

# 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

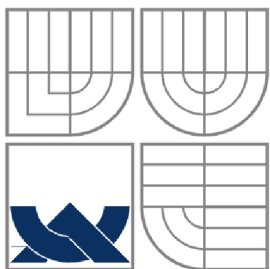
SIMULACE RF PŘENOSOVÉHO KANÁLU PRO DVB-H A DVB-SH

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

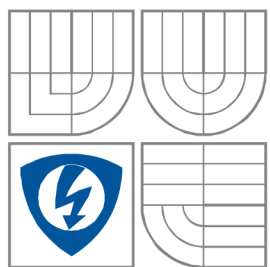
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. PETR HRACH

BRNO 2011



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

# SIMULACE RF PŘENOSOVÉHO KANÁLU PRO DVB-H A DVB-SH

SIMULATION OF THE RF TRANSMISSION CHANNEL FOR THE DVB-H AND DVB-SH

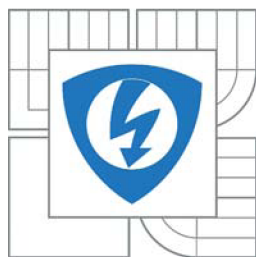
DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. Petr Hrach

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. Ladislav Polák



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Petr Hrach

**ID:** 78212

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2010/2011

## NÁZEV TÉMATU:

**Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-H a DVB-SH**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V úvodní teoretické části práce se seznámte s blokovou strukturou vysílacího a přijímacího řetězce standardů DVB-H a DVB-SH. Prostudujte jednotlivé typy RF přenosových kanálů pro standard DVB-H a DVB-SH. Seznámte s možnostmi jejich matematického popisu.

V realizační části práce navrhnete aplikaci s grafickým rozhraním v prostředí MATLAB, umožňující simulaci vlivu přenosového kanálu na RF signál se zaměřením na jednotlivé modely kanálů s nastavitelnými parametry a možností simulací selektivních úniků.

V experimentální části provedte simulaci datového přenosu nasimulovaným kanálem a zhodnoťte vliv nastavení jednotlivých parametrů přenosového kanálu na bitovou chybovost. Získané výsledky simulací vyhodnoťte a okomentujte.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] FISHER, W. Digital Video and Audio Broadcasting Technology, Springer-Verlag, 2008. ISBN 978-3-540-76357-4

[2] ETSI TR 102 377. Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation Guidelines, 2009.

**Termín zadání:** 7.2.2011

**Termín odevzdání:** 20.5.2011

**Vedoucí práce:** Ing. Ladislav Polák

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**  
Předseda oborové rady

## **ABSTRAKT**

Projekt je zaměřen na popis DVB vysílání pro mobilní zařízení. Popisuje standard DVB-H, který je založen na DVB-T a využívá jeho přenosovou infrastrukturu. Standard DVB-SH je hybridní systém, který přidává k pozemnímu přenosu satelitní spojení. Signály se mohou šířit různými prostředími, proto jsou definovány modely přenosových kanálů s danými parametry. Simulace přenosu v obou standardech probíhá v uživatelské aplikaci vytvořené v programu MATLAB a v závěru práce jsou vyhodnoceny získané výsledky.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

DVB-H, DVB-SH, OFDM, TDM, Únikový kanál, Dopplerův posuv

## **ABSTRACT**

Project is focused on description DVB broadcasting for hand-held's. It describes standard DVB-H that is founded on DVB-T and uses its transmission infrastructure. Standard DVB-SH is a hybrid system that adds to terrestrial broadcasting satellite connection. Signal can extend by various environments, therefore it are defined models transmission channel with defined parameters. Simulation of the transmission in both channel are realized in user application created in MATLAB. Finally, obtained results are evaluated and discussed.

## **KEYWORDS**

DVB-H, DVB-SH, OFDM, TDM, Fading channel , Doppler's shift

HRACH, P. *Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-H a DVB-SH*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 43 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Ladislav Polák

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-H a DVB-SH 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ladislavu Polákovi. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Standard DVB-H</b>	<b>4</b>
2.1	Zdrojové kódování .....	4
2.1.1	Zabezpečení MPE-FEC .....	4
2.1.2	Časové segmentování – Time Slicing .....	5
2.2	Kanálové kódování a modulace OFDM .....	6
2.2.1	Hloubkové prokládání .....	6
2.2.2	TPS signalizace .....	7
2.2.3	OFDM .....	7
<b>3</b>	<b>Standard DVB-SH</b>	<b>9</b>
3.1	Pokrytí signálem .....	9
3.2	Architektura systému .....	10
3.3	Zdrojové kódování .....	10
3.3.1	Zapouzdření rámce .....	10
3.3.2	Turbo kodér .....	11
<b>4</b>	<b>Přenosové kanály</b>	<b>13</b>
4.1	AWGN kanál .....	13
4.2	Riceův kanál .....	13
4.3	Rayleighův kanál .....	14
4.4	Další modely přenosových kanálů .....	14
<b>5</b>	<b>Uživatelská aplikace</b>	<b>16</b>
5.1	Vysílací část .....	18
5.1.1	QAM a PSK modulátor .....	18
5.1.2	Vytvoření OFDM rámce .....	20
5.1.3	Vytvoření TDM rámce .....	21
5.1.4	Převod do časové oblasti a modulace na nosnou .....	23
5.2	Přenosový kanál .....	24
5.3	Přijímací část .....	26

5.3.1	Demodulace a převod do frekvenční oblasti.....	26
5.3.2	Ekvalizace signálu .....	26
5.3.3	Rozbor rámce.....	27
<b>6</b>	<b>Simulace a výsledky</b>	<b>28</b>
6.1	Simulace pro DVB-H.....	28
6.2	Simulace pro DVB-SH .....	31
6.2.1	DVB-SH-A - OFDM .....	31
6.2.2	DVB-SH-B – TDM.....	34
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>37</b>
	<b>Seznam obrázků</b>	<b>38</b>
	<b>Seznam tabulek</b>	<b>40</b>
	<b>Seznam zkratk a symbolů</b>	<b>41</b>
	<b>Literatura</b>	<b>43</b>



# 1 ÚVOD

Počátky televizního vysílání sahají na počátek 20. století. O těch dob se mnohé změnilo. První televize využívali elektronky a obrazovky byli analogové a černobílé. V dnešní době technologie velmi pokročili. V 90. letech minulého století byla založena organizace DVB (Digital Video Broadcasting), která dala základ a přesnou formu digitálnímu televiznímu vysílání, které už se nesoustředí výhradně jen na přenos televizního signálu, ale ruku v ruce se s ním může přenášet i datový signál. DVB definuje tři základní přenosové způsoby, DVB-C (kabelové), DVB-S (satelitní) a DVB-T (terestriální). ze kterých bylo vyvinuto DVB-H (mobilní) a DVB-SH (mobilní možnosti satelitního spojení).

Práce se zabývá simulacemi přenosových kanálů ve standardech DVB-H a DVB-SH. V úvodní části práce je vypracována rešerše dostupné literatury a popsány teoretické základy obou standardů. Dále jsou popsány zkoumané modely přenosových kanálů. V aplikační části je tyto základy rozšířeny spolu s vysvětlením implementace v grafickém uživatelském prostředí. Tato aplikace umožňuje detailní nastavení a simulace přenosu signálu v různých prostředích pomocí modelů přenosových kanálů. Přijatá data zobrazí v konstelačních diagramech, vyhodnotí křivku chybovosti a nabízí i několik možných výstupů, pro další zpracování. Simulační část překládá typická nastavení a dokumentuje dosažené výsledky.

## 2 STANDARD DVB-H

DVB-H je vyvinuto ze standardu DVB-T, se kterým je tudíž zpětně kompatibilní. Je to standard pro přenosné zařízení jako jsou mobilní telefony, PDA a další. Museli proto být definovány požadavky pro mobilní příjem.

Mobilní zařízení je definováno jako malé, lehké zařízení bez nutnosti trvalého připojení k elektrické síti resp. požadavkem je, aby chod na baterie byl co nejdelší. Proto je nutné, aby se systém dokázal opakovaně vypínat a zapínat přijímač televizního signálu, aniž by se přerušil sledovaný přenos.

Je samozřejmostí, že při přechodu mezi buňkami 3G sítě nesmí dojít k výpadku signálu. U klasického telefonování se to stane zřídka kdy. Většinou je signál jen na okamžik více zašuměn. Obrazové signály jsou však na přepínání (handover) mezi vysílači mnohem náchylnější, protože se přenáší větší kvantum dat. To by uživatelé, např. při sportovním utkání, nesli těžce. Z toho vyplývá i důraz na flexibilitu systému, protože mobilní zařízení může být venku, v domě, v městské zástavbě nebo dopravním prostředku a je tak potřeba více přenosových rychlostí v závislosti na dostupnosti signálu. Kromě toho přispívá k horšímu signálu tzv. man-made noise (šum vytvořený člověkem), který způsobují třeba elektrické spotřebiče nebo tepelný šum [5].

### 2.1 Zdrojové kódování

Tato kapitola udává přehled o tom, co standard DVB-H přidává resp. čím se liší od DVB-T, aby zajistil plnou funkčnost a bezproblémový chod služeb. To představuje zejména zabezpečení MPE-FEC a metoda Time Slicing.

#### 2.1.1 Zabezpečení MPE-FEC

MPE (Multi Protocol Encapsulation) je jedna ze dvou největších inovací v DVB-H spolu s Time Slicing (časovým segmentováním). Má za úkol zapouzdřit data do jednotného protokolu. Vychází z protokolu IP, který doplnil o funkce požadované systémem DVB-H. Stejně jako v IP protokolu se adresy zdroje a místa doručení vkládají ve formě 48 bitové MAC adresy [3].

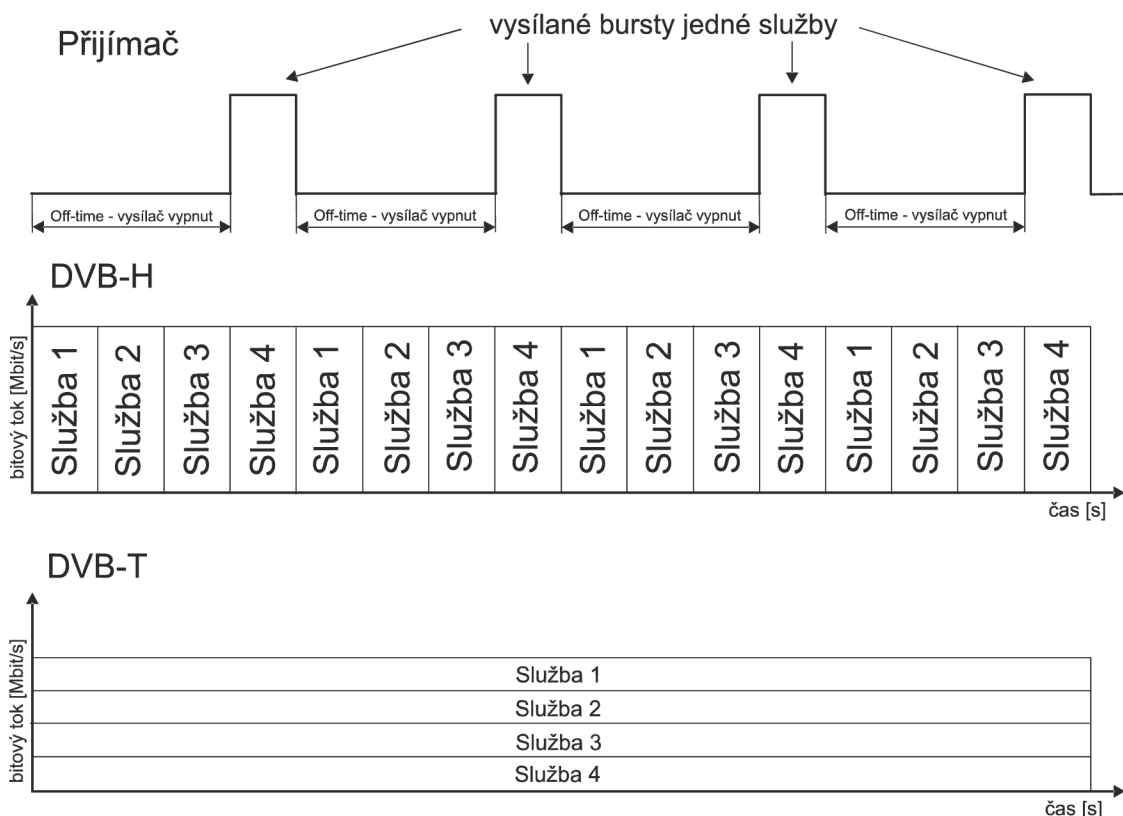
Spolu se zapouzdřením se provádí protichybová ochrana FEC (Forward Error Correction). IP data se srovnají do matice o 255 sloupcích a maximálně 1024 řádcích. Ve 191 sloupcích jsou užitečná IP data a ve zbytku je matice vyplněna paritními byty Reed-Solomonova kódu (255,191), které se počítají ke každému řádku. Toto kódování je matematicky náročné protože počítá s 256 konečnými prvky. Kóduje po symbolech. Ačkoliv RS kód je založen na frekvenční oblasti, používá se zpracování v časové oblasti a to především z důvodů použití DFT a na tom, že původní informace není identifikovatelná v přenášeném kódovém vektoru [11].

Obsah jednoho rámce se přenáší v jednom burstu – shluku dat. Cílem tohoto zabezpečení je zvýšení zisku a tudíž snížení minimálního poměru S/N. Zisk se dá zvýšit až o 5-6 dB [5].

## 2.1.2 Časové segmentování – Time Slicing

Časové segmentování je druhá významná inovace v DVB-H. Není to nic jiného než časový multiplex. Data několika služeb přicházejí na přijímač v burstech, ovšem přijímač přijme jen ty, které má uživatel momentálně navolené, po zbytek času se může vysokofrekvenční část přijímače odpojit (Obr. 2.1). Ušetří se tak velké množství energie, která by jinak vybíjela baterii, až o 90 %. Pro zajištění správné funkce musí každý burst ve své hlavičce obsahovat také informaci o délce intervalu, za který přijde další burst, aby se mohl přijímač opět aktivovat. Toto se nazývá metoda delta-t. Velmi důležitá je proto důkladná synchronizace, jinak může docházet k jitteru [5].

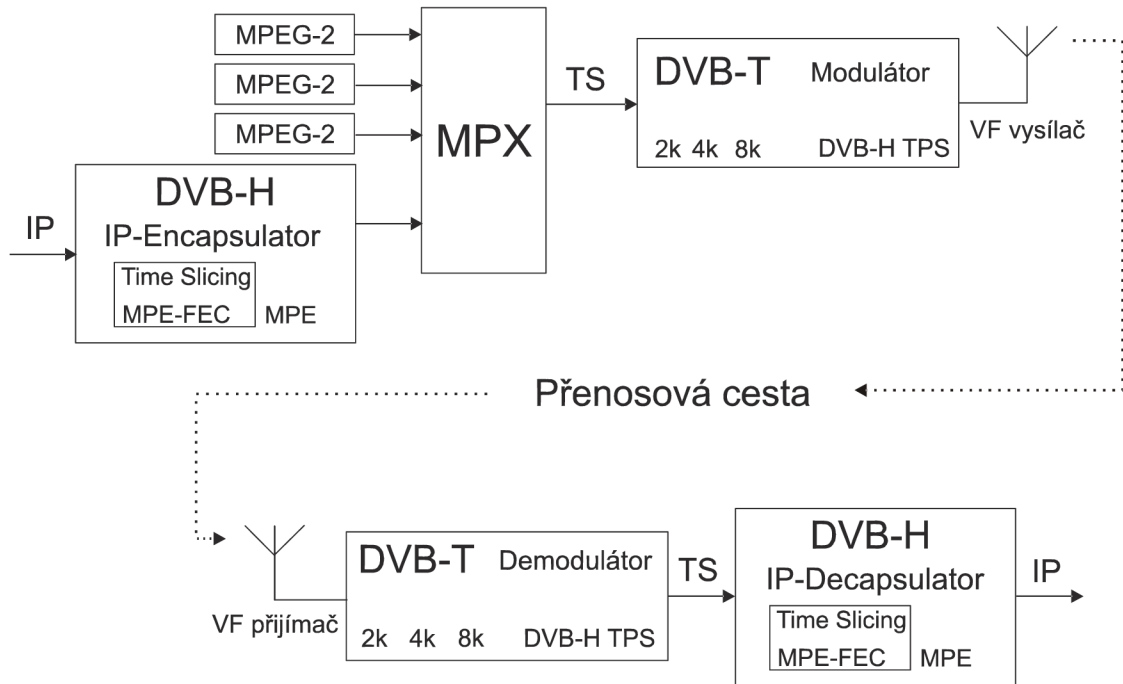
Další výhoda časového multiplexu spočívá v tom, že když nejsou přijímány žádané bursty, mohou být přenášeny jiné informace. Toho se s výhodou využívá při handoveru. V DVB-H se používá bezešvý handover (seamless), který při přepínání mezi vysílací naváže pouze jedno nové spojení, které nějakou krátkou dobu existuje a potom je původní kanál odpojen. Když ale nejsou přenášeny užitečné bursty, může zařízení hledat okolní vysíláče, analyzovat intenzity signálů a provést handover bez jakéhokoliv dopadu na uživatele. Tento princip se používá třeba u bezdrátových domácích telefonů DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) [2].



