrně rozptýleny přes celé spektrum OFDM signálu. Toto pak v přijímači umožňuje provést odhad přenosového kanálu, tedy frekvenční charakteristiku přenosového prostředí. Pro detailnější odhad navíc tyto nosné vždy v následujícím symbolu (=sloupci matice *used*) „skáčou“ o tři nosné vpřed. Z tohoto vyplývá, že vždy každý čtvrtý symbol má stejné rozložení sub-nosných. Celkový počet rozptýlených nosných je v tabulce 2.4.

Protože dochází k tomu, že pozice rozptýlených nosných je v některých případech totožná s pozicí tzv. kontinuálních nosných (viz kap. 2.8.2), na kterých je přenášen stejný signál, je jejich skutečný počet nižší. Např. v módu 2k je celkem 142 rozptýlených nosných, z nichž pouze 131 pozic je jedinečných.



Obrázek 2.12: Přenosový rámec systému OFDM.

Realizace této funkce probíhá v Matlabu tím způsobem, že se postupně prochází jednotková matice *used* sloupec po sloupci (=symbol po symbolu). V prvním symbolu se testovací signál vloží na první nosnou a následně na každou dvanáctou. V druhém nejprve na

čtvrtou nosnou a poté opět na každou dvanáctou, atd.. Od pátého symbolu se již situace opakuje. Přesné řešení lze nalézt ve zdrojovém kódu.

2.8.2 Vložení testovacího signálu na pozice kontinuálních nosných

Testovací signál je kromě rozptýlených nosných přenášen také na tzv. kontinuálních nosných (continual pilots). Rozdíl oproti rozptýleným nosným spočívá v tom, že kontinuální nosné mají vždy přesně danou pozici ve spektru (přesnou frekvenci subnosné vlny). Díky tomu je možné v přijímači provádět automatickou frekvenční korekci, pokud by např. vlivem Dopplerova jevu došlo k frekvenčnímu posuvu celého spektra popřípadě jednotlivých subnosných. Tyto pozice, převzaté z [3], jsou v tabulce 2.5.

Při programování v Matlabu se testovací signál pomocí jednoduchého indexování matic vloží na odpovídající pozice (=řádky matice *used*). A to vždy na celý řádek, protože pozice kontinuálních nosných žádným způsobem „neskáčou“ po spektru jako pozice rozptýlených nosných. Je však ještě nutné dodat, že indexování řádků probíhá v Matlabu od 1 nikoli od 0, jak je tomu v tabulce 2.5. Proto jsou všechny hodnoty ve zdrojovém kódu o 1 vyšší.

Tabulka 2.5: Pozice kontinuálních nosných pro jednotlivé přenosové módy.

2k mód	4k mód
0 48 54 87 141 156 192 201	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525
255 279 282 333 432 450	531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918 939 942 969
483 525 531 618 636 714	984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323
759 765 780 804 873 888	1377 1491 1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905
918 939 942 969 984 1050	1959 1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322 2340
1101 1107 1110 1137 1140	2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673
1146 1206 1269 1323 1377	2754 2805 2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081
1491 1683 1704	3195 3387 3408
8k mód	
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765 780	
804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323	
1377 1491 1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136	
2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622 2643 2646	
2673 2754 2805 2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408 3456	
3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663 3687 3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026	
4044 4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347 4350 4377 4392 4458 4509 4515	
4518 4545 4548 4554 4614 4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160 5166 5199 5253 5268	
5304 5313 5367 5391 5394 5445 5544 5562 5595 5637 5643 5730 5748 5826 5871 5877	
5892 5916 5985 6000 6030 6051 6054 6081 6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252 6258	
6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816	

2.8.3 Vložení modulované TPS posloupnosti

Stejným způsobem jako v případě kontinuálních nosných se do matice *used* vloží také modulovaná TPS posloupnost. V tomto případě však již nesmí dojít k tomu, že by se pozice jakékoli TPS nosné shodovala z pozicí jiné nosné. Jednotlivé standardizované pozice jsou opět převzaty z [3] a v tomto textu zobrazeny v tabulce 2.6.

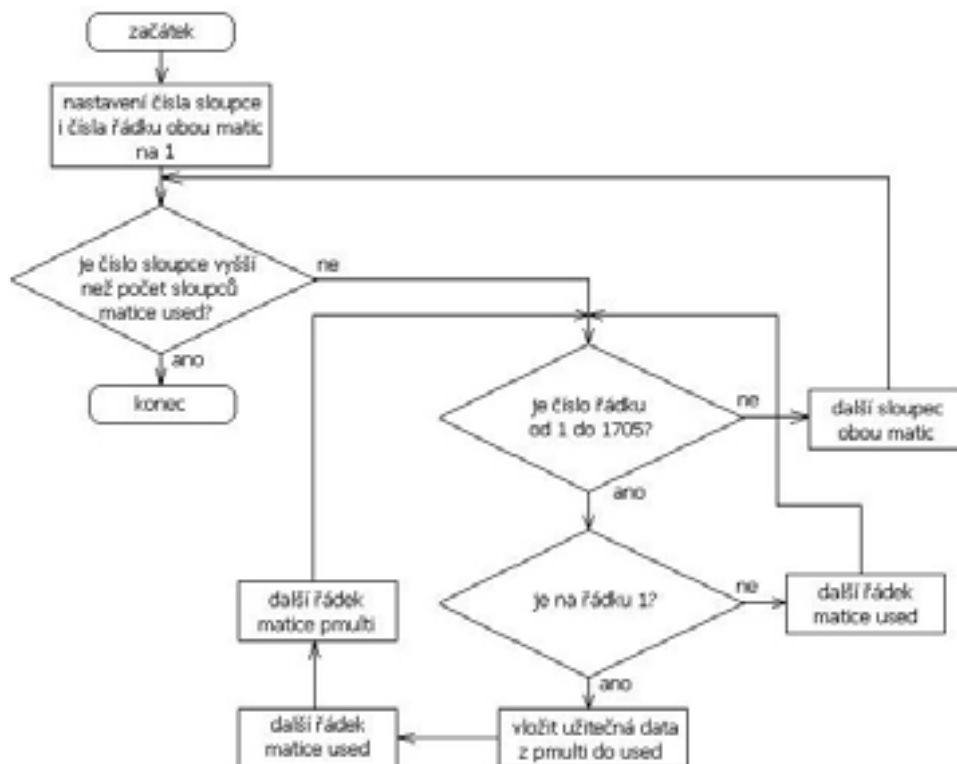
Tabulka 2.6: Pozice TPS nosných pro jednotlivé přenosové módy.

2k mód	4k mód
34 50 209 246 413 569 595	34 50 209 246 413 569 595 790 901 1073 1219 1262 1286
790 901 1073 1219 1262	1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392
1286 1469 1594 1687	2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391
8k mód	
34 50 209 246 413 569 595 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913	
2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458	
3617 3754 3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146	
5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185 6331 6374 6398 6581 6706 6799	

2.8.4 Vložení užitečných dat

Postupy vysvětlenými v předcházejících podkapitolách byly postupně přepisovány pozice jednotkové matice *used* odpovídajícími daty. V tuto chvíli tak v každém sloupci matice zbývá určitý počet neobsazených (resp. obsazených jedničkou) pozic, který přesně odpovídá počtu užitečných nosných podle tabulky 2.4. Na tyto pozice nyní vložíme předem připravenou matici užitečných dat *pmulti*, čímž získáme výslednou matici užitečných dat.

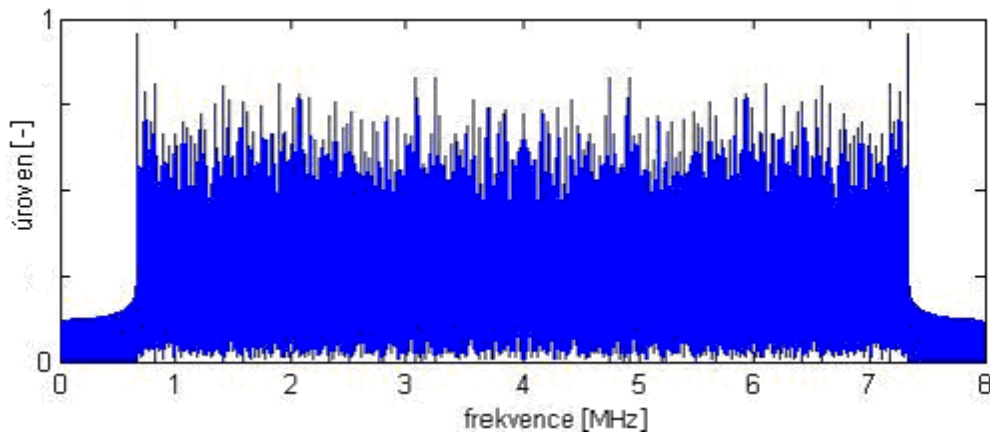
Neobsazené pozice jsou při běhu programu nalezeny tím způsobem, že jsou prohledávány ty řádky matice *used*, které jsou obsazeny jedničkou a na ně se vloží data z matice *pmulti*. Toto bude provádět část programu, jejíž vývojový diagram je na obr. 2.13. Protože neobsazené pozice nejsou v jednotlivých sloupcích stejné, je nutno operaci provádět pro každý sloupec zvlášť.



Obrázek 2.13: Vývojový diagram pro blok „Vložení užitečných dat“.

2.8.5 Vložení nulových nosných

Z předcházejících operací máme vytvořenou matici použitých nosných, tedy všechny nosné nesoucí nějakou informaci. Aby však při přenosu nedocházelo k ovlivňování sousedních televizních kanálů, vkládá se na okraje spektra určitý počet nosných, které nenesou žádnou informaci. Výsledné spektrum OFDM signálu vykreslené Matlabem je na obr. 2.14.



Obrázek 2.14: Spektrum OFDM signálu.

2.9 Převod OFDM signálu do časové oblasti

Po vytvoření signálu OFDM se všemi jeho náležitostmi používanými v DVB-T přichází na řadu hlavní část celého zpracování. Tou je převod signálu do časové oblasti pomocí inverzní rychlé Fourierovy transformace (IFFT), jak je vysvětleno v kap. 1.4. Realizace této matematické operace se v Matlabu provádí příkazem *ifft*, který matici vzorků signálu ve frekvenční oblasti (proměnná *phlawni*) převede na matici vzorků signálu v časové oblasti (proměnná *pift*). Nejzásadnější část celého zpracování je tak vyřešena pomocí jediného příkazu.

Pokud matici vzorků v časové oblasti nyní opět „přerovnáme“ do jednořádkového vektoru, získáme konečně výsledný OFDM signál, který je možné vysílat. Tuto operaci provádí blok „frekvenční multiplexer“, který není ničím jiným než paralelně-sériovým převodníkem. Tato funkce je ve vytvořené simulaci realizována opět příkazem *reshape*. Tímto příkazem končí operace prováděné skripty *mod_2k.m*, *mod_4k.m* a *mod_8k.m*, kterými jsme se zabývali v kapitolách 2.8 a 2.9.

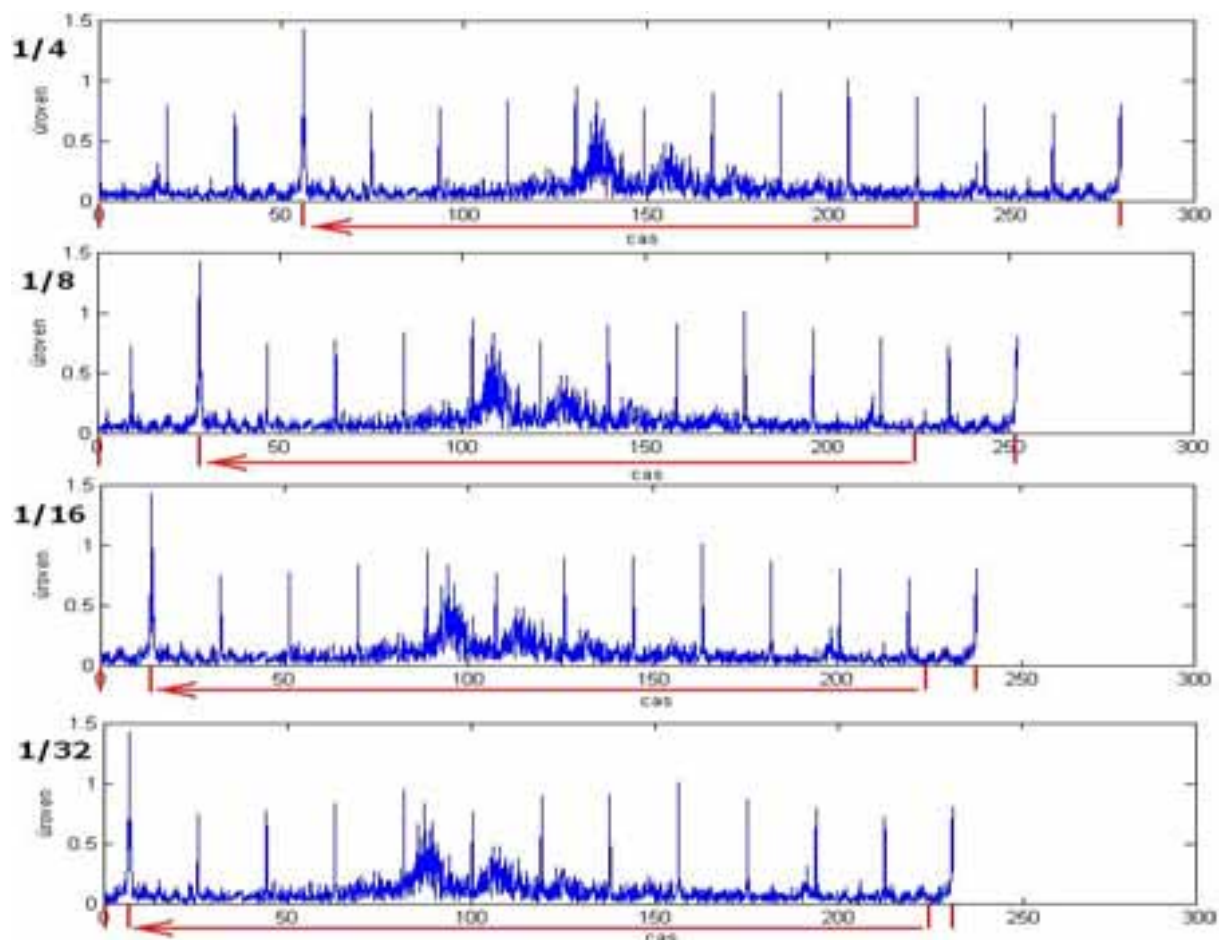
Finální časový průběh OFDM symbolu má podobný charakter jako šumový signál, jak je vidět na obr. 2.15, kde je zobrazen časový průběh včetně ochranného intervalu.

2.10 Přidání ochranného intervalu

Jak již bylo řečeno v kap. 1.4, délka OFDM symbolu se ještě dále prodlužuje o dobu tzv. ochranného intervalu, což vede k vyšší odolnosti přenosu vůči vícecestnému šíření. Tato doba se vkládá před každý symbol a teoreticky by se v tuto dobu nemusel přenášet žádný signál. Avšak z energetického hlediska by náhlé skoky signálu na 0 a zpět byly značně nevhodné. Proto se do tohoto intervalu vkládá kopie konce následujícího symbolu. Tato operace navíc umožňuje v přijímači nalézt začátek a konec každého symbolu pomocí autokorelační funkce.

Ve vytvořené aplikaci tuto operaci provádí skript *ochranny_interval_mod.m*, na který je opět voláno z hlavního skriptu *ofdm.m*. Tento blok nejprve vypočte počet vzorků příslušející ochrannému intervalu. Toto se provede vynásobením délky OFDM symbolu s proměnnou *ochranny_interval*, kterou uživatel programu definuje volbu tohoto parametru. V DVB-T se podle [3] používají délky ochranného intervalu 1/4, 1/8, 1/16, 1/32. Poté se postupně vytváří prodloužené symboly, do kterých je na začátek vložen konec symbolu odpovídající délky a za něj pak celý symbol. Takto se postupuje symbol po symbolu až je složen celý OFDM signál s ochranným intervalem.

Tyto výsledné časové průběhy vykreslené Matlabem jsou na obrázku 2.15, kde je zobrazeno, jak se část symbolu přenáší do oblasti ochranného intervalu. Zároveň je zřejmé, že celkové délky jednoho OFDM symbolu v μs odpovídají hodnotám z tabulky 1.4 pro mód 2k.



Obrázek 2.15: Časový průběh jednoho OFDM symbolu při různých délkách ochranného intervalu pro 2k mód.

2.11 Přidání ochranných bitů

Jak jsem zjistil během simulací, vlivem určitého zpoždění FIR filtrů (viz níže) obsažených v modulátoru a v demodulátoru dojde při přenosu ke ztrátě několika symbolů na konci vysílaných posloupností ve větvi I i větvi Q. Proto je nutné za užitečné bity přiřadit odpovídající počet ochranných bitů, které budou mít nulové hodnoty. Experimentální metodou jsem zjistil, že pro zajištění nulové chybovosti přenosu je nutné vložit $2 \cdot \text{delay}$ ochranných bitů, kde *delay* je zpoždění FIR filtru. V přijímači je pak samozřejmě nutné tyto bity zase odstranit.

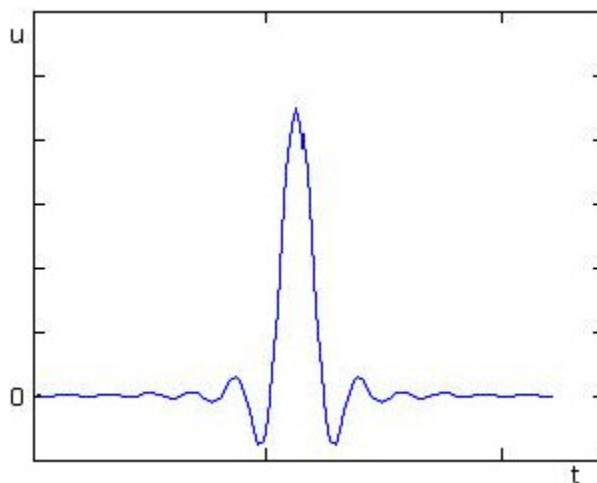
Celý tento blok je stejně jako např. blok „Přidání přidaných bitů“ obsažen pouze v této simulaci, v reálném modulátoru se nevyskytuje.

2.12 Kvadrurní modulátor

V tomto okamžiku máme již kompletně vytvořený OFDM signál, který budeme vysílat. Protože tento signál je komplexní, je nutné použít kvadrurního modulátoru, čemuž odpovídají zbývající bloky ve vývojovém diagramu z obr. 2.1.

