



**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-T2**

SIMULATION OF THE RF TRANSMISSION CHANNEL FOR THE DVB-T2

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. ADAM STROUHAL**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. LADISLAV POLÁK**

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

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

**Student:** Bc. Adam Strouhal

**ID:** 72885

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2010/2011

## NÁZEV TÉMATU:

### Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-T2

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V úvodní teoretické části práce se seznámte s blokovou strukturou vysílacího a přijímacího řetězce standardů DVB-T a DVB-T2. Prostudujte jednotlivé typy RF přenosových kanálů pro oba standardy. Seznamte 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. Zaměřte se na jednotlivé modely kanálů s nastavitelnými parametry a možnostmi simulací selektivních úniků.

V experimentální části práce provedte simulaci a zhodnoťte vliv nastavení jednotlivých parametrů na bitovou chybovost datového přenosu a dosažitelný datový tok pro standard DVB-T2. Získané výsledky simulací vyhodnoťte, komentujte a porovnejte s parametry standardu DVB-T.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] ETSI EN 302 755. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), 2009.

**Termín zadání:** 7.2.2011

**Termín odevzdání:** 20.5.2011

**Vedoucí práce:** Ing. Ladislav Polák

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

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Diplomová práce se zabývá podrobnějším popisem systému DVB-T2. Popisuje jednotlivé modely RF přenosových kanálů pro fixní a mobilní příjem. Pro simulaci jejich vlivu na přenášený signál byla v prostředí MATLAB vytvořena aplikace s uživatelským prostředím, kde se nastavují parametry DVB-T2 a přenosového kanálu. Výsledky simulací jsou srovnány a vyhodnoceny s předchozím systémem DVB-T.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

DVB-T/T2, LDPC, COFDM, únikové kanály, Dopplerův posuv, BER

## **ABSTRACT**

This Master thesis is focused on detailed description of the DVB-T2 system. This work deals with the description of the particular parts of models and with typical RF transmission channels for fixed and mobile reception. In order to simulate the impact of the fading transmission channels on the transmitted signal there was developed an appropriate application in MATLAB. The graphic user interface of this application allows set the transmission parameters of DVB-T2 and the parameters of the transmission channels. Results of simulations with various settings are evaluated and compared with the results, obtained from the DVB-T measurements.

## **KEYWORDS**

DVB-T/T2, LDPC, COFDM, fading channels, Doppler's shift, BER

STROUHAL, A. *Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-T2*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 70 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Ladislav Polák.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-T2 jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 semestrální 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 20.5.2011

.....

(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 20.5.2011

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Digitální televizní vysílání</b>	<b>2</b>
1.1 Proč digitalizovat .....	2
1.2 Digitalizace .....	2
1.3 Zdrojové kódování (komprimace) .....	3
1.4 Pozemní digitální televizní vysílání v ČR .....	3
<b>2 Standard DVB-T2</b>	<b>5</b>
2.1 Vstupní zpracování PLP .....	7
2.1.1 Přizpůsobení módu (vytvoření BB rámce) .....	7
2.1.2 Přizpůsobení datového toku.....	8
2.2 BICM modul .....	8
2.2.1 FEC kodér .....	9
2.2.2 Bitové prokládání.....	10
2.2.3 Mapování bitů do COFDM buněk .....	11
2.2.4 Buňkové prokládání .....	16
2.2.5 Časové prokládání.....	17
2.3 Sestavení rámce .....	19
2.3.1 Rámcová struktura .....	19
2.3.2 Struktura T2 rámce .....	19
2.3.3 Frekvenční prokládání .....	20
2.4 Vytváření COFDM symbolů .....	21
2.4.1 Namapování pilotních nosných .....	22
2.4.2 IFFT .....	24
2.4.3 PAPR redukce.....	25
2.4.4 Přidání ochranného intervalu .....	25
2.4.5 Vkládání P1 symbolu.....	26
2.5 Bitové rychlosti.....	27
2.6 Srovnání s DVB-T .....	28
<b>3 Přenosové kanály pro pozemní digitální vysílání</b>	<b>29</b>

3.1	Kanály bez Dopplerova posuvu .....	29
3.1.1	Gaussův (AWGN) kanál .....	29
3.1.2	Riceův kanál .....	29
3.1.3	Rayleighův kanál .....	30
3.2	Kanály s Dopplerovým posuvem.....	31
3.2.1	TU6 (Typical Urban reception) .....	31
3.2.2	RA6 (Typical Rural Area reception) .....	31
3.2.3	PI (Pedestrian Indoor).....	32
3.2.4	PO (Pedestrian Outdoor).....	32
<b>4</b>	<b>Dopplerův jev</b>	<b>33</b>
4.1	Dopplerovo spektrum .....	33
<b>5</b>	<b>Program v MATLABU</b>	<b>35</b>
5.1	Uživatelské prostředí .....	35
5.1.1	Parametry DVB-T2.....	36
5.1.2	Výběr kanálu.....	36
5.1.3	Poměr C/N .....	36
5.1.4	Cesty přenosového kanálu .....	37
5.1.5	Statistiky přenosu.....	37
5.1.6	BER & počet chybných bitů, MER .....	37
5.1.7	Grafické okno .....	37
5.1.8	Zobrazení COFDM symbolu .....	37
5.1.9	Ostatní tlačítka .....	38
5.2	Popis programu .....	39
5.2.1	Vysílací část.....	41
5.2.2	Přenos kanálem .....	45
5.2.3	Přijímací část.....	46
<b>6</b>	<b>Výsledky Simulací</b>	<b>51</b>
6.1	Pevný příjem .....	51
6.2	Přenosný příjem .....	57
6.3	Mobilní příjem .....	61
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>66</b>
	<b>Literatura</b>	<b>67</b>

<b>Seznam tabulek</b>	<b>69</b>
<b>Seznam obrázků</b>	<b>70</b>

# ÚVOD

Myšlenka digitalizovat televizní vysílání v Evropě se zrodila počátkem 90. let minulého století, kdy bylo založeno DVB Project. Jedná se o seskupení společností a organizací z více než 35 zemí Evropy, které si kladla za úkol vytvořit mezinárodně uznávaný otevřený standard pro digitální televizní vysílání DVB (Digital Video Broadcasting). Vyjma Evropy byl standard přijat i v některých Afrických, Asijských zemích a Austrálii [1].

Podle způsobu přenosu se DVB dělí na tři základní standardy a to na DVB-S (Satellite) pro družicový přenos, DVB-C (Cable) pro přenos po kabelu a nejmladší DVB-T (Terrestrial) pro pozemní přenos. Každý standard využívá jiné frekvenční pásmo, výkon vysílače, použitou modulaci a úroveň zabezpečení. Společným prvkem je využití standardu MPEG-2, popřípadě MPEG-4 pro komprimaci obrazového a zvukového signálu, tzv. zdrojové kódování. Jednotlivé standardy jsou neustále vyvíjeny a v současné době již existují jejich druhé generace: DVB-S2/C2/T2.

Práce je členěna na šest hlavních kapitol. V první kapitole je okrajově popsána digitalizace televizního vysílání. Druhá kapitola se detailněji věnuje systému DVB-T2. Popisuje blokové schéma vysílacího řetězce a porovnává se systémem DVB-T. Ve třetí kapitole jsou prostudovány jednotlivé modely RF přenosových kanálů včetně jejich matematických popisů. Modely jsou rozděleny podle toho, zda se uplatňuje Dopplerův jev, či nikoliv. Následující kapitola se věnuje Dopplerovu jevu a jeho vlivu na přenášený signál. V páté kapitole je popsána aplikace, která byla vytvořena v prostředí MATLAB pro simulaci vlivu přenosových kanálů na přenos signálu. Věnuje se popisu grafického uživatelského prostředí, ve kterém se definují jednotlivé parametry systému DVB-T2 a přenosových kanálů. Dále se věnuje popisu samotného programového řešení, kde bylo zapotřebí vytvořit kompletní vysílací a přijímací část DVB-T2 včetně modelů přenosových kanálů. V poslední části práce jsou popsány výsledky simulací, které jsou tematicky rozdělené do tří podkapitol (pevný, přenosný a mobilní příjem) a výsledky jsou zhodnoceny a srovnány se systémem DVB-T/H.

# 1 Digitální televizní vysílání

## 1.1 Proč digitalizovat

Jedním z hlavních důvodů, proč se začalo o digitalizaci uvažovat, bylo v mnohem efektivnějším využití frekvenčního spektra. Na kmitočtové spektrum lze nahlížet jako na přírodní bohatství, které je omezené a musí se s ním také tak nakládat. S rozvojem multimédií a přenosem informací rostou i požadavky na přenosovou kapacitu a tím pádem i na frekvenční spektrum. V České republice je šířka pásma televizního kanálu pro jeden analogově vysílaný program 8MHz. Při digitalizaci lze pomocí multiplexu jeden televizní kanál využít hned pro více televizních programů, např. pro 5 programů (viz Tab. 1.1). Současně lze také přenášet různé datové a doplňkové služby. S efektivním využitím frekvenčního spektra souvisí rovněž vysílání vysílačů na stejné frekvenci (jedno-frekvenční sítě). Mezi další výhody digitálního pozemního vysílání patří [2]:

- Vyšší odolnost proti rušení
- Odolnost proti mnohacestnému šíření signálu
- Vysílání vysílače s menším výkonem
- Možnost příjmu v pohybujících se objektech, např. v autě
- Snadnější příjem v hustých městských zástavbách a v odlehlých regionech.

Mezi nevýhody patří diskutabilní stupeň komprese obrazu. Na jednu stranu by bylo potřeba zachovat co nejlepší obraz, ale za pomoci malé komprese, nejlépe žádné. Na druhou stranu je zas potřeba z ekonomického hlediska malého datového toku, ale za použití velké komprese. Musí se proto volit kompromis mezi oběma stranami [2]. Další nevýhoda je v úplné ztrátě obrazu při určité hodnotě rušení, tzv. cliff-off efekt.

## 1.2 Digitalizace

Ve většině států Evropy se jako norma pro analogové televizní vysílání používá soustava PAL s 625 řádky (576 aktivních) a 25 snímků za sekundu. Šířka pásma je 7 nebo 8 MHz. Analogový televizní signál se skládá z jasového a dvou chrominančních signálů a ze zvukového signálu, který se přenáší nezávisle na obrazu. Převod z analogového do digitálního signálu se provádí podle doporučení ITU-R BT.601. Vzorkovací kmitočet jasového signálu je 13,5 MHz a chrominančních signálů 6,75 MHz. Formát vzorkování je 4:2:2. Je použito 10 bitové kvantování pro každý jasový a chrominanční vzorek. Počet jasových vzorků v každém řádku je 720 a chrominančních 360. Výsledný nekomprimovaný digitální obrazový signál má bitovou rychlost 270 Mbit/s, rozlišení 720x576 a nese označení SDTV [3].

Pro kvalitnější podívanou existuje formát televize s vysokým rozlišením, tzv. HDTV, který byl standardizován podle doporučení ITU-R BT.709. Pro Evropu jsou definovány čtyři základní formáty HDTV obrazu s poměrem stran 16:9 a označují se: 720p50, 1080i50, 1080p25, 1080p50 [4]. Přičemž nejkvalitnější z nich je poslední

jmenovaný a jeho parametry jsou: 1920x1080 viditelných obrazových bodů, neprokládané řádkování a 50 snímků za sekundu. Vzorkovací kmitočet jasového signálu je 144 MHz a chrominancních signálů 72 MHz. Používá se 10 bitové kvantování. Nekomprimovaný bitový tok takového signálu dosahuje 2,88 Gbit/s [3]. Pro pozemní vysílání je tento formát příliš nákladný a proto se používají ostatní varianty, které mají poloviční vzorkovací kmitočty a jejich bitový rychlost je 1,485 Gbit/s. Je zřejmé, že tak velké datové toky nelze pomocí televizního kanálu o šířce 8 MHz přenést. Proto je nutné použít určité komprimační metody a datové toky redukovat.

### 1.3 Zdrojové kódování (komprimace)

Pro systém DVB-T byl zvolen jako komprimační standard zdrojového kódování pro obraz a zvuk MPEG-2. Jedná se o ztrátový komprimační formát, který byl primárně vyvinut právě pro SDTV. Základní komprimace obrazu spočívá ve snížení kvantování z 10 bitů na 8 a ve zmenšení formátu vzorkování na 4:2:0 (je možné ponechat 4:2:2). Dále v použití diskrétní kosinové transformaci DCT (Discrete Cosine Transform), která převádí bloky obrazu do kmitočtové oblasti, pohybově kompenzované mezisnímkové predikci na principu rozdílové pulzně kódové modulace DPCM (Differential Pulse Code Modulation), kvantizaci koeficientů DCT a jejich zakódování s proměnnou délkou slov VLC (Variable Length Coding). Komprimace zvuku je založena na využití tzv. psychoakustického maskovacího jevu lidského sluchu. Výsledná bitová rychlost se pohybuje okolo 2 až 7 Mbit/s pro SDTV a kolem 15 Mbit/s pro HDTV [3]. Pro HDTV se v dnešní době začíná používat novější a propracovanější metoda komprimace MPEG-4 AVC / H.264.

V systému DVB-T2 se obecně počítá s vysíláním stanic v HD kvalitě a proto bylo nezbytně nutné přejít k účinnějšímu a efektivnějšímu formátu komprimace. Pro zdrojové kódování byl jako standard zvolen MPEG-4 AVC. Dosahuje se úspory bitové rychlosti o cca 30 až 50 procent při shodné kvalitě obrazu v porovnání s MPEG-2. Takže bitová rychlost SDTV signálu se pohybuje okolo 1,5 až 3 Mbit/s a u HDTV okolo 10 Mbit/s. Hlavní rozdíly oproti MPEG-2 [3]:

- Použití celočíselné a Hadamardovy transformace
- Flexibilní velikost makrobloků (16x16, 16x8, 8x16, 8x4, 4x8, 4x4)
- Vylepšení přesnosti predikce pohybu na  $\frac{1}{4}$  pixelu
- Až 16 referenčních snímků pro mezi-snímkovou predikci
- Adaptivní deblokovací filtr (potlačuje viditelné artefakty na rozhraní dvou makrobloků)
- Vylepšené entropické kódování – použití adaptivního kódování s proměnou délkou slova CAVLC (Context Adaptive Variable Length Coding) a adaptivního binárního aritmetického kódování CABAC (Context Adaptive Binary Arithmetic Coding).