Obr. 2.1 Ukázka přijímání signálu v DVB-H a jeho porovnání s DVB-T

## 2.2 Kanálové kódování a modulace OFDM

Jak bylo na začátku řečeno DVB standardy se liší především prostředím nebo účelem, za kterým je signál přenášen. To znamená, že každý standard se liší kanálovým kódováním, které obsahuje např. vylepšená synchronizace a prokládání.



Obr. 2.2 Blokové schéma přijímače a vysílače DVB-H

### 2.2.1 Hlubkové prokládání

DVB-H obsahuje poměrně velký objem zabezpečení proti chybám v užitečné informaci nebo v přenosu, jaký mobilní příjem vyžaduje. Hlubkové prokládání (In-depth interleaving) je posledním v řadě. Používá se kvůli větší odolnosti proti impulsnímu rušení. Skládá se z bitově i symbolově orientovaného prokládání.

Využívá poměrně velké paměti symbolového prokladače OFDM módu 8k (viz. kap. 2.2.3), který obsahuje každý DVB-H terminál, pro módy 2k a 4k. 6048 proložených symbolů se ještě prokládá v módu 4k dvěma OFDM symboly a v módu 2k čtyřmi symboly [3][5].

2 symboly	4 symboly
24 x 126 bitů	12 x 126 bitů
24 x 126 bitů	12 x 126 bitů
4k	12 x 126 bitů
	12 x 126 bitů
	2k

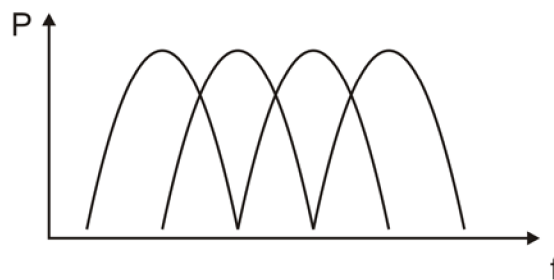
Obr. 2.3 Rozdělení OFDM symbolů

## 2.2.2 TPS signalizace

Signalizace je nezbytným nástrojem pro bezchybný provoz jakýchkoliv signálů. TPS signalizaci je převzata z DVB-T. Je to přídavná redundance, která ale pomáhá přijímači rozpoznat, co a kdy vlastně přijal a jak to má zpracovat. Zvyšuje tak přenos o 68 nosných v módu 8k, 34 nosných v módu 4k a 17 nosných v módu 2k. Obsahuje například informace o modulaci, hierarchii, ochranném intervalu, přenosovém módu, číslu rámce a identifikaci buňky. Pro DVB-H je vyhrazeno 68 bitů, které se přenáší v jednom OFDM rámci. Speciální jsou bity 48, 49, které při nastavení na „1“ vyjadřují, že minimálně jeden elementární tok je časově segmentován resp. využívá MPE-FEC [2] [3].

## 2.2.3 OFDM

Pro přenos signálu se používá modulace do OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a to zejména kvůli možnosti multiplexovat několik tisíc subnosných do jednoho celku. Nosné se neruší, protože jsou řazeny tak, že v maximu jedné nosné má další nosná minimum.



Obr. 2.4 princip OFDM

Odstup jednotlivých nosných představuje ochranný interval, který je definován, jako doba bez přenosu, aby zpožděné signály z předchozího symbolu neovlivnili aktuální symbol tzn. odstraňuje mezisymbolové interference [12]. Vyjadřuje se poměrem doby ochranného intervalu ku době trvání symbolu v periodě pro symbol vyhrazené viz Tab. 2.1, Tab. 2.2.

OFDM rozlišuje módy 1k, 2k, 4k a 8k. Pojmenovány jsou podle počtu prvků FFT. Nejdříve byly vyvinuty 2k a 8k, ty používá DVB-T. Mód 2k je nevýhodnější pro mobilní příjem z hlediska odstupe jednotlivých nosných, avšak za cenu nižší datové rychlosti. Využívá kromě klasického prokládání také hloubkové a časové prokládání. Přenáší pouze 1705 nosných z toho 1512 nese užitečnou informaci. Módu 8k přenáší všechny 6048 nosných s užitečnými daty. Používá pouze klasické prokládání. Cenou za vyšší datovou rychlost, je několikanásobně vyšší náchylnost k Dopplerově posuvu než tomu je u módu 2k. Proto je jeho využití v DVB-H značně omezené. Částečně se dá využít v DVB-SH, kdy Dopplerův jev vyvolaný pohybem družice na LEO (Low Earth Orbit) dráze je možno snadno předikovat a za předpokladu nízké pohyblivosti přijímače a slabých odražených signálů je možné dosáhnout velkého datového toku [2] [3].

Pro standard DVB-H byl vyvinut ještě mód 4k jako logický kompromis mezi módy 8k a 2k. Přenáší 3024 nosných s užitečnými daty. Má sice nižší maximální bitovou rychlost oproti 8k, o to ale je odolnější proti Dopplerově posuvu, který je při mobilním

příjmu zásadní. Nejnovějším módem vyvinutý pro potřeby DVB-SH je 1k se 756 nosným s užitečnými daty. Hlavním důvodem pro jeho uvedení do praxe je náročnost přenosového kanálu, kterým se signál šíří. Družice vysílají v několika tisících kilometrech na Zemi tzn. velké časové zpoždění. Při poloze přijímače v členitém terénu s několikanásobnými odrazy je tento mód jediným východiskem pro úspěšný přenos signálu. Detailní parametry OFDM módů lze nalézt v následujících tabulkách [2] [3]:

Tab. 2.1 Přehled OFDM módů používaných v DVB-H(SH) část 1

<b>Mód</b>	<b>1k</b>				<b>2k</b>			
Počet hodnot IFFT	1024				2048			
Počet aktivních nosných	955				1705			
Počet užitečných nosných	853				1512			
Počet spojitých nosných	25				45			
Počet rozptýlených nosných	71				131			
Počet nosných TPS	6				17			
Odstup nosných [kHz]	8,928				4,464			
Ochranný interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Doba trvání ochran. intervalu [ms]	28	14	7	3,5	56	28	14	7
Trvání symbolu [ms]	140	126	119	116	280	252	238	231

Tab. 2.2 Přehled OFDM módů používaných v DVB-H(SH) část 2

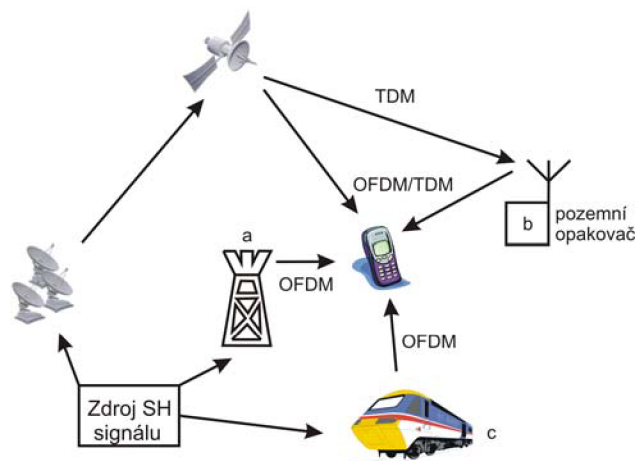
<b>Mód</b>	<b>4k</b>				<b>8k</b>			
Počet hodnot IFFT	4096				8192			
Počet aktivních nosných	3409				6817			
Počet užitečných nosných	3024				6048			
Počet spojitých nosných	89				177			
Počet rozptýlených nosných	262				524			
Počet nosných TPS	34				68			
Odstup nosných [kHz]	2,232				1,116			
Ochranný interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Doba trvání ochran. intervalu [ms]	112	56	28	14	224	112	56	28
Trvání symbolu [ms]	560	504	476	462	1120	1008	952	924

### 3 STANDARD DVB-SH

Tento standard byl vyvinut za účelem lepšího pokrytí DVB-H, protože terestriální vysílání má výborné pokrytí v hustě osídlených oblastech, ale pro pokrytí na venkově a v přírodě se s výhodou použije satelitní vysílání. Přidává tedy frekvenční pásma do 3 GHz, zejména pásmo S okolo 2,2 GHz. DVB-SH používá 3GPP2 turbokodér a přizpůsobivější kanálový prokladač, který poskytuje lepší časovou diverzitu s ohledem na požadovanou službu a paměťové prostředky mobilního terminálu [6].

#### 3.1 Pokrytí signálem

S ohledem na nový standard tato kapitola přiblíží princip činnosti a fungování takového systému. Předpoklad je ten, že máme signál rozeslaný na vysílače DVB-SH. Signál z družice zajišťuje pokrytí velkých oblastí. V reálnu se uplatní spíše pro pokrytí venkova, kde je možnost úniku signálu způsobena vícecestným šířením prakticky minimální. Naopak ve městech je využívána síť pozemních vysílačů a to buď DVB-H nebo signál ze satelitu prochází přes pozemní opakač (Gap filler) a potom se stává klasickým pozemním vysílačem. Speciální případem je možnost *c* z Obr. 3.1. Lze si jí představit jako distribuci signálu ve veřejných dopravních prostředcích (vlaky, lodě, autobusy atd.), kde se jedná o typický mobilní příjem. Ovšem dopravní prostředek slouží jako pozemní opakač a poté vysílá signál uvnitř sebe.



Obr. 3.1 Zajištění pokrytí systému DVB-SH

Satelitní segment má oproti pozemní tu zásadní nevýhodu, že vzhledem k vzdálenosti, kterou musí signál urazit do cíle, je ovlivněn velkým útlumem šíření atmosférou. Ze stejného důvodu vzniká i větší náchylnost na dopplerův posuv. Důležitá je tedy kooperace obou systémů, aby zajistili, co nejlepší pokrytí v různých místech příjmu.

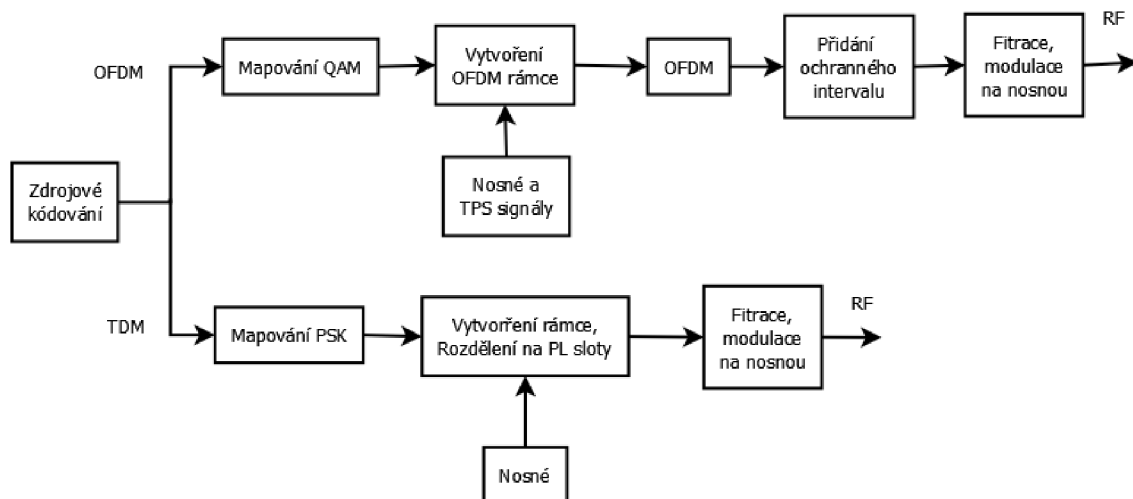
## 3.2 Architektura systému

Z Obr. 3.1 také plyne, že systém aplikuje dvě odlišné přenosové techniky a to OFDM a TDM. OFDM je převzata z DVB-H. Používá se jak na šíření z vysílačů, tak z družice. To je důvod proč byl vyvinut mód 1k viz. kapitola 3.2.3.

TDM mód je převzat ze standardu DVB-S2. Přináší některé nové věci a to zejména

- Časový multiplex – dělení rámce na PL sloty
- PSK modulátor – modulace QPSK, 8PSK, 16APSK
- Goldovy sekvence

Na Obr. 3.2 je blokové schéma popisující celou strukturu pro oba módy. Zdrojové kódování je pouze přehledově popsáno v následující kapitole pro kompletní popis celého systému. Jednotlivé bloky úpravy signálu jsou pak popsány v aplikační části (kapitola 6) spolu realizací v MATLABu.



Obr. 3.2 Blokové schéma DVB-SH

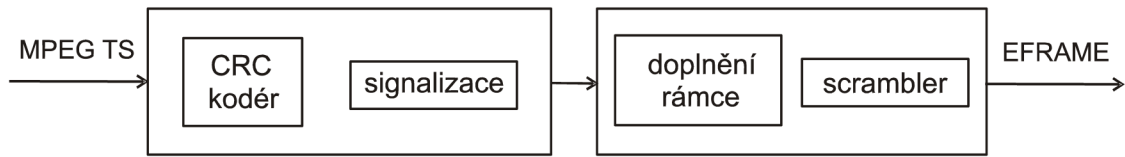
## 3.3 Zdrojové kódování

Zdrojové kódování v DVB-SH obsahuje, podobně jako v DVB-H, široký aparát zabezpečení, detekce chyb, zapouzdření, prokládání a kódování MPEG signálu, aby se stal odolnější proti rušení, chybám. a zároveň byl uniformován do přesně definovaných rámců pro snazší přenos.

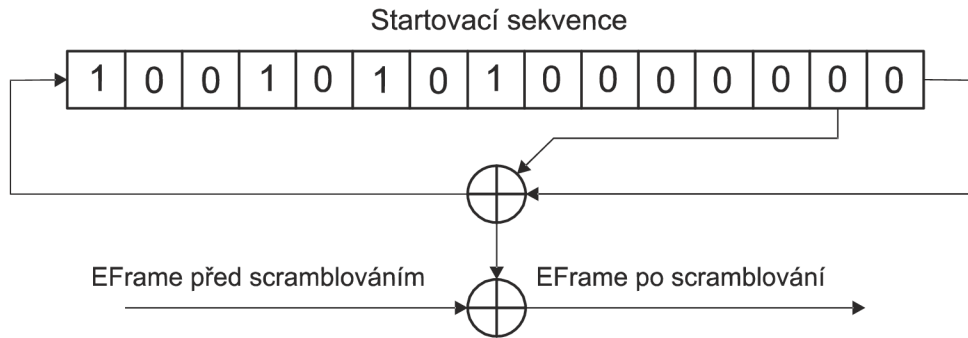
### 3.3.1 Zapouzdření rámců

Jako první je třeba provést 16-bitové CRC (Cyclic Redundancy Check) kódování zajišťující detekci chyb. Každý, 188 bytů dlouhý, paket MPEG transportního toku (MPEG TS) je po bytech kódován vyjma prvního synchronizačního bytu, který se před kódováním odebere a vloží se do záhlaví datového pole (viz níže). Výsledek kódování se vkládá za každý paket a tvoří jeden celek. 8 takových celků dá dohromady datové pole, před které je třeba přidat záhlaví obsahující informace o vstupních paketech, délce





Obr. 3.3 Zapouzdření rámce EFrame



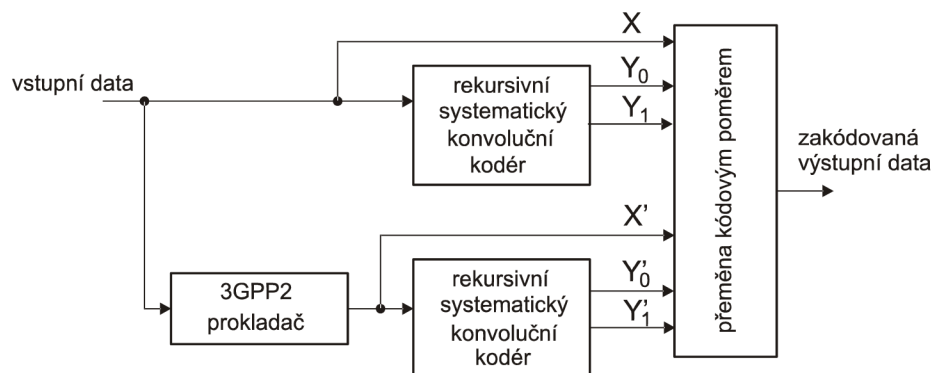
Obr. 3.4 Scramblování rámce EFrame

datového pole, rámcové indexaci a odebrané synchronizační byty [6].