Abychom nyní mohli vytvořené posloupnosti symbolů namodulovat na nosnou vlnu, je nutné tyto posloupnosti nadvzorkovat. Toto je nutné proto, že vytvořené symbolové posloupnosti pI a pQ mají v této podobě kmitočet rovnající se kmitočtu vzorkovacímu. Nadvzorkování se provede příkazem `upsample`, který podle [6] mezi jednotlivé vzorky signálu vloží $N-1$ nul. Protože jsem kmitočet nosné zvolil $2x$ větší než symbolový kmitočet a vzorkovací frekvenci $3x$ vyšší než kmitočet nosné, bude hodnota $N = 6$. Výsledný příkaz tak bude mít podobu `p_real=upsample(real(pofdm),6)`, kde `pofdm` je výsledný signál získaný z bloku „Přidání ochranných bitů“ Totéž bude platit i pro imaginární část komplexního symbolu. K tomuto účelu slouží dvojice bloků „Převzorkování signálu“.

Pro funkci modulátorů i demodulátorů je nyní nutné vytvořené posloupnosti filtrovat vhodným FIR filtrem, který zajistí omezení spektra signálu (obdélníkový signál má spektrum ve tvaru funkce sinc) tak také potlačení tzv. mezisymbolových interferencí. Při simulaci v Matlabu má filtr navíc tu funkci, že vytvoří plynulou změnu převzorkovaného signálu, který by samo o sobě nebylo možné namodulovat na nosnou. Nyní tedy přichází čas na definování použitého FIR filtru. Jak víme z teorie radiové komunikace, používají se filtry typu raised cosine a root raised cosine. Protože lepší vlastnosti při simulacích vykazoval filtr root raised cosine, bude v těchto aplikacích použit právě on. Definování impulzní charakteristiky h (obr. 2.16) se provede pomocí příkazu `h=rcosine(fs, fvz, 'sqrt', rolloff, delay)`, kde f_s je podle [6] symbolová frekvence, f_{vz} vzorkovací frekvence a `'sqrt'` definuje použitý typ filtru root raised cosine. Dalšími velmi důležitými parametry, které výrazně ovlivňují chybovost přenosu jsou roll-off faktor filtru a zpoždění filtru. Roll-off faktor je nastaven v souladu s filtry použitými v reálných zařízeních DVB na 0,35. Parametr `delay`, definující zpoždění a počet laloků impulzní charakteristiky, se musí přímo úměrně měnit s počtem použitých nosných. Výsledný vztah pro bezchybný přenos je `delay=nosne/2`. Zvyšování zpoždění filtru však bohužel vede k velmi výraznému zvyšování doby výpočtu celé simulace. Samotná filtrace se pak provede příkazem `filter`, který vstupní signál filtruje podle předem definované impulzní charakteristiky filtru h .



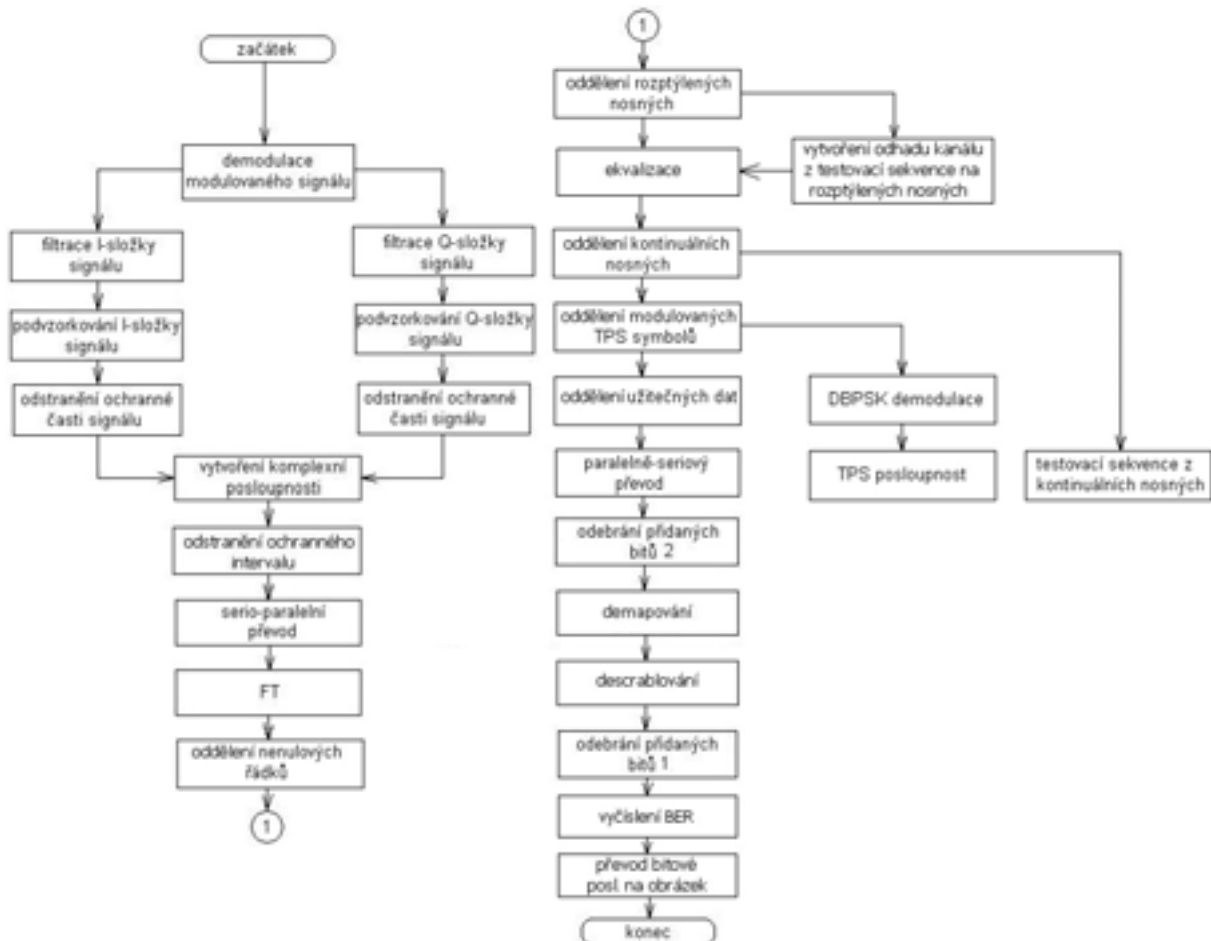
Obrázek 2.16: Impulzní odezva filtru typu Root raised cosine.

V tuto chvíli je již možné filtrované posloupnosti p_{I2} a p_{Q2} namodulovat na nosnou vlnu, což se provádí velmi jednoduše vynásobením signálu v I-větvi signálem nosné vlny a signálu v Q-větvi nosnou vlnou posunutou o 90° . K tomuto slouží dvojice bloků „Modulace I-složky signálu“ a „Modulace Q-složky signálu“

Blok vývojového diagramu s názvem „Vytvoření výsledného modulovaného signálu“ pak už představuje pouhé sečtení modulovaných signálů v I a Q větvi a tím vytvoření signálu, který je nyní možné vysílat. Tímto končí část podrobného popisu modulátoru.

3. Simulace demodulátoru pro OFDM

Detailní bloková struktura demodulátoru pro OFDM (obr. 3.1), provádí přesně opačné operace jako modulátor. Z tohoto důvodu již popis této struktury nebude tak podrobný jako popis modulátoru. Celá struktura je opět obsažena ve skriptu *ofdm.m*.



Obrázek 3.1: Bloková struktura demodulátoru OFDM.

3.1 Demodulace signálu a odstranění ochranného intervalu

Na vstupu demodulačního bloku je signál na modulovaný na nosné vlně. Nyní je tedy nutné získat zpět signál OFDM. Toto se provede blokem kvadrurního demodulátoru.

Demodulace a zároveň rozdělení signálu na I-složku a Q-složku se provádí tak, že se modulovaný signál opět vynásobí signálem nosné vlny, čímž vznikne I-složka signálu (ve vytvořeném skriptu proměnná p_{Ip}) a signálem nosné vlny posunutým o 90° , což vede k demodulaci Q-složky signálu (p_{Qp}).

Tyto přijaté signály je nutné znovu filtrovat stejným filtrem, který byl použit ve vysílači a poté jej ještě 6x podvzorkovat, abychom získali opět původní posloupnost komplexních symbolů. Navíc se v každé větvi odstraní ochranné bity, které byly v přijímači vloženy pro zajištění správného průběhu simulace.

Nyní můžeme považovat vzniklý signál p_{Ip} za reálnou část a signál p_{Qp} za imaginární část přijatého komplexního OFDM signálu. Na tomto místě se jedná o signál včetně přidaného ochranného intervalu. V oblasti ochranného intervalu bývají koncentrovány

nejvýraznější zákrmitové jevy vznikající vlivem zpožděných signálů. Přijímač si proto této části signálu nevšimá, a pro další zpracování použije vždy až část signálu za tímto intervalem v každém symbolu. Tato operace se ve vytvořeném skriptu *ofdm.m* provádí zavoláním podprogramu *ochranny_interval_demod.m*. Tento pomocí jednoduché indexace matic žádané části jednotlivých symbolů poskládá za sebe a tím vytvoří OFDM posloupnost bez ochranného intervalu.

3.2 Oddělení jednotlivých složek OFDM signálu a ekvalizace

V této části vytvořené simulace se v závislosti na použitém přenosovém módu provádí volání odpovídajícího podprogramu, který provede dekódování signálu OFDM. Tyto podprogramy jsou *demod_2k.m*, *demod_4k.m* a *demod_8k.m* a provádí opačné operace jako kódovací podprogramy *mod_2k.m*, *mod_4k.m* a *mod_8k.m*. Na úvod tedy převedou jednořádkový vektor na matici o počtu řádků odpovídajících počtu nosných daného módu. Tato matice je poté pomocí Fourierovy transformace převedena do frekvenční oblasti. Toto se provádí pomocí příkazu *fft*, což je přesně inverzní operace k příkazu *ifft* použitému v modulátoru. Z této matice se nyní budou dále zpracovávat jen nenulové (použité) nosné. Nulové nosné na okrajích spektra nás nezajímají, protože nepřenášejí žádnou informaci.

Z této matice se pak podobným způsobem jako byl popsán v kap. 2.8.1 oddělí vzorky na pozicích rozptýlených nosných. V tuto chvíli přichází na řadu v podstatě jediný zásadní nový blok, který je v demodulátoru, čímž je blok „Ekvalizace“.

Jak je zřejmé z teorie radiové komunikace, je možné provést korekci frekvenčního zkreslení signálu, pokud nějakým způsobem získáme odhad spektra přenosového kanálu. Pak inverzní průběh tohoto odhadu můžeme použít jako frekvenční charakteristiku ekvalizačního filtru, který případné frekvenční úniky signálu může velmi účinně potlačit. No a protože je součástí signálu OFDM testovací signál rozptýlený přes celé spektrum a definované úrovně, můžeme potřebný odhad kanálu získat právě odtud.

Použijeme-li jako příklad ekvalizace v módu 2k, pak by bylo možné získat odhad kanálu ze 142 vzorků, což je počet rozptýlených nosných v tomto módu. Protože však tyto nosné skáčou po spektru, je možné získat odhad se čtyřnásobným rozlišením, tedy 569 vzorků. Pak je ovšem možné vytvořit odhad spektra až po čtyřech přijatých symbolech, ovšem s vyšší přesností. Pro potřeby simulace se pak tyto vzorky interpolují tak, aby byl počet vzorků odhadu stejný jako počet použitých nosných.

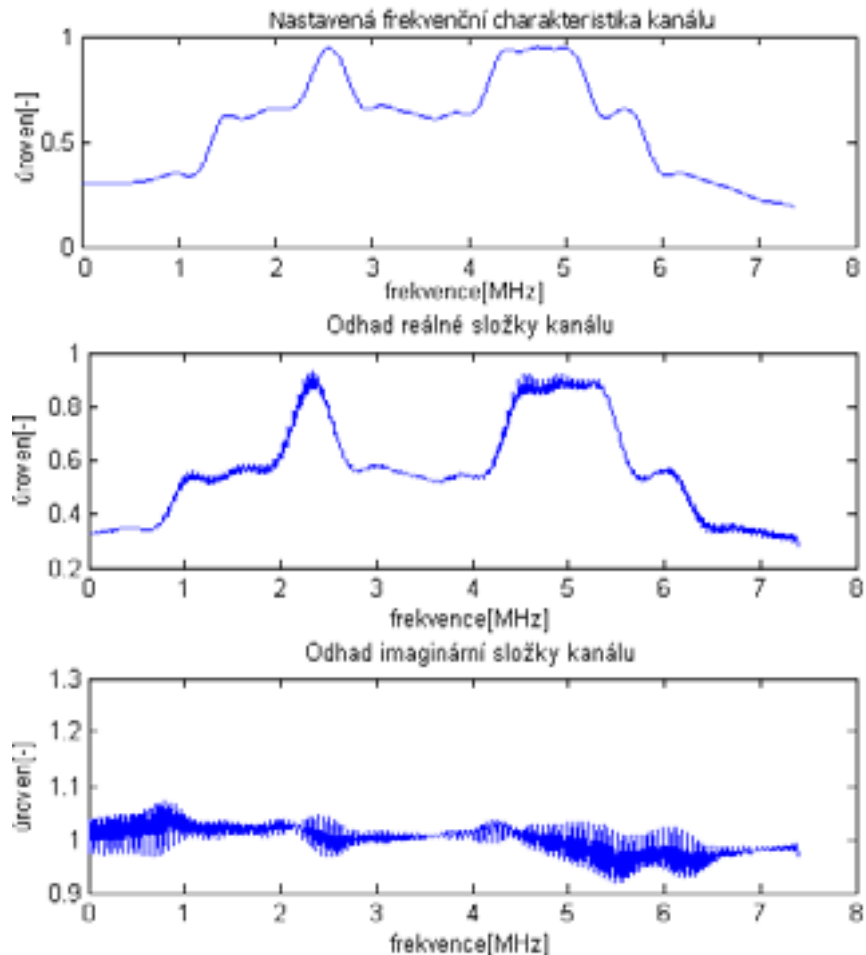
Nutno ještě zmínit, že vlivem zkreslení v přenosovém kanále dochází nejen ke změnám amplitudy ale i fáze signálu. Proto je nutné provádět ekvalizaci reálné i imaginární složky signálu. Odhad kanálu získáme tak, že použijeme reálné hodnoty odhadu kanálu a odečteme od nich úroveň testovacího signálu ve vysílači (tab. 2.2). Od imaginárních hodnot odhadu kanálu se nic neodečítá, protože tato složka vysílaného testovacího signálu je rovna 0. Tímto způsobem získáme informace „o kolik“ se jednotlivé vzorky odlišují od původních. My však potřebujeme vědět „kolikrát“. Proto provedeme přepočítání pomocí mocninné funkce:

$$odhad_2 = 1,33^{odhad} , \quad (3.1)$$

kde proměnná *odhad* jsou vzorky z rozptýlených nosných.

Nyní již můžeme symbol po symbolu provést dělení vzorků signálu ve frekvenční oblasti vytvořeným odhadem spektra. Tím získáme opravený (ekvalizovaný) signál.

Hodnotu 1,33 do mocninné funkce jsem zvolil experimentálně tak, že jsem signál OFDM filtroval podle definované frekvenční charakteristiky a pak sledoval průběh odhadu kanálu. Hodnotu do mocninné funkce jsem pak měnil tak dlouho, až se vzorky vytvořeného odhadu co nejvíce shodovali se skutečnou (nastavenou) frekvenční charakteristikou kanálu. Tato situaci je zobrazena obr. 3.2, který tak zároveň dokazuje správnou funkci bloku ekvalizace.



Obrázek 3.2: Testování ekvalizace nastavením frekvenčního zkreslení kanálu

Po opravení signálu pomocí ekvalizace již následuje oddělení testovací sekvence z pozic kontinuálních nosných (tab. 2.5) a TPS posloupnosti z pozic TPS nosných (tab. 2.6). Na tomto místě je nutné dodat, že vždy po oddělení každé složky každého ze speciálních signálů je odpovídající pozice vždy vynulována. Toto se dělá proto, aby bylo možné aplikovat cyklus, který bude prohledávat matici a nalezené nenulové pozice přeřadí do matice p_{multi_p} , což již není nic jiného než matice tzv. užitečných dat. Tyto data jsou pak již jednoduše přeřazena do jednořádkového vektoru a tak je získána zpět vysílaná symbolová posloupnost. Zde končí činnost podprogramů *demod_2k.m*, *demod_4k.m* a *demod_8k.m*.

3.3 Finální úpravy přijatého signálu a výpočet BER

Následující bloky demodulátoru (obr. 3.1) již je možné vysvětlit velmi stručně. Způsob získání bitové posloupnosti z symbolové byl pro jednotlivé konstelace vysvětlen již v kapitole 2.4. Pro připomenutí jen nutno dodat, že operace bloku „Demapování“ provádějí podprogramy *qpsk_demod.m*, *qam16_demod.m* a *qam64_demod.m*, které se volají v závislosti na proměnné *stavy_modulace*.

Operace prováděná blokem „DBPSK demodulace“ se provádí tak, že si nejprve zvolíme první symbol na 0 a poté pokud následující symbol přijaté modulované TPS posloupnosti bude větší než 1, bude odpovídající bit stejný jako předchozí. V opačném případě bude odpovídající bit 1 pokud předchozí byl 0 a naopak. Přijatá TPS posloupnost by se pak měla shodovat s vysílanou.

Blok „Descrambler“ provádí naprosto stejnou operaci jako „Scrambler“ (viz. 2.3). Pro tuto operaci slouží podprogram *descrambler.m*. Po vynásobení dat stejnou pseudonáhodnou posloupností, jaká byla použita ve vysílači získáme zpět původní (vysílaná) data. Samozřejmě je ještě nutné na odpovídajících místech odstranit tzv. přidané bity o jejichž významu bylo pojednáno v kap. 2.5.

Skutečnost, jestli přijatá data opravdu odpovídají datům vysílaným, je možné ověřit výpočtem bitové chybovosti BER (Bit Error Rate). Tento parametr je definován jako poměr počtu chybně přenesených bitů a celkového počtu bitů. Počet chybně přenesených bitů získáme příkazem *chyba=sum(abs(rozd))* ze signálu *rozd*, který je dán rozdílem vysílané a přijaté posloupnosti. Poté už je provedeme výpočet chybovosti jako

$$BER = chyba / Nbit, \quad (3.2)$$

kde *Nbit* je počet bitů vysílané posloupnosti. V ideálním případě by hodnota BER měla být rovna 0 (bezchybný přenos).

Protože jako testovací signál byl použit binární obrázek o rozlišení 490x282, je počet bitů potřebných pro jeho přenos roven 138 180. Z tohoto údaje můžeme snadno spočítat nejmenší detekovatelnou hodnotu BER. Je-li při příjmu chybný pouze jeden bit, pak:

$$BER_{\min} = \frac{\text{počet chybných bitů}}{\text{celkový počet bitů}} = \frac{1}{138180} = 7,24 \cdot 10^{-6} \quad (3.3)$$

Posledním krokem procesu demodulace i celého popisovaného skriptu *ofdm.m* je převod bitové posloupnosti zpět na obrázek. Toto se opět provede příkazem *reshape*. Výslednou matici (bitmapu) je možné příkazem *imshow* zobrazit jako obrázek, který se v případě bezchybného příjmu bude přesně shodovat s vysílaným testovacím obrázkem (obr. 2.2).