### 1.4 Pozemní digitální televizní vysílání v ČR

Počátky pozemního digitálního vysílání DVB-T v České republice se datují k roku 2000, kdy České Radiokomunikace zahájili zkušební provoz v Praze a okolí. Po

úspěšném experimentování a testování se v roce 2005 přešlo k řádnému digitálnímu vysílání. V roce 2006 bylo zahájeno řádné vysílání také v dalších velkých městech – Brno, Ostrava a okolí. V současné době je již pokryta většina měst a jejich okolí. Postupně také dochází k vypínání analogového vysílání, které podle nařízení Evropské unie musí být vypnuto nejpozději do konce roku 2012 [5].

V současné době je možné pozemní digitální vysílání přijímat pomocí čtyř sítí (viz Tab. 1.1). Vysílací síť 1 je veřejnoprávní multiplex obsahující stanice České televize a rádia Českého rozhlasu. Ostatní sítě jsou komerční. Vysílací síť 4 mimo jiné obsahuje stanice ČT1 a TV Nova v HD kvalitě.

Tab. 1.1: Vysílací sítě v ČR (ke dni 29. 4. 2011)

Vysílací síť 1	Vysílací síť 2	Vysílací síť 3	Vysílací síť 4
ČT1	TV Nova	Prima love	ČT1 HD
ČT2	TV Prima	Public TV	TV Nova HD
ČT24	TV Barandov		Óčko
ČT4 Sport	Prima Cool		O2 info
+ 7 rádií	Nova Cinema	+ 1 rádio	

Tab. 1.2 ukazuje aktuální stav pokrytí obyvatel ČR signály jednotlivých multiplexů ke dni 15. 4. 2010 [6].

Tab. 1.2: Pokrytí DVB-T v ČR (ke dni 15. 4. 2010)

Územní oblast	Pokrytí obyvatel ČR televizním signálem DVB-T (v %)			
	Síť 1	Síť 2	Síť 3	Síť 4
Brno	99,6	65,5	36,6	28,2
České Budějovice	100,0	100,0	99,9	0,0
Jeseník	51,6	0,0	0,0	0,0
Jihlava	99,7	63,2	16,1	0,0
Ostrava	94,4	67,2	40,1	42,2
Plzeň	99,7	99,5	94,7	0,0
Praha	99,7	99,7	97,9	68,2
Sušice	98,5	98,1	98,3	0,0
Trutnov	99,0	57,9	12,0	0,0
Ústí nad Labem	100,0	99,6	99,2	0,1
Zlín	60,5	0,5	0,0	0,0
<b>Celá ČR</b>	<b>94,9</b>	<b>72,7</b>	<b>54,8</b>	<b>22,3</b>

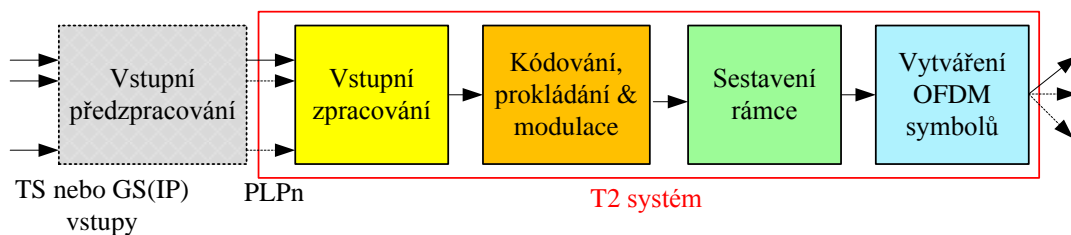
Testovací provoz systému DVB-T2 v ČR byl spuštěn 29. 11. 2010 v Praze z žižkovského vysílače na kanále 25. Jedná se o nekomerční testování a jeho účel je seznámení se s novým standardem [7].

## 2 Standard DVB-T2

Systém DVB-T2 byl standardizován v roce 2009 normou ETSI EN 302 755. První a zatím jediné řádné vysílání v Evropě bylo zahájeno v roce 2010 ve Velké Británii. Některé další státy Evropy včetně České Republiky už zahájili zkušební vysílání. Některé z hlavních požadavků kladené při vývoji nového systému DVB-T2 [8]:

- Využití stávajících domácích antén a přenosových sítí
- Minimálně o 30 % navýšit přenosovou kapacitu
- Rozšířit dosah jedno-frekvenčních sítí SFN (Single Frequency Network)
- Podpora přenosných přijímačů
- Umožnit přenos různých transportních toků
- Větší flexibilita v šířce frekvenčního pásma
- Redukovat poměr špičkový/střední výkon signálu PAPR (Peak to Average Power Ratio).

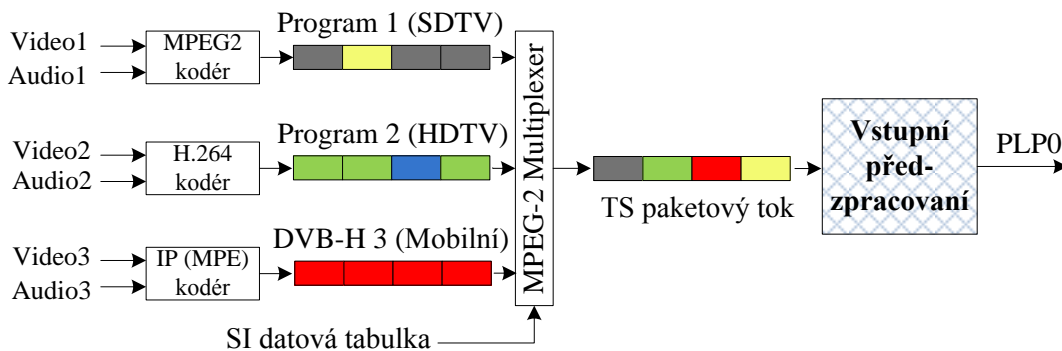
Zjednodušené blokové schéma architektury systému je znázorněno na Obr. 2.1.



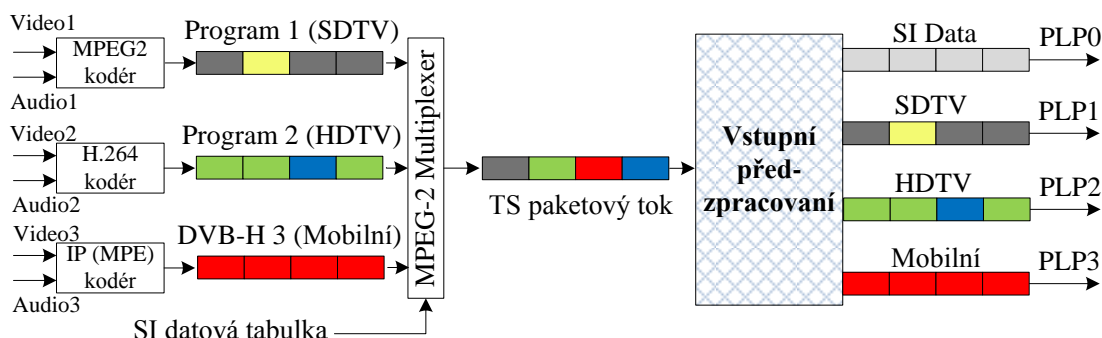
Obr. 2.1: Zjednodušené blokové schéma DVB-T2

Vstupní předzpracovací jednotka, která není přímo součástí systému DVB-T2, slouží k mapování jednoho nebo více transportních toků TS (Transport Stream) a/nebo jednoho nebo více obecných toků GS (Generic Stream), které nemají fixní velikost paketu jako TS paket, do jednotlivých základních vstupních datových toků systému DVB-T2 označovaných jako kanály fyzické vrstvy PLPs (Physical Layer Pipes). Systém umožňuje teoreticky přenos až 256 PLP současně a nezávisle na sobě tzn., že každý tok může používat jinou modulaci, kódování, odlišné prokládání a přenášet data s různou bitovou rychlostí. Podle počtu vstupních PLP se systém rozděluje na dva základní módy:

- Vstupní mód „A“: Pro vstupní TS je využit jeden PLP (viz Obr. 2.2)
- Vstupní mód „B“: Vstupní TS je rozdělen na několik PLP podle typu přenášených dat (viz Obr. 2.3).

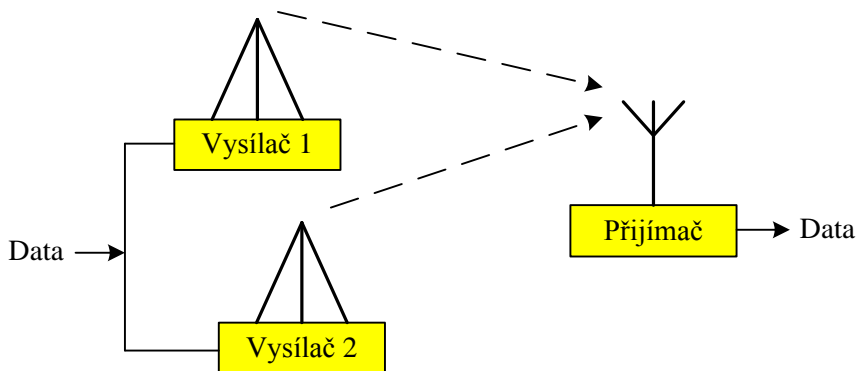


Obr. 2.2: Příklad mapování TS do PLP (mód „A“)



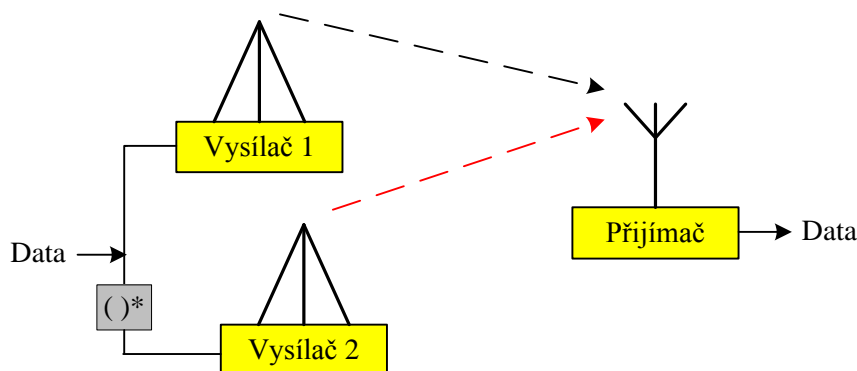
Obr. 2.3: Příklad mapování TS do PLP (mód „B“)

Výstupem z T2 systému je obvykle jeden signál, který se pak vysílá jedním vysílačem a na přijímací straně je přijímán zase jedním přijímačem (jednou anténou). Tomuto principu se říká SISO (Single-Input, Single-Output). Na Obr. 2.4 je znázorněný princip SISO v SFN, kde stejná data jsou vysílána více vysílači a jeden přijímač.



Obr. 2.4: Princip SISO v SFN

Při příjmu signálu minimálně ze dvou vysílačů, kdy je intenzita obou signálů přibližně stejná, dochází k degeneraci výsledného spektra přijímaného signálu, tzv. unikům. To lze potlačit například zvýšením vysílacího výkonu vysílače, nebo použitím diverzitního přijímače [9]. Systém DVB-T2 umožňuje také řešit tento problém použitím vysílacího systému MISO (Multiple-Input, Single-Output) (viz Obr. 2.5).



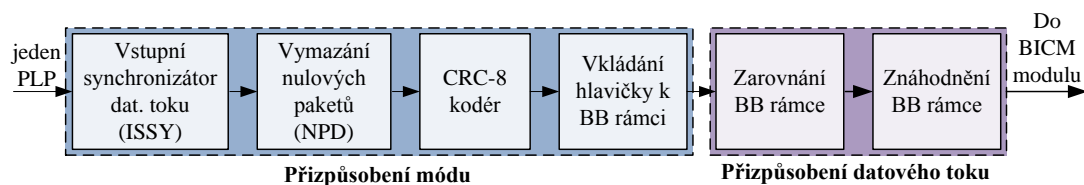
Obr. 2.5: Princip MISO v SFN

Druhý vysílač pracuje ve stejném rádiovém kanále a vysílá komplexně sdružená data s upravenými rozptýlenými pilotními nosnými. Využívá se modifikovaného Alamoutiho kódování a zpracování MISO probíhá na úrovni frekvenčně proložených COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) buněk. Přijímač musí být přizpůsobený takovému vysílání. Nevýhodou je potřeba dvojnásobného množství rozptýlených pilotních nosných.

Pro zjednodušení výkladu a popisu celého T2 systému bude dále uvažováno jen s jedním vstupem PLP (mód „A“) a vysílacím systémem SISO.

## 2.1 Vstupní zpracování PLP

Bloková struktura „vstupního zpracování daného PLP“ je znázorněna na Obr. 2.6. Dělí se na dvě hlavní části: Přizpůsobení módu a přizpůsobení datového toku. V „přizpůsobení módu“ se zpracovává a rozděluje vstupní datový tok do datových bloků tzv. BB rámců, ke kterým přidává hlavičku. V „přizpůsobení datového toku“ dochází k vytváření kompletních BB rámců s konstantní délkou a jejich následnému znáhodnění.