Záhlaví a datové pole se doplní dle potřeby do konstantní délky 12282 bitů a vytvoří rámec (EFrame) (Obr.4.1), který musí být scamblován. Scamblovací (pseudonáhodná) sekvence je vytvářena ve zpětnovazebním posuvném registru, který naplněn startovací sekvencí, viz. Obr.4.2. Ta se obnovuje před začátkem kódování každého rámce a má za úkol rozprostřít signál a zbavit ho periodicit, které by pak vytvářelo nežádoucí efekty ve frekvenčním spektru. [6].

### 3.3.2 Turbo kodér

Zatímco scrambler je kodér konvoluční, turbo kodéry jsou vždy blokové, protože pracují vždy s celými stejně velkými bloky dat. turbo kodér pro DVB-SH schválený organizací 3GPP2 obsahuje dva paralelní systematické rekursivní konvoluční (RSC) kodéry a turbo prokladač, který je zařazen mezi tyto dva bloky [6][9][11].

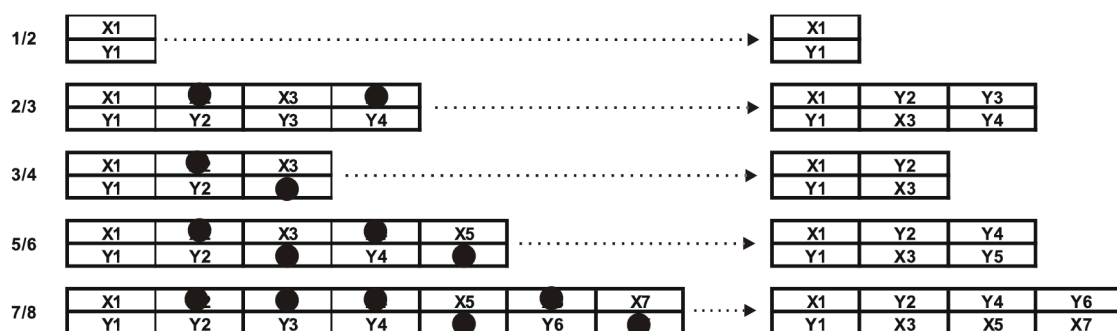


Obr. 3.5 Turbo kodér

Do jedné z větví je zařazen prokladač, který slouží jako prevence proti dlouhým úsekům shlukových chyb. Vstupní data se zapisují do matice prokladače po řádcích,

ale čtena jsou po sloupcích. Důkladnost tohoto procesu značí parametr hloubka prokládání [6] [11].

Počet výstupů RSC kodérů je šest bez ohledu na kódový poměr (CR). Pokud délka rámce je 12282 bitů potom se na výstupu objeví  $(12282 + 6)/CR$  bitů. Těch přičtených šest bitů generuje kodér jako zbytkové pro každý rámeček a je třeba s nimi počítat. To znamená, že na každém výstupu je 12288 bitů tj. 73728 vstupních bitů projde přeměnou, podle kódového poměru tzv. vytečkování (puncturing) [6][9]. To spočívá v eliminaci nepotřebných bitů. Tento proces se používá i obyčejných konvolučních kodérech, ale turbo kodér zavádí nové kompresní poměry např. 2/9, 2/7, 2/5 atd. viz následující obrázek nebo Tab.5.2. v [6]



Obr. 3.6 Ukázka děrování u Turbo kodéru

## 4 PŘENOSOVÉ KANÁLY

Tato kapitola má za úkol informovat o používaných přenosových simulačních kanálech používaných pro DVB-H a DVB-SH. Tyto kanály mají přesně definované vlastnosti na základě reálných měření. Díky nim se snáze tvoří návrh přenosové cesty přímo v počítači.

### 4.1 AWGN kanál

AWGN (Additive White Gaussian Noise) kanál je nejjednodušším typem. Z definice vyplývá, že k šířenému signálu tímto kanálem se přidá bílý šum, který je nekorelovaný a má rovnoměrnou spektrální hustotu přes celé pásmo kmitočtů. Pokud ho odfiltrujeme pásmovou propustí s charakteristikou Gaussovského rozdělení, získáme tak žádané AWGN [12].

$$p(t) = s(t) + n(t) \quad (4.1)$$

- $p(t)$  - přijatý signál po průchodu AWGN kanálem
- $s(t)$  - vyslaný signál
- $n(t)$  - AWGN

### 4.2 Riceův kanál

Oba kanály se více podobají reálným kanálům, protože zohledňují diverzitu příjmu. Základní rozdíl mezi nimi je v tom, že pokud má diverzitní signál kromě odražených směrů také směr přímý, musí mít nenulovou střední hodnotu a podléhá tak Riceovu rozdělení amplitud [12]. Přijatý signál se počítá podle [7] :

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\Theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \quad (4.2)$$

- $x(t), y(t)$  – vyslaný, přijatý signál
- $\rho_i$  – útlum na trase
- $\Theta_i$  – fázové zpoždění způsobené průchodem kanálem
- $\tau_i$  – časový posuv odražených směrů
- $N$  – počet odražených směrů
- $\rho_0$  – koeficient šíření přímou cestou v Riceově kanálu

Koeficient  $\rho_0$  se získá ze vztahu (5.2) lze určit následovně :

$$\rho_0 = \sqrt{K \sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (4.3)$$

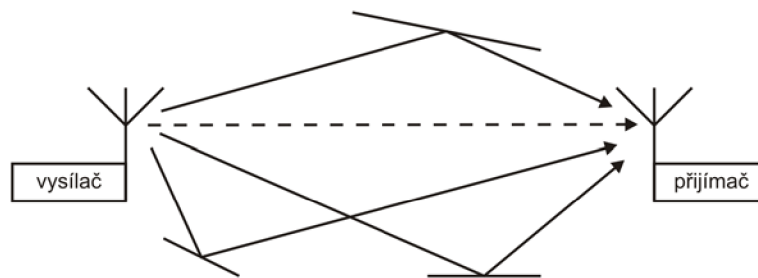
Z rovnice (5.3) vyplývá, že určující pro  $\rho_0$  je tzv. Riceův faktor  $K$  v dB vyjádřený jako poměr výkonu signálu v přímém směru šíření a součtu výkonů signálů z odražených směrů.

### 4.3 Rayleighův kanál

Pokud je přijatý signál tvořen pouze z odražených směrů, má nulovou střední hodnotu, pak podléhá Rayleighovu rozdělení amplitud [12] a počítá se jako [7] :

$$y(t) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i}} \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\Theta_i} x(t - \tau_i) \quad (4.4)$$

Obecně se dá tedy říci, že Rayleighův kanál reprezentuje mobilní příjem, poněvadž tím jak se terminál pohybuje, nemá většinou dostupnou přímou viditelnost s vysílačem. Zatímco Riceovo rozdělení ukazuje přenosový kanál, který má přímou viditelnost mezi přijímačem a vysílačem, ale to znamená, že se pravděpodobně nebude moci příliš pohybovat, aby toto zůstalo splněno. Proto se mu také říká pevný příjem. Více o parametrech  $\rho_i$ ,  $\Theta_i$  a  $\tau_i$  je možné najít v [7].



Obr. 4.1 Přenos signálu vícecestným šířením

### 4.4 Další modely přenosových kanálů

Již na konci 80.let minulého století projekt COST 207 popsal model s názvem *Typical Urban (TU6)*. Jedná se o kanál se šesti cestami s diverzním příjmem signálu a má za úkol simulovat příjem v dopravním prostředku uvnitř městské zástavby. Proto byla stanovena rychlost příjemce na 50km/h. Vychází z Rayleighova kanálu, ale zohledňuje vliv Dopplerova jevu. Dopplerova frekvence se pro tento kanál uvažuje přes 10 Hz (např. 30 nebo 80Hz) [10], ta způsobí časový posuv signálu, který se přičítá k časovému posuvu způsobenému odrazem. Bohužel nedefinuje fázový posuv přijímaných signálů.

Dalším uvažovaným kanálem je *Rural Area (RA6)*. Je určen pro venkovský příjem resp. příjem při jízdě na venkově. Proto obsahuje cestu s přímou viditelností mezi přijímačem a vysílačem a dalších pět odražených signálů. Rychlost pohybu přijímače je zvolena na 100km/h a stejně jako TU6 nedefinuje fázový posuv přijímaných signálů.

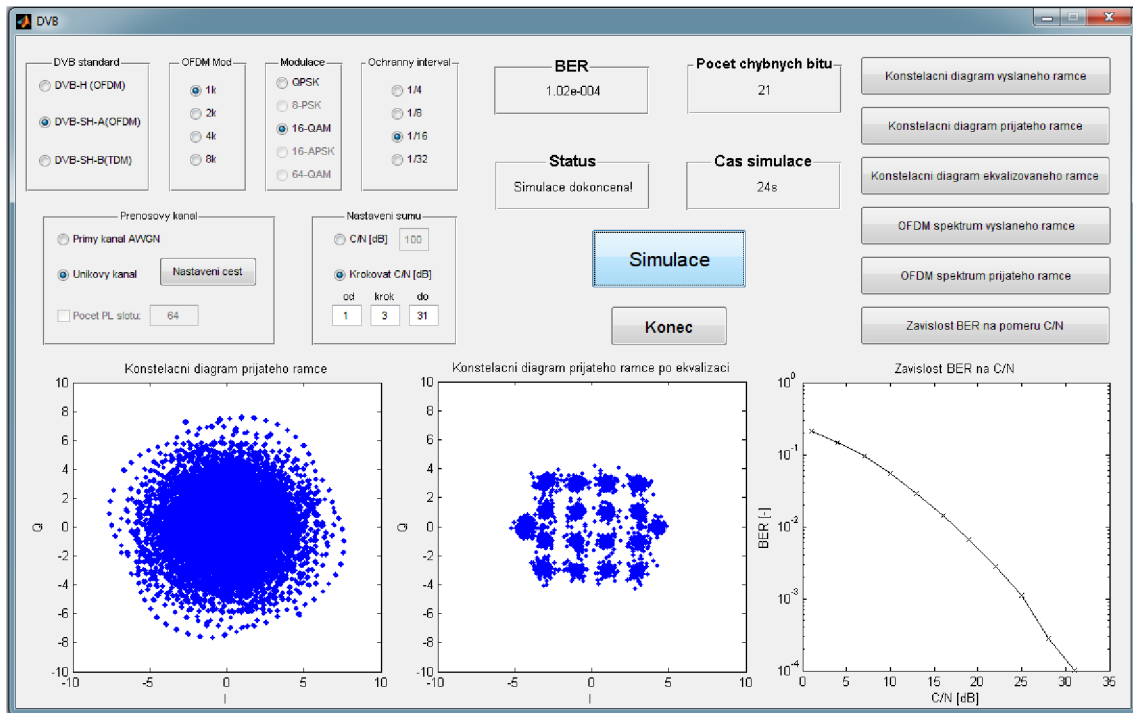
Hlavním průkopníkem ve vývoji dalších přenosových cest byl pravděpodobně projekt WINGTV [10]. Definuje jich několik druhů, které obsahují 12 přenosových cest a principiálně vycházejí z Rayleighova a TU6 kanálu. Liší se především rychlostech, který má se mobilní terminál pohybuje tzn. mají různé Dopplerovy frekvence. Jsou to kanály *Pedestrian Indoor (PI)* a *Pedestrian Outdoor (PO)*. Jsou založené na nízké rychlosti pohybu mobilního terminálu, typicky 3km/h. Rozdíl mezi nimi je pouze v tom, že *Pedestrian Indoor* (překlad: pěši uvnitř budovy) musí počítat s větším útlumem průchodem přes zdi staveb [4]. Výkonové poměry jednotlivých kanálů shrnuje následující tabulka

Tab. 4.1 Srovnávací tabulka experimentálních modelů přenosových kanálů

Cesta	zpoždění [us]	TU6	RA6	PI	PO
		zisk [dB]	zisk [dB]	zisk [dB]	zisk [dB]
1.	0	-3	0	0	0
2.	0,1	-	-4	-6,4	-1,5
3.	0,2	0	-8	-10,4	-3,8
4.	0,3	-	-12	-	-
5.	0,4	-	-16	-13	-7,3
6.	0,5	-2	-20	-	-
7.	0,6	-	-	-13,3	-9,8
8.	0,8	-	-	-13,7	-13,3
9.	1	-	-	-16,2	-15,9
10.	1,6	-6	-	-15,2	-20,6
11.	2,3	-8	-	-	-
12.	5	-10	-	-	-
13.	8,1	-	-	-14,9	-19
14.	8,8	-	-	-16,2	-17,7
15.	9	-	-	-11,1	-18
16.	9,2	-	-	-11,2	-19,3

## 5 UŽIVATELSKÁ APLIKACE

Pro praktické simulace přenosu DVB-H/SH byla vytvořena uživatelská aplikace a ostatní výpočetní skripty v prostředí MATLAB 7.7.0 (R2008b) s využitím nástroje GUIDE a příslušných funkcí. Umožňuje zkoumání vlivu jednotlivých přenosových kanálů na vyslaný signál a výpočet výsledné chybovosti přijatých dat.



Obr. 5.1 Vlastní aplikace simulace přenosových kanálů pro DVB-H/SH

Nastavení parametrů pro simulaci je vhodné začít od výběru standardu DVB, protože tato volba rozhoduje o nabídce dalších možností. DVB-H a DVB-SH-A, jak již bylo uvedeno, využívá techniku OFDM. Dále se nabízí možnost nastavení OFDM módu, QPSK, 16QAM, 64QAM modulace a ochranného intervalu. Naopak DVB-SH-B využívající TDM mód umožňuje volit QPSK, 8PSK, 16APSK modulaci a počet PL slotů v SH rámci. Výchozí hodnota byla experimentálně nastavena na 64 PL slotů. Standard sice definuje jejich počet několikrát vyšší, avšak simulace trvá úměrně delší dobu a výsledky jsou prakticky shodné.

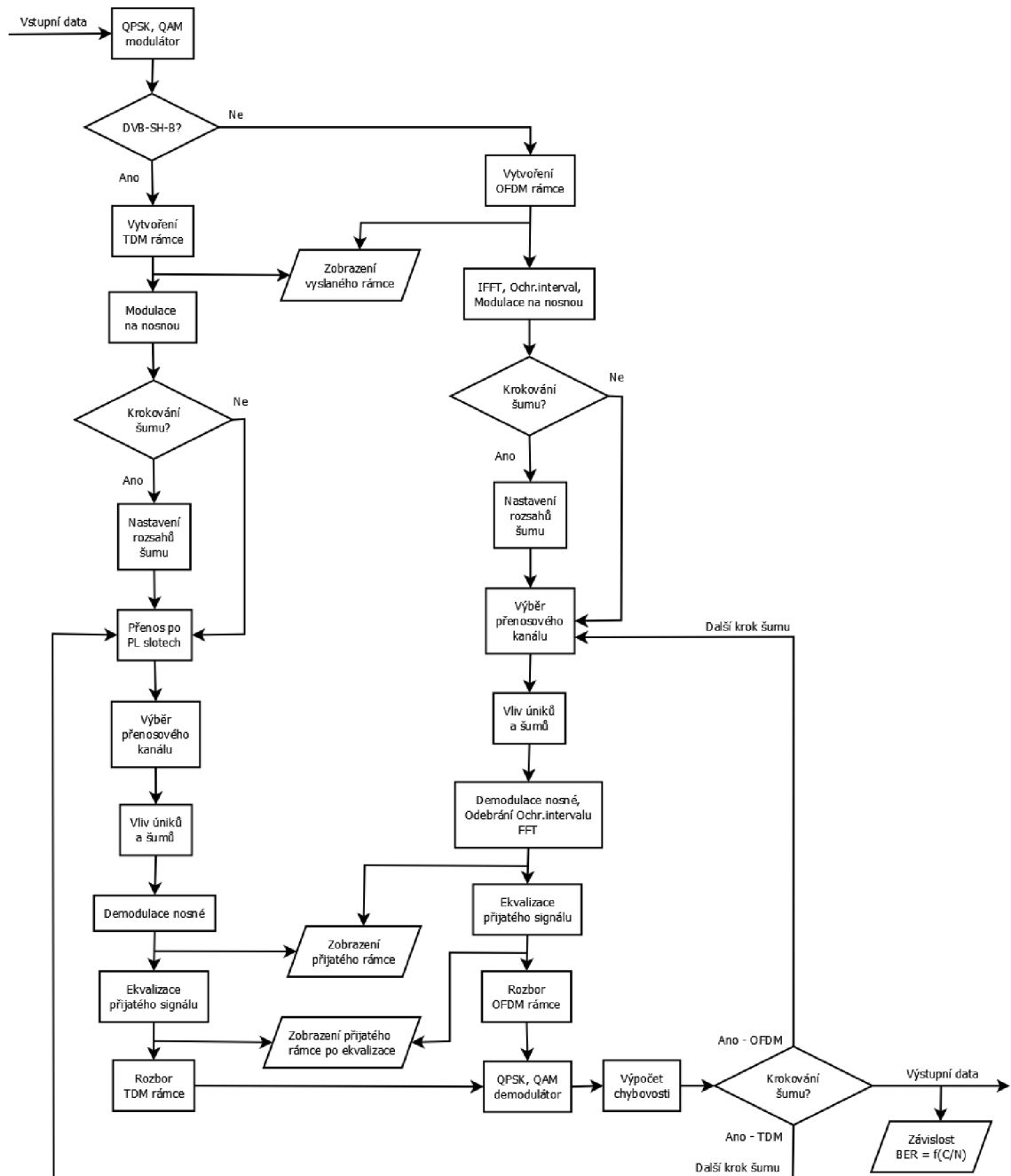
Nakonec se musí nastavit přenosový kanál a to buď pro příjem pouze přímou cestou (AWGN kanál) nebo s vícecestným šířením. Po kliknutí na tlačítko *Nastavení cest* se zobrazí nové okno s detailním nastavením přenosových cest. Těch je celkem dvacet. Přednastavení se provádí kliknutím na jeden z nabízených modelů, kdy se nastaví definovaný útlum, zpoždění při příjmu a u některých také fázový posuv, K-faktor, rychlost přijímače a roll-off faktor. Výběr modelu určuje použitý algoritmus pro výpočet vlivu kanálu na přenášený signál.