4. Modely zkreslení v přenosovém kanálu

V kapitole 2 byl detailně vysvětlen postup, jak modulovat přenášená data na nosnou vlnu, kterou je možné vysílat. Kapitola 3 se pak zabývala postupem opačným, tedy jak z modulovaného signálu získat zpět původní bitovou posloupnost. Nyní budou mezi tyto struktury navíc vloženy modely zkreslení signálu, které mohou vznikat v přenosovém kanále.

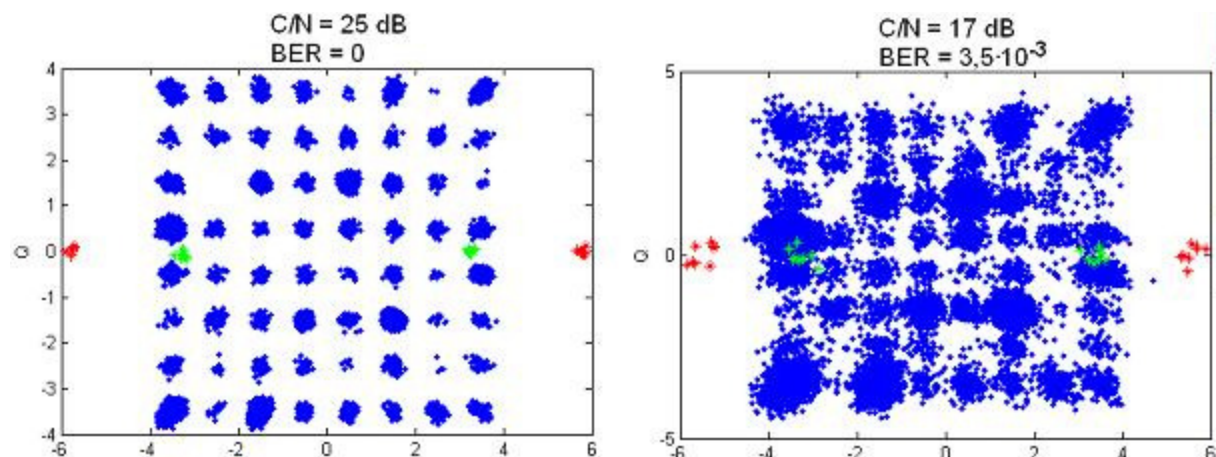
Vlivů, které mohou působit na signál v přenosovém pásmu je mnoho. Může jít např. o vlivy šumu, náhodné chyby, rušení jiným signálem na stejné nebo blízké frekvenci, úniky signálu na určitých frekvencích, vliv vícecestného šíření nebo Dopplerův jev při mobilním příjmu. Tento projekt se soustředil na dva hlavní typy zkreslení vznikající při terestrickém (pozemním) přenosu signálu DVB-T. Těmi je vliv aditivního šumu a vícecestného šíření v lineárním přenosovém kanálu.

4.1 Šumový kanál

Významným typem zkreslení, ke kterému dochází nejen v každém přenosovém kanále ale i ve vlastních obvodech přijímače či vysílače, je vliv šumu. Šum je definován jako náhodný signál, který se přičítá k signálu užitečnému. Jde-li navíc o tzv. bílý šum, je jeho úroveň stejná na všech kmitočtech. Úroveň rušení šumem se obvykle posuzuje parametrem odstup signál/šum. Jde o poměr úrovně signálu a úrovně šumu, udává se většinou v dB a označuje se jako S/N (Signal/Noise). Sledujeme-li signál v přeloženém pásmu, což bude náš případ, značení se mění na C/N (Carrier/Noise).

Realizace „zašumění“ signálu je v Matlabu velmi jednoduchá. Provádí se příkazem `awgn(X,SNR,SIGPOWER)`, který je ve skriptu `ofdm.m` vložen mezi struktury modulátoru a demodulátoru. Tento příkaz podle [6] přidává bílý Gaussovský šum k signálu X , což v tomto případě představuje výsledný modulovaný signál pm . Úroveň odstup signálu od šumu v dB se nastavuje jako druhý parametr příkazu `awgn`. Dalším parametrem je úroveň signálu. Pokud na místo tohoto parametru zadáme `'measured'`, je nejprve změřena úroveň signálu X , na základě čehož se poté provede odpovídající „zašumění“ signálu.

Chceme-li vyhodnotit vliv šumu na přijatý signál, bude nejnázornější zobrazení konstelačních diagramů tohoto signálu. Jak je vidět na obr. 4.1, vlivem přidaného šumu dochází k rozptýlení hodnot v konstelačním diagramu přijatého signálu. Pokud bude úroveň šumu hodně vysoká (=bude-li nízký odstup signál/šum), bude toto rozptýlení tak velké, že některé symboly budou vyhodnoceny ve špatné rozhodovací úrovni a tím vzniknou chybné bity. Chybovost BER tedy již nebude nulová.

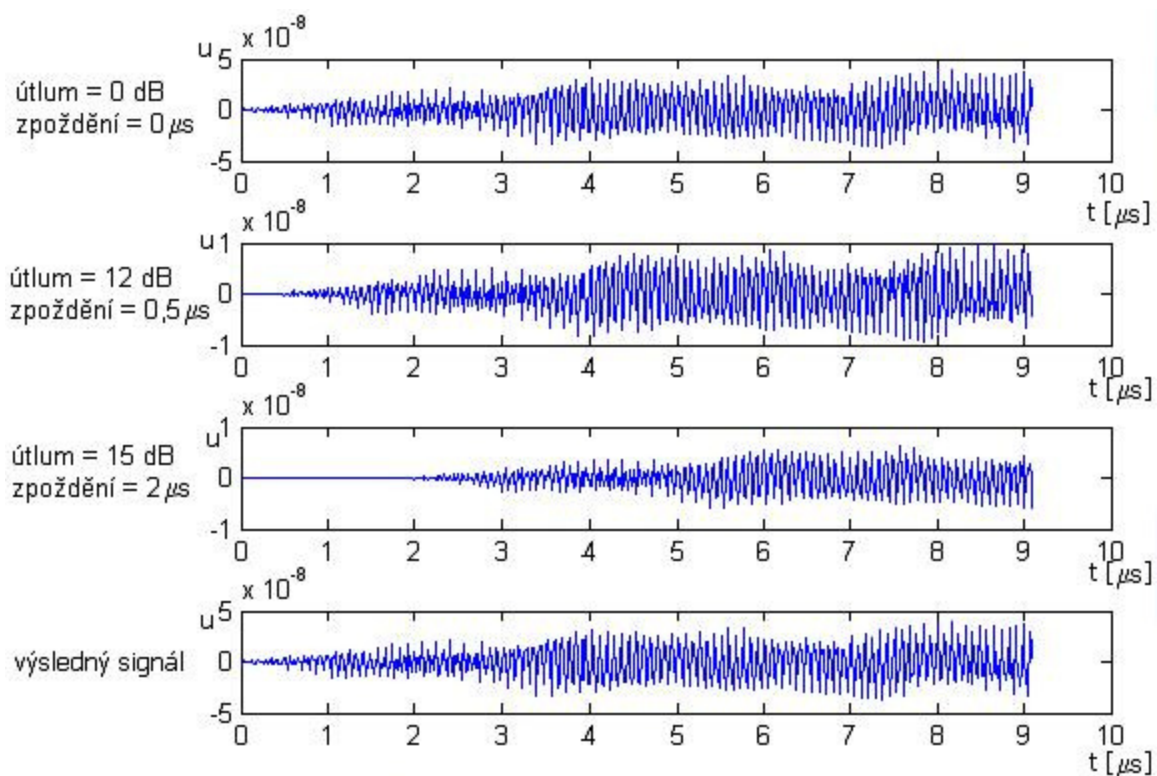


Obrázek 4.1: Konstelační diagramy přijatého signálu při různých C/N v přenosovém kanále.

4.2 Vícecestné šíření

Šíří-li se signál podél zemského povrchu, dochází k četným odrazům signálu od překážek (stromy, kopce, budovy, apod...). Tyto odražené signály pak přicházejí na přijímač s určitým zpožděním a přičítají se k signálu přímé cesty, čímž může docházet k mezisymbolovým interferencím. Vzhledem k tomu, že pro vysílání DVB-T se podle [3] používají jednofrekvenční sítě SFN (Single-Frequency Networks), může docházet i příjmu téhož signálu ze sousedního vysílače. Tento signál bude zpožděný a proto se projeví jako klasické echo (=odražený signál). Z těchto důvodů je jako modulační techniky v DVB-T i DVB-H použito systému OFDM, který je díky výraznému prodloužení doby trvání jednoho symbolu doplněného o ochranný interval vůči těmto únikům velmi odolný.

Při modelování tohoto zkreslení je tedy nutné definovat počet odražených signálů a u každé cesty definovat její úroveň (útlum vůči signálu přímé cesty) a zpoždění vůči přímé cestě. Dále se rozlišují dva typy šíření a sice Rayleighovo a Riceovo. Riceův únik nastává v případě, že je na přijímači přítomen silný signál přímé cesty, k němuž jsou případně přičteny signály odražené. V případě Rayleighův únik je však signál přímé cesty na přijímači nedostupný (např. je zastíněn překážkou). V tomto případě je přijímaný signál složen pouze z odražených signálů, což vede k vyšší chybovosti příjmu. Více k teorii vícecestného šíření lze dohledat v [2].



Obrázek 4.2: Skládání signálu přímé cesty se signály odraženými.

Pro simulaci vícecestného šíření byl vytvořen skript *rice.m*, který je v hlavním skriptu umístěn přesně mezi operacemi pro modulátor a demodulátor. Tento podprogram vytváří kopie modulovaného signálu (proměnná *pm*), kterým mění určité parametry. Je-li zpoždění signálu zvoleno 0, provede se pouhé vydělení každého vzorku útlumem, který uživatel pro tuto cestu zvolil. Je-li zpoždění nenulové, pak je na začátku kopie původního signálu určitý počet nulových vzorků, jejichž počet odpovídá zvolenému zpoždění. Teprve za nimi je pak vložen původní signál, jehož úroveň je opět snížena podle zvoleného útlumu. Všechny tyto

vytvořené odražené signály (aplikace jich umožňuje zvolit až 20) jsou pak sečteny do výsledného signálu. Tento signál je pak přiveden na demodulátor. K takto vytvořenému signálu se nyní přičte šum, jak bylo vysvětleno v kap. 4.1. Situaci při jednom signálu přímé cesty a dvou odražených znázorňuje obr. 4.2.

Protože útlum jednotlivých cest chceme zadávat v dB a jejich útlum v μs , je nutné tyto veličiny následně převést na takové, se kterými bude simulace umět pracovat. Útlum signálu tedy převedeme z dB na poměrnou hodnotu podle vztahu:

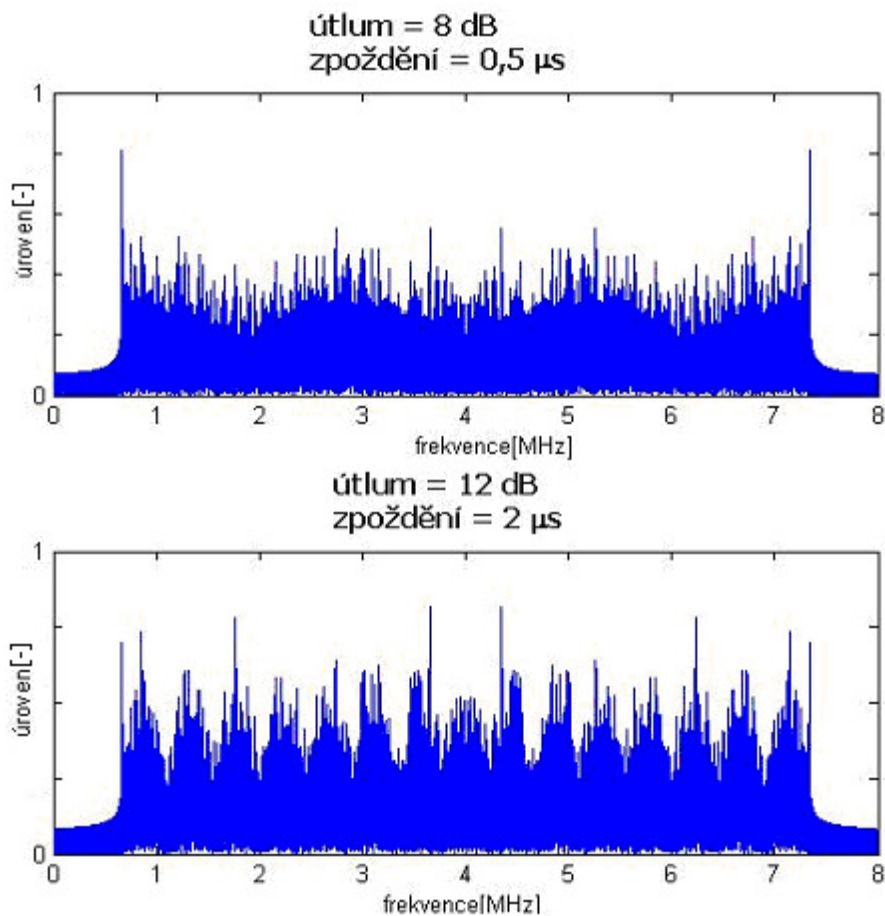
$$utlum[-] = 10^{\frac{utlum[dB]}{20}} \quad (4.1)$$

Zpoždění je pak nutno převést z μs na počet vzorků signálu podle vztahu:

$$zpoždění[\text{počet vzorků}] = (\text{zpoždění}[\mu\text{s}] \cdot 1000) / 18,23, \quad (4.2)$$

kde 18,23 je doba trvání jednoho vzorku v ns.

Vliv vícecestného šíření lze dobře zobrazit na spektrech přijímaného signálu, která jsou zobrazena na obr. 4.3. Jedná se o příklady jednoho odraženého signálu s různými parametry. Na těchto spektrech jsou názorně vidět úniky způsobené právě zpožděným signálem, jejichž četnost souvisí s dobou zpoždění. Pro porovnání může posloužit obr. 2.14, kde je spektrum nezarušeného signálu.



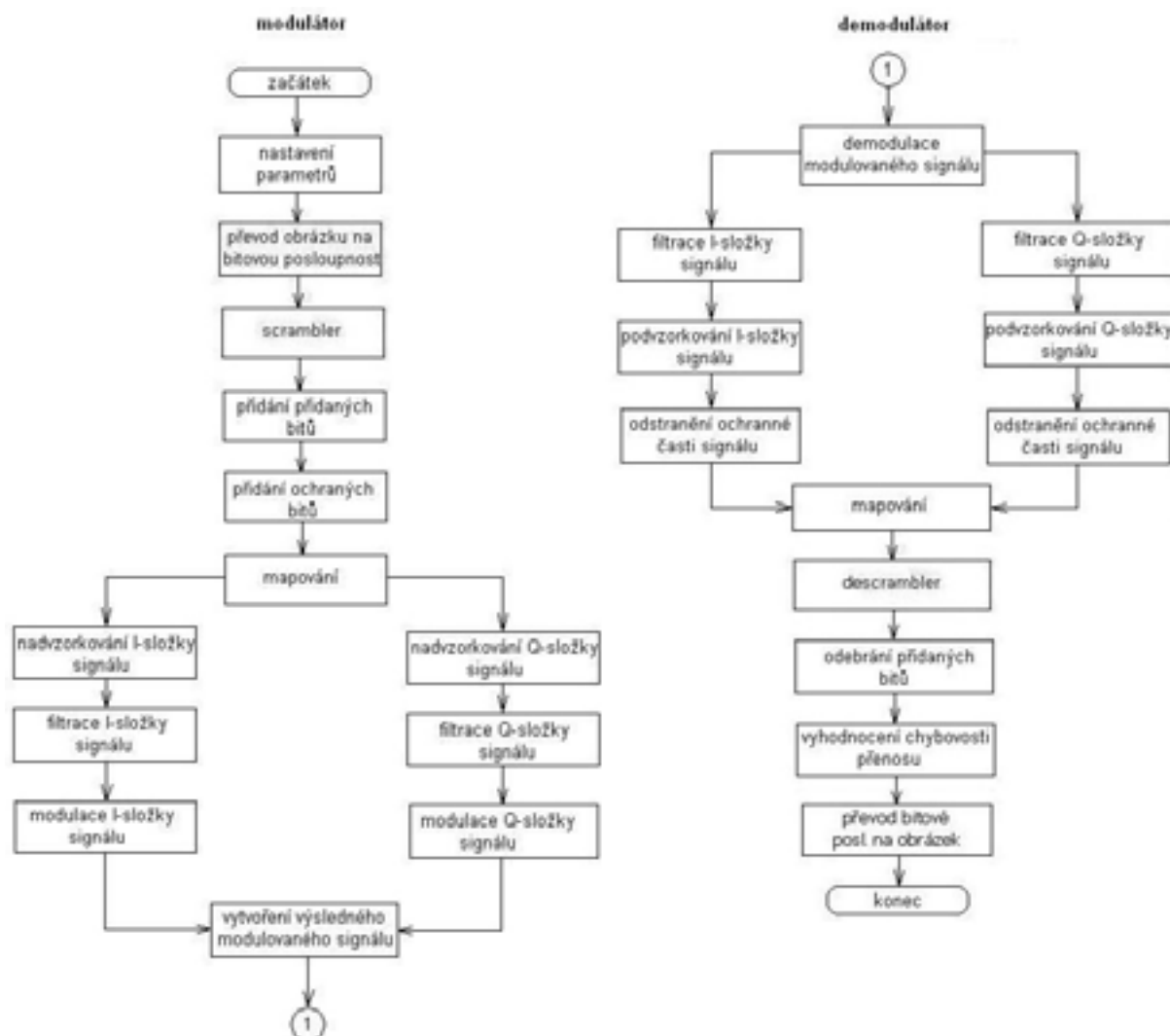
Obrázek 4.3: Spektra přijatého signálu postižená vícecestným šířením.

5. Simulace modulací používaných v ostatních systémech DVB

Přestože je tento projekt primárně zaměřen na modulace používané v DVB-T, bude možno vysílaný signál modulovat i podle ostatních standardů DVB. Těmito standardy jsou DVB-S (Digital Video Broadcasting – Satellite), DVB-C (Cable) a DVB-H (Handheld).

5.1 Simulace modulací v systému DVB-S

Systém satelitního televizního vysílání DVB-S používá jako modulační metody kvadraturní fázové klíčování QPSK, které bylo vysvětleno v kap. 1.2. S výhodou využívá, že tento typ modulace je velmi odolný vůči šumu v přenosovém kanále. Zároveň zde není problémem jeho nízká přenosová rychlost, protože šířka jednoho televizního kanálu je zde až 36 MHz.