Obr. 2.6: Vstupní zpracování

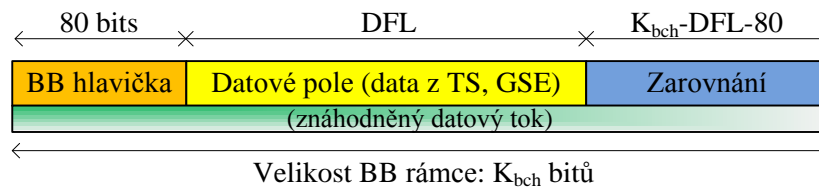
### 2.1.1 Přizpůsobení módu (vytvoření BB rámce)

Vstupní synchronizátor datového toku ISSY (Input Stream Synchroniser) slouží k zaručení konstantní bitové rychlosti CBR (Constant Bit Rate), přidává informativní 2 nebo 3 bajty o hodinovém taktu modulátoru, které může přijímač využít ke správné synchronizaci. Tento blok je volitelný a větší využití má při zpracování více vstupů PLP. Následuje odstranění nulových paketů NPD (Null Packet Deletion), které jsou záměrně přidávány do transportního toku TS pro zachování konstantní bitové rychlosti,

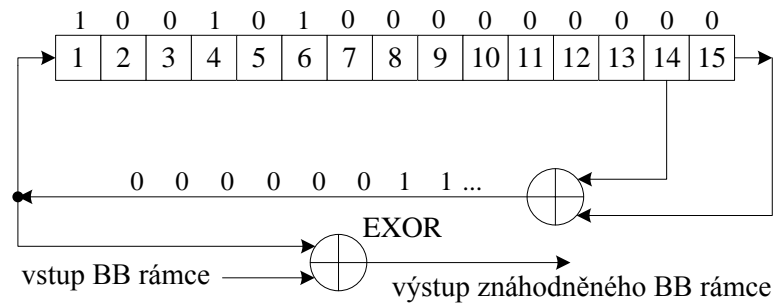
kteřá je u TS požadována. Pro přenos jsou ale nepodstatné a zbytečně by systém zatěžovaly. Počet odstraněných paketů je uložen v informačním bajtu DNP (Deleted Null Packets). Na přijímací straně jsou nulové pakety obnoveny. Cyklický redundantní kód CRC-8 (Cyclic Redundancy Check) slouží k ověření integrity bloku dat. Následující blok přidává 10-ti bajtovou hlavičku, ve které jsou obsaženy informační bajty z předchozích bloků a informace o datovém toku, např. jestli se jedná o jeden nebo více toků, o jaký datový tok se jedná (TS, GSE, ...), velikost přenášeného paketu, atd.

## 2.1.2 Přizpůsobení datového toku

Blok „Zarovnání BB rámce“ přidává určité signalizační bajty pro následující bloky a vytváří kompletní BB rámec (viz Obr. 2.7) s konstantní délkou, která závisí na zvoleném LDPC (Low Density Parity Check) kódu (viz Tab. 1.3). Následné znáhodnění BB rámce slouží pro energetické rozptřtení signálu pomocí pseudonáhodné binární sekvence PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) (viz Obr. 2.8). Výstupem je náhodný BB rámec.



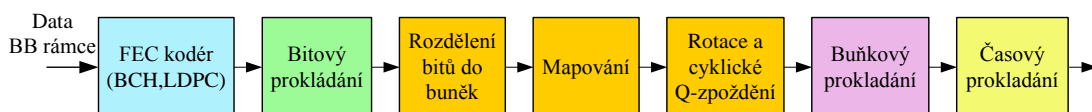
Obr. 2.7: BB rámec



Obr. 2.8: PRBS generátor

## 2.2 BICM modul

Kapitola podrobněji popisuje bloky modulu „Bitově Prokládané Kódování a Modulace“ BICM (Bit-Interleaved Coding and Modulation), jehož blokové schéma je znázorněné na Obr. 2.9.



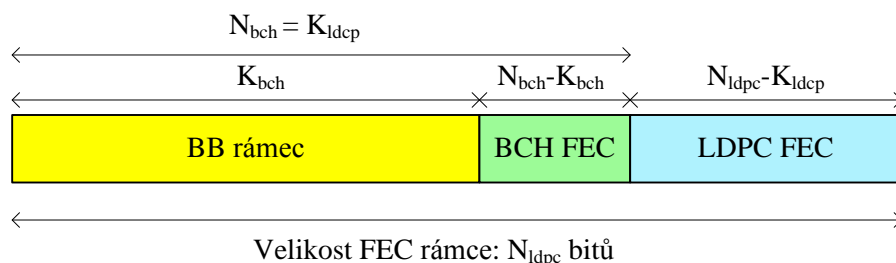
Obr. 2.9: Schéma BICM modulu

## 2.2.1 FEC kodér

„Dopředná“ chybová korekce FEC (Forward Error Correction) slouží k zabezpečení dat proti chybám, které mohou vlivem rušení při přenosu vznikat. Oproti DVB-T používá DVB-T2 modernější metody kódování. Jako vnější kódování FEC je použit kód BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) a jako vnitřní FEC je použit LDPC.

„BCH kód patří do skupiny binárních lineárních blokových kódů. Kódování se pak provádí klasickým způsobem jako u všech cyklických kódů. Generování kódu se dělá polynomem, který má délku jako požadovaný kód. U dlouhého FEC paketu je to většinou 192 bitů, u krátkého 168 bitů, délku určuje parametr  $t$ -korekce, který značí počet použitých polynomů řádu 16 resp. 14. LDPC kód používá pro generování matice velikosti  $(n, k)$ , kde  $n$  je počet výsledných dat a  $k$  je počet přidávaných dat. Pro každý kódový poměr tak existuje Tabulka s koeficienty této matice. Tato matice je pak vynásobena se vstupními daty“ [10].

Paritní data BCH a LDPC zabezpečení se přidávají za BB rámec a vzniká FEC rámec. Struktura FEC rámce je znázorněna na Obr. 2.10.



Obr. 2.10: FEC rámec

Rámec FEC má dvě možné fixní velikosti 16200, 64800 bitů a velikost přenášených užitečných dat závisí na zvoleném LDPC kódovém poměru (viz Tab. 2.1 a Tab. 2.2).

Tab. 2.1: Velikosti dat pro normální FEC rámec ( $N_{ldpc} = 64800$  bitů)

LDPC kód	BB rámec ( $K_{bch}$ )	BCH kódovaný blok ( $N_{bch}$ )	BCH korekce $t$ -chyb	$N_{bch} - K_{bch}$	LDPC kódovaný blok ( $N_{ldpc}$ )
1/2	32 208	32 400	12	192	64 800
3/5	38 688	38 880	12	192	64 800
2/3	43 040	43 200	10	160	64 800
3/4	48 408	48 600	12	192	64 800
4/5	51 648	51 840	12	192	64 800
5/6	53 840	54 000	10	160	64 800

Tab. 2.2: Velikosti dat pro krátký FEC rámec ( $N_{ldpc} = 16200$  bitů)

LDPC kód	BB rámec (Kbch)	BCH kódovaný blok (Nbch)	BCH korekce t-chyb	Nbch - Kbch	Efektivní LDPC poměr	LDPC kódovaný blok (Nldpc)
1/4	3 072	3 240	12	168	1/5	16 200
1/2	7 032	7 200	12	168	4/9	16 200
3/5	9 552	9 720	12	168	3/5	16 200
2/3	10 632	10 800	12	168	2/3	16 200
3/4	11 712	11 880	12	168	11/15	16 200
4/5	12 432	12 600	12	168	7/9	16 200
5/6	13 152	13 320	12	168	37/45	16 200

### 2.2.2 Bitové prokládání

Účelem je zabezpečení dat proti shlukovým chybám, které mohou vznikat na přenosové trase. Skládá se ze dvou samostatných prokládání, kde první z nich je bitové prokládání čistě paritních bitů FEC rámce dané následujícím vztahem [11]

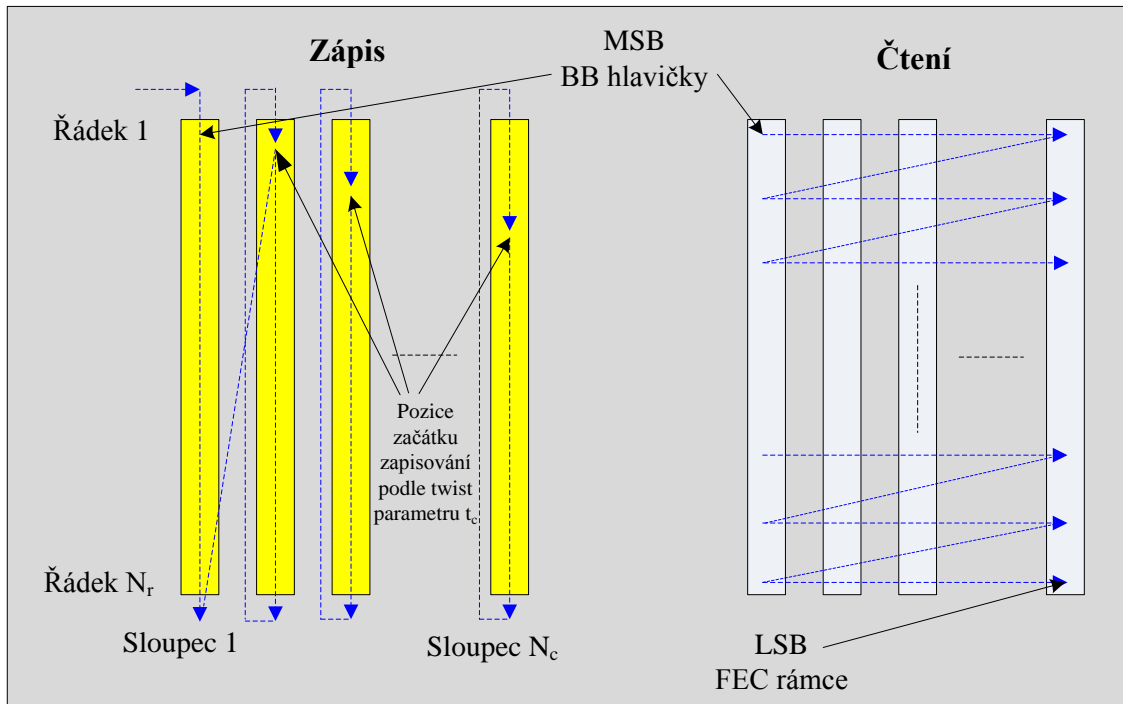
$$\begin{aligned}
 u_{K_{ldpc}} + 360t + s &= \lambda_{K_{ldpc}} + Q_{ldpc} \cdot s + t; \\
 0 \leq s < 360, 0 \leq t < Q_{ldpc},
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

kde  $\lambda$  je výstup z LDPC kodéru,  $u$  je výstup z paritního prokládání,  $K_{ldpc}$  je délka BCH kódovaného bloku,  $Q_{ldpc}$  je parametr definován Tab. 2.4.

Po prokládání paritních bitů následuje bitové prokládání celého FEC rámce, jehož princip je znázorněn na Obr. 2.11. Data se zapisují do fiktivních sloupců a čtou se po řádcích, přičemž počáteční pozice ve sloupci při zapisování je určena twist parametrem  $t_c$  (viz Tab. 2.6). Prokládání se používá u všech modulací vyjma QPSK, kde jsou jednotlivé symboly od sebe relativně daleko vzdálené a jeden symbol tvořen jen dvěma bity a tudíž by bitové prokládání nemělo takový význam.

Tab. 2.3: Hodnoty  $Q_{ldpc}$  pro paritní bitové prokládání

LDPC kód	Normální rámec $N_{ldpc} = 64\ 800$	Krátký rámec $N_{ldpc} = 16\ 200$
	$Q_{ldpc}$	$Q_{ldpc}$
1/4	-	36
1/2	90	25
3/5	72	18
2/3	60	15
3/4	45	12
4/5	36	10
5/6	30	8



Obr. 2.11: Bitové prokládání FEC rámce

Jak ukazuje následující Tab. 2.5, počet řádků a sloupců se liší podle použité modulace.

Tab. 2.5: Parametry bitového prokládání

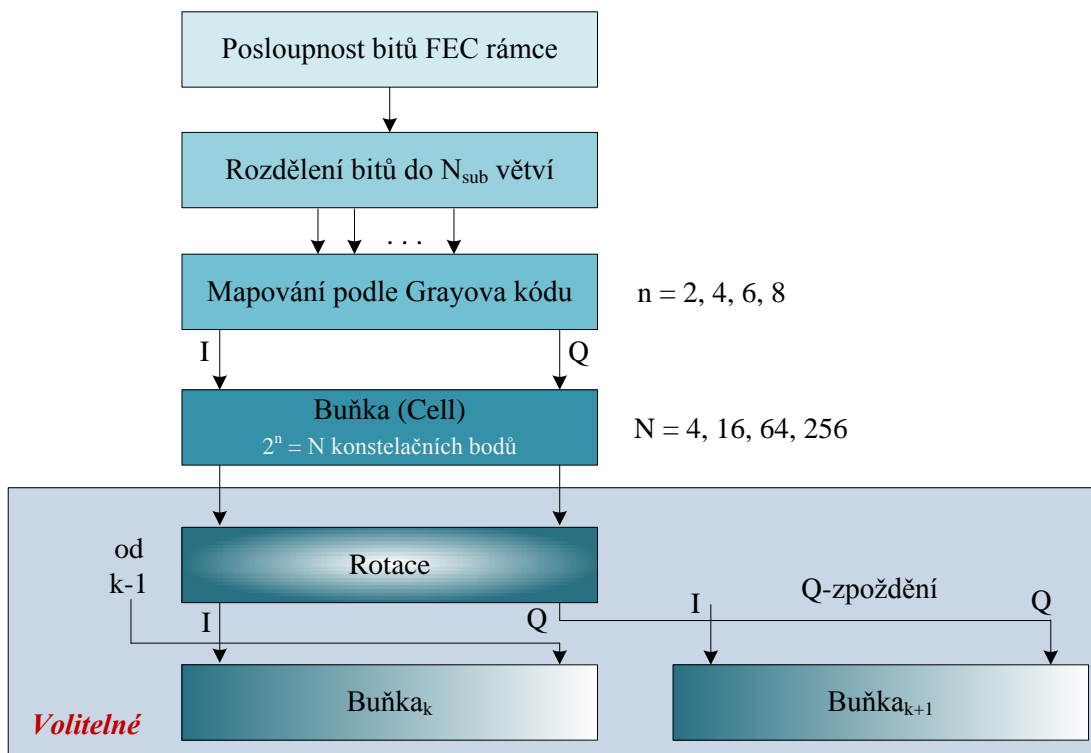
Modulace	Řádky $N_r$		Sloupce $N_c$
	$N_{ldpc}=64800$	$N_{ldpc}=16200$	
16-QAM	8100	2025	8
64-QAM	5400	1350	12
256-QAM	4050	-	16
	-	2025	8

Tab. 2.6: Twist parametr  $t_c$  definované pro bitové prokládání

Modulace	Sloupce $N_c$	$N_{ldpc}$	Twist parametr $t_c$															
			0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
16-QAM	8	64 800	0	0	2	4	4	5	7	7	-	-	-	-	-	-	-	
		16 200	0	0	0	1	7	20	20	21	-	-	-	-	-	-	-	
64-QAM	12	64 800	0	0	2	2	3	4	4	5	5	7	8	9	-	-	-	
		16 200	0	0	0	2	2	2	3	3	3	6	7	7	-	-	-	
256-QAM	16	64 800	0	2	2	2	2	3	7	15	16	20	22	22	27	27	28	32
	8	16 200	0	0	0	1	7	20	20	21	-	-	-	-	-	-	-	-

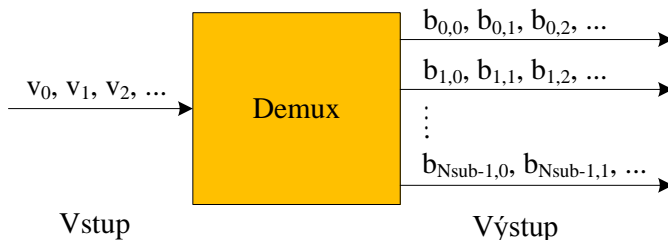
### 2.2.3 Mapování bitů do COFDM buněk

Každý bitově proložený FEC rámec (16200 nebo 64800 bitů) je mapován do COFDM buněk. Na následujícím Obr. 2.12 je znázorněno schéma vytváření COFDM buněk.