Na závěr zbývá volba poměru C/N (carrier to noise) tj. míra šumu, která na signál působí. Kliknutím na *Krokování šumu* se může nastavit rozsah C/N a krok, po kterém se

bude poměr zvyšovat. Výpočet tedy probíhá pro každou hodnotu zvlášť a poté se zobrazí křivka závislosti BER na C/N.

Při zpracování dat se dají využít výstupy hodnoty bitové chybovosti (BER), počtu chybných bitů, konstelačních diagramů vyslaného, přijatého, ekvalizovaného rámce a závislosti BER na C/N. Ve standardech DVB-H a SH-A i výkonová spektra vyslaného a přijatého OFDM spektra.

Fungování celého programu a popis jednotlivých procesů nejlépe znázorňuje vývojový diagram.



Obr. 5.2 Vývojový diagram aplikace

## 5.1 Vysílací část

### 5.1.1 QAM a PSK modulátor

Vstupní data jsou vždy generována náhodně pro každý rámeček a následně mapována podle zvolené modulace do konstelačního diagramu. K tomuto účelu se používá funkce *modem.qammod* z *Communication Toolbox*. Pro její správnou funkci odpovídající standardům DVB je za prvé třeba zajistit, aby na vstupu byli dekadické hodnoty tzn. zařadit binárně-dekadický převodník. Za druhé použitá funkce mapuje stavy modulace jiným způsobem než předepisuje standard DVB. Je třeba definovat vlastní pořadí mapovaných stavů a to do řádkového vektoru, který začíná stavem levém horním rohu diagramu a pokračuje se po sloupcích doprava. Aplikace QPSK je možná pomocí následujícího zdrojového kódu, ostatní jsou už jen analogií [13].

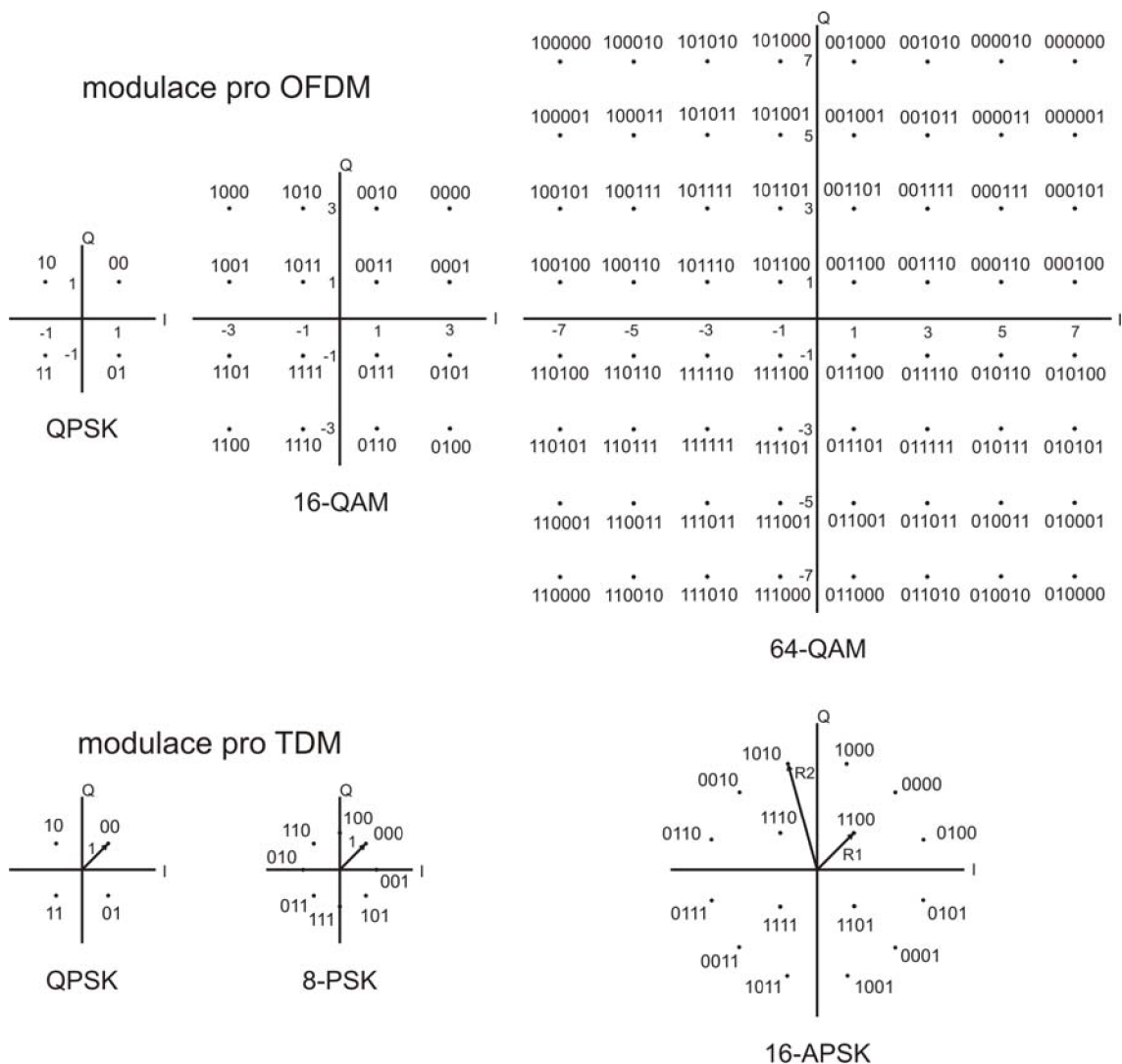
```
Qam = modem.qammod(4); %pocet stavu modulace
Qam.SymbolOrder = ('user-defined'); %mapovani dle uzivatele
Qam.SymbolMapping = [2 3 0 1]; %vlastni mapovani
modulovane = modulate(Qam, prevod); %vlastni modulace
```

Ačkoliv oba standardy využívají modulaci QPSK, není ve všech případech definovaná stejným způsobem. Při použití OFDM (H, SH-A) je pozice stavu v prvním kvadrantu  $1 + 1j$  a ekvivalentně i v dalších kvadrantech. U TDM módu (SH-B) je však pozice definována jako  $1 * e^{j(\pi/4)} \approx 0,707 + 0,707j$  tzn. konstelační body mají mezi sebou menší vzdálenosti. Pro nPSK modulaci používá MATLAB podobnou funkci jako u nQAM a to *modem.pskmod*. Avšak ta umísťuje konstelační body na  $1 + 0j$  apod., proto je nutné doplnit funkci o fázový offset, v tomto případě o  $-\pi/4$ . Opět je nezbytné zavedení binárně-dekadického převodníku a vlastní definice mapování symbolů podle DVB. Zdrojový kód použití této funkce je zapsán níže:

```
PSK = modem.pskmod(4); %pocet stavu modulace
PSK.PhaseOffset = (-pi/4); %fazovy offset
PSK.SymbolOrder = ('user-defined'); %mapovani dle uzivatele
PSK.SymbolMapping = [1 0 2 3]; %vlastni mapovani
modulovane = modulate(PSK, prevod); %vlastni modulace
```

Modulace 16APSK je implementována jiným způsobem. Nevyžaduje číselný převodník. Čtveřice bitů jsou modulovány přímo na pozice předepsané standardem viz. Obr. 5.3. Důvod nevyužití funkce *modem.pskmod*, která by dle dostupných ukázek z MATLABu měla tuto modulaci provést, je ten, že editace parametru *Constellation* je v použité i v nejvyšší doposud vydané verzi zakázána. To je velká nedokonalost MATLABu způsobuje problémy hlavně na přijímací straně při demodulaci zašuměných symbolů. Srovnání všech dostupných modulací pro DVB-H nebo DVB-SH ukazuje Obr. 5.3





Obr. 5.3 Konstelační diagramy podle DVB-H a DVB-SH

Jak je vidno z předchozího obrázku jednotlivé body QAM jsou od sebe na vzdálenost 2, zatímco PSK (QPSK, 8PSK) mají body na jednotkové kružnici. Trochu odlišná je pak 16APSK, jejíž měřítko bylo pro přehlednost záměrně zvětšeno. Uspořádání vnitřní kružnice je ryzí QPSK, ovšem poloměr kružnice R1, na které body leží, je roven  $1/\sqrt{7}$ . Vnější kružnice vypadá jako 12PSK s poloměrem R2 o velikosti  $3/\sqrt{7}$ , tak aby celkový výkon byl roven 1. Z tohoto faktu vyplývá, že PSK modulace je méně náročná na vyzářený výkon, ale je více náchylná na únik signálu při přenosu a to zejména 16APSK. Spojnice středu IQ diagramu s libovolným bodem na kružnici R1 svírá s oběma osami úhel  $\pi/4$ . U kružnice R2 mají jednotlivé body mezi sebou rozestup  $\pi/6$  [6][7].

## 5.1.2 Vytvoření OFDM rámce

Nejdříve bude popsáno sestavení OFDM rámce. Ten má 68 OFDM symbolů a 955 až 6817 aktivních nosných v závislosti na použitém módu v každém symbolu. Jeho struktura obsahuje kromě nosných s uživatelskými daty také režijní nosné tj. nosné, které mají v každém symbolu definovanou polohu a využívají se při synchronizaci rámce. Jsou to TPS, rozptýlené a spojitě nosné. Hodnoty posledních dvou jmenovaných se na začátku sčítají s pseudonáhodnou binární posloupností (PRBS) s generujícím polynomem  $X^{11} + X^2 + 1$ . Součet se spouští startovní sekvencí složenou ze samých jedniček v celém posuvném registru generátoru [7].

Umístění rozptýlených nosných v rámci se určuje vztahem:

$$k = K_{\min} + 3 \cdot (l \bmod 4) + 12 \cdot p \quad (5.1)$$

kde  $K_{\min}$  představuje první nosnou v OFDM symbolu (má hodnotu 0),  $l$  je index symbolu,  $\bmod$  je matematická operace jejíž výsledkem je zbytek po celočíselném dělení a  $p \geq 0$  koresponduje s počtem rozptýlených nosných v rámci. Potom je vytvořena informace o poloze a poté se úroveň nosné zesílí o 2,5dB nad střední hodnotu výkonu ostatních nosných podle vztahu [7]:

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = \frac{4}{3} \cdot 2 \cdot \left(\frac{1}{2} - w_k\right), \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \quad (5.2)$$

kde  $c$  je příslušná nosná,  $m$ ,  $l$ ,  $k$  jsou indexy rámce, symbolu a polohy nosné,  $w_k$  je hodnota výstupu z PRBS generátoru pro danou nosnou.

Spojitě nosné jsou zesíleny rovněž podle (6.2), avšak jejich pozice jsou přesně dány viz [7]. Někdy se může stát že se shodují s rozptýlenými nosnými. Tento fakt ničemu nevádí a daném místě je pouze jedna z nich [7].

TPS nosné mají v rámci také své určité místo (Tab.). Obsahují informace důležité pro přenos jako jsou druh modulace, velikost ochranného intervalu, přenosový mód, kódový poměr vnitřního kodéru atd. Proto nikdy nekolidují s rozptýlenými nebo spojitými nosnými. Vysílají se se stejným výkonem jako datové nosné, jsou modulovány pomocí DBPSK modulace a obsahují stejnou informaci pro příslušný symbol. První symbol je vyslán rozprostřen PRBS sekvencí podle

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} - w_k\right), \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \quad (5.3)$$

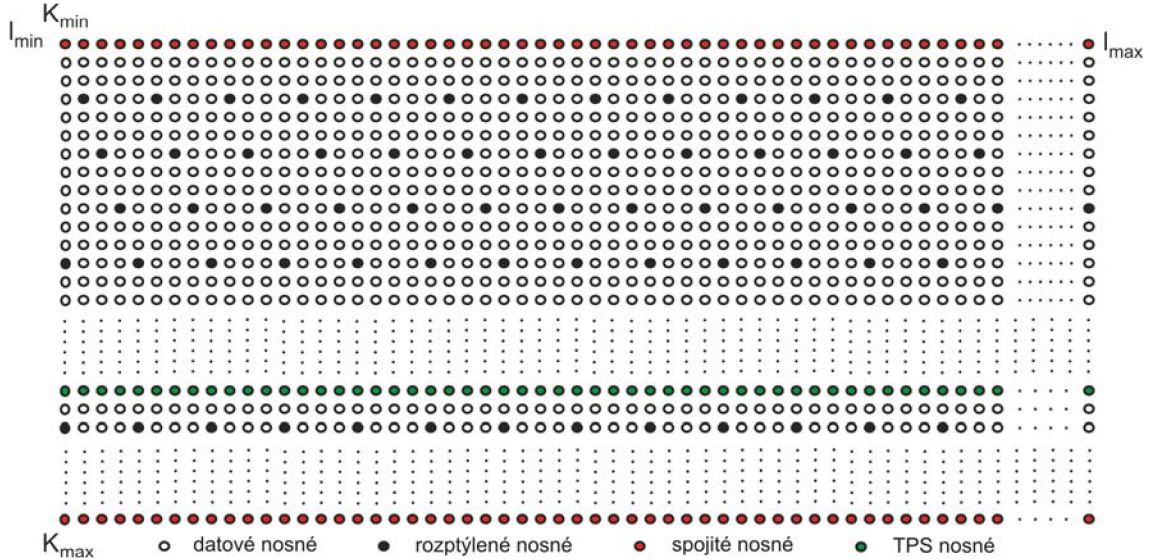
Podle druhého bitu z celkové délky 68 bitů se řídí DBPSK modulace a to následovně. Pokud  $s_1$  nabývá logické nuly, tak

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = \operatorname{Re}\{c_{m,l-1,k}\}, \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \quad (5.4)$$

pokud nabývá logické jedničky.

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l-1,k}\} = -\operatorname{Re}\{c_{m,l-1,k}\}, \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \quad (5.5)$$

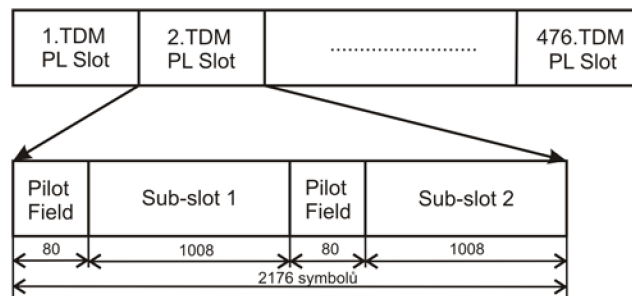
Nakonec se na zbývajících místa dosadí užitečná data a rámec je kompletní [7].



Obr. 5.4 Struktura OFDM rámce

### 5.1.3 Vytvoření TDM rámce

TDM rámec má strukturu danou mnoha parametry jako jsou zvolená modulace, roll-off faktor root raised cosine (RRC) filtru a ochranném intervalu OFDM. Ty mění počet vnitřních buněk tzn. Capacity units (CU). Celočíslný počet CU v závislosti na počtu bitů modulovaného symbolu se přenáší ve 476 PL slotech, které tvoří celý rámec [6].



Obr. 5.5 Struktura SH rámce a PL slotu

Z hlediska zkoumání přenosu signálu je důležité dělení pouze na již zmíněné PL sloty. Jejich strukturu zobrazuje Obr. 5.5. Dělí se na dva stejně dlouhé sub-slots o délce 1008 symbolů a mezi ně jsou vložena pomocná pole nedomulovaných symbolů (Pilot Field) na pozici  $1 * e^{(j45^\circ)}$ . Dohromady tak slot má neměnnou délku 2176 symbolů.

Dále je nutné zajistit rozprostření výkonových úrovní celého slotu, a proto se v TDM módu používá komplexní sekvence s využitím Goldových kódů tzv. scamblovací sekvence [6].