Obrázek 5.1: Vývojový diagram pro simulaci modulací QPSK a M-QAM.

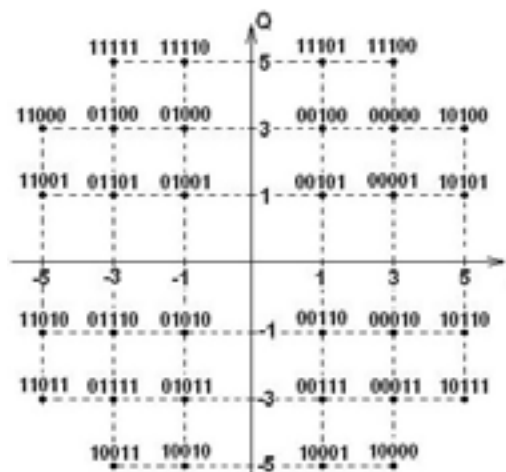
Vývojový diagram pro simulaci je na obr. 5.1. Je vidět, že v porovnání s vývojovým diagramem OFDM (obr.2.1 a obr.3.1) jde o jeho jednodušší verzi. Veškeré bloky jsou v podstatě totožné s bloky již výše vysvětlenými. Pouze v bloku „Nastavení parametrů“ není nutné nastavovat proměnné typické pro OFDM jako *mod*, *ochranny_interval*, apod. Roll-off faktor FIR filtru je pro DVB-S nastaven na 0,35, jeho zpoždění (*delay*) je možné nastavit pevně. Zvolil jsem hodnotu 10. V bloku „Mapování“ se provede klíčování podle konstelačního diagramu QPSK, tedy zavoláním podprogramu *qpsk_mod.m* a *qpsk_demod.m* v demodulátoru (viz kap. 2.4.1). Tyto symbolové posloupnosti se pak již přivádí do kvadraturního modulátoru, kde se provede modulace na nosnou. Operace modulace a demodulace pro QPSK provádí navržený skript *hlavni.m*.

5.2 Simulace modulací v DVB-C

DVB-C je systém přenosu digitálního televizního vysílání pomocí metalického či optického kabelu. Přenosové vlastnosti těchto médií se blíží k vlastnostem ideálním. Nevznikají zde totiž žádné odrazy a i vznikající šum je (obzvláště v optickém kabelu) velmi malý. Díky tomu lze s výhodou použít vícestavové M-QAM modulace, čímž zvýšit přenosovou rychlost a tím i počet možných vysílaných TV stanic. V DVB-C se používají konstelace 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM (pro koaxiální vedení), 128-QAM a 256-QAM (optické vedení).

Simulace je provedena opět pomocí skriptu *hlavni.m*, pouze v bloku „Mapování“ se provádí volání odpovídajících podprogramů v závislosti na zvolené konstelaci a roll-off faktor FIR filtrů se nastaví na 0,15. Způsob mapování pro 16-QAM a 64-QAM byl vysvětlen již v kapitolách 2.4.2 a 2.4.3. V následující části proto budou vysvětleny pouze modulace 32-QAM, 128-QAM a 256-QAM.

5.2.1 Kvadrurní amplitudové klíčování 32-QAM

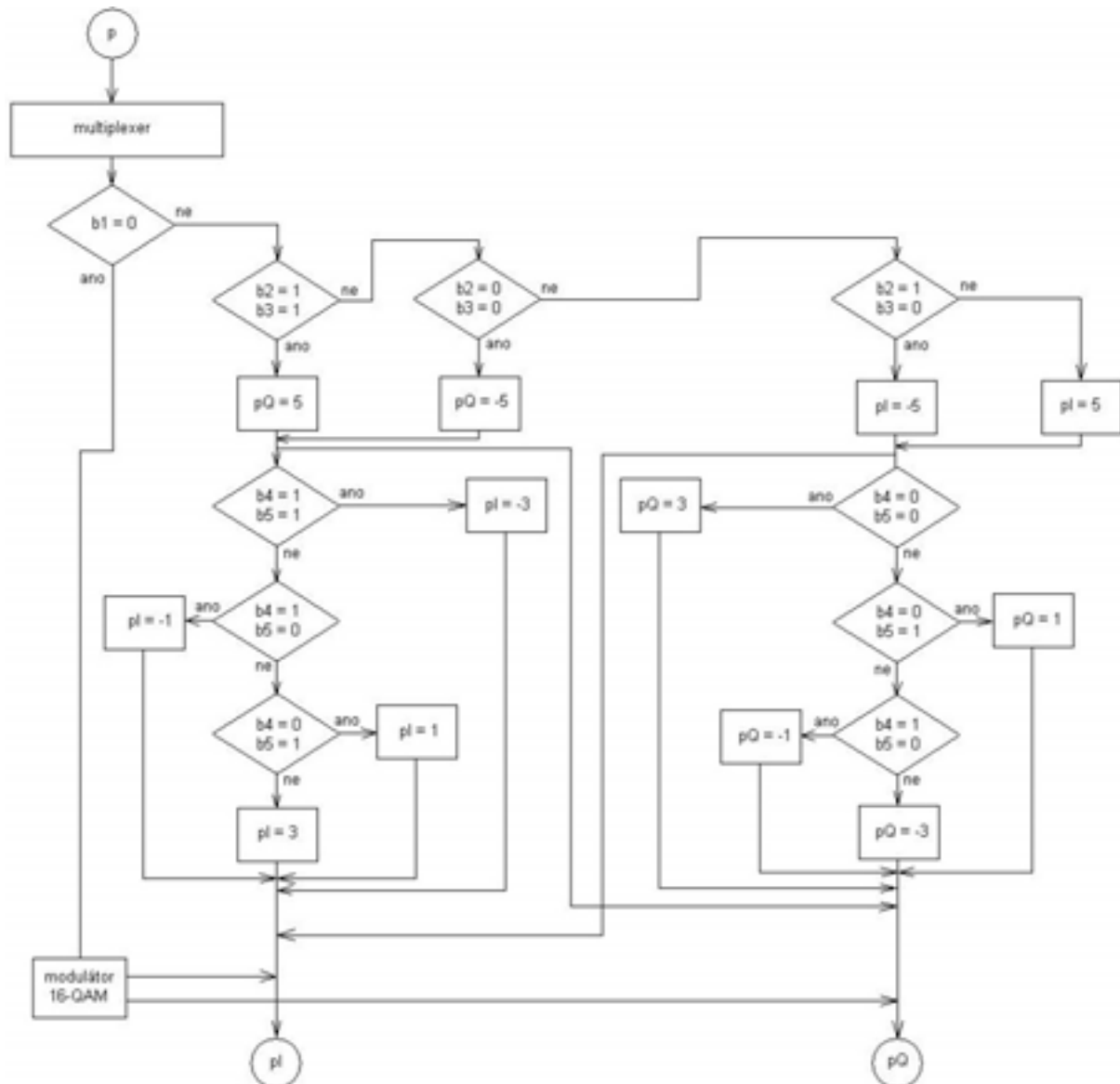


Obrázek 5.2: Konstelační diagram pro 32-QAM.

Vývojový diagram mapovacích obvodů pro modulaci 32-QAM bude oproti dosud vysvětleným případům výrazně složitější, což vyplývá z poněkud netypického konstelačního diagramu (obr. 5.2). Vzhledem k tomu, že jednomu symbolu odpovídá pětice vstupních bitů, konstelační diagram nebude tentokrát přesně čtvercový, což vede k větší složitosti cyklů

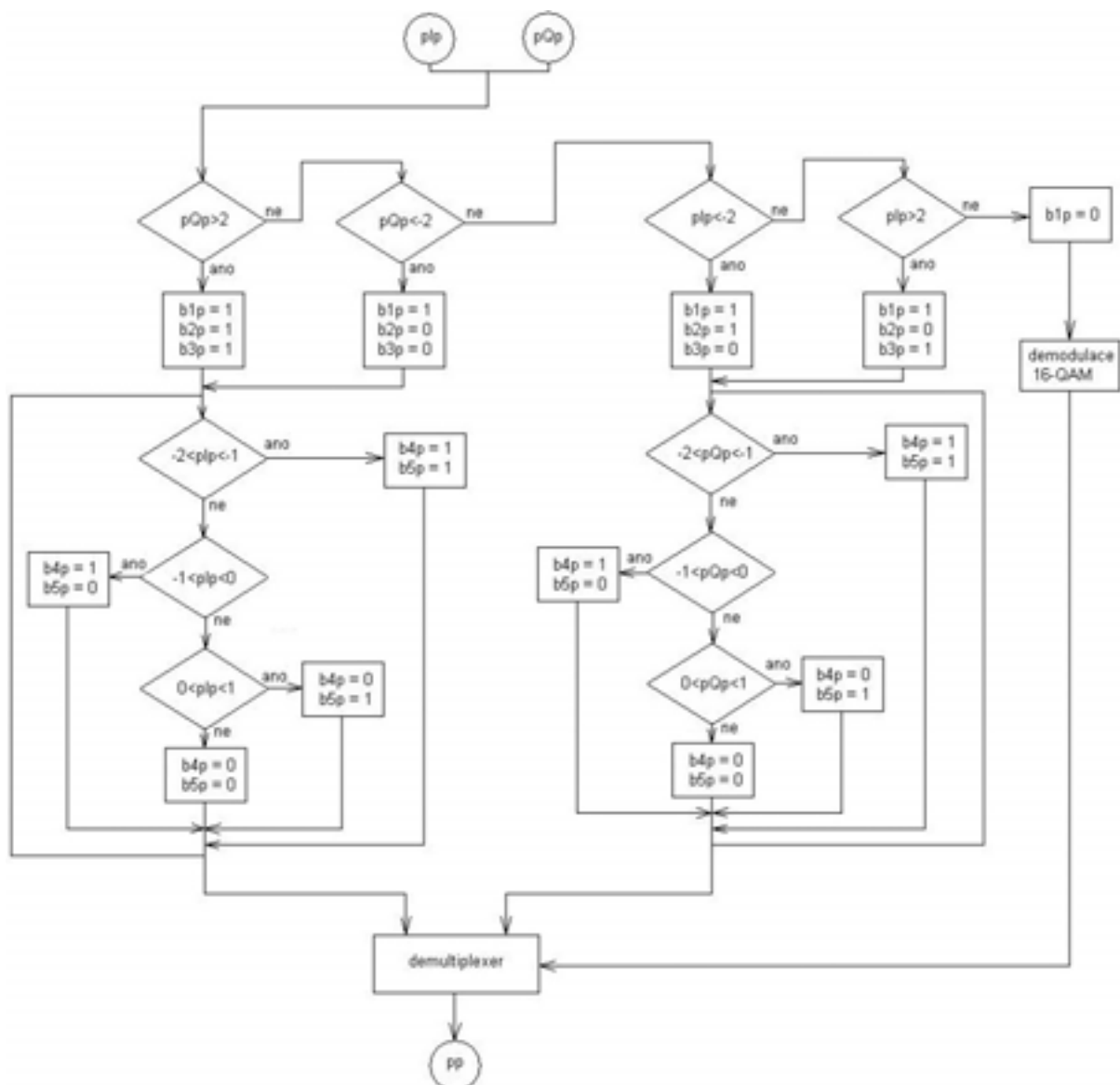
v programu. Konstelační diagram, který jsem navrhl pro tento projekt, je navržen tak, aby byl co možná nejoptimálnější na programování a tedy i na dobu výpočtu.

Mapování, znázorněné na vývojovém diagramu na obr. 5.3, tedy bude probíhat tím způsobem, že pokud první bit z aktuální pětice bitů ($b1$) bude mít hodnotu 0, bude mapování probíhat podle pravidel modulace 16-QAM (viz. kap. 2.4.2). Rozdíl bude v tom, že polohu na ose I nebudou určovat bity $b1$ a $b2$ ale bity $b2$ a $b3$. Hodnotu na ose Q pak bity $b4$ a $b5$. Pokud aktuální hodnota bitu $b1$ bude 1, bude „pětici bitů“ přiřazen symbol na okrajích konstelačního diagramu. Přesný způsob funkce je pro tento případ znázorněn na vývojovém diagramu (obr. 5.3) a nemá cenu ho již dlouze slovně rozebírat. Tuto funkci provádí skript *qam32_mod.m*.



Obrázek 5.3: Vývojový diagram mapovacího obvodu v modulátoru pro modulaci 32-QAM.

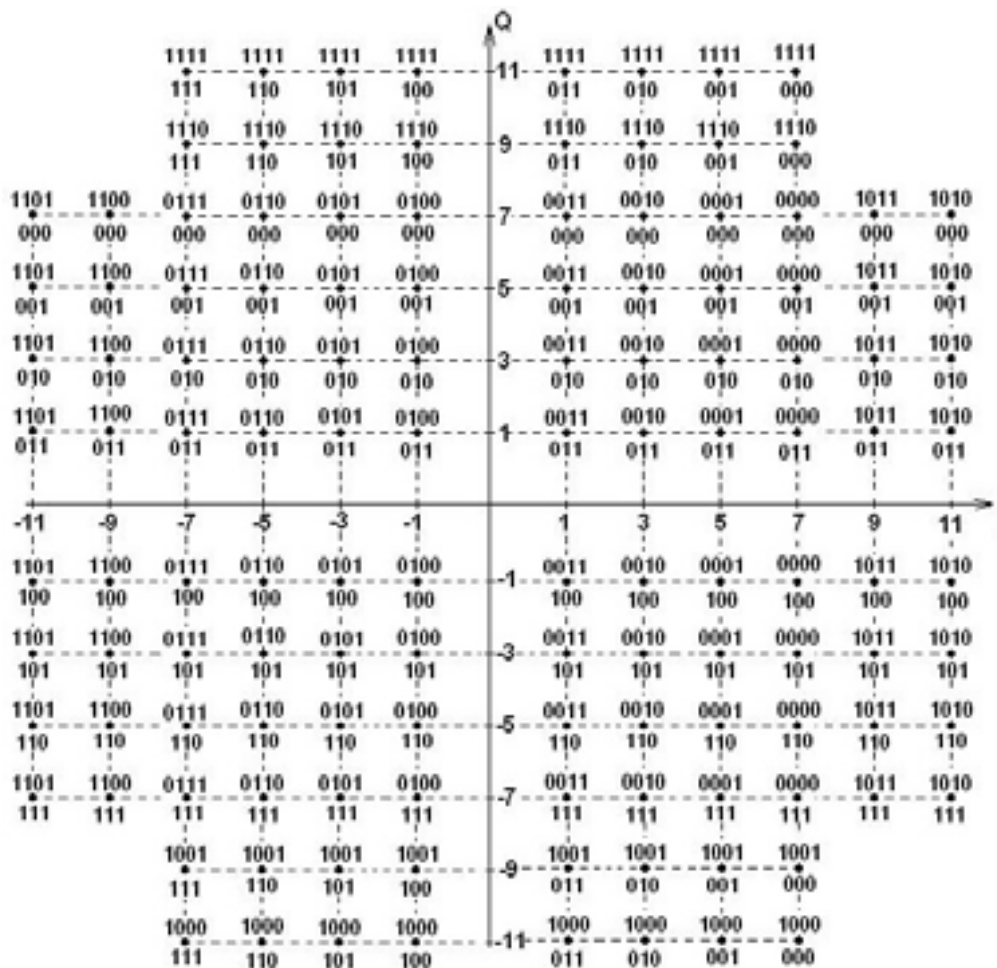
Mapovací obvod pro demodulátor (skript *qam32_demod.m*) je zobrazen na obr. 5.4. Z něho je zřejmé, že pokud budou aktuální hodnoty obou posloupností pIp i pQp v rozmezí od -2 do 2, nastaví se hodnota posloupnosti $b1p$ na hodnotu 0 a hodnoty $b2p$ až $b5p$ pak určí blok fungující jako demodulátor 16-QAM. Bude-li některá z hodnot v posloupnostech pIp a pQp mimo zmiňovaný interval, převezmou funkci cykly znázorněné na vývojovém diagramu (obr. 5.4). Vytvořené posloupnosti $b1p$ až $b5p$ pak budou pomocí demultiplexeru sloučeny do jedné výsledné posloupnosti pp .



Obrázek 5.4: Vývojový diagram mapovacího obvodu v demodulátoru pro modulaci 32-QAM.

5.2.2 Kvadrurní amplitudové klíčování 128-QAM

Konstelační diagram modulaci 128-QAM je zobrazen na obr. 5.5, z něhož je vidět že diagram opět není čtvercový. Mapování bude fungovat na stejném principu jako u modulace 32-QAM, jen bude výrazně složitější, proto zde už nebudu uvádět vývojové diagramy. Funkce bude opět taková, že první bit z aktuální sedmice bitů určí jestli přiřazený symbol bude ve vnější části konstelačního diagramu (při hodnotě $b1 = 1$), nebo se bude jednat o modulaci o stejném principu jako je modulace 64-QAM (při hodnotě $b1 = 0$). Pro tyto operace se volají podprogramy *qam128-mod.m* v modulátoru a *qam128_demod.m* v demodulátoru.