Obr. 2.12: Mapování bitů do buněk

Vstupní posloupnost bitů FEC rámce je nejprve v demultiplexeru namapována do  $N_{sub}$  paralelních větví (viz Obr. 2.13). Počet  $N_{sub}$  větví je uveden v Tab. 2.6. Odpovídající bity jednotlivých větví (př.:  $b_{0,0}$ ,  $b_{1,0}$ , ...  $b_{N_{sub}-1,0}$ ) tvoří jednu buňku a jednotlivé buňky jsou následně mapovány do konstelačního diagramu.



Obr. 2.13: Rozdělení bitů do  $N_{sub}$  větví

Tab. 2.4: Počet  $N_{sub}$  větví v demultiplexeru

Modulace	$N_{ldpc}$	Počet větví $N_{sub}$
QPSK	Vše	2
16-QAM	Vše	8
64-QAM	Vše	12
256-QAM	64 800	16
	16 200	8

Parametry pro demultiplexer jsou uvedeny v Tab. 2.7. Tab. 2.8 udává jen změnu

parametrů oproti Tab. 2.7 při použití LDPC kódového poměru 2/3 a v Tab. 2.9 jsou uvedeny parametry pro LDPC kódový poměr 3/5.

Tab. 2.5: Parametry pro demultiplex. bitů do  $N_{\text{sub}}$  větví pro LDPC = {1/2, 3/4, 4/5, 5/6}

Modulace	QPSK	
Vstupní pořadí bitu	0	1
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{\text{sub}}$ větve	0	1

Modulace	16-QAM							
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{\text{sub}}$ větve	7	1	4	2	5	3	6	0

Modulace	64-QAM											
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{\text{sub}}$ větve	11	7	3	10	6	2	9	5	1	8	4	0

Modulace	256-QAM ( $N_{\text{ldpc}} = 64\ 800$ )															
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{\text{sub}}$ větve	15	1	13	3	8	11	9	5	10	6	4	7	12	2	14	0

Modulace	256-QAM ( $N_{\text{ldpc}} = 16\ 200$ )							
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{\text{sub}}$ větve	7	3	1	5	2	6	4	0

Tab. 2.6: Změna parametrů pro demultiplexování bitů do  $N_{\text{sub}}$  větví pro LDPC = 2/3

Modulace	256-QAM ( $N_{\text{ldpc}} = 64\ 800$ )															
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{\text{sub}}$ větve	2	11	3	4	0	9	1	8	10	13	7	14	6	15	5	12

Tab. 2.7: Parametry pro demultiplexování bitů do  $N_{sub}$  větví pro LDPC = 3/5

Modulace	QPSK	
Vstupní pořadí bitu	0	1
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	0	1

Modulace	16-QAM ( $N_{ldpc} = 64\ 800$ )							
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	0	5	1	2	4	7	3	6

Modulace	16-QAM ( $N_{ldpc} = 16\ 200$ )							
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	7	1	4	2	5	3	6	0

Modulace	64-QAM ( $N_{ldpc} = 64\ 800$ )											
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	2	7	6	9	0	3	1	8	4	11	5	10

Modulace	64-QAM ( $N_{ldpc} = 16\ 200$ )											
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	11	7	3	10	6	2	9	5	1	8	4	0

Modulace	256-QAM ( $N_{ldpc} = 64\ 800$ )															
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	2	11	3	4	0	9	1	8	10	13	7	14	6	15	5	12

Modulace	256-QAM ( $N_{ldpc} = 16\ 200$ )							
Vstupní pořadí bitu	0	1	2	3	4	5	6	7
Výstupní pořadí bitu číslo $N_{sub}$ větve	7	3	1	5	2	6	4	0

Vyjma QPSK ( $N_{ldpc} = 64\ 800$  a  $16\ 200$ ) a 256-QAM (jen  $N_{ldpc} = 64\ 800$ ) jsou buňky o velikosti  $N_{sub}$  rozděleny na dvě dílčí buňky o velikosti  $n_{MOD} = N_{sub}/2$ . V případě QPSK ( $N_{ldpc} = 64\ 800$  a  $16\ 200$ ) a 256-QAM (jen  $N_{ldpc} = 64\ 800$ ) platí  $n_{MOD} = N_{sub}$ . Tab. 2.10 udává počet datových buněk v závislosti na zvolené modulaci a délce LDPC bloku, které jsou pomocí Grayova kódování mapovány do IQ konstelačního diagramu příslušné modulace. Grayovo kódování zaručuje, že dva sousední body konstelačního diagramu se liší právě v jednom bitu.

Tab. 2.8: Parametry pro mapování do konstelačního diagramu

Délka LDPC bloku ( $N_{ldpc}$ )	Modulace	$n_{MOD}$	Počet výstupních datových buněk
64 800	256-QAM	8	8 100
	64-QAM	6	10 800
	16-QAM	4	16 200
	QPSK	2	32 400
16 200	256-QAM	8	2 025
	64-QAM	6	2 700
	16-QAM	4	4 050
	QPSK	2	8 100

Jednotlivé namapované buňky, které tvoří body IQ konstelačního diagramu, se nazývají COFDM buňky. Ty jsou následně normovány normalizačním faktorem (viz Tab. 2.11), který zaručí, že střední úroveň signálu je rovna 1.

Novinka oproti DVB-T je možnost rotace konstelačního diagramu a cyklické zpoždění Q složky. Výhoda je v tom, že v neotočeném konstelačním diagramu bylo zapotřebí pro definici jedné COFDM buňky dvou hodnot, I a Q, nyní bude stačit jen jedna z nich. Vysvětlení je snadné. Vytvořený konstelační diagram se pootočí v komplexní rovině IQ tak, že každý z bodů konstelačního diagramu má své unikátní souřadnice  $[u_1, u_2]$ , ze kterých každá jedna nese dostatečnou informaci o tom, jaká COFDM buňka se přenáší [12]. Cyklické zpoždění Q složky jednotlivých COFDM buněk probíhá na úrovni jednotlivých FEC bloků a je definováno následujícím vztahem [11]

$$\begin{aligned} g_0 &= \text{Re}(R_{RQD} f_0) + j \text{Im}(R_{RQD} f_{N_{cells}-1}), \\ g_q &= \text{Re}(R_{RQD} f_q) + j \text{Im}(R_{RQD} f_{q-1}), q = 1, 2, \dots, N_{cells}-1, \end{aligned} \quad (2.2)$$

kde  $R_{RQD} = e^{j \frac{2\pi\theta}{360}}$  je rotační fázor,  $\theta$  je úhel natočení, který závisí na zvolené modulaci a je dán Tab. 2.12,  $f_0 \dots f_{N_{cells}-1}$  jsou hodnoty buněk FEC bloku,  $g_0 \dots g_{N_{cells}-1}$  jsou hodnoty buněk vystupující z rotace,  $N_{cells}$  je počet buněk v jednom FEC bloku.

Cyklické zpoždění Q složky zaručuje, že složky I a Q jsou následnými prokládacími procesy přenášeny odděleně na různých frekvencích a v jiném čase. Spolu s rotací má za následek snížení potřebného poměru odstupu nosné od šumu C/N (Carrier to Noise ratio) pro bezchybný příjem při přenosu signálu kanálem s úniky. Rotace a cyklické zpoždění Q složky se používá pouze na data, ne na pilotní signály a signalizaci.

Tab. 2.9: Normalizační faktory

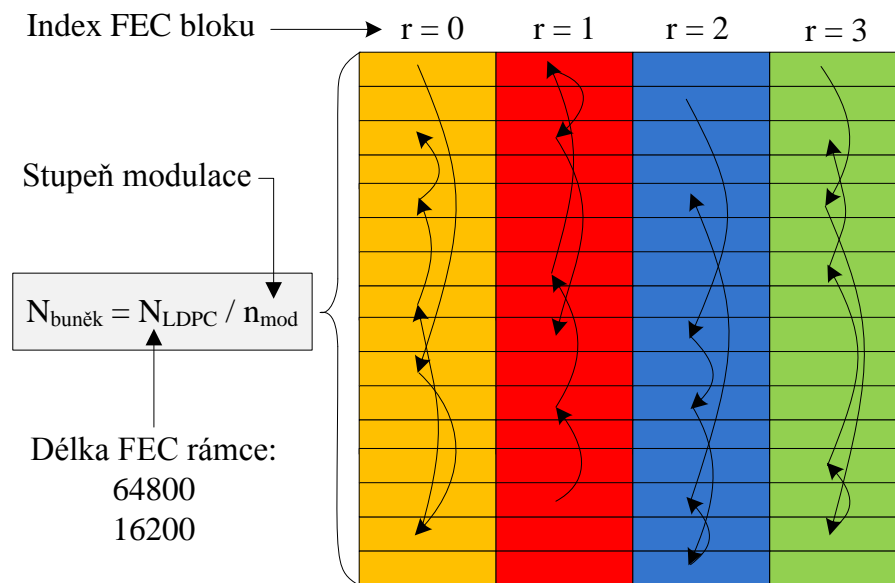
Modulace	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM
Norm. faktor k	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{170}$

Tab. 2.10: Úhly natočení konstelačního diagramu

Modulace	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM
Úhel natočení $\theta$	29.0	16.8	8.6	$\text{atan}(1/16)$

## 2.2.4 Buňkové prokládání

Jednotlivé COFDM buňky vytvořené z jednoho FEC rámce se seskupují do FEC bloku. Buňkové prokládání slouží k pseudonáhodnému prokládání jednotlivých COFDM buněk uvnitř jednoho FEC bloku (viz Obr. 2.14), čímž dochází k určitému vylepšení spektra signálu a dalšímu stupni zabezpečení proti shlukovým chybám.



Obr. 2.14: Buňkové prokládání

Buňkové prokládání je definováno následujícím vztahem [11]

$$d_{r,L_r(q)} = g_{r,q}, q = 0, 1, \dots, N_{cells} - 1, \quad (2.3)$$

kde  $N_{cells}$  je počet buněk v jednom FEC bloku,  $L_r(q)$  je permutační funkce aplikovaná na FEC blok indexu  $r$  daného TI bloku.

Permutační funkce  $L_r(q)$  je definována následovně [11]:

$$L_r(q) = [L_0(q) + P(r)] \bmod N_{cells}, \quad (2.4)$$

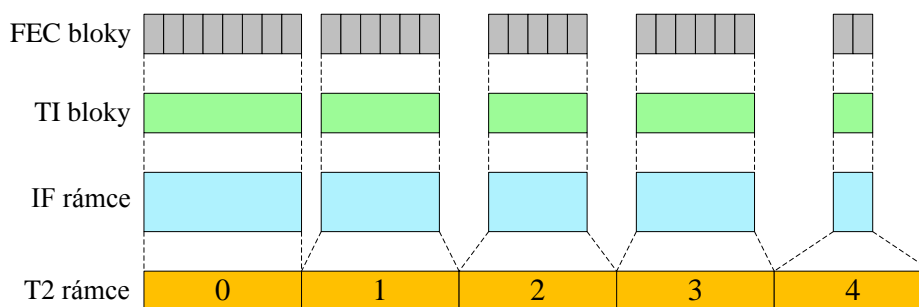
kde  $L_0(q)$  je základní permutační funkce použitá na první FEC blok daného TI bloku,  $P(r)$  je posunovací hodnota použitá na FEC blok s indexem  $r$  daného TI bloku.

Definice vytváření jednotlivých sekvencí  $L_0(q)$  a  $P(r)$  viz [11].