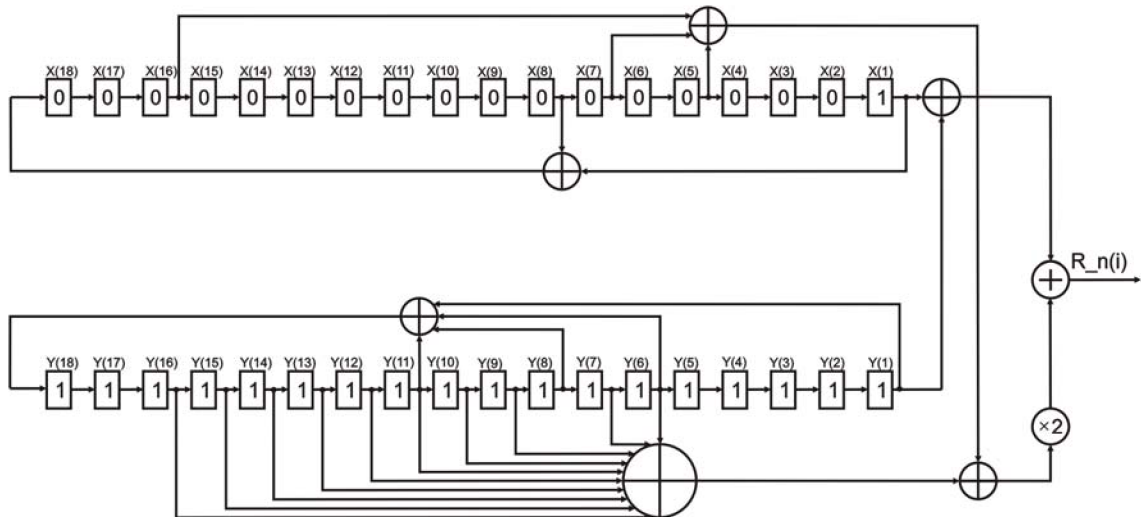
$$C(i) = C_I(i) + jC_Q(i), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.6)$$

Výsledné scamblované složky I a Q tedy budou vyjádřeny jako:

$$I_{SCR}(i) = I(i)C_I(i) - Q(i)C_Q(i), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.7)$$

$$Q_{SCR}(i) = I(i)C_Q(i) + Q(i)C_I(i), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.8)$$

Tato sekvence je vytvořena kombinací dvou 18.bitových posloupností. První posloupnost  $x$  má na prvním místě  $x(1)$  jedničku, zbytek je nulový a druhá posloupnost  $y$  je složena ze samých jedniček viz Obr. 5.6 [6].



Obr. 5.6 Principiální schéma vytvoření scamblovací sekvence

Další popis bude obsahovat názvy proměnných použitých v algoritmu pro případnou snazší orientaci v kódu.

Výstup z posloupnosti  $y$  je označen jako  $vystup\_y$  a je popsán rovnicemi

$$vystup\_y(i) = y(6) \oplus y(7) \oplus y(9) \oplus y(10) \oplus y(11) \oplus y(12), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.9)$$

$$vystup\_y(i) = vystup\_y \oplus y(13) \oplus y(14) \oplus y(15) \oplus y(16), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.10)$$

Následující vzorek, který bude vložen do výpočtu se získá z rekurzivních smyček

$$vstup\_x(i) = x(1) \oplus y(8), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.11)$$

$$vstup\_y(i) = y(1) \oplus y(6) \oplus y(8) \oplus y(11), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.12)$$

Goldova sekvence vznikne posloupností následujících výpočtů

$$\text{vystup\_}x(i) = x((i) \bmod(2^{18})) \oplus y(i), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.13)$$

$$z\_n(i) = \text{vystup\_}y(i) \oplus \text{vystup\_}xy(i), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.14)$$

$$R\_n(i) = 2 \cdot z\_n((i + 2^{17}) \bmod(2^{18} - 1)) + \text{vystup\_}x(i), i = 1, \dots, 2176 \quad (5.15)$$

Nakonec je nutné zajistit bitový posuv obou posloupností směrem od nejvyššího bitu k nejnižšímu, tak jak ukazuje Obr. 5.6 Z poslední rovnice vyplývá, že konečné hodnoty Goldovy sekvence  $R\_n$  jsou dekadické, leží v rozmezí 0 až 3 a reprezentují stavy, kterými se scrambling řídí. Odpovídá totiž definované rotaci bodu v IQ rovině podle rovnice 6.14. Všechny možnosti jsou vypsány v Tab. 5.1 [6].

$$C(i) = C_I(i) + jC_Q(i) = e^{(jR\_n(i)\pi/2)}, i = 1, \dots, 2176 \quad (5.16)$$

Tab. 5.1 Princip scramblingu podle výstupu Goldovy sekvence

$R\_n(i)$	$e^{(jR\_n(i)\pi/2)}$	$I_{SCR}$	$Q_{SCR}$
0	1	I	Q
1	j	-Q	I
2	-1	-I	-Q
3	-j	Q	-I

Další filtrace signálu a modulace na nosnou je shodná s druhou částí kapitoly 6.1.4.

#### 5.1.4 Převod do časové oblasti a modulace na nosnou

U OFDM je nutné pro převod do časové oblasti přidat na začátek a na konec nosné s nulovou informací – slouží k oddělení spekter na jejich krajích. Přidává se jich tolik, aby výsledný počet všech nosných v symbolu byl nejbližší vyšší hodnota  $2^n$ , kde n je celé číslo. Poté se provede inverzní rychlá Fourierova transformace (IFFT), která převede spektrum do časové oblasti. Následně se přetransformuje do řádkového vektoru. Před modulací na nosnou vlnu se přidává ochranný interval. Jeho velikost se vyjadřuje jako část doby trvání užitečných nosných, o kterou se prodlouží vysílání aktuálního symbolu. Má za úkol oddělit od sebe jednotlivé symboly a předcházet tak ISI (mezisymbolové interference). Děje se tak za pomoci cyklického prefixu, kdy se konec aktuálního symbolu zkopíruje na jeho začátek. Typické hodnoty jsou uvedeny v Tab. 2.1 [11]. Takto vytvořený signál se nadzvorkuje a prochází tzv. root raised cosine filtrem, na jehož výstupu jsou již pravoúhlé signály. [8]

$$P_k(f) = \left[ \frac{\sin \pi(f - f_k)T_s}{\pi(f - f_k)T_s} \right]^2 \quad (5.17)$$

Kde  $P_k(f)$  je výkonová hustota každé sub-nosné OFDM signálu. Tento filtr se rovněž

používá jako další prevence proti ISI. Jeho důležitým parametrem je *rolloff factor*, v literatuře značený jako  $\alpha$ , který určuje pravoúhlost výstupních signálů.

V TDM módu se filtrace tímto filtrem používá také ale podle následujících pravidel [6].

$$H(f) = 1, \quad \text{pro } |f| < f_N(1 - \alpha) \quad (5.18)$$

$$H(f) = \sqrt{\left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{2 \cdot f_N} \left[ \frac{f_N - |f|}{\alpha} \right] \right\}}, \quad \text{pro } f_N(1 - \alpha) < |f| < f_N(1 + \alpha) \quad (5.19)$$

$$H(f) = 0, \quad \text{pro } |f| > f_N(1 + \alpha) \quad (5.20)$$

Kde  $f_N$  je Nyquistova frekvence. Poté už se signál namoduluje na nosnou vlnu o frekvenci 626MHz (40.kanál) resp. 2,2GHz.

## 5.2 Přenosový kanál

Teoretické poznatky a parametry přenosových kanálů byly popsány v kapitole 4. Aplikační část ukazuje, jak je těchto poznatků využito. K tomuto účelu slouží šumový kanál přímé cesty a podokno s nastaveními nejdůležitějších parametrů.

Unikové kanály:  RC20  RL20  TU6  RA6  PI3  PO3

	Utlum [-]	Faze [rad]	Zpozdění [us]		Utlum [dB]	Faze [rad]	Zpozdění [us]
<input checked="" type="checkbox"/> 1.cesta	0.057662	4.8551	1.003	<input checked="" type="checkbox"/> 11.cesta	0.29572	5.9284	0.42995
<input checked="" type="checkbox"/> 2.cesta	0.17681	3.4191	5.4221	<input checked="" type="checkbox"/> 12.cesta	0.35083	3.053	3.2289
<input checked="" type="checkbox"/> 3.cesta	0.40716	5.8645	0.51865	<input checked="" type="checkbox"/> 13.cesta	0.26291	0.62858	0.84883
<input checked="" type="checkbox"/> 4.cesta	0.30358	2.2159	2.7518	<input checked="" type="checkbox"/> 14.cesta	0.22589	2.1285	0.073883
<input checked="" type="checkbox"/> 5.cesta	0.25878	3.7581	0.60289	<input checked="" type="checkbox"/> 15.cesta	0.171	1.0995	0.20395
<input checked="" type="checkbox"/> 6.cesta	0.061831	5.4302	1.0166	<input checked="" type="checkbox"/> 16.cesta	0.14972	3.463	0.19421
<input checked="" type="checkbox"/> 7.cesta	0.15034	3.9521	0.14356	<input checked="" type="checkbox"/> 17.cesta	0.24014	3.6648	0.92445
<input checked="" type="checkbox"/> 8.cesta	0.051534	1.0936	0.15383	<input checked="" type="checkbox"/> 18.cesta	0.11659	2.8338	1.3813
<input checked="" type="checkbox"/> 9.cesta	0.18507	5.7752	3.3249	<input checked="" type="checkbox"/> 19.cesta	0.22115	3.3343	0.64051
<input checked="" type="checkbox"/> 10.cesta	0.40097	0.15446	1.9356	<input checked="" type="checkbox"/> 20.cesta	0.25973	0.39389	1.3687

K-faktor: 10  Rychlost [km/h] 100  Roll-off faktor 0.25

Obr. 5.7 Podokno pro detailní nastavení přenosového kanálu

Je zde na výběr z 6 modelů kanálů s vícecestným šířením, z nichž u každého lze nastavit až 20 cest signálu. Dále pak nastavení K-faktoru, Dopplerovy rychlosti a roll-off faktoru. Při výběru jakéhokoliv kanálu je vždy použita funkce *awgn* pro přidání Gaussovského bílého šumu, který je všudypřítomný. Jeho poměr s užitečnou nosnou vyjadřuje hodnota C/N. Ta se zadává v okně uživatelské aplikace. Při zkoumání vlastností kanálů se často využívá krokování C/N, aby byly jasně vidět hodnoty BER pro jednotlivé případy. Programově se krokování řeší cyklickým výpočtem vlivu přenosového kanálu na modulovaný signál pro každou hodnotu C/N zvlášť.

Při modelování Rayleighova kanálu Obr. 4.1 se počítá s 20 odraženými signály. Ty mají vůči signálu přímé cesty určitý zisk, fázový posuv i časové zpoždění [15]. Nejdříve se aplikuje časové zpoždění posunem spektra a poté zisk a fázový posuv podle (5.4) na každou přenosovou cestu. Vlivy cest se sečtou a poté je tím vynásoben výsledný signál [14]. Model Riceova kanálu je naprosto totožný a navíc je zde přidána přímá cesta šíření Obr. 4.1 [14].

Kanál TU6 je speciální kanál pro simulace městské zástavby. Protože je to kanál pro mobilní příjem má jako vstupní parametr rychlost pohybu přijímače (v tomto případě 50km/h), ze které vypočítá posuv signálu způsobený Dopplerovým jevem. Obsahuje šest kanálů, jejichž parametry jsou v Tab. 4.1. V prostředí MATLAB se pro tyto simulace využívá funkce *rayleighchan*, která vytvoří modelovou charakteristiku kanálu podle Rayleighova rozložení a ta působí na modulovaný signál [14].

```
ch = rayleighchan(ts, fd);  
ch.NormalizePathGains = false;  
ch.ResetBeforeFiltering = true;  
Cesta(i, :) = filter(ch, ModSignal);
```

Funkce obsahuje dvě vstupní proměnné vzorkovací periodu ( $t_s$ ) a Dopplerovu frekvenci ( $f_d$ ) k výpočtu časového zpoždění. Pro správnou činnost je nutné nastavit parametr *NormalizePathGains* na logickou nulu, v opačném případě normalizuje výsledný zisk cest do jedničky. A parametr *ResetBeforeFiltering* na logickou jedničku, aby byla filtrace každého signálu cesty stejná. Záporom je fakt, že funkce nepoužívá fázový posuv odražených signálů i přesto přináší uspokojivé výsledky. [14]

Kanál RA6 je určen venkovskému mobilnímu příjmu. Rychlost příjemce je 100km/h a počítá s přímou cestu mezi vysílačem a přijímačem. Provedení simulace je identické jako u TU6, ale přímá cesta se modeluje funkcí *ricianchan* ve které přibývá K faktor jako vstupní proměnná a parametr *DirectPathDopplerShift*, ten vyjadřuje Dopplerovu frekvenci v Hz pro přímou cestu. [14]

Poslední dva modely PI3 a PO3 reprezentují příjem v městské zástavbě pro pěší. Používají 12 přenosových cest. První jmenovaný uvnitř budov druhý venku. Modely jsou v podstatě identické s modelem RA6 liší se pouze v hodnotách útlumu a zpoždění [14].

Po dokončení nastavení zvolených parametrů se konfigurace uloží pro výpočty simulace stiskem tlačítka *Potvrdit!*. Naopak tlačítko *Zrusit* pouze zavře okno a model kanálu zůstane nenastaven. Pokud si uživatel bude chtít nadefinovat přenosový kanál podle sebe, klikne na model kanálu, tím vybere způsob výpočtu (všechny jsou popsány výše) a stiskem tlačítka *Vymulovat vse* se smažou veškerá přednastavení.

## 5.3 Přijímací část

Přijímací část je analogicky inverzní k části přijímací, proto její popis bude zestručněn.

### 5.3.1 Demodulace a převod do frekvenční oblasti

Po přijetí je signál převeden do základního pásma, vyfiltrován *root raised cosine* filtrem se stejnou charakteristikou jako ve vysílači. Je třeba říci, že tento filtr zavádí určité zpoždění signálu, proto je nutné ho na obou stranách komunikačního řetězce kompenzovat a podvzorkovat tady demodulace pro TDM končí. U OFDM dále probíhá vybrání dále použitelných dat a odstranění ochranného intervalu, přeměna do matice a aplikace rychlé Fourierovy transformace (FFT). Tímto se dostává signál zpět do frekvenční oblasti, kde jsou odebrány nulové nosné ve stejném počtu a na stejných pozicích jako v přijímači.

### 5.3.2 Ekvalizace signálu

V případě OFDM, jak bylo uvedeno v kapitole 6.1.2 pozice spojitých a rozptýlených nosných v rámci jsou předem jasně určené. Tohoto faktu využívá v přijímači proces nazvaný ekvalizace. Na známé pozice jsou dosazovány hodnoty nosných z přijatého signálu. Jelikož se přenáší 68 symbolů, hodnoty se průměrují. Cílem je vytvořit inverzní přenosovou charakteristiku. Nosné pro její vytvoření nejsou všude, proto se signál podvzorkuje a následně se interpolací požadovaná charakteristika dotvoří. Před aplikací se ještě přemění na sloupcový vektor a každý symbol je jí podělen. Užitek uvedené techniky je dobře vidět hned v grafech uživatelské aplikace, kde při použití kanálů s vícecestným šířením velmi vylepší přijatý konstelační diagram a tím pádem i přijatá data.

U TDM je situace poněkud odlišná, i když cíl, vytvořit inverzní charakteristiku přenosu, zůstává stejný. Odhad kanálu je převzat a upraven ze standardu DVB-S2. Využívá dopředný odhad fáze s maximální pravděpodobností (Maximum Likelihood feed-forward phase estimator) [6]. Je aplikován na každý PL Slot jehož struktura je na Obr. 5.5. Každý Pilot Field slouží jako základ pro interpolaci přes celý sub-slot. Poté probíhá odhad pro fázi a modul zvláště i když velmi podobně. Fáze každého vzorku se nejprve spočítá jako

$$\hat{\theta}_{PF}(n) = \hat{\theta}_{PF}(n-1) + SAW[\hat{\theta}_{PF}(n) - \hat{\theta}_{PF}(n-1)] \quad (5.21)$$

Kde  $SAW[\Phi] \equiv [\Phi]_{-\pi}^{+\pi}$  je nelinearita „zuby“ SAW filtru, která je z redukována na intervalu  $(-\pi, \pi)$ . Samotná lineární interpolace mezi dvěma sousedními sub-slotsy je aplikována spolu s následující rovnicí [6]

$$\hat{\theta}_{PFL}(l, n) = \hat{\theta}_{PF}(n) + \frac{1}{1008} [\hat{\theta}_{PF}(n+1) - \hat{\theta}_{PF}(n)] \quad (5.22)$$

Kde  $l = 1, \dots, 1008$ . Maximální hodnota  $l$  odpovídá počtu symbolů v subslotu. Situace při odhadu amplitudy přeneseného symbolu je velmi podobná. Amplituda je vyjádřena



jako modul komplexního čísla, které reprezentuje jednotlivý symbol. Lineární interpolace je opět aplikována spolu s následující rovnicí [6].

$$A(l, n) = A(n) + \frac{1}{1008} [A(n+1) - A(l, n)] \quad (5.23)$$

$l$  je  $1, \dots, 1008$ .