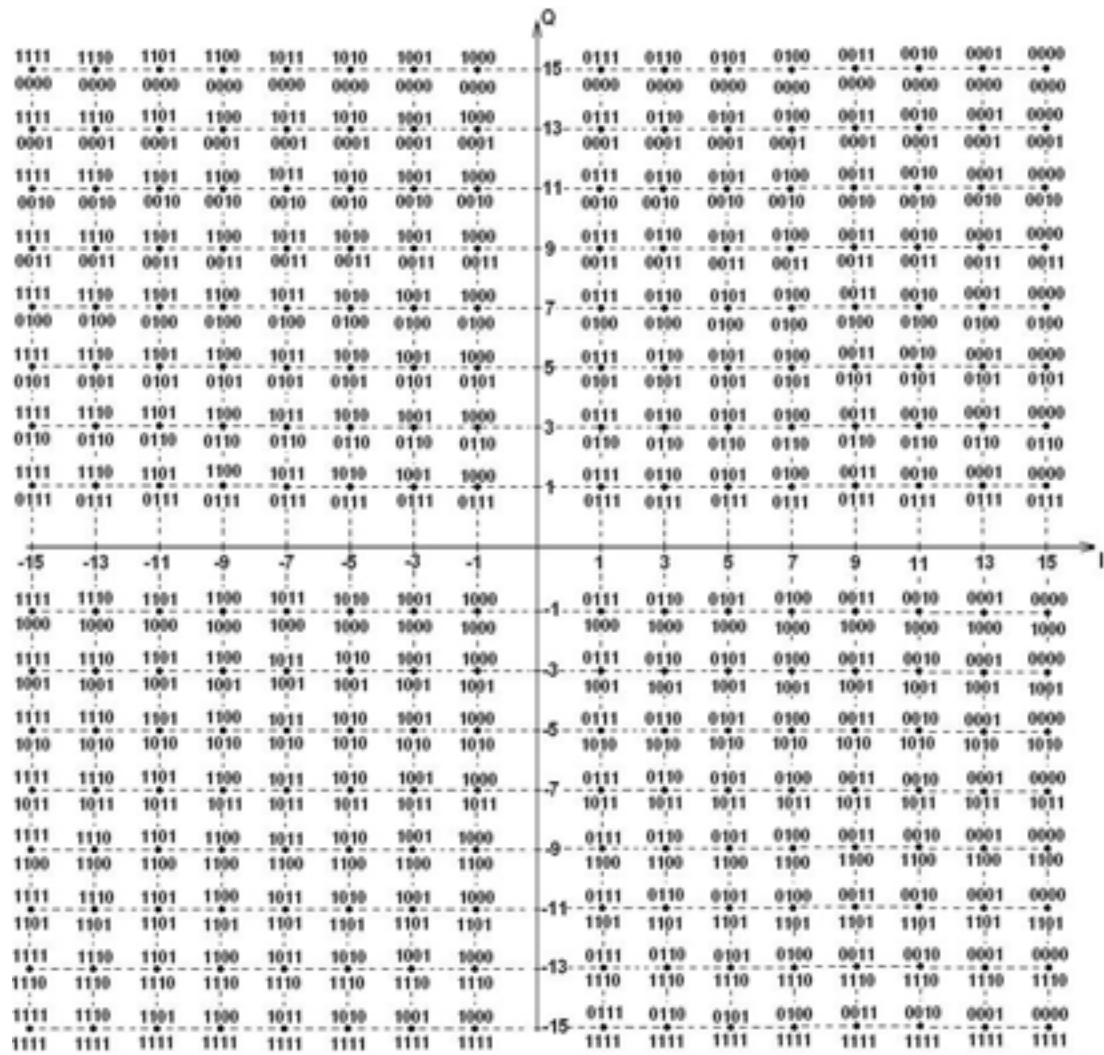
Obrázek 5.5: Konstelační diagram pro 128-QAM.

5.2.3 Kvadrurní amplitudové klíčování 256-QAM

Pro tuto modulaci platí prakticky totéž jako pro modulaci 64-QAM (kap.2.4.3). Multiplexer však nyní rozdělí vstupní posloupnost na osm posloupností $b1$ až $b8$. Osm tedy bude i počet stavů odpovídající jednomu symbolu v konstelačním diagramu. Tento diagram je na obr. 5.6. Hodnotu na ose I pak určují první čtyři bity aktuální osmice bitů a hodnotu na ose Q druhé čtyři bity.

5.3 Simulace modulací v DVB-H

DVB-H (Handheld) je systém určený pro tzv. „televizi do ruky“. Jde tedy o přenosný (pohyblivý) příjem např. do mobilních telefonů, který využívá pozemní šíření signálu. Z tohoto důvodu používá stejně jako DVB-T modulační techniky OFDM, kterou je doplňuje o kompromisní mód 4k. Mód 8k je díky dlouhému symbolu výhodný z hlediska potlačení vícecestného šíření, 2k je pak díky většímu rozestupu sub-nosných odolnější vůči Dopplerovu jevu, což je kritický problém u DVB-H. Proto byl tedy zaveden nový mód 4k. Způsob vlastní simulace OFDM s módem 4k byl již vysvětlen v kapitolách 2 a 3.



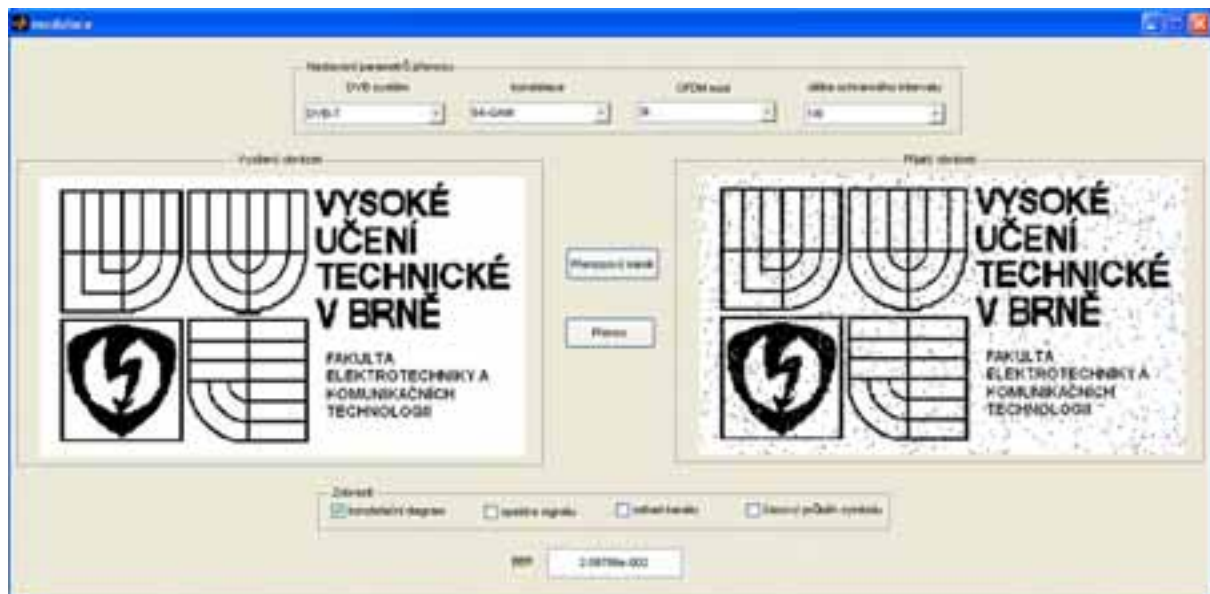
Obrázek 5.6: Konsteláční diagram pro 256-QAM.

6 Uživatelské prostředí

Až do této doby byly v této práci popisovány pouze simulační m-fily, které jsou však samy o sobě nevhodné jako plnohodnotná aplikace. Proto je nutné vytvořit pomocí matlabovského nástroje Guide uživatelské prostředí, které vytvoří jednoduché a přehledné ovládání aplikace.

Pro tento účel byl vytvořen nadřazený m-file *modulace.m*, který si pak bude definovaným způsobem volat výše popsané soubory, které budou provádět samotnou simulaci. Zároveň umožní pomocí vhodných ovládacích panelů volbu parametrů přenosu a zkruslení, což bude jistě efektivnější než přepisování proměnných ve zdrojovém textu. Toto uživatelské prostředí bude možné spustit přímo z příkazového řádku Matlabu (po zvolení odpovídající složky) napsáním příkazu „modulace“. Navržená podoba uživatelského prostředí je na obr. 6.1. Při návrhu jsem jako pomůcku použil literaturu [5].

Tato kapitola může zároveň sloužit jako návod na použití tohoto programu.



Obrázek 6.1: Uživatelské prostředí aplikace

Po spuštění programu se načte testovací obrázek do kolonky „Vysílaný obrázek“. Pro tento účel slouží objekt *axes* a zobrazení se provede příkazem *imshow*. Zároveň se provede přednastavení volených parametrů a počáteční hodnoty objektů *popupmenu*. Jak je vidět i na obrázku 6.1, je počáteční nastavení takové, že je zvolen systém přenosu DVB-T (primární určení aplikace), konstelace 64-QAM, mód 2k (parametry pro nejkratší dobu simulace), a ochranný interval (1/8 je obvyklá hodnota v DVB-T). Dále je nutno odpovídajícím způsobem přednastavit významné proměnné (např. *stavy_modulace*, *mod*, apod.), aby byl program schopen pracovat ihned po spuštění bez jakéhokoli zásahu uživatele. Parametry zkruslení jsou nastaveny tak, aby došlo k bezchybnému přenosu. Tedy úroveň šumu (proměnná *noise*) na 50dB, útlum přímé cesty 0 dB a její zpoždění 0 μ s a útlumy ostatních cest 99 dB a 0 μ s zpoždění (proměnné *utlum_x_x* a *zpozdění_x_x*). Při tomto nastavení se přijímá pouze signál přímé cesty, bez výrazného vlivu šumu.

6.1 Nastavení parametrů přenosu

V této kolonce jsou umístěny objekty *popupmenu*, které umožňují uživateli zvolit parametry vysílání.

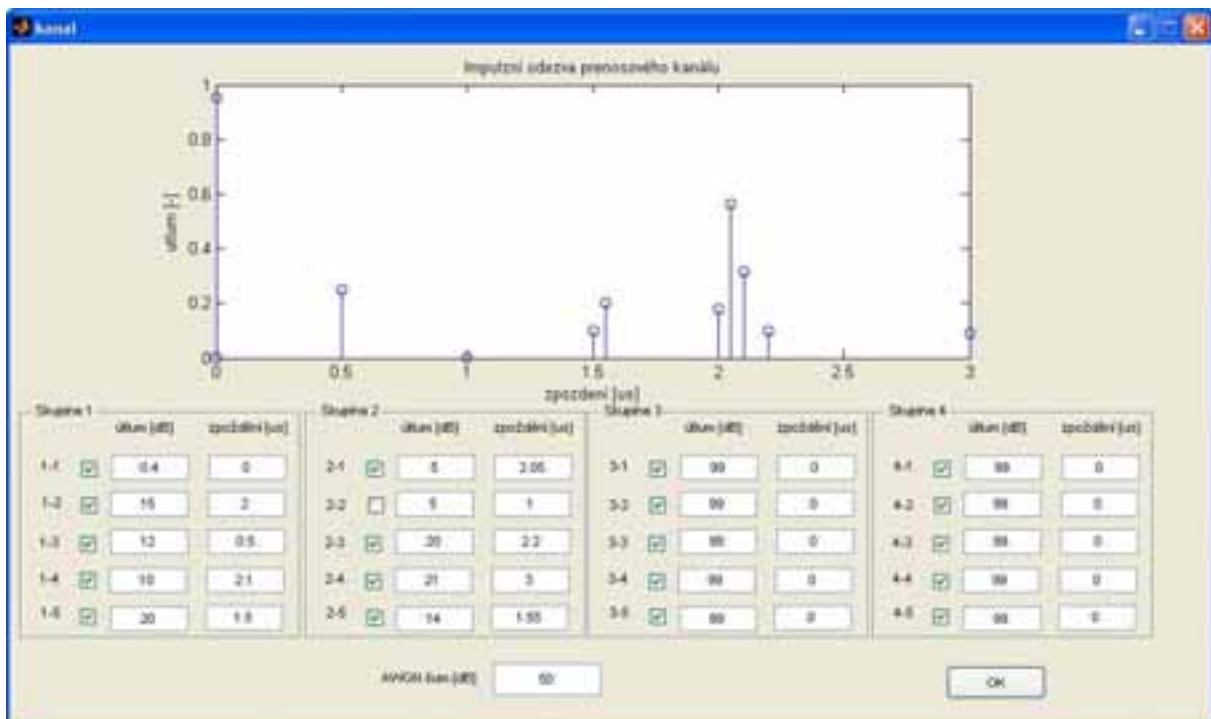
První položka je „DVB systém“. Pokud zde zvolíme systém DVB-S, zmizí menu „OFDM mód“ a „Délka ochranného intervalu“ a v menu „Konstelace“ bude možné zvolit pouze položku QPSK. Při volbě DVB-C bude možno v menu „Konstelace“ volit mezi 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM a 256-QAM. Zvolíme-li DVB-T budou již zobrazeny položky „OFDM mód“ (volba mezi 2k a 8k) a „Délka ochranného intervalu“ (volba mezi 1/4, 1/8, 1/16 a 1/32). V položce „Konstelace“ bude možno volit jen mezi položkami QPSK, 16-QAM a 64-QAM. Při zvolení DVB-H se navíc přidá možnost vybrat OFDM mód 4k. Ostatní volby zůstanou stejné.

Volba v ostatních položkách způsobí přepsání odpovídající proměnné, která pak v hlavním simulačním skriptu *ofdm.m* (popř. *hlavni.m*) určuje parametry přenosu (viz kap. 2). Změna v menu „Konstelace“ ovlivňuje proměnnou *stavy_modulace*, menu „OFDM mód“ proměnnou *mod* a menu „Délka ochranného intervalu“ pak logicky proměnnou *ochranny_interval*.

Další změny, které způsobí nastavení objektů *popupmenu*, bude vysvětleno níže.

6.2 Zkreslení v přenosovém kanále

Po nastavení parametrů přenosu je možné zvolit typ zkreslení v přenosovém kanále. Toto se provede stisknutím tlačítka (*pushbutton*) „Přenosový kanál“, čímž se otevře nové okno z názvem „Kanál“. Veškeré funkce tohoto okna jsou definovány v m-file *kanal.m*. Toto okno je na obr. 6.2.



Obrázek 6.2: Okno pro nastavení zkreslení v přenosovém kanále pro modulaci OFDM.

V tomto okně můžeme nyní zvolit počet a parametry odražených a zpožděných signálů. Aplikace umožňuje volbu až 20 cest rozdělených do 4 skupin po 5 cestách. U každé cesty je možno zvolit její útlum vůči signálu přímé cesty v dB a její zpoždění vůči přímé cestě v μs . Zároveň je možné kteroukoli navolenou cestu vypnout, čímž se její útlum nastaví na 99 dB. Toto je vidět na obr. 6.2 u cesty 2-2, která se přes výraznou nastavenou úroveň při přenosu neuplatní. Pro názornost je zde umístěn objekt *axes*, kam se vykresluje impulsní odezva přenosového kanálu. Jakákoli změna v nastavení způsobí její okamžité překreslení. Je tedy vždy aktuální.

Navolené útlumy a zpoždění jednotlivých cest se naskládají do proměnné *utlum* a *zpozdění*. Tyto pak v průběhu simulace použije skript *rice.m* (viz. kap. 4.2) pro odpovídající zkruslení signálu vlivem vícecestného šíření.

Dále je na obr 6.2 vidět položka AWGN šum, kde je možno zvolit C/N výsledného signálu. Volbou se provede přepsání proměnné *noise*, která je pak použita v příkazu *awgn* (viz. kap. 4.1), který je umístěn v hlavním simulačním skriptu *ofdm.m* (popř. *hlavni.m*).

Stisknutím tlačítka „OK“ se okno „Kanál“ zavře, ale nastavené proměnné jsou uloženy jako globální proměnné pro další zpracování. Pokud uživatel programu vůbec neprovede nastavení zkruslení v přenosovém kanálu, pak dojde k bezchybnému přenosu (pokud byl program „Modulace“ zrovna spuštěn), nebo budou použity hodnoty nastavené při předchozí simulaci (pokud již dříve probíhala simulace).

Okno pro nastavení vícecestného šíření se však otevře pouze pokud zvolíme systém přenosu DVB-T nebo DVB-H. Při volbě DVB-S nebo DVB-C se otevře pouze okno s názvem „Šumový kanál“ (viz. obr. 6.3), který umožní pouze volbu úrovně šumu. Modelování vícecestného šíření totiž nemá v těchto systémech smysl.



Obrázek 6.3: Okno pro nastavení zkruslení v přenosovém kanále pro modulaci QPSK a QAM.

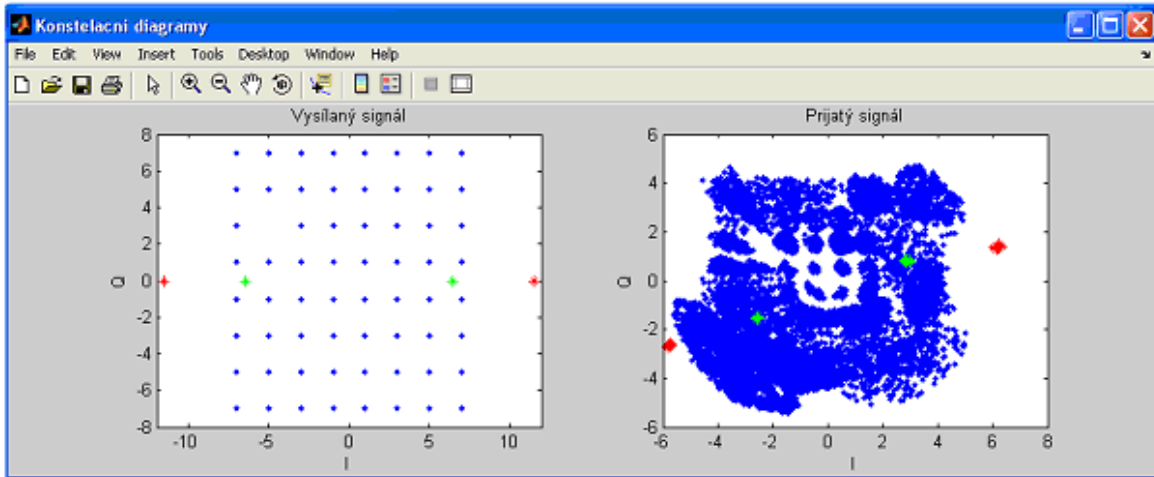
6.3 Spuštění simulace přenosu a zobrazení výsledků

Před vlastním spuštěním simulace si ještě v kolonce „Zobrazit“ v dolní části uživatelského prostředí můžeme zvolit, jaké výstupy chceme zobrazit. Provede se to zaškrtnutím odpovídajícího objektu *checkbox*. Můžeme si zobrazit konstelační diagramy vysílaného i přijatého signálu, spektrum signálu (opět vysílané i přijaté), odhad kanálu pro ekvalizaci (odhad reálné i imaginární složky zkruslení) a časový průběh jednoho OFDM symbolu. Tyto obrázky se pak zobrazí jako samostatná okna. Příklad je na obr. 6.4. Pokud provádíme simulaci přenosu DVB-S nebo DVB-C, je samozřejmě možné zvolit pouze konstelační diagram.

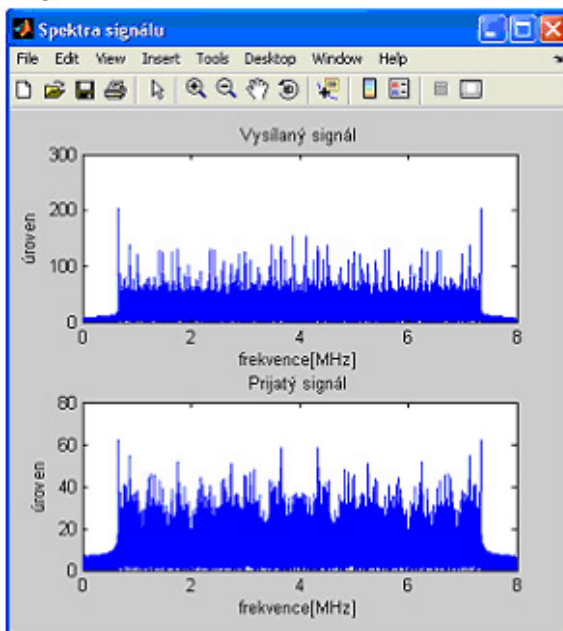
Nyní již máme kompletní všechna nastavení simulace. Vlastní výpočet se spustí stisknutím tlačítka „Přenos“, čímž dojde k zavolání odpovídajících skriptů (*hlavni.m* při volbě systému DVB-S nebo DVB-C a *ofdm.m* při volbě DVB-T nebo DVB-H), které provedou simulaci. Po provedení výpočtu se vypíše vypočtená hodnota bitové chybovosti BER do příslušné kolonky v obr. 6.1, zobrazí se zvolené výstupy (jsou-li nějaké vybrané) a vykreslí se přijatý obrázek do kolonky „Přijatý obrázek“.