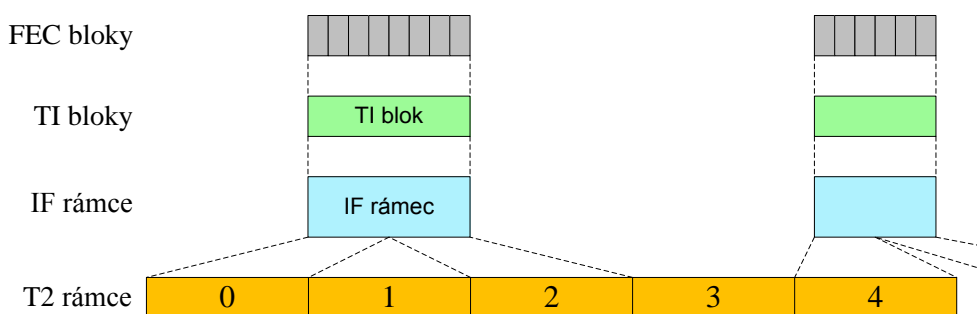
## 2.2.5 Časové prokládání

FEC bloky z buňkového prokládání se seskupují do jednotlivých IF (Interleaving Frame) rámců, které jsou mapovány do jednoho nebo více T2 rámců. Každý IF rámeček může obsahovat různý počet FEC bloků a jejich počet je uložen v 10-ti bitovém poli *PLP\_NUM\_BLOCKS* a přenášen v L1 signalizaci. Maximální počet FEC bloků na IF rámeček je 1024. Každý IF rámeček se dělí na jeden nebo více TI (Time Interleaver) bloků, jejichž počet závisí na dostupné paměti [11]. Existují tři schémata pro časové prokládání pro každý PLP signál:

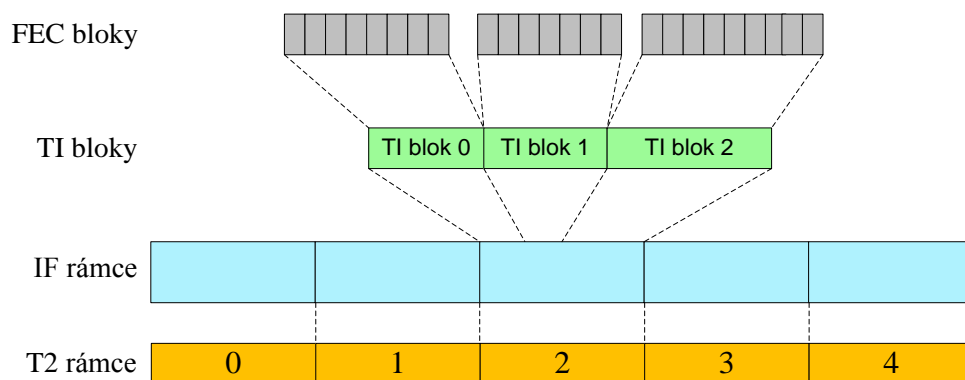
1. Každý IF rámeček obsahuje jeden TI blok a je mapován přímo do jednoho T2 rámečku (viz Obr. 2.15).
2. Každý IF rámeček obsahuje jeden TI blok a je mapován do více T2 rámečků (viz Obr. 2.16).
3. Každý IF rámeček obsahuje několik TI bloků a je mapován přímo do jednoho T2 rámečku (viz Obr. 2.17).
- 4.



Obr. 2.15: Příklad mapování jednoho TI bloku do jednoho IF rámečku a ten do jednoho T2 rámečku



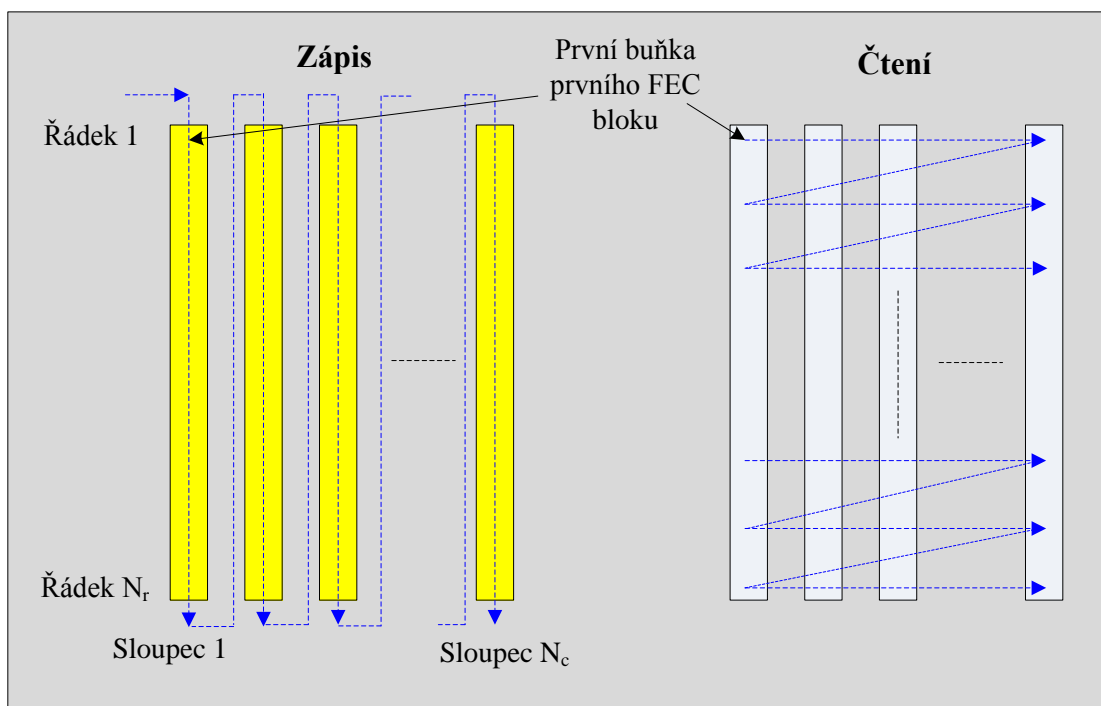
Obr. 2.16: Příklad mapování jednoho TI bloku do jednoho IF rámečku a ten do více T2 rámečků



Obr. 2.17: Příklad mapování více TI bloku do jednoho IF rámce a ten do jednoho T2 rámce

V této práci se dále uvažuje jen s použitím mapování vyobrazeném na Obr. 2.15.

Každý TI blok obsahuje časově proložené FEC bloky a vytváří T2 rámce. Poskytuje tím ochranu proti déle trvajícím interferencím a také umožňuje použít techniku „Time Slicing“ pro mobilní příjem, která snižuje nároky na spotřebu energie přijímače. Na Obr. 2.18 je graficky znázorněné časové prokládání FEC bloků a v Tab. 2.13 jsou uvedené potřebné parametry. Princip je podobný s bitovým prokládáním, buňky se zapisují do fiktivních sloupců a čtou se po řádcích.



Obr. 2.18: Časové prokládání FEC bloků

Tab. 2.11: Parametry časového prokládání FEC bloků

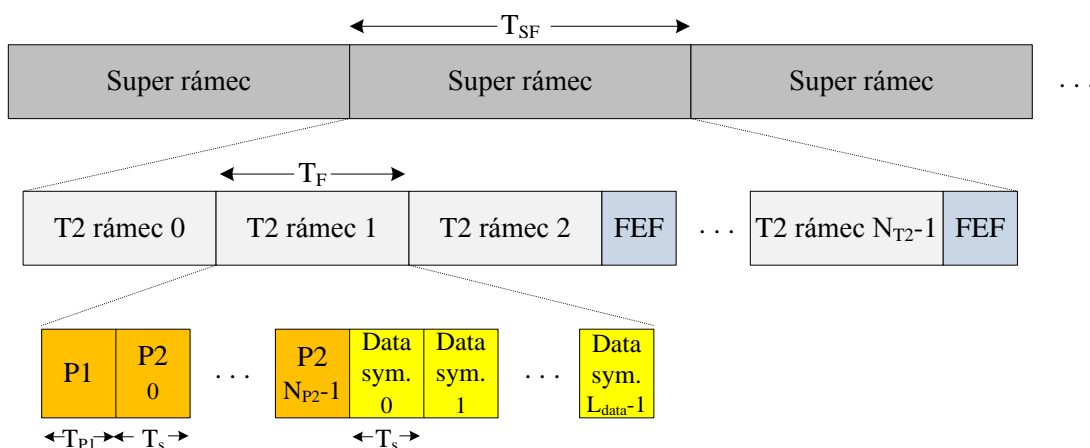
Délka LDPC bloku ( $N_{ldpc}$ )	Modulace	Počet buněk v LDPC bloku ( $N_{buněk}$ )	Počet řádků $N_r$
64 800	256-QAM	8 100	1 620
	64-QAM	10 800	2 160
	16-QAM	16 200	3 240
	QPSK	32 400	6 480
16 200	256-QAM	2 025	405
	64-QAM	2 700	540
	16-QAM	4 050	810
	QPSK	8 100	1 620

## 2.3 Sestavení rámce

Jeho funkce je sestavit časově proložené COFDM buňky z každého vstupu PLP a buňky nesoucí data L1 signalizace do polí aktivních datových nosných každého z COFDM symbolů, které tvoří celkovou strukturu rámce. Pracuje na základě aktuálních informací získaných z plánovače a z konfigurace struktury rámce [11].

### 2.3.1 Rámcová struktura

Nejvyšší jednotkou je Super rámec, který se dělí na T2 rámce a ty jsou dále rozděleny na jednotlivé COFDM symboly (viz Obr. 2.19). Super rámec může také obsahovat FEF (Future Extension Frame) blok. Jedná se o rozšíření Super rámce, které zatím není využito a má sloužit pro budoucí rozšíření systému. Maximální doba trvání super rámce bez FEF je 64 s a může obsahovat až 255 T2 rámců.

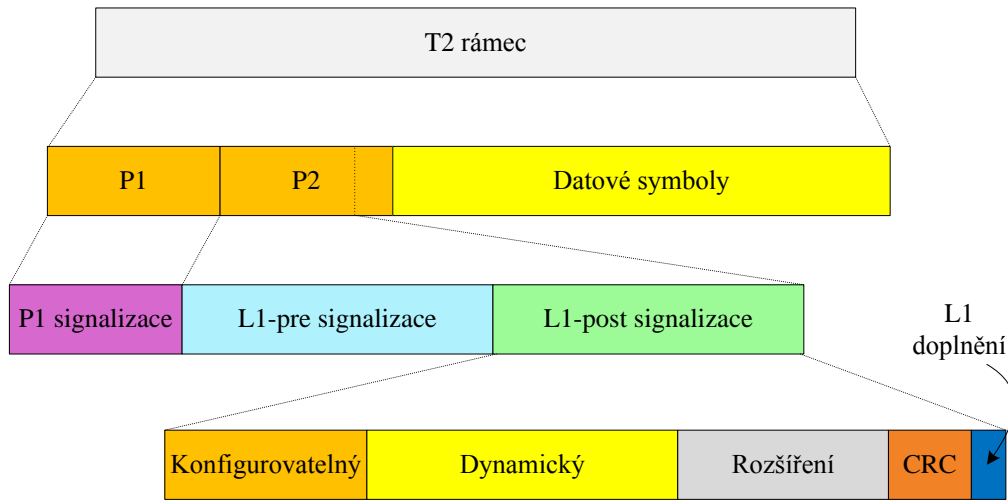


Obr. 2.19: Rámcová struktura DVB-T2

### 2.3.2 Struktura T2 rámce

Skládá se z P1 symbolu, jednoho nebo více P2 symbolů a z datových COFDM symbolů (viz Obr. 2.20). Poslední datový symbol může být speciální symbol uzavírající rámec. V

P1 symbolu jsou přenášeny informace o základních parametrech a typu přenosu. Symbol P2 přenáší L1 (Layer-1) signalizaci, která přijímači podá informace o fyzické struktuře a může také přenášet užitečná PLP data.



Obr. 2.20: Struktura T2 rámce

L1 signalizace se rozděluje na 2 části: L1-pre signalizace a L1-post signalizace. Přijímač zde obdrží informaci o počtu nosných, modulaci, kódování, ID sítě a mnoho dalších informací (je jich mnohem více než u DVB-T), které jsou nutné pro správné dekódování užitečných dat. L1 signalizace je navíc chráněna proti chybě při přenosu podobně jako přenášená data (BCH a LDPC kódování, bitové prokládání). Modulace je použita BPSK, která je více odolná proti chybám při přenosu. Maximální počet COFDM symbolů v jednom T2 rámci pro různé velikosti FFT a ochranné intervaly je uveden v Tab. 2.14, kde  $T_u$  značí dobu trvání COFDM symbolu. Maximální doba trvání T2 rámce je 250 ms.

Tab. 2.12: Maximální počet COFDM symbolů na jeden T2 rámec (8 MHz kanál)

FFT	$T_u$ [ms]	Ochranný interval						
		1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
32k	3,584	68	66	64	64	60	60	NA
16k	1,792	138	135	131	129	123	121	111
8k	0,896	276	270	262	259	247	242	223
4k	0,448	NA	540	524	NA	495	NA	446
2k	0,224	NA	1081	1049	NA	991	NA	892
1k	0,112	NA	NA	2098	NA	1982	NA	1784

### 2.3.3 Frekvenční prokládání

Po sestavení T2 rámce následuje frekvenční prokládání COFDM buněk uvnitř každého COFDM symbolu a jejich mapování na dostupné datové nosné každého ze symbolů. Používá se tzv. prokládací vektor  $A_{m,l} = (a_{m,l,0}, a_{m,l,1}, a_{m,l,2}, \dots, a_{m,l,Ndata-1})$ , který je definovaný pro FFT mód 32K následovně [11]:

$$\begin{aligned}
 a_{m,l,H(p)} &= x_{m,l,p} \text{ pro sudé symboly a} \\
 a_{m,l,p} &= x_{m,l,H(p)} \text{ pro liché symboly;}
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

pro ostatní FFT módy (1K, 2K, 4K, 16K) platí [11]:

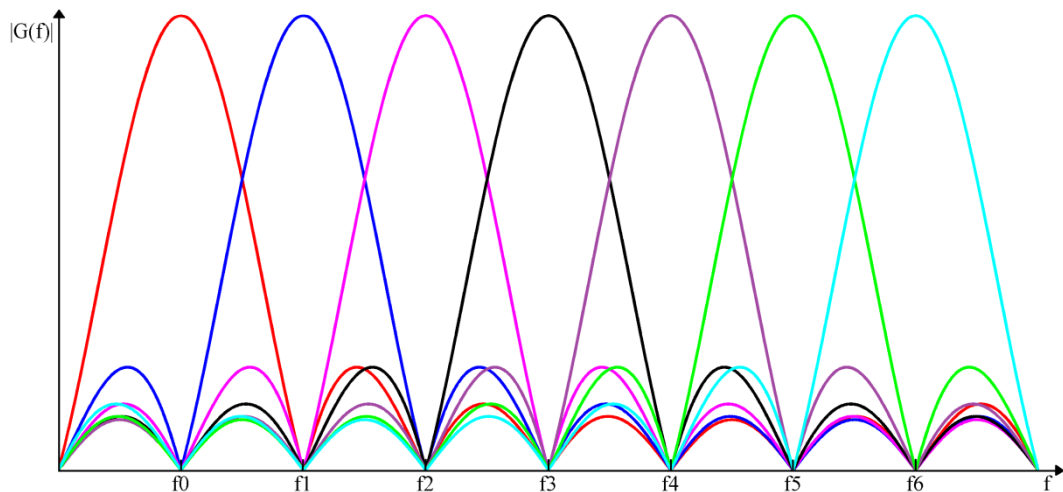
$$\begin{aligned}
 a_{m,l,p} &= x_{m,l,H0(p)} \text{ pro sudé symboly a} \\
 a_{m,l,p} &= x_{m,l,H1(p)} \text{ pro liché symboly,}
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

kde  $x_{m,l,p}$  je datová buňka vstupující do frekvenčního prokládače,  $m$  je index T2 rámce,  $l$  je index COFDM symbolu,  $p$  je index datové nosné v COFDM symbolu,  $H(p)$ ,  $H_0(p)$  a  $H_1(p)$  jsou permutační funkce založené na sekvencích  $R'_i$ .