### 5.3.3 Rozbor rámce

Rozbor rámce probíhá u obou módů velmi podobně resp. principiálně stejně. Nejdříve se režijní složky jako jsou rozptýlené, spojitě, TPS nosné nebo Pilot field nulují a zbytek dat je vstupem příslušného demodulátoru v základním pásmu. Použije se inverzní funkce než ve vysílači tj. *modem.qamdemod* resp. *modem.pskdemod*, jejíž výstupem jsou dekadické hodnoty, proto je za ní zařazen dekadicko-binární převodník. Výsledný řádkový se převede do matice, kde řádky představují vyjádření bitového čísla a sloupce jejich počet. Výjimku samozřejmě tvoří demodulátor 16APSK. Ten nevyužívá žádnou funkci z MATLABu, ale rozhoduje na základě polohy symbolu. Nutno podotknout, že se jedná o tzv. tvrdé rozhodování. Nicméně není nutný žádný převodník, protože výstup je binární. Nakonec se binární data ve funkci *biterr* porovnává s maticí na vstupu komunikačního řetězce a jejím výstupem je počet chybných bitů a výsledná BER, které se zobrazí v okně uživatelské aplikace.

## 6 SIMULACE A VÝSLEDKY

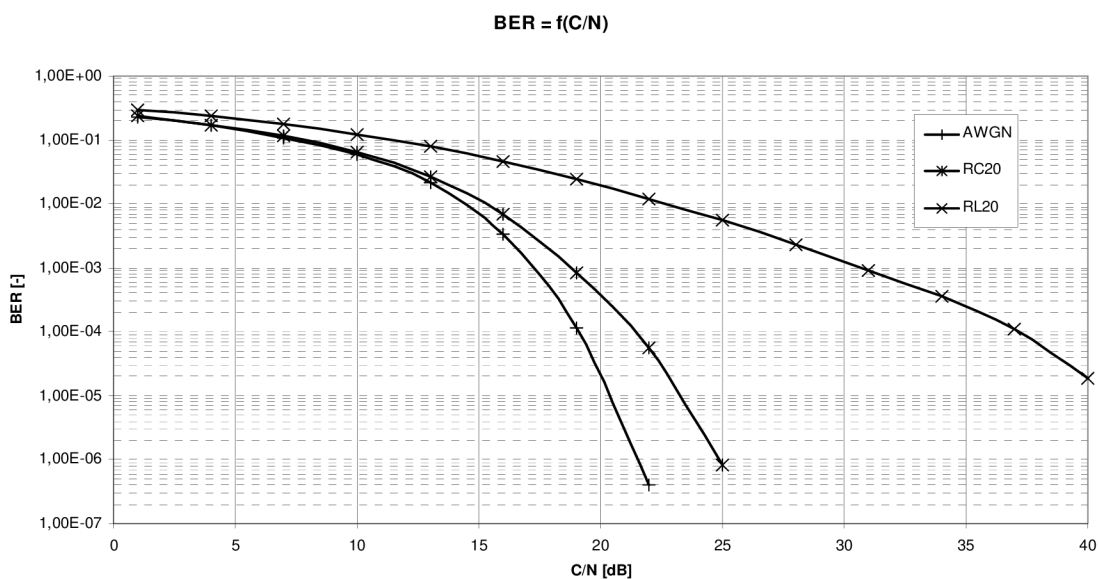
V této kapitole jsou popsány veškeré experimentální simulace a jejich výsledky prováděné v uživatelské aplikaci vytvořené v prostředí MATLAB 7.7.0 (R2008b). Metodika simulací ukazuje vliv přenosových kanálů na přijaté konstelační diagramy a BER po ekvalizaci signálu v přijímači s typickými OFDM módy, TDM módem a vnitřními modulacemi. Experimenty se primárně dělí na dvě skupiny pro DVB-H a DVB-SH.

### 6.1 Simulace pro DVB-H

OFDM módy typické pro DVB-H jsou 2k a 4k. Je to z důvodů dobré odolnosti proti Dopplerovu jevu při zachování dostatečné přenosové rychlosti. Vnitřní modulace byly zvoleny všechny, které jsou v aplikaci dostupné tj. QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Hodnota ochranného intervalu byla 1/16 resp. 1/8. Příjem DVB signálu se ve variantě Handheld dělí na tři skupiny s typickými modely kanálů:

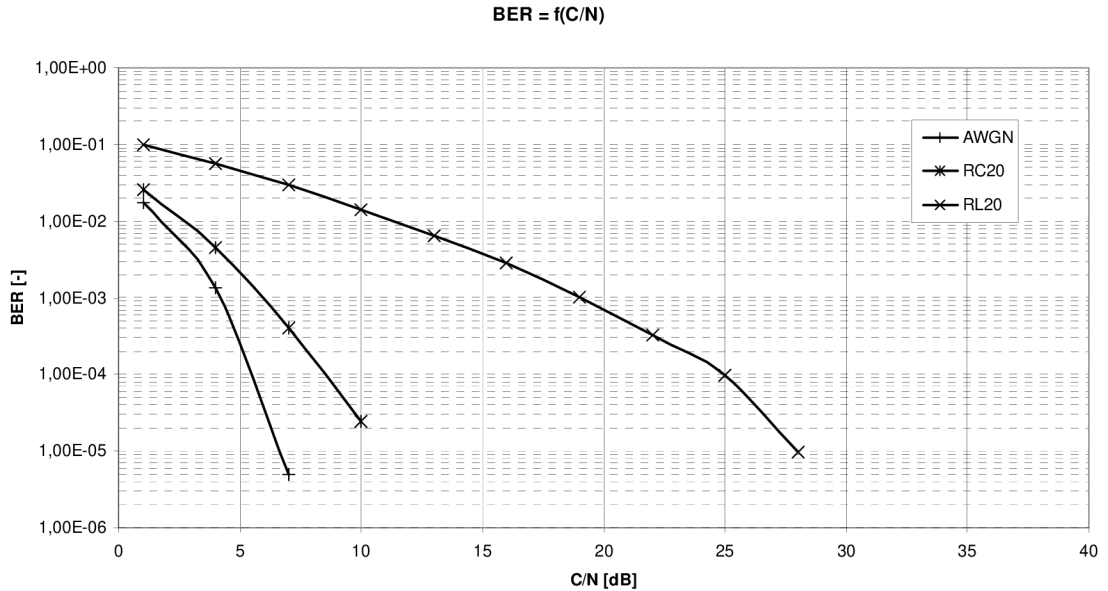
- pevný (fixed) – RC20, RL20
- přenosný (portable) – PI3, PO3
- mobilní (mobile) – TU6, RA6

Na úvod byla zkoumána nejvíce náročná konfigurace pro přenos s pevným příjmem např. uživatel sedící na lavičce v parku. Na té jsou dobře vidět krajní hodnoty  $BER = f(C/N)$ . Vzhledem k tomu, že aplikace neřeší zabezpečení signálu, tak při hodnotách  $1e-3$  až  $1e-4$  by mělo dodatečné zabezpečení odstranit všechny chyby. 8k mód je velmi náchylný k mezisymbolovým interferencím, proto je zvolen ochranný interval 1/8.



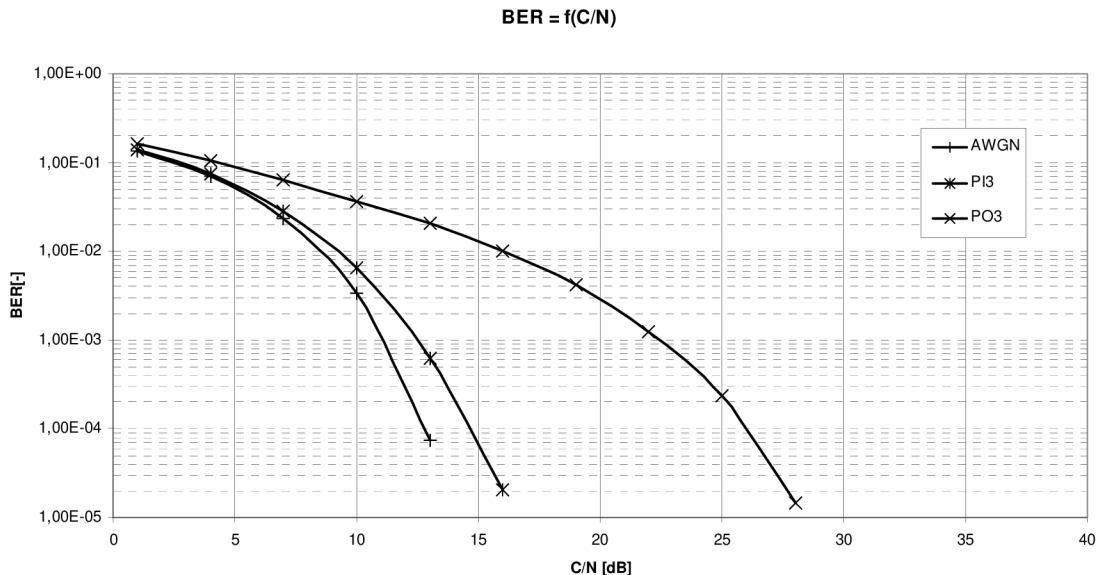
Obr. 6.1 BER pro 8k mód, modulaci 64QAM a ochranný interval 1/8

Jako opačná strana mince je na Obr. 6.2 ukázán nejjednodušší případ, aby bylo jasné v jakých mezích chybovosti signálu se může přenos pohybovat. Hodnoty se zlepšily o 15dB, cenou však je několikanásobně nižší přenosová rychlost



Obr. 6.2 BER pro 2k mód, modulaci QPSK a ochranný interval 1/16

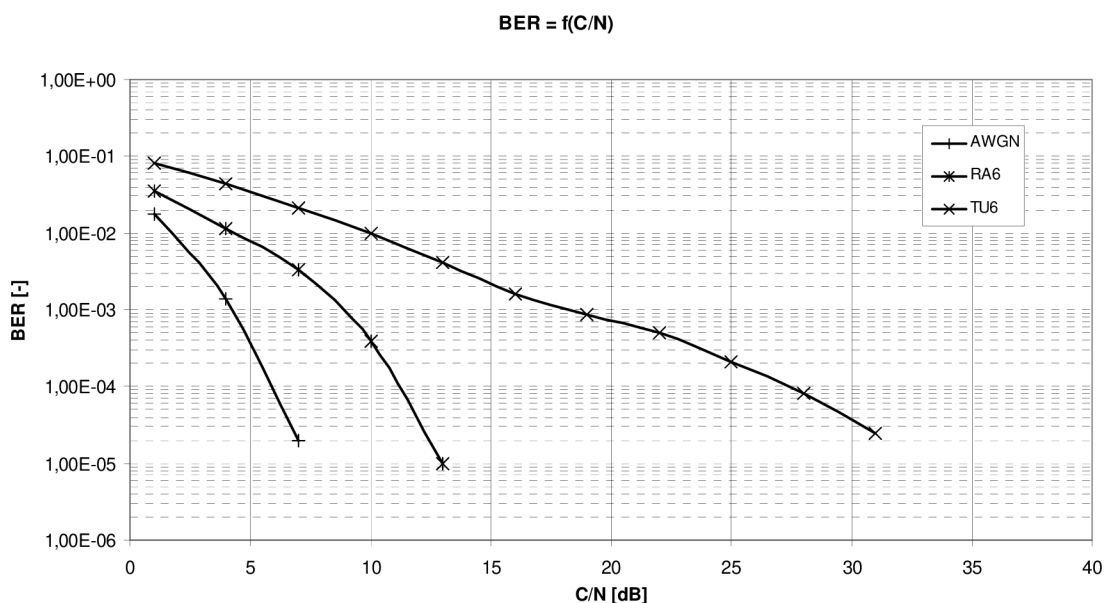
Další je příjem přenosný. Dá se představit jako chůze po městě Obr. 6.3. A to buď venku (PO3) nebo uvnitř budov (PI3). I když by se mohlo na první pohled zdát, že příjem venku musí být typicky lepší, není tomu tak. Příjem je velmi náchylný na odražené signály a zejména na jejich sílu (úroveň). Vnitřní příjem je má více ztlumeny.



Obr. 6.3 BER pro 4k mód, modulaci 16QAM a ochranný interval 1/8

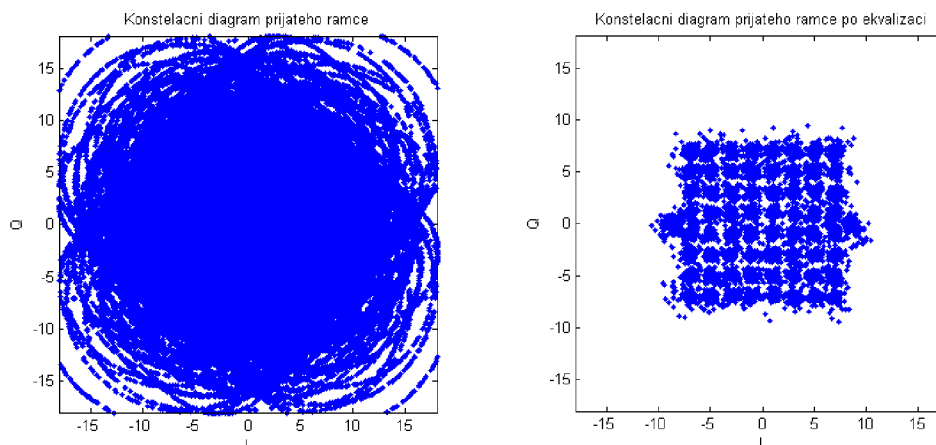
Oproti Obr. 6.1 vycházejí hodnoty C/N mnohem lépe, to je však způsobeno snížením na 4k mód a 16QAM modulaci. Naopak oba kanály zahrnují Dopplerovský posun

frekvence díky pohybu přijímače 3km/h. Nejjednodušší konfigurace přijímače, ale nejhorší podmínky příjmu ukazuje Obr. 6.4



Obr. 6.4 BER pro 2k mód, modulaci QPSK a ochranný interval 1/16

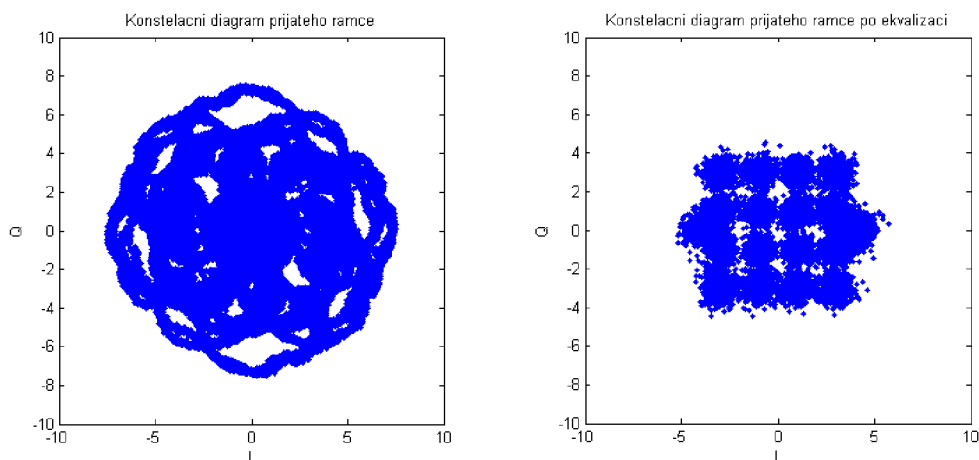
Jsou zde porovnány modely pro mobilní příjem, které se vyznačují vysokou rychlostí pohybu přijímače. Jak bylo popsáno v kapitole 4 RA6 je model jízdy mimo město s dominantní přímou cestou. Nebýt Dopplerova posuvu jeho křivka by téměř kopírovala křivku AWGN kanálu. TU6 je jízda v městské zástavbě bez přímé cesty. Proto její průběh je nápadně podobný Rayleighově průběhu, tudíž je velmi pozvolně klesající. Dalším zajímavým ukazatelem přenosu je přijatý konstelační diagram jako na Obr. 6.5 a Obr. 6.6



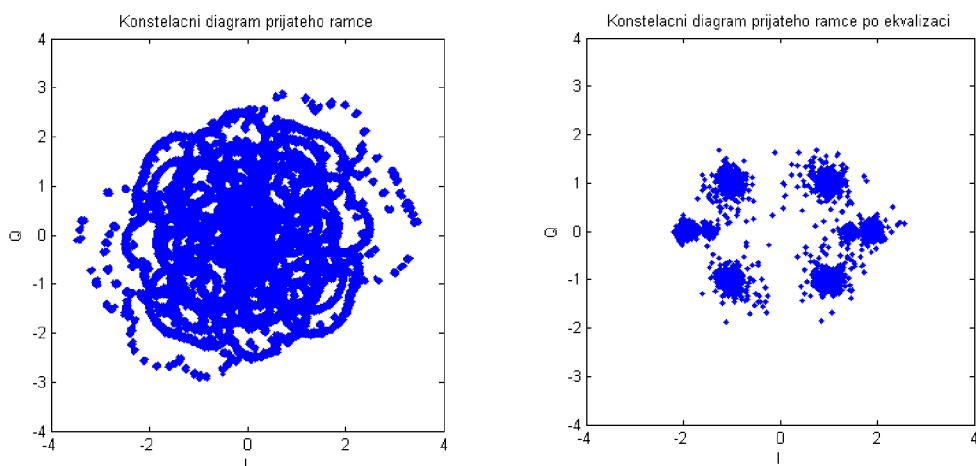
Obr. 6.5 Konstelační diagram Rayleighova kanálu před a po ekvalizaci (8k, 64QAM, C/N = 40dB)

Je zde ukázka nezbytnosti ekvalizace signálu inverzní přenosovou charakteristikou, díky níž se rekonstruuje přijatý signál. Jinak bychom nemohli přijímat signály s velkým

časovým zpožděním, kterých je v případě mobilního příjmu většina. Toto je případ s nulovou chybovostí. Lze si všimnout, že bez ekvalizace z konstelačního diagramu není ani poznat o jakou vnitřní modulaci se jedná.