V průběhu výpočtu se do příkazové řádky Matlabu postupně vypisují výrazy $waiting = 1/7$, $waiting = 2/7$, atd., které jsou rozmístěny ve strategických místech skriptu *ofdm.m*, a které nám umožní přibližně sledovat, kolik ještě zbývá do ukončení simulace.

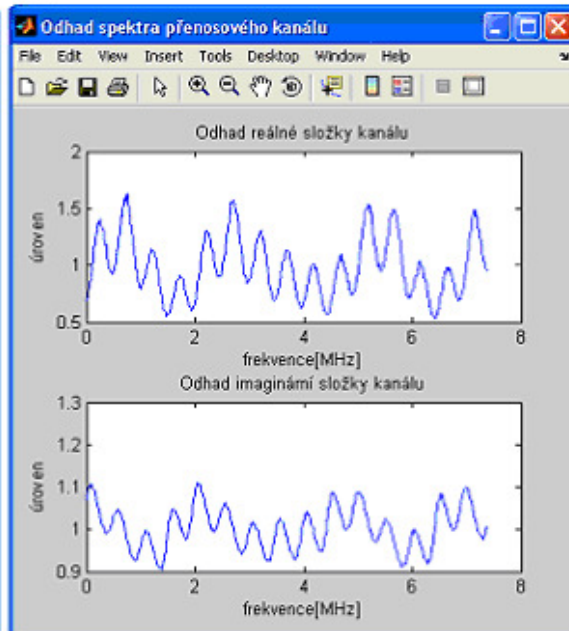
a)



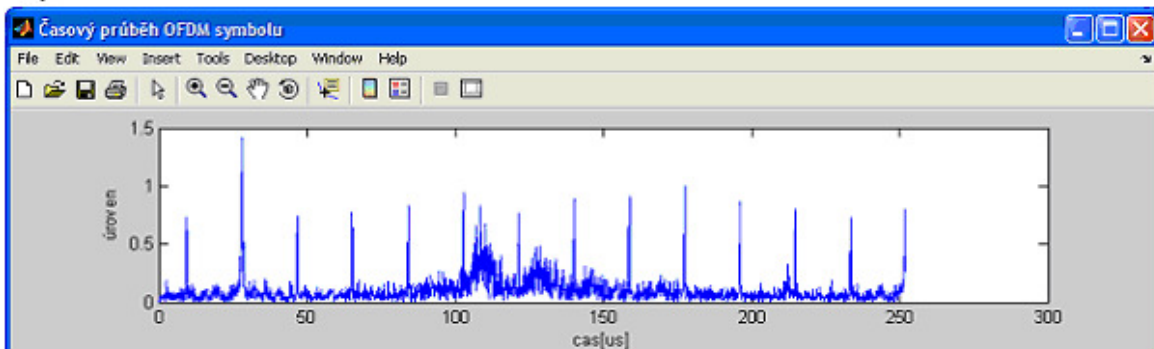
b)



c)



d)



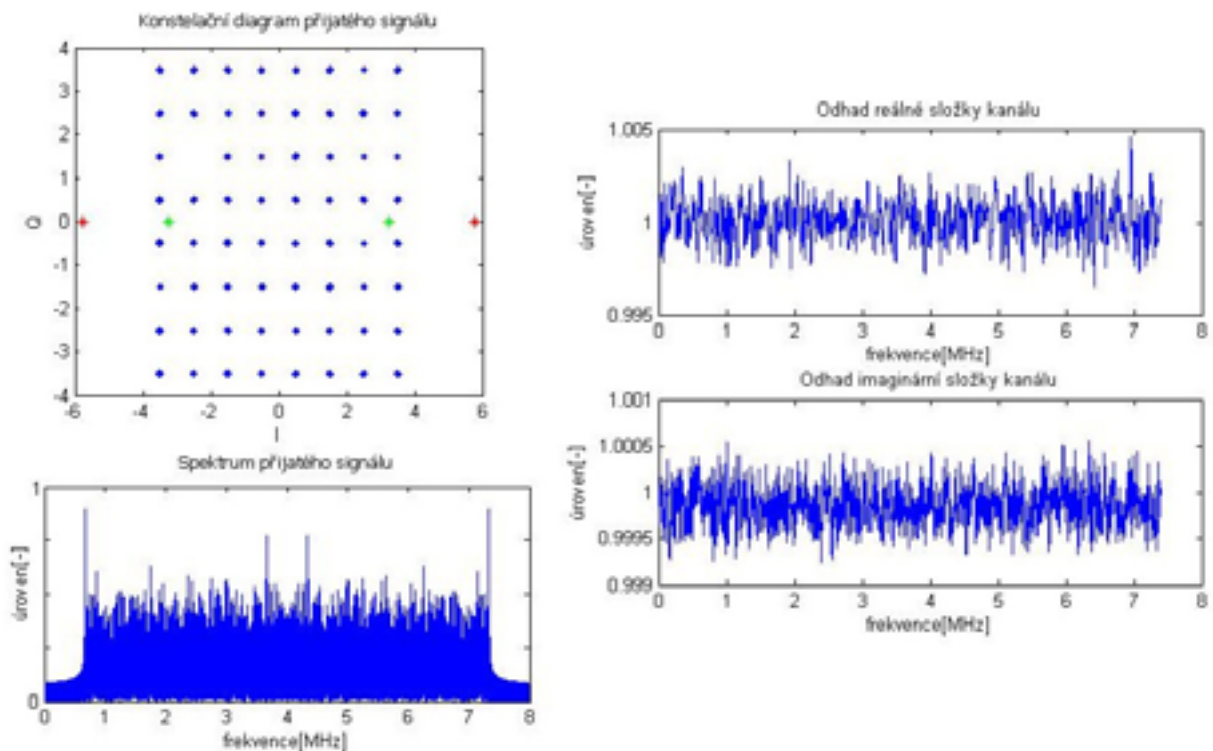
Obrázek 6.4: Příklady výstupů aplikace; a) konstelační diagramy, b) spektra signálu, c) odhad spektra, d) časový průběh OFDM symbolu.

7 Simulace přenosu pomocí vytvořené aplikace

Předchozí text této práce detailně vysvětlil funkci vytvořeného simulačního programu. Nyní tedy již přichází na řadu výsledky vybraných simulací, které prokáží správnou činnost aplikace. Při volbě typů zkruslení jsem volil taková, kde bude názorně vidět vliv určitých parametrů na chybovost přenosu.

7.1 Přenos dat bez vlivu zkreslení v přenosovém kanálu

Provedeme-li na úvod přenos bez jakéhokoli zkreslení v přenosovém kanále, je bitová chybovost BER rovna 0. Vybrané výstupy z aplikace jsou na obr. 7.1. Je na nich vidět, že na konstelačním diagramu není patrný žádný rozptyl, na spektru nejsou vidět žádné úniky a tak i odhad spektra má pouze charakter drobného šumu kolem jednotkové hodnoty. Tímto je dokázána správná činnost navržených struktur modulátoru a demodulátoru.

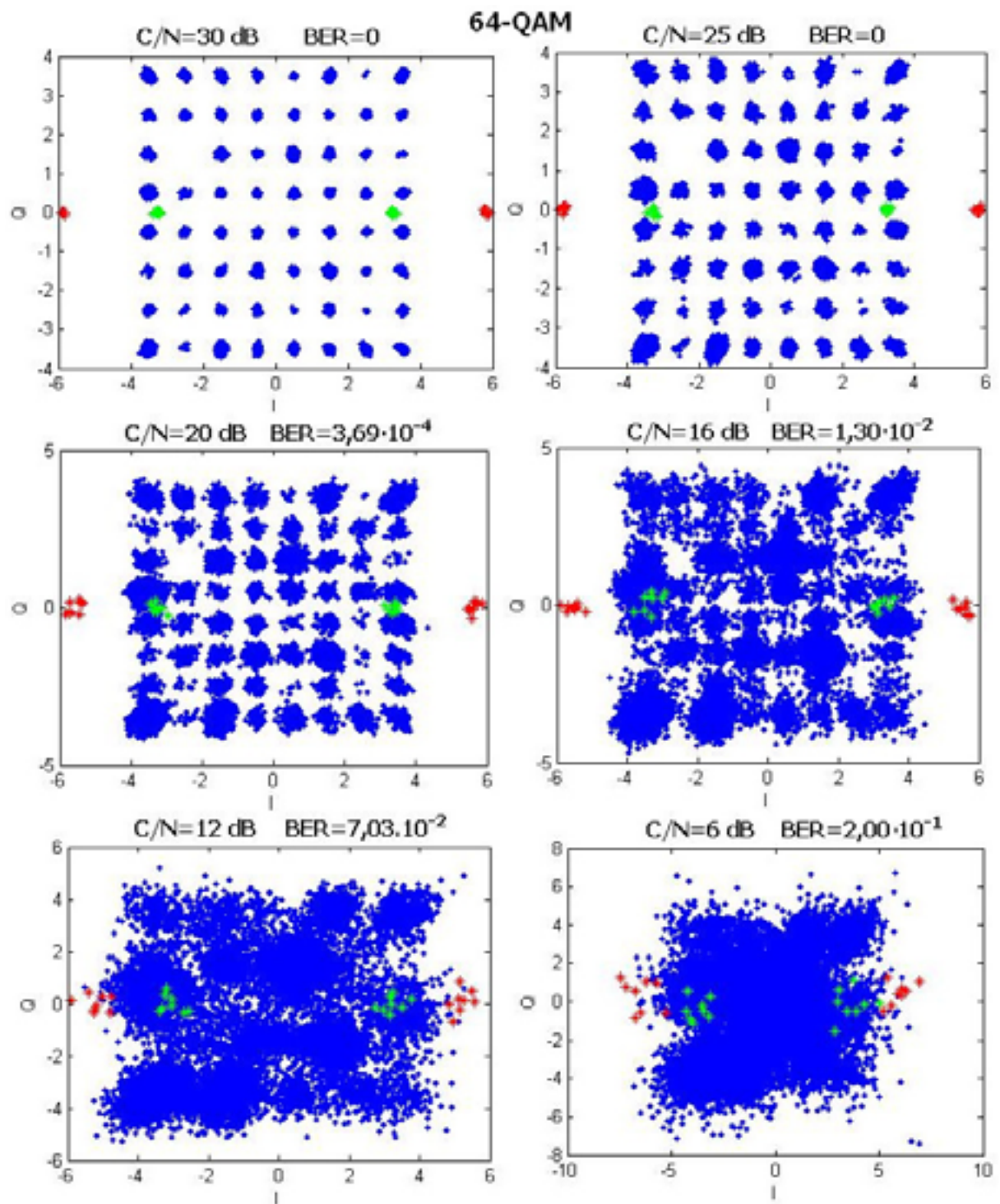


Obrázek 7.1: Výstupy aplikace pro přijatý signál bez vlivu zkreslení v přenosovém kanálu.

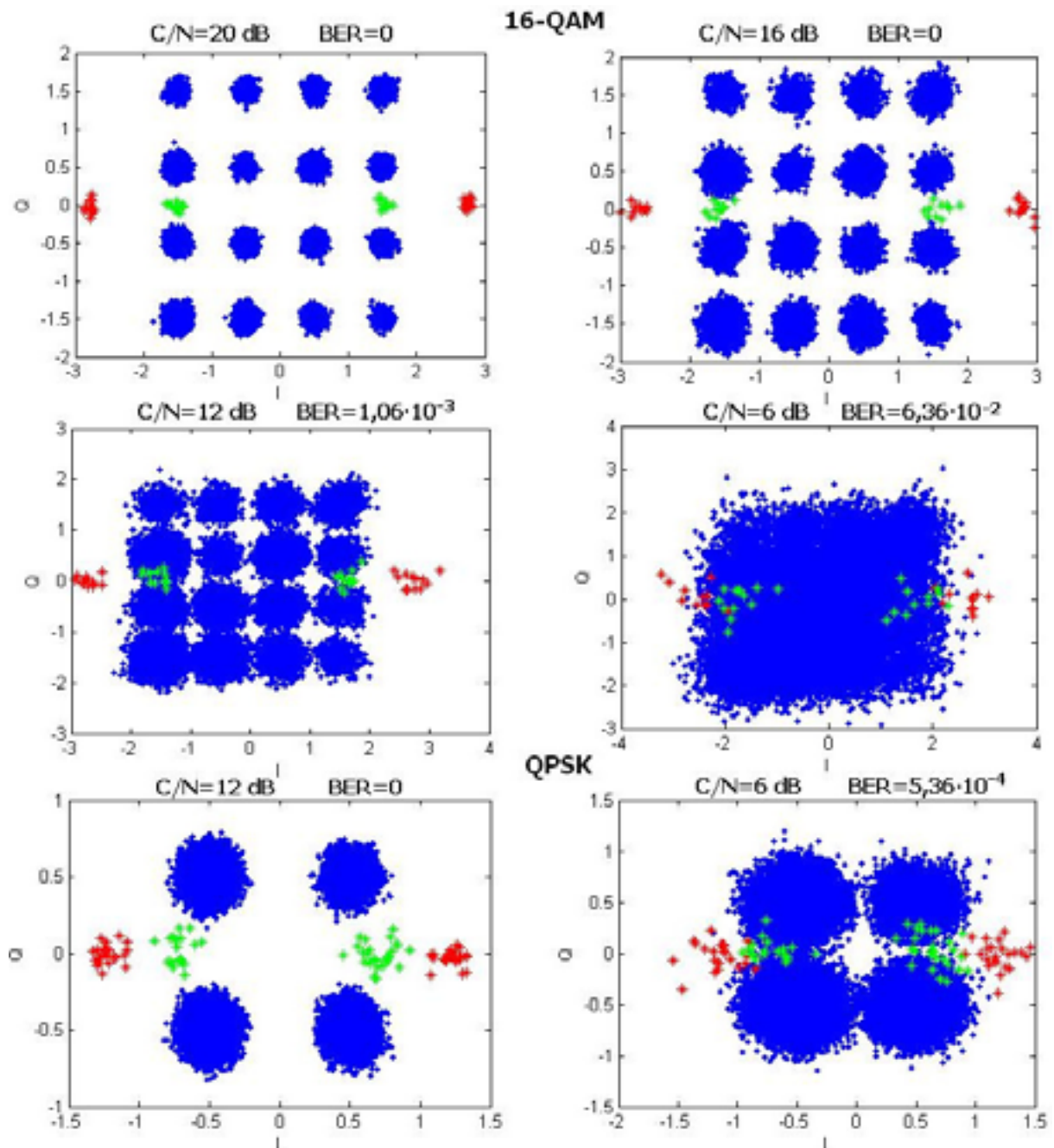
7.2 Vliv šumu v přenosovém kanálu na chybovost přenosu

7.2.1 Vliv použité konstelace v OFDM na odolnost vůči šumu

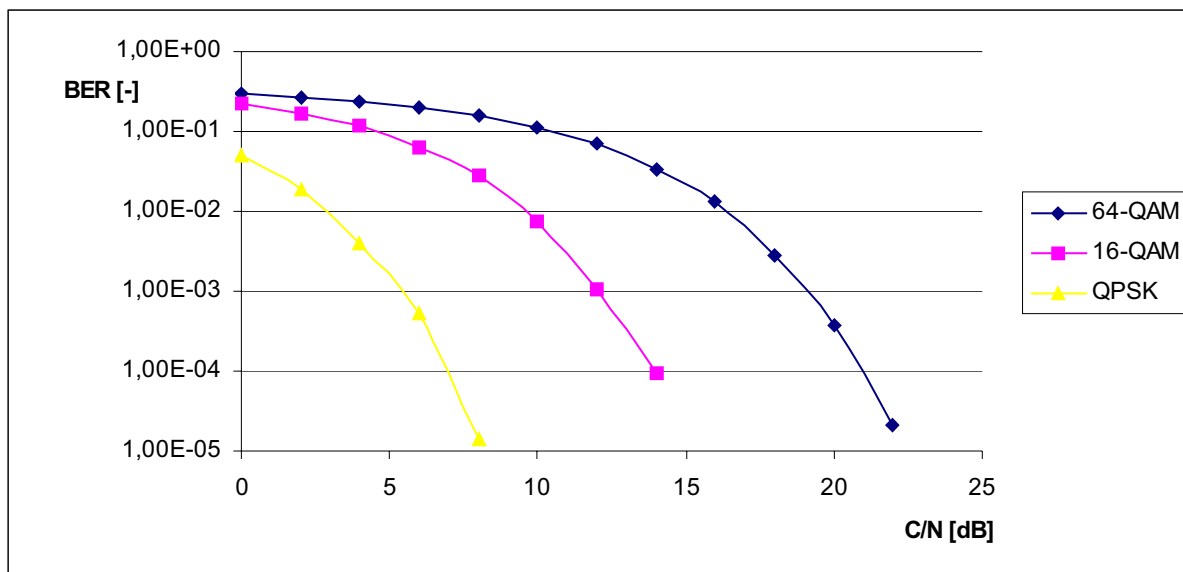
V tomto testu budou proměřeny závislosti bitové chybovosti BER na odstupě signálu od šumu v přenosovém kanále C/N. Tuto závislost zobrazuje obr. 7.4. Vlivy různých úrovní šumu na konstelační diagramy přijatého signálu jsou na obr. 7.2 a 7.3 a vliv chybovosti na přijatý obrázek na obr. 7.5. Pro přenos bude použito módu 2k a délky ochranného intervalu 1/8.