Pro každý z FFT módů je definována jiná sekvence  $R'_i$  a tím pádem i odlišné permutační funkce. Podrobnější popis sekvencí  $R'_i$  a algoritmu pro výpočet jednotlivých permutačních funkcí viz [11].

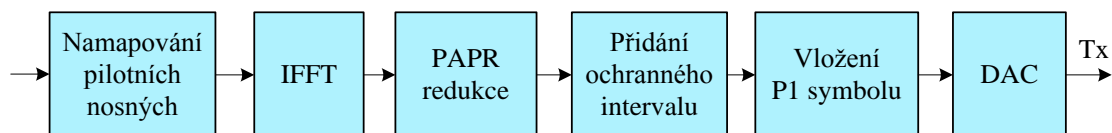
## 2.4 Vytváření COFDM symbolů

Vlivem mnohacestného šíření signálu způsobeného odrazy od různých překážek, budov může docházet ke značným mezisymbolovým interferencím ISI (Inter Symbol Interference). Pro přenos byl proto zvolen kódovaný ortogonální multiplex s kmitočtovým dělením COFDM, který má dobrou spektrální účinnost a je odolný proti mnohacestnému šíření signálu. Kódovaný je proto, že je použito zabezpečení FEC. Princip COFDM je založen na využití velkého počtu nosných vln, které jsou navzájem ortogonální, takže maximum každé nosné se překrývá s minimy ostatních (viz Obr. 2.21). Každá nosná je funkce  $\sin(x)/x$ .



Obr. 2.21: Princip překrývání spekter nosných

Blokové schéma vytváření COFDM symbolů je znázorněné na Obr. 2.22.



Obr. 2.22: Vytváření COFDM symbolů

## 2.4.1 Namapování pilotních nosných

Součástí aktivních nosných jsou datové nosné, na které se modulují užitečná data, a také pilotní nosné, které se dělí na rozptýlené nosné SP (Scattered Pilots), spojitě nosné CP (Continual Pilots), okrajové nosné EP (Edge Pilots), P2 nosné nebo nosné ukončující rámec FCP (Frame-Closing Pilots). V následující Tab. 2.15 lze nalézt přehled všech pilotních nosných, které se používají u jednotlivých typů symbolů.

Tab. 2.13: Typy pilotních nosných u jednotlivých typů symbolů

Symbol	Typ pilotních nosných				
	Rozptýlené	Spojitě	Okrajové	P2	Uzavírající rámec
P1					
P2				X	
Normální (datový)	X	X	X		
Uzavírající rámec			X		X

### Rozptýlené nosné

Slouží pro odhad kmitočtové charakteristiky přenosového kanálu pro následnou ekvalizaci T2 rámce na straně přijímače. Nemají stálou pozici, jsou rozptýlené přes celé spektrum. Systém DVB-T2 zavádí až osm různých variant rozmístění nosných PP (Pilot Pattern), přičemž varianta PP1 má nejhustější rozmístění (viz Obr. 2.23), které odpovídá standardu DVB-T a PP8 má nejřidší rozmístění (viz Obr. 2.24). Matematický vztah pro výpočet pozic [11]

$$\begin{aligned}
 k \cdot \text{mod}(D_x \cdot D_y) &= D_x \cdot (l \cdot \text{mod}(D_y)), \\
 k &= [K_{\min}; K_{\max}], l = [N_{p2}; L_f - 1],
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

kde  $K_{\min}$  je index první aktivní subnosné COFDM symbolu,  $K_{\max}$  je index poslední aktivní subnosné COFDM symbolu,  $N_{p2}$  je počet P2 symbolů v T2 rámci,  $L_f$  je počet COFDM symbolů v T2 rámci,  $D_x$  a  $D_y$  jsou parametry definované Tab. 2.14.

Pomocí následujícího vztahu dochází k modulaci jednotlivých rozptýlených nosných [11]

$$\begin{aligned}
 \text{Re}\{c_{m,l,k}\} &= 2A_{SP} \left( \frac{1}{2} - r_{l,k} \right), \\
 \text{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0,
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

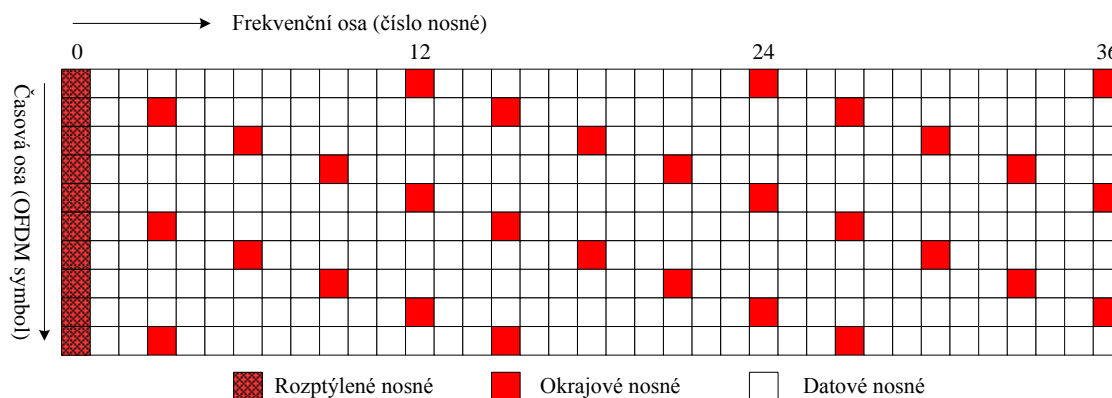
kde  $A_{SP}$  je amplituda definovaná Tab. 2.15,  $c$  je výsledná hodnota pilotní nosné,  $m$  je index rámce,  $l$  je index symbolu,  $k$  je index nosné a  $r$  je referenční sekvence.

Tab. 2.14: Parametry definující rozptýlené nosné

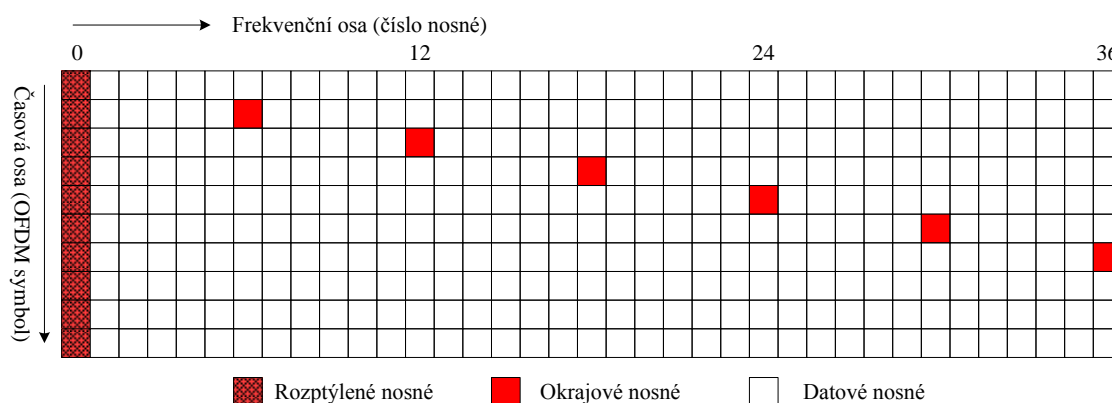
Vzor rozptýlených nosných	Oddělení rozptýlených nosných ( $D_x$ )	Počet symbolů tvořících jeden vzor rozptýlených nosných ( $D_y$ )
PP1	3	4
PP2	6	2
PP3	6	4
PP4	12	2
PP5	12	4
PP6	24	2
PP7	24	4
PP8	6	16

Tab. 2.15: Amplituda rozptýlených nosných

Vzor rozptýlených nosných	Amplituda ( $A_{SP}$ )	Ekvivalentní zesílení (dB)
PP1, PP2	4/3	2,5
PP3, PP4	7/4	4,9
PP5, PP6, PP7, PP8	7/3	7,4



Obr. 2.23: Vzor rozptýlených nosných PP1



Obr. 2.24: Vzor rozptýlených nosných PP8

Jaká z variant PP je použit závisí na kombinaci zvoleného FFT módu a ochranného intervalu (viz Tab. 2.16).

Tab. 2.16: Používané varianty PP v závislosti na FFT módu a ochranném intervalu

FFT	Ochranný interval						
	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
32K	PP7	PP4 PP6	PP2 PP4 PP8	PP2 PP4 PP8	PP2 PP8	PP2 PP8	NA
16K	PP7	PP4 PP6 PP7	PP2 PP4 PP5 PP8	PP2 PP4 PP5 PP8	PP2 PP3 PP8	PP2 PP3 PP8	PP1 PP8
8K	PP7	PP7 PP4	PP4 PP5 PP8	PP4 PP5 PP8	PP2 PP3 PP8	PP2 PP3 PP8	PP1 PP8
4K, 2K	NA	PP4 PP7	PP4 PP5	NA	PP2 PP3	NA	PP1

### Spojité nosné

Jsou využívány pro frekvenční a časovou synchronizaci, korekci společné fázové chyby CPE (Common Phase Error) a také mohou být v některých případech využívány pro odhad přenosového kanálu [12]. Oproti rozptýleným nosným mají konstantní pozici v každém COFDM symbolu a jejich počet závisí na zvoleném módu FFT a vzoru PP. Pozice rozptýlených nosných viz norma DVB-T2 [2]. K modulaci se používá stejný vztah jako u spojitých nosných (viz 2.8), akorát s amplitudou  $A_{CP}$ . Hodnota amplitudy  $A_{CP}$  je závislá na zvoleném módu FFT (viz Tab. 2.17).

Tab. 2.17: Amplituda spojitých nosných

FFT	2K	4K	8K	16K	32K
$A_{CP}$	4/3	4/3	$4(\sqrt{2})/3$	8/3	8/3

### Okrajové nosné

Jsou umístěné na obou okrajích aktivních nosných COFDM symbolů a jejich účel je doplňovat rozptýlené nosné v odhadu kmitočtové charakteristiky přenosového kanálu až po okraj spektra. Modulace je stejná jako u rozptýlených nosných (viz vztah 2.8).

Ostatní P2 a FCP pilotní nosné mohou být využívány pro odhad přenosového kanálu a korekci CPE.

## 2.4.2 IFFT

Po namapování pilotních nosných jsou kompletně zformovány COFDM symboly ve frekvenční oblasti a zbývá je převést do časové oblasti. Tento převod se provádí pomocí inverzní rychlé Fourierovy transformace IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Podle délky FFT se COFDM dělí na několik FFT módů. Celkový přehled parametrů jednotlivých FFT módů je uveden v Tab. 2.18.

Tab. 2.18: Parametry COFDM

Parametr	1K mód	2K mód	4K mód	8K mód	16K mód	32K mód
Počet aktivních nosných v normálním módu	853	1705	3409	6817	13633	27265
Počet aktivních nosných v rozšířeném módu	NA	NA	NA	6913	13921	27841
Doplňkové nosné v rozšířeném módu	0	0	0	96	288	596
IFFT	1024	2048	4096	8192	16384	32768
Doba symbolu [us]	112	224	448	896	1792	3584
Rozestup nosných [kHz]	8,929	4,464	2,232	1,116	0,558	0,279
Šířka pásma v normálním módu [MHz]	7,61	7,61	7,61	7,61	7,61	7,61
Šířka pásma v rozšířeném módu [MHz]	NA	NA	NA	7,71	7,77	7,77

Poněvadž u vyšších módů FFT (8k, 16k, 32k) klesají okrajové části spektra signálu strměji, je možné oba okraje spektra rozšířit o další nosné kmitočty. V Tab. 2.18 je mimo jiné uveden počet nosných v rozšířeném módu. Toto navýšení umožňuje zvýšit přenosovou kapacitu systému o cca 2,1 % (pro FFT mód 32k).

### 2.4.3 PAPR redukce

Velký poměr špičkového a středního výkonu PAPR (Peak to Average Power Ratio) je nežádoucí u výkonových koncových vf zesilovačů, které z důvodu dosažení vysoké účinnosti pracují v pásmu nelineární části převodní charakteristiky. Proto je nutný, aby zesilovači procházel signál s co nejmenší dynamikou [13]. Systém DVB-T2 umožňuje dvěma technikami redukci PAPR:

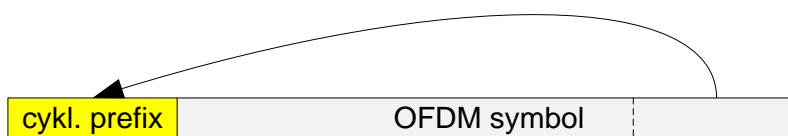
- Rozšíření aktivní konstelace ACE (Active Constellation Extension) – redukuje PAPR pomocí přidání vnějších konstelačních bodů ve frekvenční oblasti
- Rezervace tónu TR (Tone Reservation) – redukuje PAPR pomocí přímého ořezání špiček signálu v časové oblasti za pomocí rezervovaných subnosných [12].

Techniku ACE nelze použít v případě, kdy je použita rotace konstelačního diagramu. Obě techniky lze použít současně.

### 2.4.4 Přidání ochranného intervalu

Vlivem odrazů vlny od různých objektů, budov se signál dostává k přijímači několikrát s různým zpožděním. Aby se zamezilo vzájemného ovlivňování jednotlivých COFDM symbolů, přidává se mezi každý vyslaný symbol ochranný interval GI (Guard Interval). GI je definován jako poměr délky trvání ochranného intervalu k délce trvání jednoho

COFDM symbolu. Pro zachování ortogonality se do GI vkládá tzv. cyklický prefix, tj. odpovídající část konce COFDM symbolu se zkopíruje do GI (viz Obr. 2.23).