Obr. 6.6 Konstelační diagram PO3 kanálu před a po ekvalizaci (4k, 16QAM,  $C/N = 25\text{dB}$ )



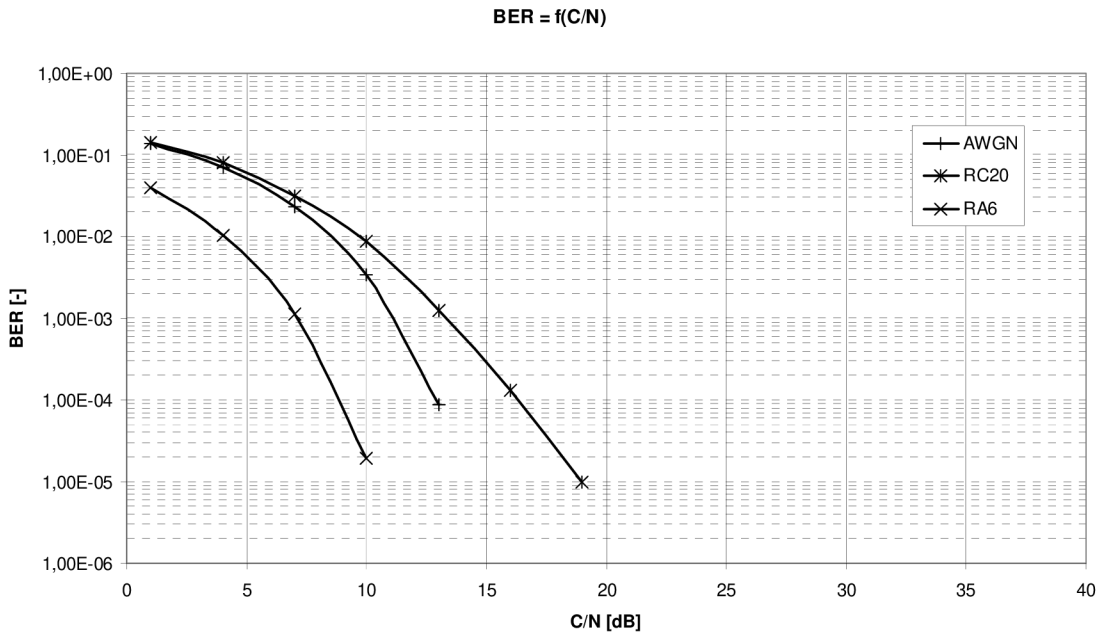
Obr. 6.7 Konstelační diagram TU6 kanálu před a po ekvalizaci (2k, QPSK,  $C/N = 30\text{dB}$ )

## 6.2 Simulace pro DVB-SH

### 6.2.1 DVB-SH-A - OFDM

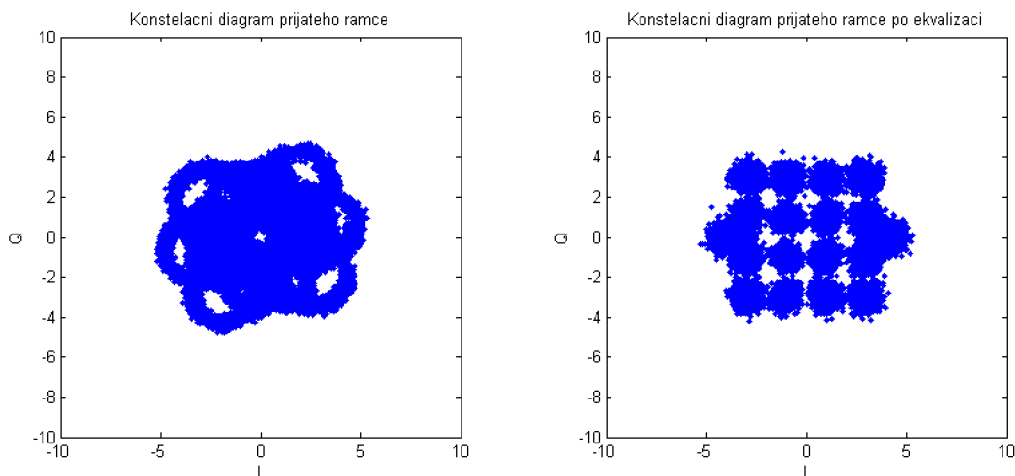
Pro tento standard je klíčová konfigurace OFDM mód 1k a vnitřní modulace QPSK, avšak jak bylo uvedeno v kapitole 2.2.3 v případě dobrého příjmu zejména pevného je možné zvyšovat jak modulaci tak OFDM mód. Tato kapitola má za cíl je přiblížit. Testy budou prováděny na podobných konfiguracích jako u DVB-H, avšak s důrazem na 1k mód a další odlišnosti tohoto standardu. Důležitou prekvizitou je taktéž existence přímé

cesty v přenosovém kanále, protože satelitní spojení je velmi náchylné na odražené signály. To bude dobře vidět zejména v následující podkapitole.



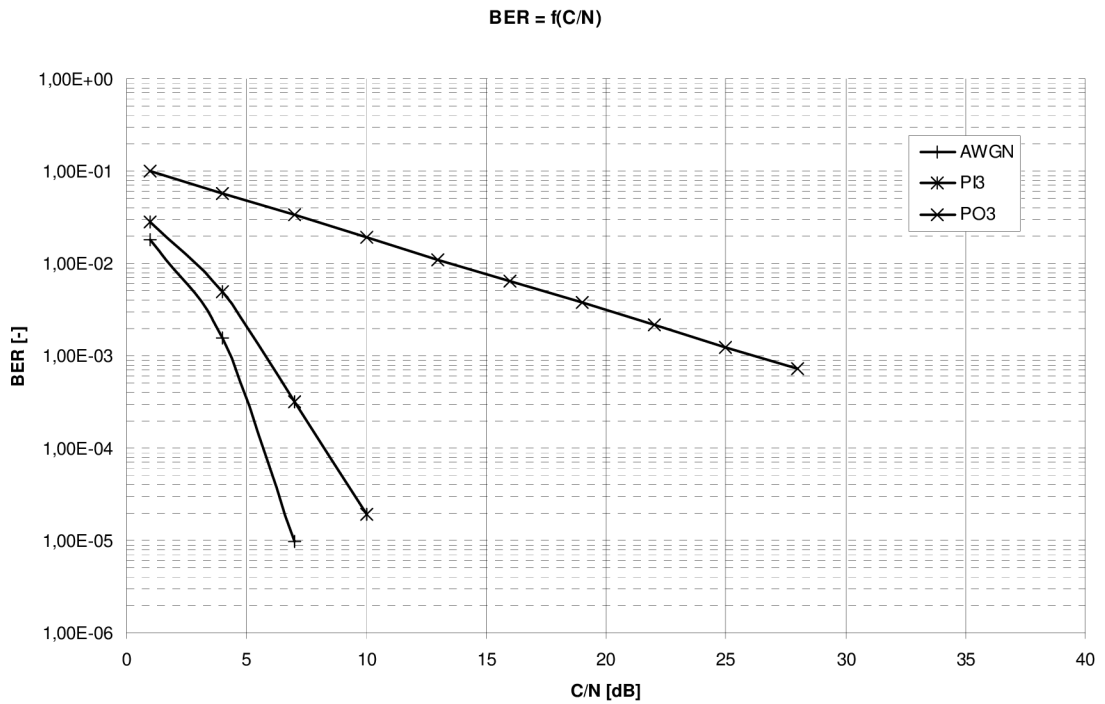
Obr. 6.8 BER pro 1k mód a modulaci 16QAM a ochranný interval 1/8

Zde je nastavení pro vyšší přenosovou rychlost. Při satelitním spojení je nezbytné používat co nejnižší C/N, pokud neprochází signál pozemními opakovací – Gap filler (kapitola 3). Další důležitým parametrem je nosný kmitočet, který je v případě DVB-SH nastaven na 2,2GHz způsobuje ještě větší náchylnost na dopplerův posuv a zejména na počet a sílu odražených signálů. Tento parametr sice není v okně uživatelské aplikace volitelný, avšak v případě potřeby ho lze snadno změnit ve skriptu *Modulace* resp. *Demodulace*. Vše je komentováno pro snazší orientaci. Pokud se požaduje simulovat kanály s pohybem přijímače je ho třeba změnit i tam (*TU6*, *RA6*, *PI3*), protože funkce MATLABu požadují kmitočet nosné jako vstupní parametr.



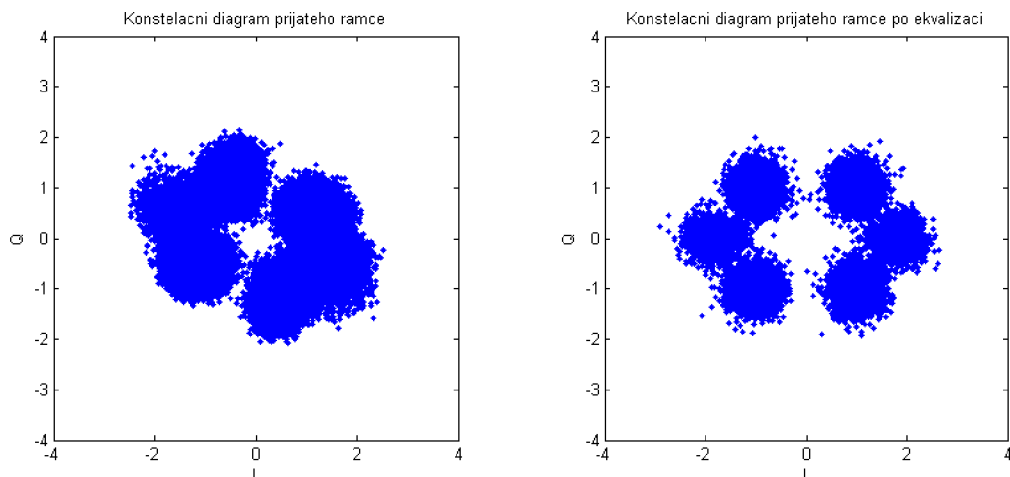
Obr. 6.9 Konstel.diagram. RA6 kanálu před a po ekvalizaci (1k, 16QAM, C/N = 15dB)

Už z Obr. 6.8 je patrné, že RA6 má sice pohyblivý přijímač, ale méně odražených cest. Na rozdíl od RC20, kde je tomu naopak a rozdíly mezi nimi nejsou nijak závratné.



Obr. 6.10 BER pro 1k mód a modulaci QPSK a ochranný interval 1/16

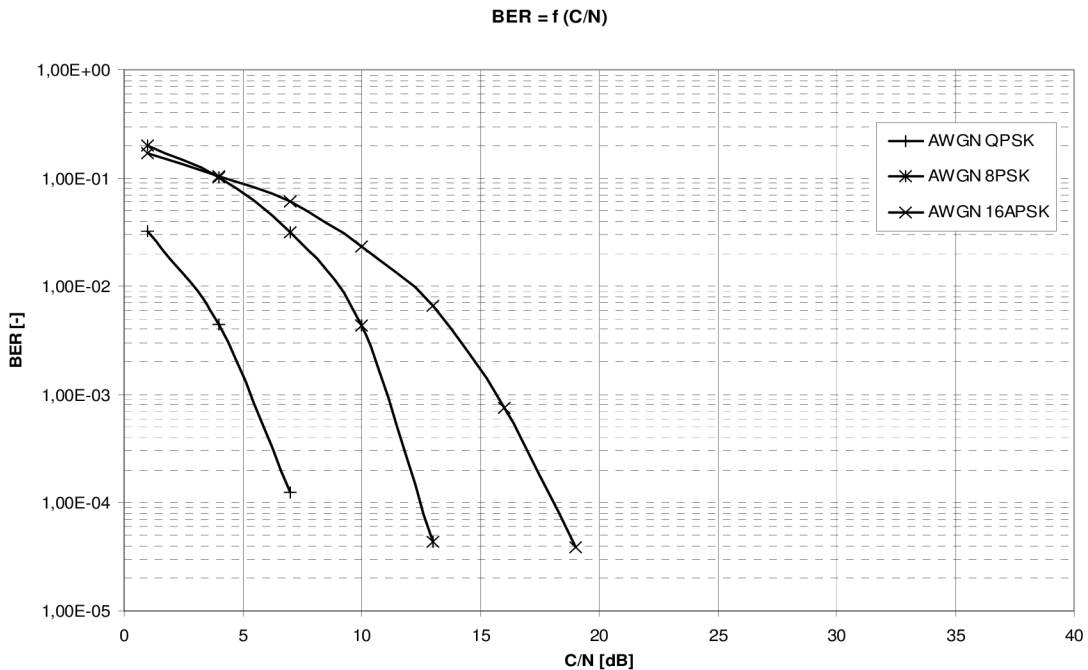
Podobná situace je na Obr. 6.10. Tam se ukazuje špatná kombinace pohybu přijímače a mnoha zpožděných, málo zatlumených cest – PO3. Pěší příjem ve městě se ukazuje jako prakticky nereálný, což ale nevadí, protože se dá přejít na DVB-H a tam jsou ty výsledky o poznání lepší. Trochu ideálně zde vychází model PI3. V reálu se tento výsledek dá interpretovat jako procházení se uvnitř budovy u okna.



Obr. 6.11 Konstelační diagram PI3 kanálu před a po ekvalizaci (1k, QPSK, C/N = 10dB)

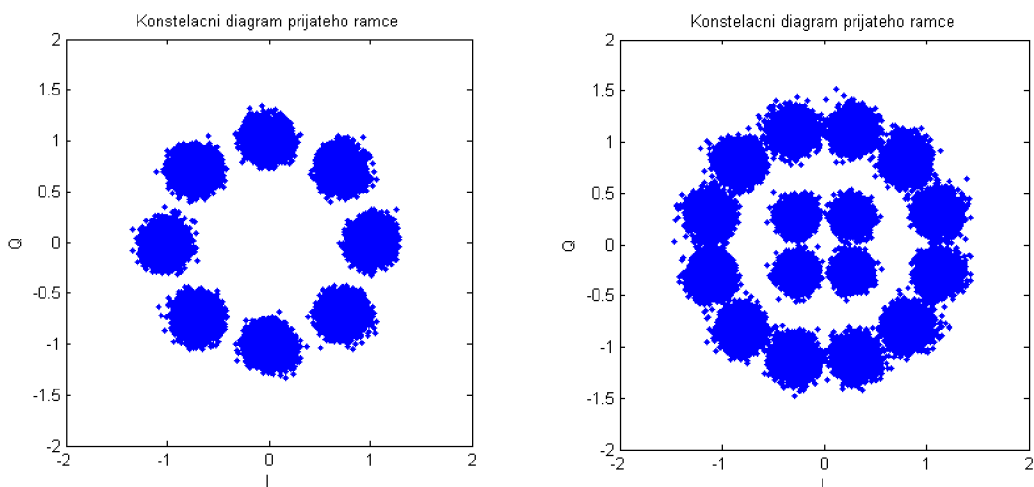
## 6.2.2 DVB-SH-B – TDM

TDM mód, jak již bylo zmíněno výše je zcela odlišný od OFDM módu a to se odráží i v simulacích. Nejvíce je pak patrná nepřítomnost FFT transformace, která významně pomáhá při ekvalizaci. Díky ní a PSK modulacím totiž ekvalizace není tolik patrná. Dochází zejména ke korekci fáze, tudíž i ekvalizovaný signál vypadá více zašuměle. Jak bylo zmíněno výše SH-B využívá modulací QPSK, 8PSK a 16APSK.