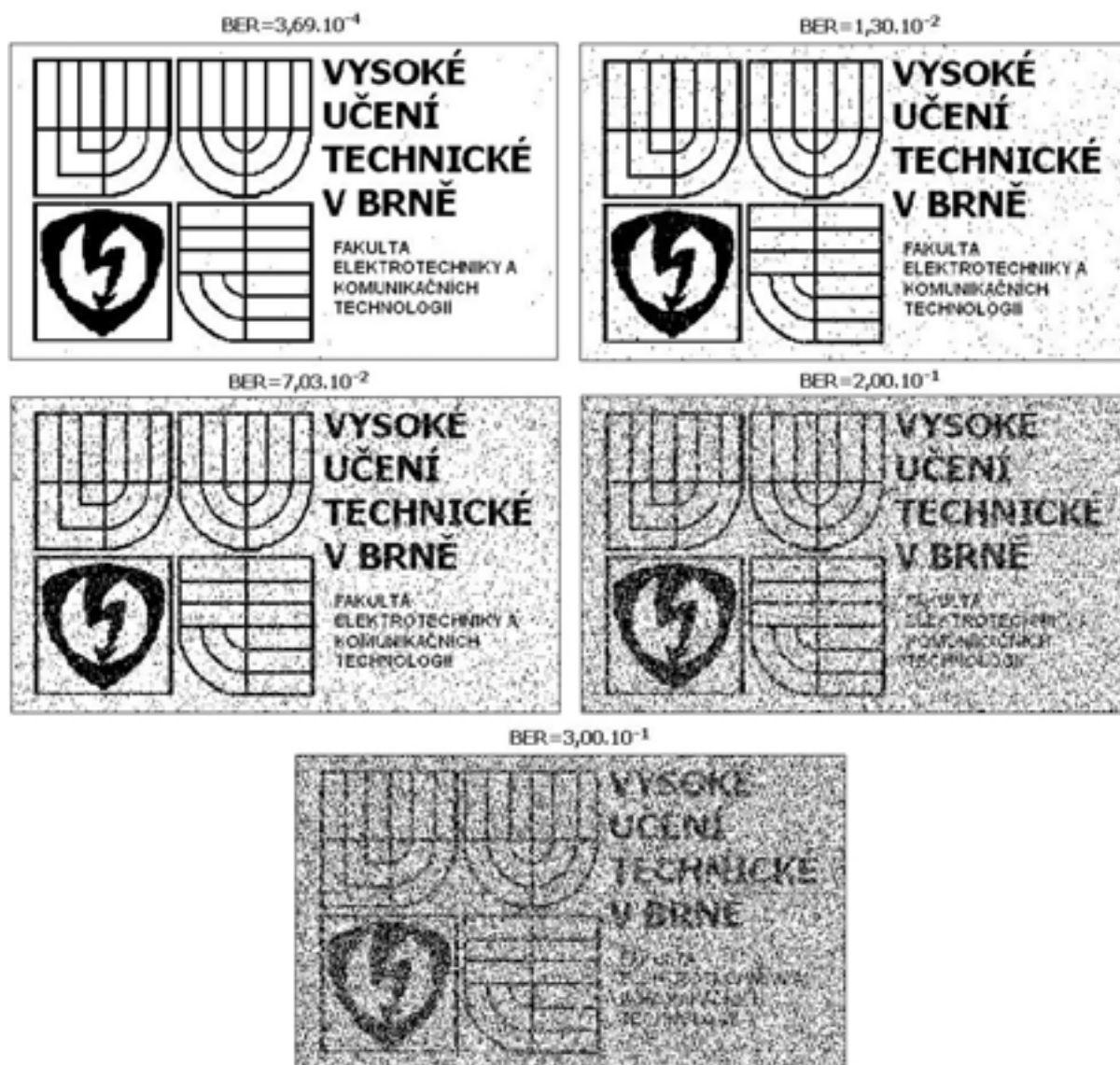
Obrázek 7.2: Vliv C/N na konstelační diagram 64-QAM.



Obrázek 7.3: Vliv C/N na konstelační diagramy 16-QAM a QPSK.



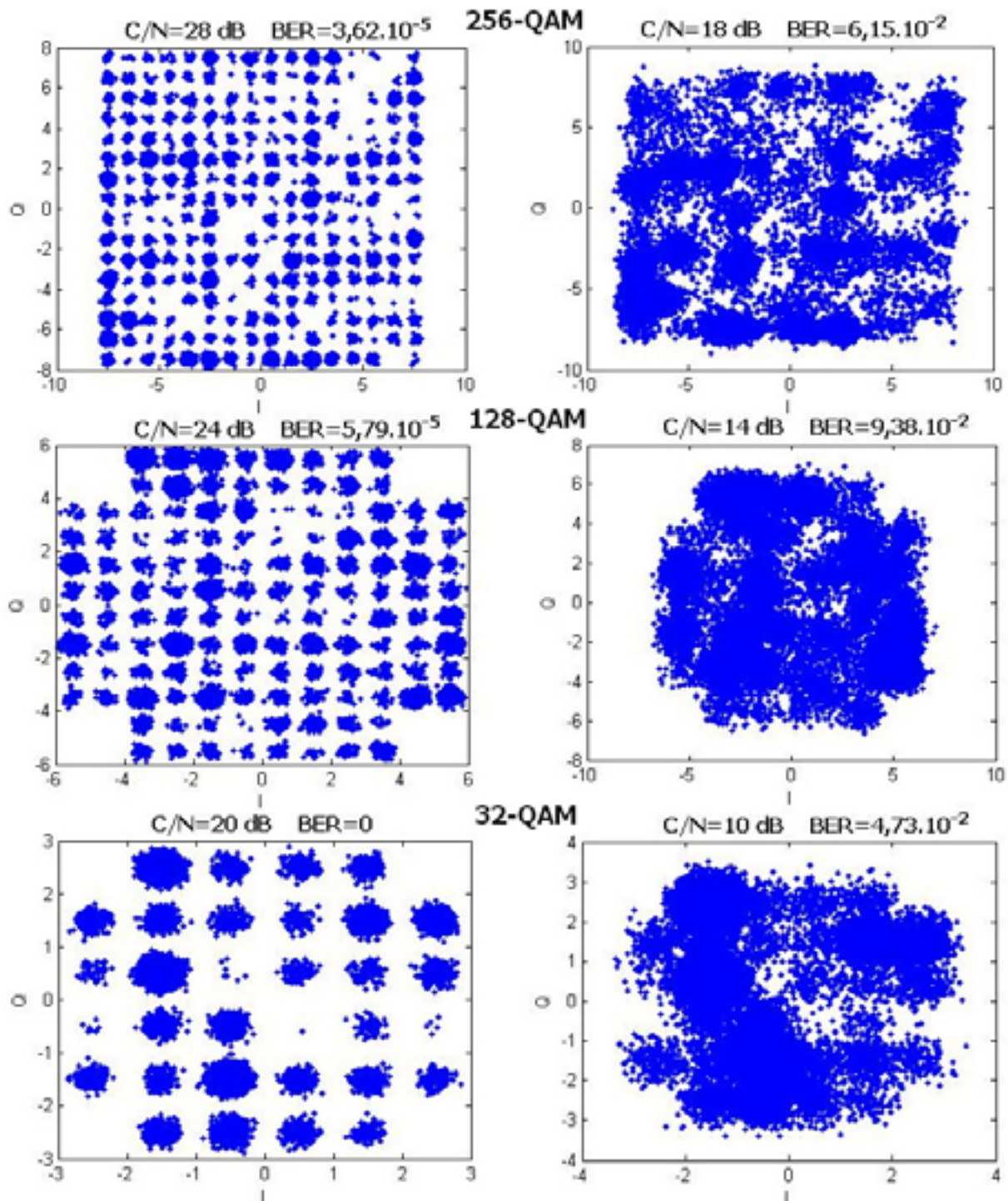
Obrázek 7.4: Závislost bitové chybovosti na odstupu signálu od šumu pro OFDM.



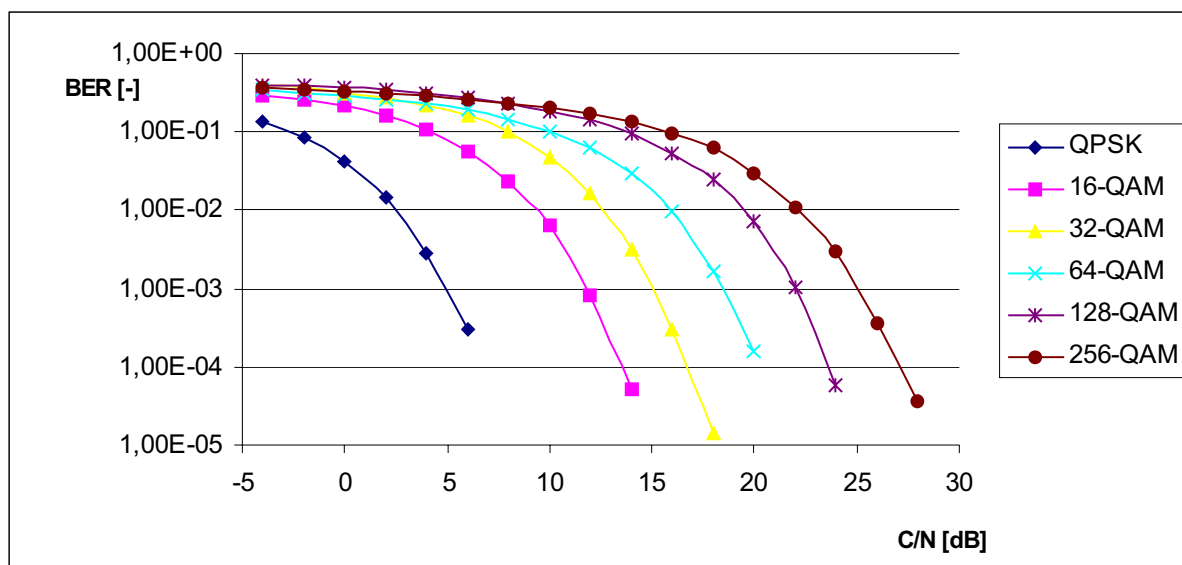
Obrázek 7.5: Vliv bitové chybovosti na testovací obrázek.

7.2.2 Vliv šumu na bitovou chybovost při použití modulací QPSK a QAM

Protože vytvořená aplikace umožňuje i testování přenosu pomocí modulací QPSK (používané v DVB-S) a M-QAM (DVB-C), bude nyní stejný test jako v předchozí kapitole proveden i pro tyto modulace. Vlivy šumu na konstelační diagramy modulací 32-QAM, 128-QAM a 256-QAM jsou na obr. 7.6. Závislosti BER na C/N na obr. 7.7.



Obrázek 7.6: Vliv C/N na konstelační diagramy modulací 256-QAM, 128-QAM a 32-QAM.



Obrázek 7.7: Závislost bitové chybovosti na odstupu signálu od šumu pro modulační schémata QPSK a M-QAM.

Průběhy závislosti BER na C/N z obrázků 7.4 a 7.7 je možné porovnat s teoretickými průběhy z [2] nebo [3], které se shodují. Tím je ověřena správná činnost navržených struktur.

7.3 Vliv vícecestného šíření na chybovost přenosu

V této části budou zvoleny určité typy vícecestného šíření reprezentované počtem cest na přijímači, jejich útlumem a zpožděním vůči signálu přímé cesty. Zároveň bude poukázáno na vlivy nastavení určitých parametrů přenosu na bitovou chybovost.

7.3.1 Vliv zvoleného OFDM módu a konstelace na chybovost přenosu

V této části dojde k simulaci přenosu pomocí všech kombinací OFDM módů a konstelací. Délka ochranného intervalu bude ve všech případech nastavena na $1/8$ symbolové periody. Vzhledem k tomu, že všechny zpožděné signály nastavené v této kapitole budou mít vždy nižší zpoždění než je délka ochranného intervalu, nebude mít tento parametr stejně žádný vliv.

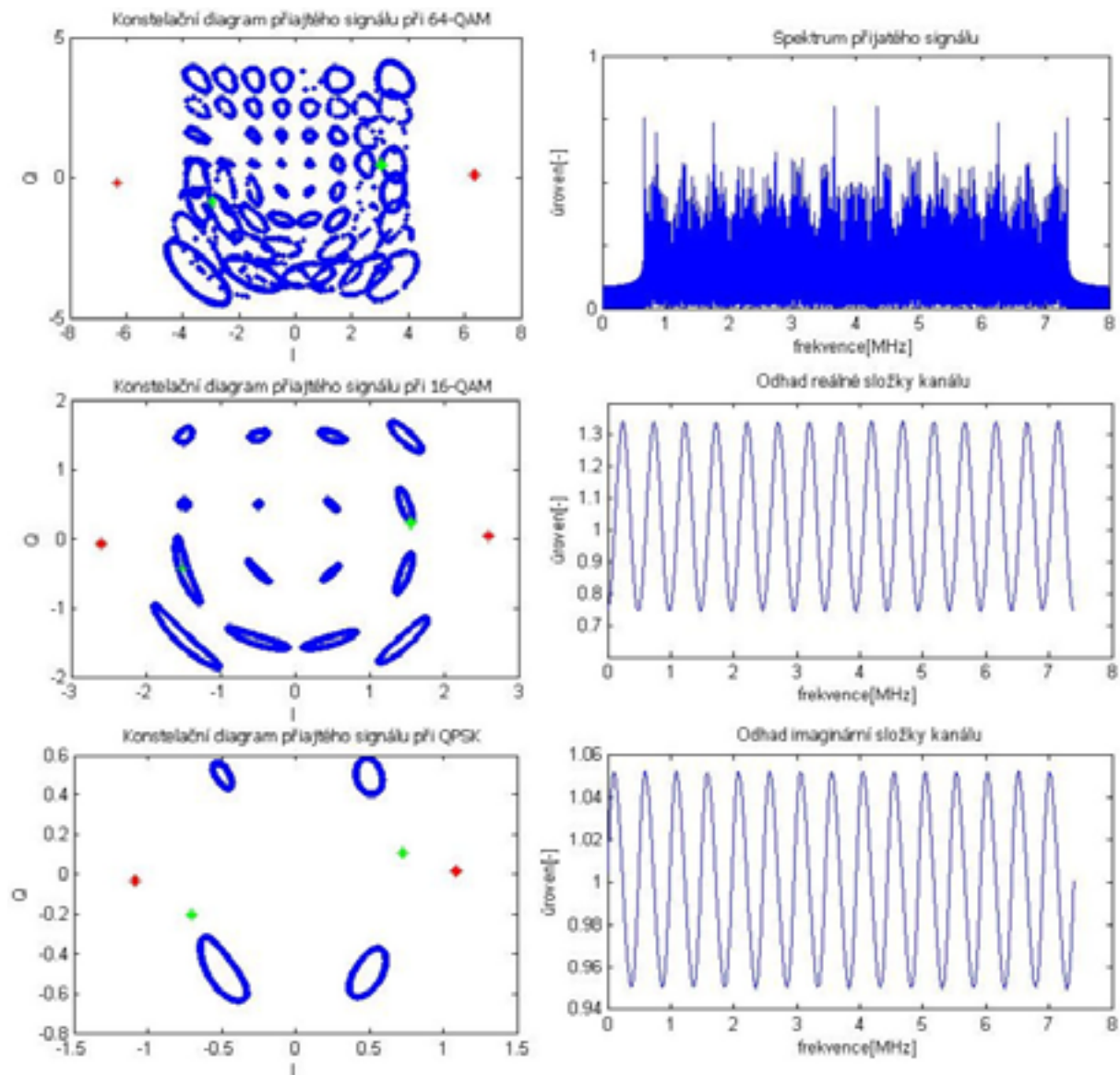
V prvním testu se k signálu přímé cesty přičítá pouze jeden odražený signál jak ukazuje tab. 7.1. Výsledky jsou pak v tab. 7.2 a některé zajímavé výstupy aplikace na obr. 7.8.

Tabulka 7.1: Nastavení vícecestného šíření pro Test 1.

	Útlum [dB]	Zpoždění [μ s]
Cesta 1-1	0	0
Cesta 1-2	15	2

Tabulka 7.2: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 1.

	2k	4k	8k
64-QAM	$7,89 \cdot 10^{-2}$	$7,85 \cdot 10^{-2}$	$7,83 \cdot 10^{-2}$
16-QAM	$8,29 \cdot 10^{-3}$	$8,25 \cdot 10^{-3}$	$8,25 \cdot 10^{-3}$
QPSK	0	0	0



Obrázek 7.8: Vliv vícecestného šíření na přijímaný signál při jednom odraženém signálu.

Na konstelačních diagramech v obr. 7.8 je vidět, že vlivem vícecestného šíření dochází k rotaci bodů v diagramu, což způsobuje vyhodnocení některých symbolů v chybné rozhodovací úrovni. Tyto diagramy jsou zobrazeny jen pro mód 2k, protože pro ostatní módy se příliš neliší. Stejně jako při vlivu šumu, se i zde projevuje, že nižší počet stavů konstelace vede k nižší chybovosti. Co se týče vlivu použitého módu, je vidět, že vyšší mód vede k lepšímu příjmu, což je dáno delším OFDM symbolem. Tyto rozdíly však nejsou příliš výrazné. Na obr. 7.8 je zároveň vidět souvislost úniků patrných na spektru přijatého signálu s odhadem spektra kanálu získaného z rozptýlených nosných.

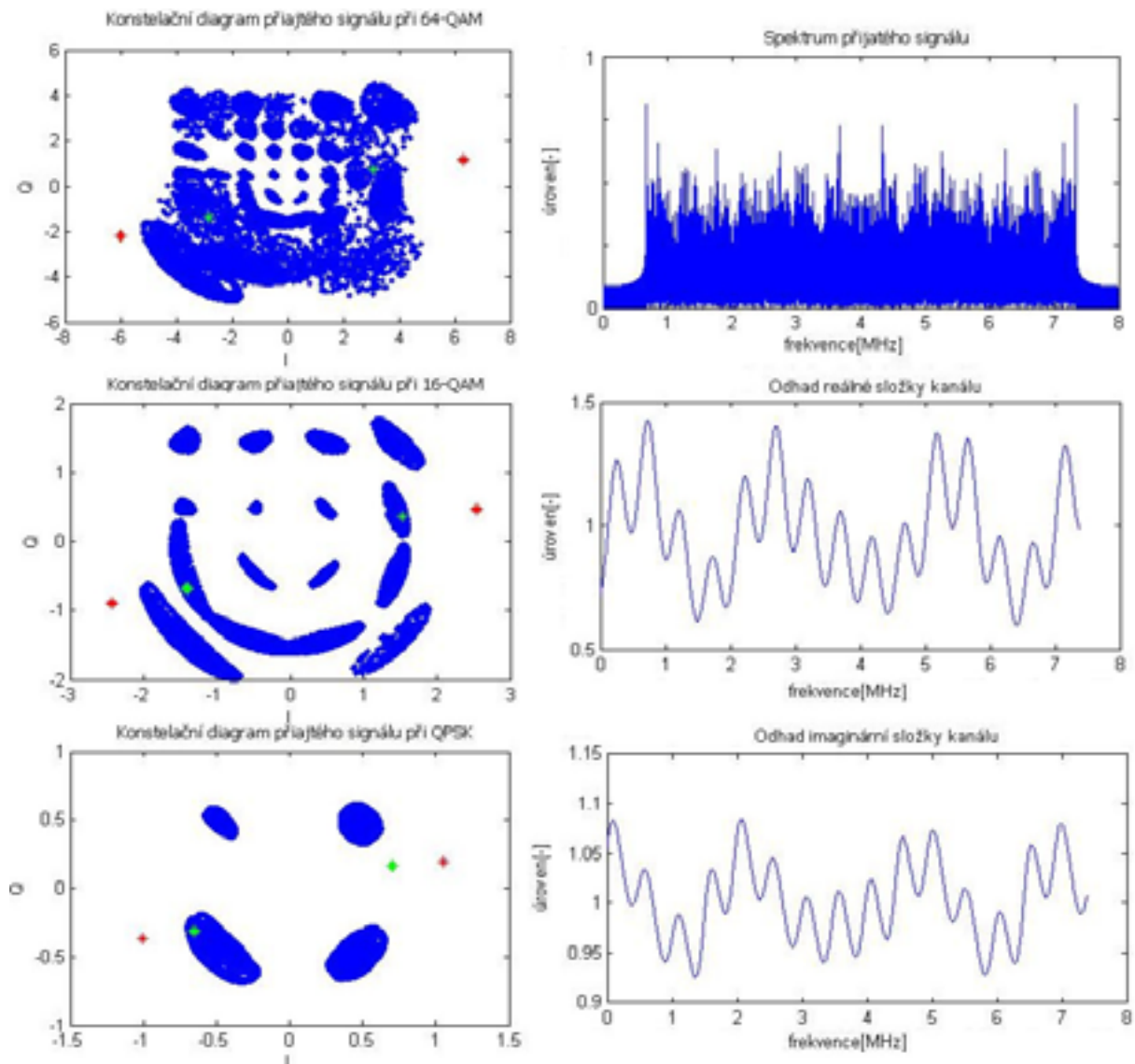
V druhém testu budou již na přijímači dva odražené signály, což se projeví na spektru signálu i odhadu spektra kanálu, který již nebude mít tvar pravidelné sinusovky, ale bude složením dvou sinusových průběhů o různých frekvencích (závislých na zpoždění daných cest), jak je vidět na obr. 7.9.