Obr. 2.23: Vkládání cyklického prefixu

Přehled používaných GI pro jednotlivé FFT módy je zobrazen v následující Tab. 2.19.

Tab. 2.19: Přehled používaných ochranných intervalů u jednotlivých FFT módů

FFT	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
<b>32K</b>	x	x	x	x	x	x	-
<b>16K</b>	x	x	x	x	x	x	x
<b>8K</b>	x	x	x	x	x	x	x
<b>4K</b>	-	x	x	-	x	-	x
<b>2K</b>	-	x	x	-	x	-	x
<b>1K</b>	-	-	x	-	x	-	x

## 2.4.5 Vkládání P1 symbolu

Přidává se na začátek každého T2 rámce. Používá nejmenší mód FFT 1k s vhodným umístěním aktivních nosných, které umožní rychlou frekvenční kompenzaci a ušetří tím přijímači hodně času s frekvenční a časovou synchronizací.

## 2.5 Bitové rychlosti

V Tab. 2.20 je pro přehled uvedena maximální bitová rychlost a také doporučená konfigurace pro 8MHz kanál, mód FFT 32K, GI = 1/128, PP7.

Tab. 2.20: Doporučená konfigurace DVB-T2 (8MHz, 32K FFT, 1/128GI, PP7) [12]

Modulace	Kódový poměr	Maximální bitová rychlost			Doporučená konfigurace		
		Bitová rychlost Mbit/s	Délka rámce $L_F$	Počet FEC bloků na rámec	Bitová rychlost Mbit/s	Délka rámce $L_F$	Počet FEC bloků na rámec
QPSK	1/2	7,492550	62	52	7,4442731	60	50
	3/5	9,003747			8,9457325		
	2/3	10,01867			9,9541201		
	3/4	11,27054			11,197922		
	4/5	12,02614			11,948651		
	5/6	12,53733			12,456553		
16-QAM	1/2	15,03743	60	101	15,037432	60	101
	3/5	18,07038			18,07038		
	2/3	20,10738			20,107323		
	3/4	22,6198			22,619802		
	4/5	24,13628			24,136276		
	5/6	25,16224			25,162236		
64-QAM	1/2	22,51994	64	161	22,481705	60	151
	3/5	27,06206			27,016112		
	2/3	30,11257			30,061443		
	3/4	33,87524			33,817724		
	4/5	36,14630			36,084927		
	5/6	37,68277			37,618789		
256-QAM	1/2	30,08728	68	229	30,074863	60	202
	3/5	36,15568			36,140759		
	2/3	40,23124			40,214645		
	3/4	45,25828			45,239604		
	4/5	48,29248			48,272552		
	5/6	50,34524			50,324472		

## 2.6 Srovnání s DVB-T

Základní technické parametry standardů jsou uvedeny v Tab. 2.21, rozdíly jsou tučně zvýrazněny.

Tab. 2.21: Základní technické parametry standardů DVB-T/T2

	<b>DVB-T</b>	<b>DVB-T2</b>
Zdrojové kódování	MPEG-2, (MPEG-4 AVC)	MPEG-4 AVC, (MPEG-2)
Kanálové kódování – ochranné kódy FEC	RS (Reed-Solomon) + konvoluční kódování	<b>B</b> SH (Bose-Chaudhurt-Hocquengham) + <b>L</b> DPC (Low Density Parity Check)
Kódový poměr	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, <b>3/5</b> , 2/3, 3/4, <b>4/5</b> , 5/6
Vnitřní modulace	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM, <b>256-QAM</b>
Mód FFT	2k, 8k	<b>1k</b> , 2k, <b>4k</b> , 8k, <b>16k</b> , <b>32k</b>
Ochranný interval GI	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, <b>19/128</b> , 1/8, <b>19/256</b> , 1/16, /32, <b>1/128</b>
Rozptýlené nosné	8%	<b>1%</b> , <b>2%</b> , <b>4%</b> , 8%
Kontinuální nosné	2,60%	<b>0,35%</b>
Šířka pásma [MHz]	5, 6, 7, 8	<b>1.7</b> , 5, 6, 7, 8, <b>10</b>

Jedna z hlavních změn je v zdrojovém kódování, kde je jako výchozí použit modernější MPEG-4 AVC, který má až dvojnásobnou kompresní účinnost (podrobněji rozebrán v kapitole 1.3). Další velká změna je v kanálovém kódování, kde je použito efektivnější FEC kódování. Přidáním nové vnitřní modulace 256-QAM se navýšil maximální bitový tok o cca 25 %. Maximální teoretický bitový tok vzrostl na 50,3 Mbit/s, což oproti 31,6 Mbit/s u DVB-T představuje nárůst o cca 37 %.

Pro zvětšení dosahu SFN sítí byly přidány nové módy FFT, konkrétně 16k a 32k. Při šířce kanálu 8Mhz je teoreticky maximální průměr sítě SFN u DVB-T2 159,6 km (mód FFT 32K, GI = 19/128). Zatímco u DVB-T vychází teoreticky maximální vzdálenost mezi vysílači 67,2 km (mód FFT 8K, GI = 1/4).

Dalšími novinkami jsou v možnosti použití přenosového systému MISO (viz Kapitola 2.1), který umožňuje další rozšíření SFN, rotace konstelačního diagramu (viz Kapitola 2.1.2) a použití rozšířených 8k, 16k a 32k FFT módů (viz Kapitola 2.1.4).

Hlavní společná věc obou standardů je typ použité modulace. Používají kódovaný ortogonální frekvenčně dělený multiplex COFDM.

## 3 Přenosové kanály pro pozemní digitální vysílání

Pro pozemní televizní vysílání jsou vyhrazeny kmitočty v pásmech VKV a UKV (desítky až stovky MHz). Vlnění se v těchto pásmech šíří prostorovou vlnou, tj. přímou vlnou a odraženou vlnou od různých překážek. V pásmu UKV také může docházet k šíření vlnění pomocí troposférického rozptylu. Pro popis a simulaci RF přenosového prostředí pro přenos digitálního pozemního vysílání existují modely přenosových kanálů, které mají za úkol simulovat realistické chování daného prostředí. Základní dělení přenosových kanálů je podle toho, zda se uplatňuje Dopplerův posuv, či nikoliv.

### 3.1 Kanály bez Dopplerova posuvu

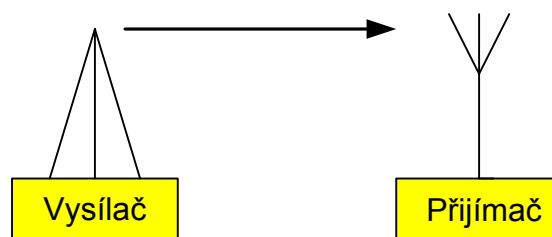
Tyto kanály se používají pro simulaci přenosu signálu při nepohyblivém přijímači. Typickým příkladem je příjem signálu u domovních antén.

#### 3.1.1 Gaussův (AWGN) kanál

Jedná se o model přenosového prostředí, kde se signál mezi vysílačem a přijímačem šíří jen přímou vlnou LOS (Line of Sight) bez jakýchkoliv odrazů (viz Obr. 3.1). Signál je zašuměn aditivním bílým Gaussovským šumem AWGN (Additive White Gaussian Noise), který má konstantní spektrální výkonovou hustotu a Gaussovo rozdělení pravděpodobnosti pro amplitudy. Hustota Gaussova rozdělení má tvar

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.1)$$

kde  $\mu$  je střední hodnota,  $\sigma$  je směrodatná odchylka.



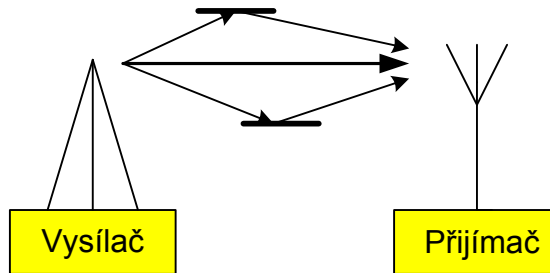
Obr. 3.1: Gaussův kanál

Zdrojem AWGN je hlavně tepelný šum nahodilého pohybu atomů.

#### 3.1.2 Riceův kanál

Zjednodušeně se dá říct, že se jedná o rozšíření Gaussova kanálu, který navíc počítá i s odraženými signály od různých objektů a budov (viz Obr. 3.2). Hlavně v hustých městských zástavbách jsou odrazy velmi časté a musí se s nimi počítat. Jednotlivé

odražené signály spolu interferují a způsobují kolísání intenzity signálu a vznik ISI. Tento způsob šíření signálu je v praxi nejběžnější a statisticky odpovídají Riceovu rozložení.



Obr. 3.2: Riceův kanál

Při mnohacestném šíření signálu, překročí-li doba zpoždění některého z odražených signálů určitou hodnotu, dojde ke zvětšení ISI a tím pádem i ke zvýšení bitové chybovosti. To lze potlačit například zvýšením vysílacího výkonu vysílače [14]. Pomocí matematického vztahu (3.2) [15], který popisuje vliv Riceova kanálu na signál  $x(t)$ , lze simulovat požadovaný výkon pro pozemní vysílání podle standardu DVB-T, DVB-T2.

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^{N_e} \rho_i e^{-j\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2}}, \quad (3.2)$$

kde  $\rho_0$  je zisk přímé cesty signálu,  $N_e$  je počet odrazů,  $\rho_i$  je zisk cesty  $i$ ,  $\theta_i$  je fázový posuv způsobený cestou  $i$ ,  $\tau_i$  je doba zpoždění v cestě  $i$ .

Riceův faktor  $K$  udává poměr výkonu přímého signálu k součtu výkonů všech odražených signálů a je dán vztahem [15]

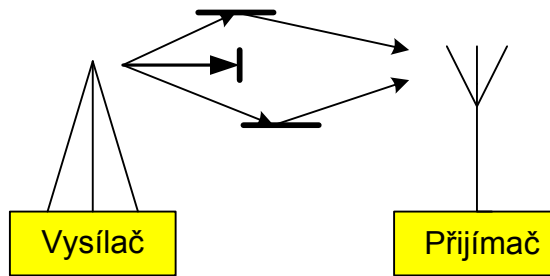
$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i^2}. \quad (3.3)$$

Riceův kanál má podle očekávání větší požadavky na poměr C/N než Gaussův kanál [15].

Model Riceova kanálu bývá označován RC20 a je tvořen LOS a 20-ti nepřímými cestami, které mají přesně definovaný zisk, zpoždění a fázový posuv podle normy [16].

### 3.1.3 Rayleighův kanál

Slouží pro simulování příjmu signálu, kdy je signál z přímé cesty potlačen a dominantní složku tvoří odražené signály (viz Obr. 3.3). Rayleighův kanál představuje nejhorší podmínky příjmu a má ze všech tří kanálů největší požadavky na poměr C/N.



Obr. 3.3: Rayleighův kanál

Matematický vztah pro simulaci požadovaného výkonu vychází ze vztahu (3.2), kde je zanedbán přenos signálu přímou cestou [15]

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i e^{-j\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i^2}}. \quad (3.2)$$

Model Rayleighova kanálu bývá označován RL20 a je tvořen 20-ti nepřímými cestami, které mají přesně definovaný zisk, zpoždění a fázový posuv podle normy [16].

## 3.2 Kanály s Dopplerovým posuvem

Při pohyblivém příjmu signálu dochází k Dopplerovu posuvu frekvence, jehož posuv je závislý na rychlosti pohybu přijímače a frekvenci vysílaného signálu (viz vztah 3.3). Příkladem může být příjem signálu v jedoucím autě, vlaku, atd. V tomto případě, kdy rychlost přijímače je relativně velká, hovoříme o mobilním (mobile) příjmu. Dalším příkladem je příjem signálu na přenosných TV přijímačích např. během chůze, kdy je rychlost pohybu naopak velmi malá. V tomto případě hovoříme o přenosném (portable) příjmu.

### 3.2.1 TU6 (Typical Urban reception)

Kanál má napodobovat šíření a příjem signálu v urbanizované oblasti. Poprvé byl definován ve standardu COST207 a jeho model je tvořen 6 cestami s velkým rozptylem zpoždění a relativně silnými výkonovými úrovněmi (viz. Obr. 3.4). Všechny 6 cest jsou nepřímých a jsou tvořeny Dopplerovým spektrem typu Rayleigh-Jakes [16].

### 3.2.2 RA6 (Typical Rural Area reception)

Kanál má napodobovat šíření a příjem signálu ve vesnické oblasti. Poprvé byl definován ve standardu COST207 a jeho model je tvořen 6 cestami s relativně malým zpožděním a malými výkonovými úrovněmi (viz. Obr. 3.4). První cesta je LOS a má Dopplerovo spektrum typu Rice-Jakes a ostatní cesty jsou nepřímé s Dopplerovým spektrem typu Rayleigh-Jakes [16].

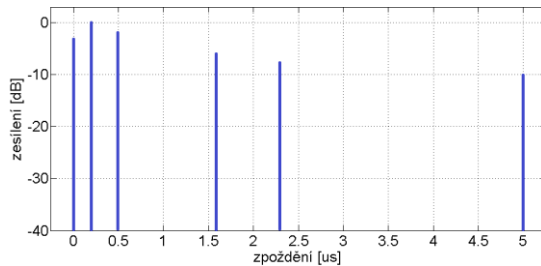
### 3.2.3 PI (Pedestrian Indoor)

Model kanálu byl vytvořen pro systém DVB-H na simulaci šíření a příjem signálu uvnitř budov u přenosných TV přijímačů, kde rychlost přijímače je velmi malá (cca 3km/h). Nicméně je vhodný i na testování ostatních systémů DVB. Je tvořen 12-ti cestami, kde první cesta je LOS s Dopplerovým spektrem Rice-Gauss a zbylé cesty jsou nepřímé s Dopplerovým spektrem Rayleigh-Gauss (viz. Obr. 3.4) [17].