Obr. 6.12 Srovnání PSK modulací pro TDM mód

Z tohoto obrázku je patrné jak náročná je modulace 16APSK na dobrý příjem, pokud to ale nastane, umožňuje velkou přenosovou rychlost při relativně nízké náročnosti na zpracování.

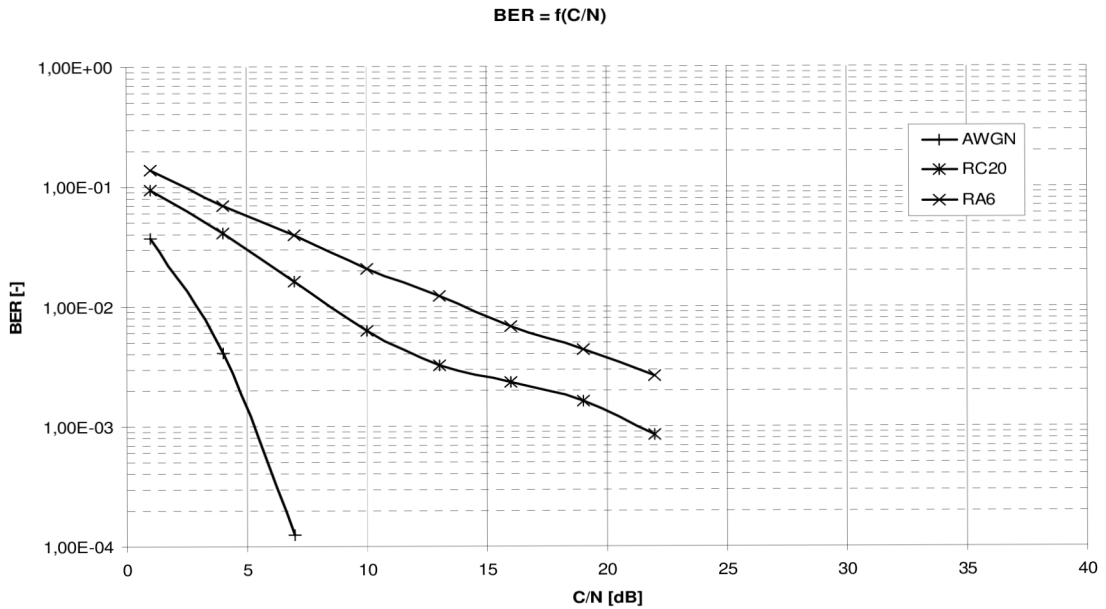


Obr. 6.13 Ekvalizované konstelační diagramy 8PSK a 16APSK pro C/N = 15dB



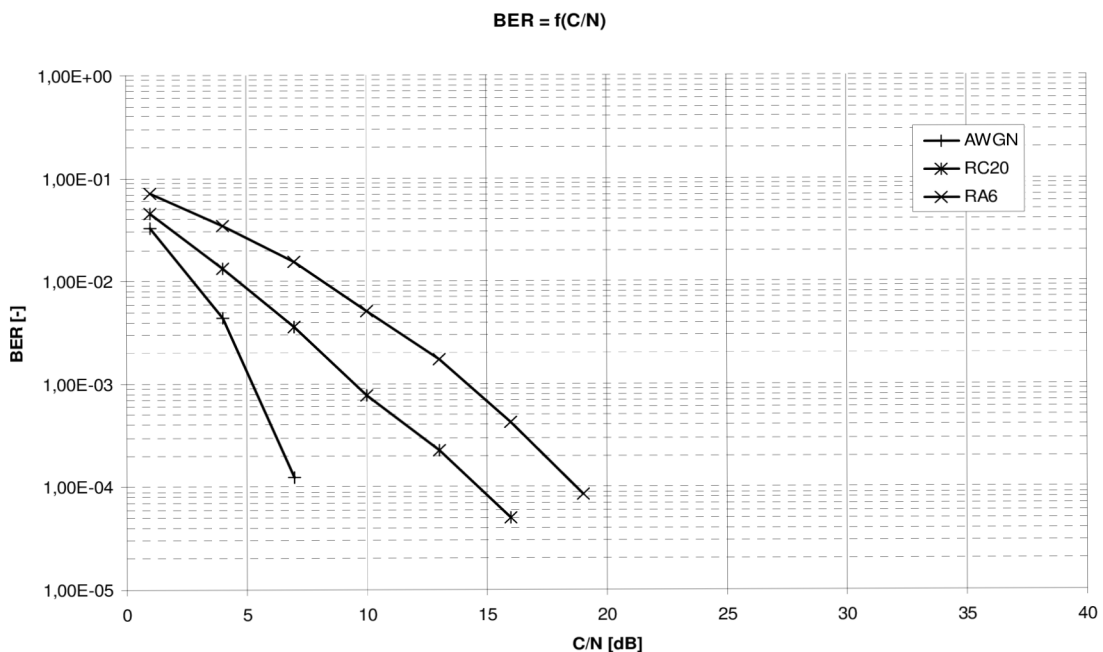
I při vyšším odstupů C/N je z konstelačního diagramu vidět, že nejvyšší modulace má určitou chybovost, zatímco 8PSK je jednoznačně bezchybné.

Satelitní komunikace přenáší signál na frekvenci přes 2 GHz a tak je potřebné zajistit přímý kanál s pevným příjmem a bez odrazů. Na dalším obrázku se ukazuje jak tyto vlivy zásadně ztěžují.



Obr. 6.14 BER modulaci QPSK v TDM 2,2GHz

Mohou nastat situace, kdy by mohlo být zapotřebí přenášet signál časovým multiplexem i v pozemních sítích. To znamená, že nosný kmitočet by se pohyboval okolo 626MHz.



Obr. 6.15 BER modulaci QPSK v TDM 626MHz

Obr. 6.15 ukazuje, že výsledky jsou velmi podobné jako u DVB-SH-A. Potom se tedy nabízí možnost výběru, který standard bude kdy výhodnější použít. Další modulace 8PSK a 16APSK se hodí zejména pro příjem k pozemním opakovačům. Nejsou náročné na výkon o to více jsou ale náchylné na únik díky vícecestnému šíření.

## 7 ZÁVĚR

Tato práce se zaměřuje na popis digitálního televizního vysílání a jeho přenosu na mobilní zařízení. V teoretické části byli rozebrány oba standardy DVB-H i DVB-SH a modely přenosových kanálů, kterými se signál šíří.

V realizační části byla vytvořena uživatelská aplikace využívající poznatků z teorie. Aplikace umožňuje veškerá nastavení OFDM módu, vnitřních modulací, ochranných intervalů a dalších důležitých parametrů používaných v řešených standardech. Do aplikace bylo implementováno podokno detailních nastavení. Nabízí výběr modelů přenosových kanálů jako jsou AWGN, Riceův, Rayleighův, TU6, RA6, PI3 a PO3, nastavení jednotlivých cest odražených signálů, K-faktor, roll-off faktor a rychlost přijímače. Dohromady tak byl vytvořen dokument popisující oba standardy a nástroj pro počítačové simulace, které mohou být porovnávány a se skutečnými hardwarovými měřeními v reálném prostředí.

Simulace prokázaly vlastnosti obou standardů a to především v díky použitému multiplexu. OFDM je sice z pravidla náročnější na pokrytí, výkon a zpracování, ale přináší velmi uspokojivé výsledky i ve velmi špatných podmínkách příjmu. Naproti tomu signál z družice vysílaný TDM pokryje obrovské území a nepoužívá FFT. Je však velmi náchylná na podmínky příjmu.

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1 Ukázka přijímání signálu v DVB-H a jeho porovnání s DVB-T .....	5
Obr. 2.2 Blokové schéma přijímače a vysílače DVB-H .....	6
Obr. 2.3 Rozdělení OFDM symbolů .....	6
Obr. 2.4 princip OFDM .....	7
Obr. 3.1 Zajištění pokrytí systému DVB-SH .....	9
Obr. 3.2 Blokové schéma DVB-SH .....	10
Obr. 3.3 Zapouzdření rámce EFrame .....	11
Obr. 3.4 Scramblování rámce EFrame .....	11
Obr. 3.5 Turbo kodér .....	11
Obr. 3.6 Ukázka děrování u Turbo kodéru .....	12
Obr. 4.1 Přenos signálu vícecestným šířením .....	14
Obr. 5.1 Vlastní aplikace simulace přenosových kanálů pro DVB-H/SH .....	16
Obr. 5.2 Vývojový diagram aplikace .....	17
Obr. 5.3 Konstelační diagramy podle DVB-H a DVB-SH .....	19
Obr. 5.4 Struktura OFDM rámce .....	21
Obr. 5.5 Struktura SH rámce a PL slotu .....	21
Obr. 5.6 Principiální schéma vytvoření scramblovací sekvence .....	22
Obr. 5.7 Podokno pro detailní nastavení přenosového kanálu .....	24
Obr. 6.1 BER pro 8k mód, modulaci 64QAM a ochranný interval 1/8 .....	28
Obr. 6.2 BER pro 2k mód, modulaci QPSK a ochranný interval 1/16 .....	29
Obr. 6.3 BER pro 4k mód, modulaci 16QAM a ochranný interval 1/8 .....	29
Obr. 6.4 BER pro 2k mód, modulaci QPSK a ochranný interval 1/16 .....	30
Obr. 6.5 Konstelační diagram Rayleighova kanálu před a po ekvalizaci (8k, 64QAM, C/N = 40dB) .....	30
Obr. 6.6 Konstelační diagram PO3 kanálu před a po ekvalizaci (4k, 16QAM, C/N = 25dB) .....	31
Obr. 6.7 Konstelační diagram TU6 kanálu před a po ekvalizaci (2k, QPSK, C/N = 30dB) .....	31
Obr. 6.8 BER pro 1k mód a modulaci 16QAM a ochranný interval 1/8 .....	32
Obr. 6.9 Konstel.diagram. RA6 kanálu před a po ekvalizaci (1k, 16QAM, C/N = 15dB) .....	32

Obr. 6.10 BER pro 1k mód a modulaci QPSK a ochranný interval 1/16 .....	33
Obr. 6.11 Konstelační diagram PI3 kanálu před a po ekvalizaci (1k, QPSK, C/N = 10dB).....	33
Obr. 6.12 Srovnání PSK modulací pro TDM mód .....	34
Obr. 6.13 Ekvalizované konstelační diagramy 8PSK a 16APSK pro C/N = 15dB .....	34
Obr. 6.14 BER modulaci QPSK v TDM 2,2GHz .....	35
Obr. 6.15 BER modulaci QPSK v TDM 626MHz .....	35

## SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1 Přehled OFDM módů používaných v DVB-H(SH) část 1 .....	8
Tab. 2.2 Přehled OFDM módů používaných v DVB-H(SH) část 2 .....	8
Tab. 4.1 Srovnávací tabulka experimentálních modelů přenosových kanálů.....	15
Tab. 5.1 Princip scramblingu podle výstupu Goldovy sekvence .....	23

# SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

## Zkratky:

<b>AVC</b>	Advanced Video Coding – Pokročilé kódování obrazu
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise – Přídavný bílý šum s Gaussovským rozložením.
<b>BER</b>	Bit Error Ratio – Poměr bitové chybovosti
<b>C/N</b>	Carrier to Noise – Poměr nosné k šumu
<b>DCT</b>	Diskrétní kosinová transformace
<b>DECT</b>	Digital Enhanced Cordless Telecommunications – Bezdrátová pevná linka
<b>DFT</b>	Diskrétní Fourierova transformace
<b>DQPSK</b>	Differential Quadrature Phase Shift Keying – Druh digitální fázové modulace
<b>DVB</b>	Digital Video Broadcasting – Digitální obrazové vysílání
<b>DVB-C</b>	DVB - Cable – kabelové
<b>DVB-H</b>	DVB – Handheld – mobilní zařízení
<b>DVB-S</b>	DVB – Satellite – satelitní
<b>DVB-SH</b>	DVB – Satellite Handheld – satelitní pro mobilní zařízení
<b>DVB-T</b>	DVB – Terrestrial - pozemní
<b>FEC</b>	Forward Error Correction – Dopředná korekce chyb
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transformation – Rychlá Fourierova transformace
<b>GUIDE</b>	Graphical User Interface Development Environment – Grafické uživatelské rozhraní
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transformation – Inverzní Rychlá Fourierova transformace
<b>LEO</b>	Low Earth Orbit – Nízká oběžná dráha
<b>MPE</b>	Multiprotocol Encapsulation – Víceprotokolové zapouzdření
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplex – Ortogonální frekvenční multiplex
<b>PI</b>	Pedestrian indoor = Pěší uvnitř budovy
<b>PO</b>	Pedestrian outdoor = Pěší venku
<b>PRBS</b>	Pseudorandom Bit Sequence – Pseudonáhodná bitová posloupnost
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation – Kvadrturní amplitudová modulace
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying - Kvadrturní fázové klíčování
<b>APSK</b>	Amplitude Phase Shift Keying – Amplitudové fázové klíčování
<b>RA</b>	Rural Area – Venkov
<b>RC</b>	Rice Channel – Riceův kanál
<b>RF</b>	Radio frequency - vysokofrekvenční
<b>RL</b>	Rayleigh Channel – Rayleighův kanál
<b>TU</b>	Typical Urban – Typická městská zástavba
<b>TDM</b>	Time Division Multiplex – časový multiplex

**Symbols:**

$f_D$	Dopplerova frekvence	[Hz]
$f_N$	Nyquistova frekvence	[Hz]
$K_{\min}$	první nosná v OFDM rámci	[-]
$K_{\max}$	poslední nosná v OFDM rámci	[-]
$N$	počet cest pro odražené signály	[-]
$t_s$	vzorkovací perioda	[s]
$\rho$	zisk odraženého signálu	[-]
$\Theta$	fázový posun	[rad]
$\tau$	časové zpoždění odražených signálů	[s]



# LITERATURA

- [1] FISHER, W. *Digital Video and Audio Broadcasting Technology*, Springer-Verlag, 2008. ISBN 978-3-540-76357-4.
- [2] FURHT, B., AHSON, S. *Handbook of mobile broadcasting : DVB-H, DMB, ISDB-T, and MEDIAFLO*, Auerbach Publications, 2008. ISBN 978-1-4200-5386-9
- [3] LEGÍŇ, M. *Televizní technika DVB-T*, BEN, Praha, 2006. ISBN 80-7300-204-3
- [4] HAKALA, P., HIMMANEN, H. *Evaluation of DVB-H Broadcast Systems Using New Radio Channel Models*, Technical Report No 817, TUCS, 2007-03, Turku. ISBN 978-952-12-1878-1
- [5] ETSI TR 102 377. *Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation Guidelines*, 2009.
- [6] ETSI EN 302 583 V1.1.0 (2008-01). *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld device (SH) below 3 GHz*. [Online] Dostupné z: <<http://www.dvb-h.org/technology.htm>>
- [7] ETSI EN 300 744 V1.6.1 (2009-01). *Digital Video Broadcasting (DVB), Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. European Standard ETSI, 2009.
- [8] DVB BlueBook A092 Rev. 3 (2009-04). *DVB-H Implementation Guidelines*. [Online] Dostupné z: <<http://www.dvb-h.org/technology.htm>>
- [9] ETSI TS 102 584 v1.2.1 (2011-01). *DVB-SH Implementation Guidelines*. [Online] Dostupné z: <<http://www.dvb-h.org/technology.htm>>
- [10] ROUSSET, O., *Wing TV Project Report, Services to Wireless, Integrated, Nomadic, GPRS-UMTS & TV handheld terminals*, D5 – Wing-TV Companies lab tests, 05-2006, [Online] Dostupné z: <<http://projects.celtic-initiative.org/WING-TV/>>
- [11] KRATOCHVÍL, T. *Digitální televizní systémy*. Prezentace k přednáškám. Brno: FEKT VUT v Brně, 2009.
- [12] MARŠÁLEK, R. *Teorie rádiové komunikace*. Prezentace k přednáškám. Brno: FEKT VUT v Brně, 2009.
- [13] ŠTUKAVEC, R., KRATOCHVÍL, T. *Simulation and measurement of the transmission distortions of the digital television DVBT/H Part 2: Hierarchical modulation performance*. *Radioengineering*, 2010, vol. 19, no. 3, p. 429-436. ISSN: 1210-2512.
- [14] POLÁK, L., KRATOCHVÍL, T. *Simulation and measurement of the transmission distortions of the digital television DVBT/H Part 3: Transmission in fading channels*. *Radioengineering*, 2010, vol. 19, no. 4, p. 703-711. ISSN: 1210-2512.
- [15] DAŘA, P. *Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-T v prostředí MATLAB*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 61 s., 3 příl. Vedoucí diplomové práce Ing. Radim Štukavec.