Tabulka 7.3: Nastavení vícecestného šíření pro Test 2.

	Útlum [dB]	Zpoždění [μ s]
Cesta 1-1	0,4	0
Cesta 1-2	16,2	0,5
Cesta 1-3	18,8	2

Tabulka 7.4: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 2.

	2k	4k	8k
64-QAM	$7,00 \cdot 10^{-2}$	$7,00 \cdot 10^{-2}$	$6,96 \cdot 10^{-2}$
16-QAM	$2,49 \cdot 10^{-2}$	$2,51 \cdot 10^{-2}$	$2,46 \cdot 10^{-2}$
QPSK	0	0	0



Obrázek 7.9: Vliv vícecestného šíření na přijímaný signál při dvou odražených signálech.

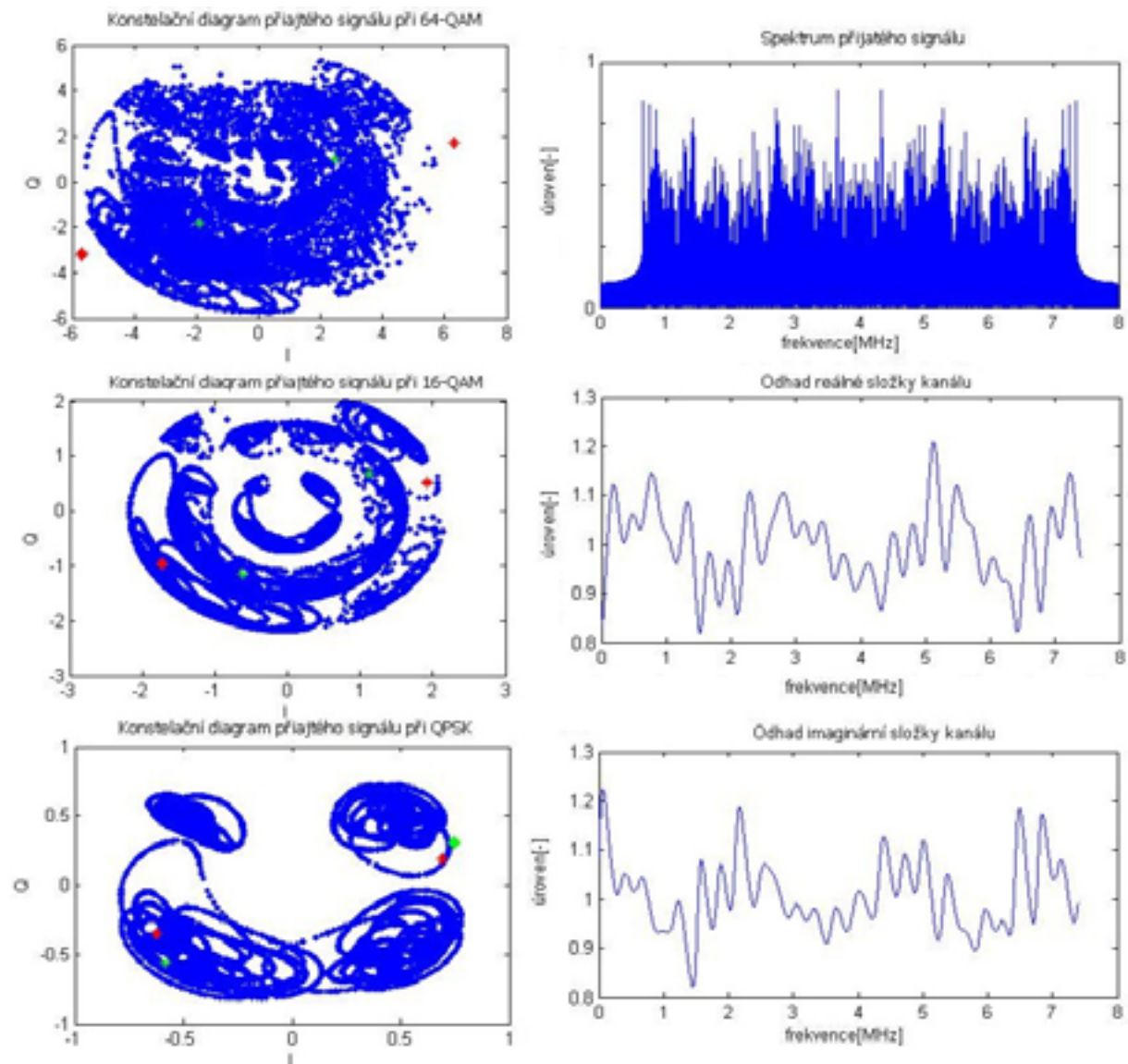
Ve třetím testu nastavíme vliv velkého množství cest. Jejich parametry jsou v tab. 7.5 a výsledky simulací v tab. 7.6.

Tabulka 7.5: Nastavení vícecestného šíření pro Test 3.

	Útlum [dB]	Zpoždění [μ s]
Cesta 1-1	0,4	0
Cesta 1-2	16,2	0,5
Cesta 1-3	18,8	2,75
Cesta 1-4	16,3	1,95
Cesta 1-5	19,0	0,45
Cesta 2-1	17,6	3,25

Tabulka 7.6: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 3.

	2k	4k	8k
64-QAM	$1,39 \cdot 10^{-1}$	$1,38 \cdot 10^{-1}$	$1,38 \cdot 10^{-1}$
16-QAM	$7,15 \cdot 10^{-2}$	$7,19 \cdot 10^{-2}$	$7,04 \cdot 10^{-2}$
QPSK	$1,25 \cdot 10^{-2}$	$1,27 \cdot 10^{-2}$	$1,26 \cdot 10^{-2}$



Obrázek 7.10: Vliv vícecestného šíření na přijímaný signál při pěti odražených signálech.

7.3.2 Vliv zvoleného OFDM módu a délky ochranného intervalu na chybovost přenosu

Nyní přistoupíme k otestování dalšího parametru přenosu, kterým je délka ochranného intervalu. Protože se tento časový interval mění v závislosti na době trvání jednoho OFDM symbolu, budou opět provedeny simulace pro všechny přenosové módy. Použitá konstelace již bude ve všech případech stejná, a sice 64-QAM. Délky ochranných intervalů v μs jsou v tabulce 7.7.

Tabulka 7.7: Délky ochranných intervalů pro jednotlivé přenosové módy.

	2k	4k	8k
1/4	56 μs	112 μs	224 μs
1/8	28 μs	56 μs	112 μs
1/16	14 μs	28 μs	56 μs
1/32	7 μs	14 μs	28 μs

V prvním testu této kapitoly opět zvolíme pouze jednu zpožděnou cestu a to s takovým zpožděním, aby určité délky ochranných intervalů z tab. 7.7 překračovalo a jiné ne. Tím pak budeme moci sledovat vliv nastavené délky ochranného intervalu na chybovost přijatého signálu. Toto nastavení je v tabulce 7.8 a v další tabulce (tab. 7.9) jsou pak již tradičně výsledky simulací. Zobrazování výstupů aplikace, jako např. konstelační diagram, již nemá smysl, protože budou velmi podobné jako tomu bylo v kap. 7.3.1.

Tabulka 7.8: Nastavení vícecestného šíření pro Test 4.

	Útlum [dB]	Zpoždění [μs]
Cesta 1-1	0	0
Cesta 1-2	18,8	50

Tabulka 7.9: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 4.

	2k	4k	8k
1/4	$5,06 \cdot 10^{-2}$	$2,44 \cdot 10^{-2}$	$2,66 \cdot 10^{-2}$
1/8	$5,25 \cdot 10^{-2}$	$2,44 \cdot 10^{-2}$	$2,64 \cdot 10^{-2}$
1/16	$5,26 \cdot 10^{-2}$	$2,90 \cdot 10^{-2}$	$2,65 \cdot 10^{-2}$
1/32	$5,28 \cdot 10^{-2}$	$3,03 \cdot 10^{-2}$	$3,01 \cdot 10^{-2}$

Na výsledcích z tab. 7.9 je vidět, že pokud je daná délka ochranného intervalu delší než je nastavená doba zpoždění, pak je chybovost přijatého signálu menší než pokud zpoždění délku ochranného intervalu přesahuje. V případech, kdy je délka ochranného intervalu delší než zpoždění odražené cesty pak již na délce ochranného intervalu nezáleží, jak je vidět u hodnot 1/4 a 1/8 u módu 4k nebo 1/4, 1/8 a 1/16 u módu 8k. Pokud zpoždění odraženého signálu přesahuje délku ochranného intervalu, pak se příjem zhoršuje se zkracujícím se intervalem.

V následujícím závěrečném testu nastavíme dvě odražené cesty. První bude mít dobu zpoždění přesně na hraně délek určitých ochranných intervalů, tedy 28 μs . Druhá zůstane na hodnotě 50 μs .

Tabulka 7.10: Nastavení vícecestného šíření pro Test 5.

	Útlum [dB]	Zpoždění [μs]
Cesta 1-1	0	0
Cesta 1-2	16,2	28
Cesta 1-3	18,8	50

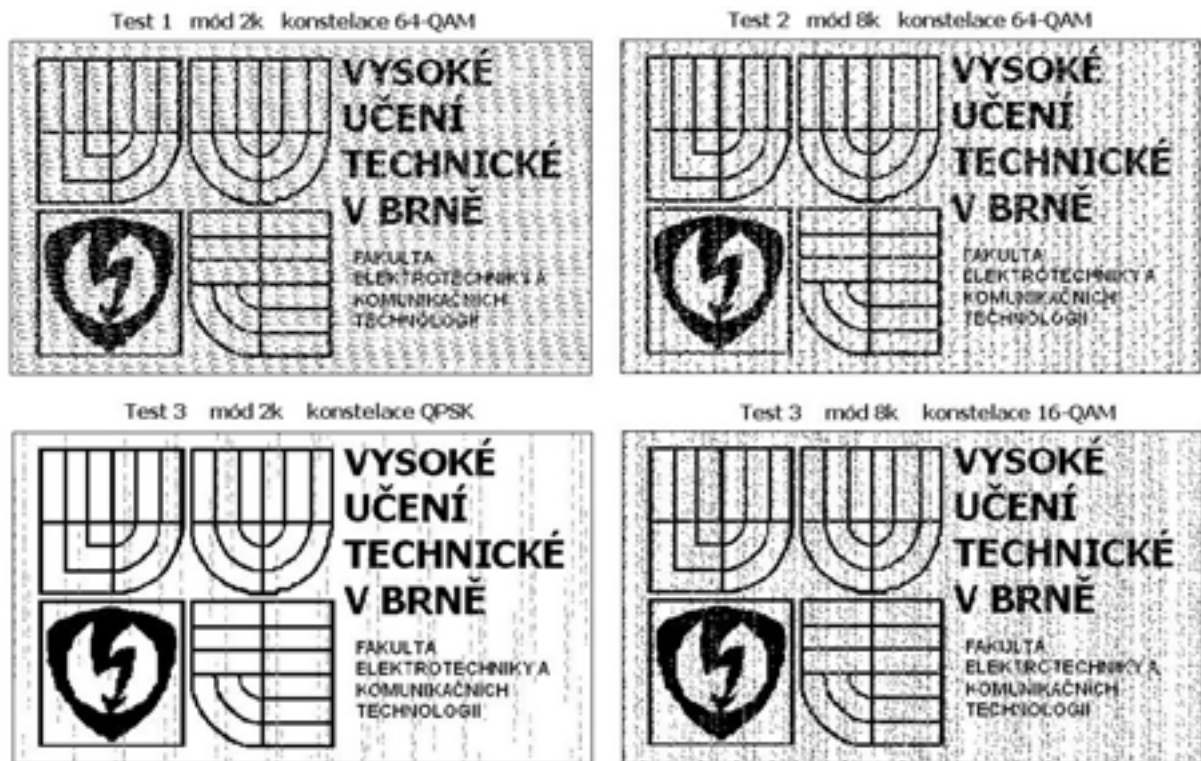
Tabulka 7.11: Výsledné bitové chybovosti BER v Testu 5.

	2k	4k	8k
1/4	$1,11 \cdot 10^{-1}$	$9,49 \cdot 10^{-2}$	$9,71 \cdot 10^{-2}$
1/8	$1,11 \cdot 10^{-1}$	$9,49 \cdot 10^{-2}$	$9,70 \cdot 10^{-2}$
1/16	$1,12 \cdot 10^{-1}$	$9,60 \cdot 10^{-2}$	$9,69 \cdot 10^{-2}$
1/32	$1,15 \cdot 10^{-1}$	$9,84 \cdot 10^{-2}$	$9,78 \cdot 10^{-2}$

Na těchto výsledcích (tab. 7.11) je vidět, že nejhorší situace je při ochranných intervalech 1/32 a 1/16 u módu 2k a 1/32 u 4k, kde délky ochranných intervalů jsou vždy kratší než zpoždění obou cest. Nejlepší situace naopak nastane, pokud jsou ochranné intervaly delší než nejdelší doba zpoždění (1/4 u módu 2k, 1/8 a 1/4 v módu 4k, 1/16, 1/8 a 1/4 v módu 8k).

7.3.3 Vliv vícecestného šíření na přijatý obrázek

Na závěr kapitoly o simulacích je ještě vhodné zobrazit, jak se vícecestné šíření projeví na přijatém binárním obrázku. Vybraná zobrazení jsou na obr. 7.11. Je zde vidět, že zkreslené oblasti se vyskytují v obraze v pruzích, což je dáno úzce selektivními úniky, které jsou vidět na i spektrech přijatých signálů či odhadech spektra kanálu (obr. 7.8 – 7.10).



Obrázek 7.11: Vlivy vícecestného šíření na přijatý obrázek pro různé testy a nastavení parametrů; a) Test 1, mód 2k, 64-QAM, b) Test 2, mód 8k, 64-QAM, c) Test 3, mód 2k, QPSK, d) Test 3, mód 8k, 16-QAM.

Závěr

Cílem tohoto projektu bylo vytvoření aplikace v programu Matlab, která bude simulovat chování modulátoru a demodulátoru systému OFDM pro použití v DVB-T. Následně byla ověřena její správná činnost, kdy přijatá data přesně odpovídala datům vysílaným, jak je uvedeno v kap.7.1. Následně byly mezi tyto struktury vloženy modely zkreslení v přenosovém kanále a byly otestovány vlivy zvolených parametrů modulace na chybovost přenosu.

Během simulací popsaných v kap. 7.2 a 7.3 se potvrdilo, že vyšší počet stavů konstelačního diagramu vede k vyšší chybovosti a to jak při vlivu aditivního šumu, tak i při vícecestném šíření. Výhodou vícestavových modulací je však vyšší přenosová rychlost, což se při simulaci projeví kratší dobou výpočtu. Vliv zvoleného přenosového módu je takový, že s rostoucím počtem subnosných roste délka jednoho OFDM symbolu a tím roste i odolnost proti vícecestnému šíření. Rozdíly však nejsou příliš výrazné. Více se projeví až při kombinaci s nastavenou délkou ochranného intervalu. Z výsledků testů provedených v kap. 7.3.2 je zřejmé, jak chybovost přenosu naroste, pokud zpoždění některého u odražených signálů přesáhne délku ochranného intervalu. Tímto je dokázáno, že výsledky simulace odpovídají teoretickým předpokladům. Pokud by se navíc do přenosového řetězce doplnily bloky pro chybovou korekci, mohly by být rozdíly ještě výraznější. To však již nebylo v časových možnostech této studie.

Vytvořená aplikace je díky svému jednoduchému ovládání vhodnou pomůckou pro studijní účely, kdy si student seznamující se s danou problematikou může snadno a názorně otestovat vliv jednotlivých parametrů přenosu na kvalitu příjmu. Díky širokým možnostem nastavení modelu přenosového kanálu umožňující nastavení až 20 cest vícecestného šíření by aplikace jistě našla uplatnění i pro vědecké a návrhové účely. Pokud bychom například znali profil terénu přenosové trasy a tedy i počet a parametry odražených a zpožděných signálů v místě příjmu, můžeme pomocí této simulace navrhnout neoptimálnější parametry přenosu. To vše bez potřeby drahého přístrojového vybavení.

Seznam literatury

- [1] V. VÍT. *Televizní technika – přenosové barevné soustavy*. Praha: BEN – technická literatura, 1997.
- [2] U. REIMERS. *Digital Video Broadcasting, The Family of International Standards for Digital Video Broadcasting*. New York: Springer-Verlag, 2004.
- [3] W. FISCHER. *Digital Television. A Practical Guide for Engineers*. New York: Springer Verlag, 2004.
- [4] ETSI EN 300 744 V1.4.1 (2001-01). European Standard. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for DTT*. ETSI, 2001
- [5] K. ZAPLATÍLEK, B. DOŇAR. *Matlab: Tvorba uživatelských aplikací*. Praha: BEN – technická literatura, 2005.
- [6] Help programu Matlab

Seznam zkratk

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
C/N	Carrier / Noise
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DVB-C	Digital Video Broadcasting – Cable
DVB-H	Digital Video Broadcasting – Handheld
DVB-S	Digital Video Broadcasting – Satellite
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
FIR	Finite Impulse Response
FT	Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IFT	Inverse Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
S/N	Signal / Noise
SFN	Single Frequency Networks
TPS	Transmission Parameter Signalling