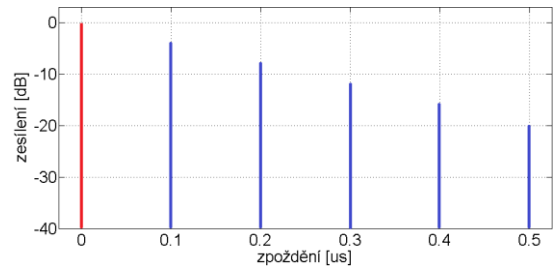
### 3.2.4 PO (Pedestrian Outdoor)

Tento model kanálu byl také vytvořen pro systém DVB-H, konkrétně na simulaci šíření a příjem signálu u přenosných TV přijímačů vně budov pro rychlosti přijímače také velmi malé (cca 3km/h), které odpovídají pomalejší chůzi. Model kanálu je tvořen 12-ti cestami stejně jako u PI kanálu, akorát s jinými hodnotami útlumu a zpoždění jednotlivých nepřímých cest (viz Obr. 3.4).

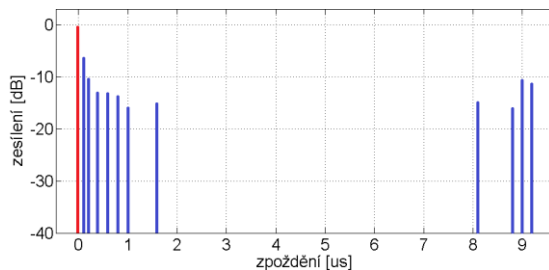
a) TU6



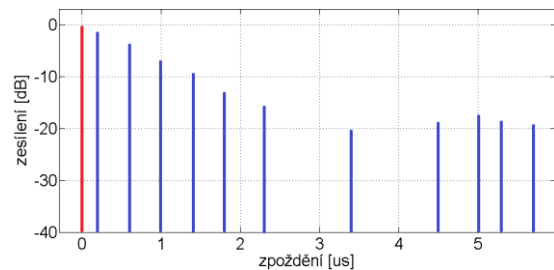
b) RA6



c) PI



d) PO



Obr. 3.4: Impulzní odezvy přenosových kanálů s Dopplerovým jevem (pozn.: červená je LOS)

## 4 Dopplerův jev

Popisuje změnu přijímané frekvence od vysílané v situacích, kdy se přijímač pohybuje směrem k nebo od vysílače. Tato změna je vyjádřena následujícím vztahem [18]

$$\Delta f = v \frac{f}{c} \cos(\varphi), \quad (4.1)$$

kde  $v$  je rychlost pohybu přijímače,  $f$  je kmitočet přenášeného signálu,  $c$  je rychlost světla,  $\varphi$  je úhel pod kterým přichází signál vzhledem ke směru pohybu přijímače.

V závislosti na směru pohybu přijímače mohou nastat tři mezní případy:

- Pohybuje se směrem k vysílači pod úhlem  $\varphi = 0^\circ$ : Frekvence je o  $\Delta f_{max}$  vyšší
- Pohybuje se směrem od vysílače pod úhlem  $\varphi = 180^\circ$ : Frekvence je o  $\Delta f_{max}$  nižší
- Pohybuje se v kruhu kolem vysílače pod úhlem  $\varphi = 90^\circ$ : Frekvence se nemění.

U systému OFDM dochází k rozdílnému Dopplerovu posuvu u jednotlivých subnosných, ale rozdíl mezi posuvem sousedních subnosných zůstává prakticky konstantní [18]. Pro ilustraci je uveden vliv Dopplerova posuvu při rychlosti přijímače  $v = 130$  km/h pro dva mezní televizní kanály používané pro digitální pozemní vysílání v ČR:

- Nejnižší kanál č. 5:  $f_c = 177,5$  MHz, Dopplerův posuv  $\Delta f_c = 21,37$  Hz
- Nejvyšší kanál č. 69:  $f_c = 858$  MHz, Dopplerův posuv  $\Delta f_c = 103,28$  Hz.

Vliv Dopplerova posuvu frekvence u kanálů 5 až 69 pro vybrané FFT módy (šířka kanálu 8 MHz):

- 2K: Tvoří 0,5 – 2,3 % rozestupu subnosných
- 8K: Tvoří 1,9 – 9,3 % rozestupu subnosných
- 32K: Tvoří 7,7 – 37 % rozestupu subnosných.

Lze usoudit, že u mobilního příjmu je pro vyšší FFT módy (32K) vhodnější použití nižších rádiových kanálů, kde se Dopplerův posuv frekvence uplatňuje méně, zatímco u nižších FFT módů (2K) lze využít všech dostupných rádiových kanálů, Dopplerův posuv nebude mít velký vliv.

### 4.1 Dopplerovo spektrum

Nejjednodušší se nazývá *Pure Doppler*, kde přijímaný signál je tvořen jen LOS. Jeho spektrum se vlivem Dopplerova posuvu posune na jednu či druhou stranu a vyjma mírné deformace, kdy vyšší kmitočty jsou posunuty více, zůstává charakteristika beze změny [19].

U Dopplerova spektra typu *Rice* je přijímaný signál tvořený LOS spolu s odraženými signály, které jsou taktéž ovlivněné Dopplerovým posuvem. Jelikož odražené signály přicházejí z různých směrů, pak je i úhel  $\varphi$  ve vztahu (4.1), který v tomto případě značí úhel mezi směrem pohybu přijímače a směrem k odrazné ploše, pro jednotlivé nepřímé cesty různorodý [19].

U Dopplerova spektra typu *Rayleigh* je přijímaný signál tvořený jen z odražených signálů ovlivněných Dopplerovým posuvem.

Spektrum Dopplerových posuvů všech odražených signálů má tvar připomínající písmeno U s maximy na obou koncích spektra (viz Obr. 4.1). Je označováno jako *Jakes* a je definováno následujícím vztahem [20]

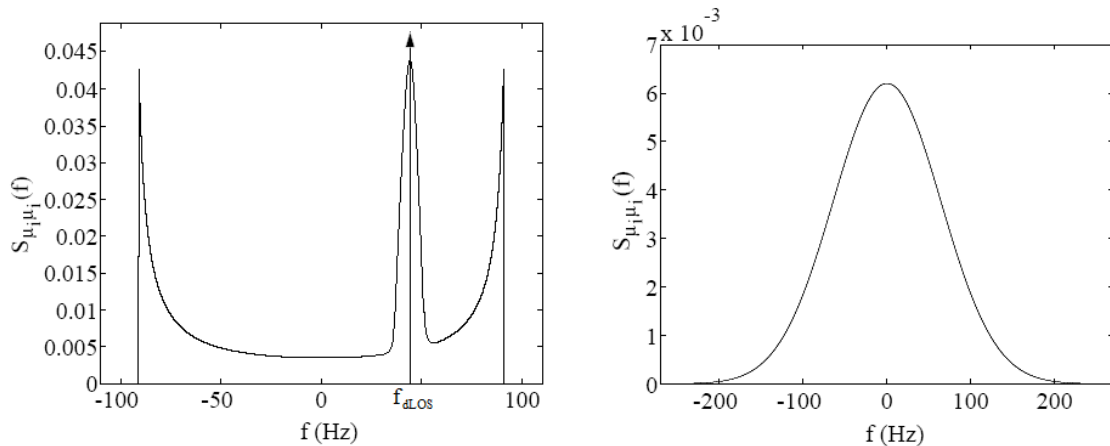
$$S_d(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - (f / \Delta f_{\max})^2}}, \quad -\Delta f_{\max} \leq f \leq \Delta f_{\max}, \quad (4.2)$$

kde  $\Delta f_{\max}$  je maximální Dopplerův posuv.

Druhým typem Dopplerova spektra je typu *Gauss*, který má průběh přesně opačný než *Jakes* (viz Obr. 4.1). U příjmu s velmi malou rychlostí přijímače (cca 3 km/h) bylo empiricky ověřeno [20], že simulace s *Gauss* spektrem přináší reálnější výsledky. Platí vztah [20]

$$S_d(f, \sigma) = \frac{-f^2}{2(\sigma \cdot \Delta f_{\max})^2}, \quad -\Delta f_{\max} \leq f \leq \Delta f_{\max}, \quad (4.3)$$

kde  $\sigma$  je normalizovaná standartní odchylka.



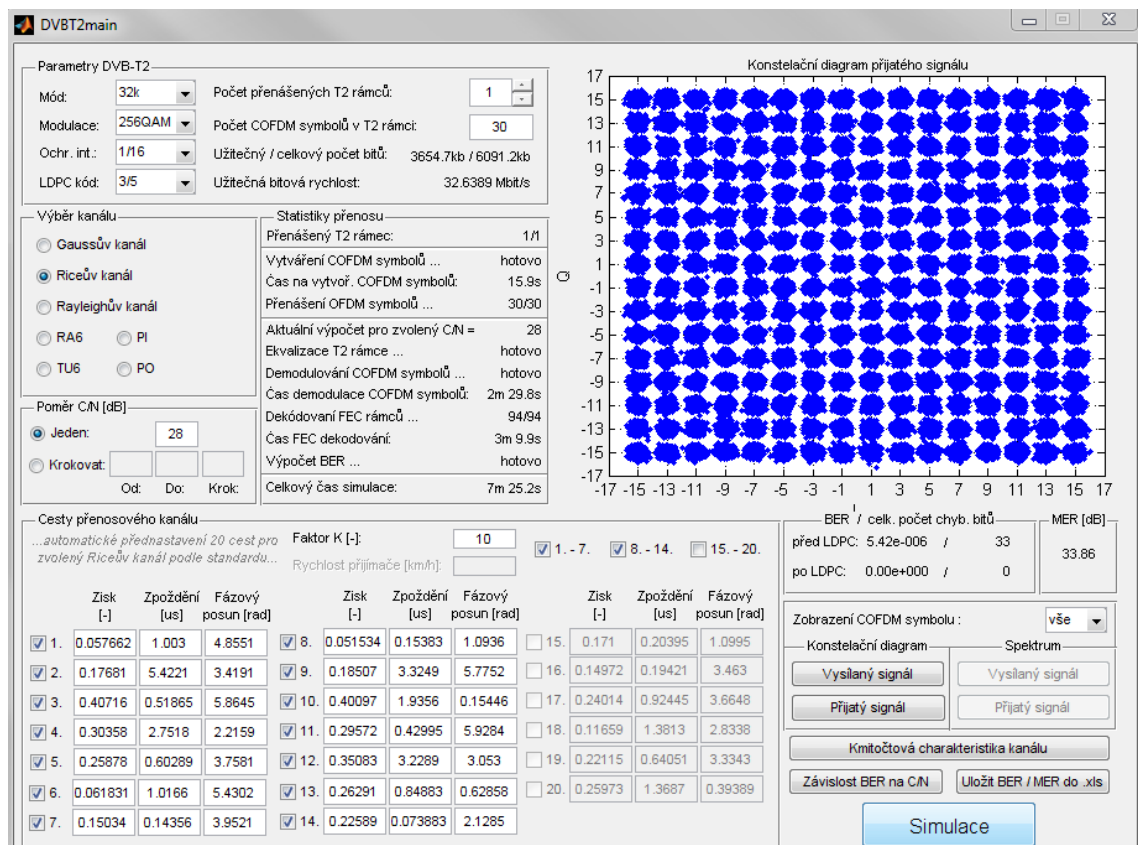
Obr. 4.1: Dopplerovo spektrum typu *Jakes* s LOS (vlevo) a typu *Gauss* (vpravo). Převzato z [19].

## 5 Program v MATLABU

Kapitola se zabývá popisem simulačního programu - aplikace, který byl vytvořen pomocí programu MATLAB R2007b v prostředí GUI pro simulaci vlivu přenosových kanálů pro přenos RF signálu systému DVB-T2. Program se spouští pomocí příkazu *DVBT2main* z příkazového okna MATLABU. Po spuštění dojde k otevření grafického uživatelského prostředí, kde se vybírají a zadávají jednotlivé parametry simulace. V kapitole 5.1 je popsáno dané uživatelské prostředí a v následující kapitole 5.2 jsou popsány jednotlivé funkční bloky vývojového diagramu programu (viz Obr. 5.4).

### 5.1 Uživatelské prostředí

Vzhled uživatelského prostředí programu je zobrazen na Obr. 5.1. Je rozdělen na dílčí části a to konkrétně na zadávání parametrů DVB-T2, výběr typu přenosového kanálu, nastavení poměru C/N, nastavení nepřímých cest přenosového kanálu, statistiky přenosu, grafické okno s konstelačním diagramem přijatého signálu, výpisem chybovosti BER a počtem chybných bitů, MER, možnost zobrazení konkrétního COFDM symbolu, tlačítka s příslušnou funkcí a neposledně tlačítko pro spuštění simulace.



Obr. 5.1: Uživatelské prostředí programu

### 5.1.1 Parametry DVB-T2

Zde se nastavují hlavní parametry modulace DVB-T2:

- FFT mód: 2k, 4k, 8k, 16k, 32k
- Modulace: QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
- Ochranný interval: 1/4, 19/128, 1/8, 19/256, 1/16, 1/32, 1/128
- LDPC kódový poměr: 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
- Počet přenášených T2 rámců
- Počet COFDM symbolů v T2 rámcu.

V závislosti na zvoleném módu FFT se mění možnosti výběru ochranného intervalu podle standardu DVB-T2 (viz Tab. 2.19). Počet COFDM symbolů v T2 rámcu je volitelná hodnota. Systém DVB-T2 totiž umožňuje přenášet odlišný počet symbolů pro každý z FFT módů. Maximální počet přenášených symbolů v T2 rámcu je pro přehled uveden v Tab. 2.12. Doporučená hodnota je 60 symbolů na rámeček [21]. Nicméně v programu je kvůli výpočetní a časové náročnosti nastavena výchozí hodnota na 30 symbolů. Tato hodnota však odpovídá minimálnímu počtu symbolů, který bude přenášen. Skutečný počet přenášených symbolů je popsán v kapitole 5.2.1.

Údaj užitečný / celkový počet bitů udává počet bitů před / po FEC kódování a vztahuje se k jednomu T2 rámcu. Zobrazí se až po spuštění simulace po vytvoření dat pro přenos.

Poslední zobrazený údaj je užitečná bitová rychlost  $BR$ , která se vypočítá podle následujícího vztahu

$$BR = \frac{1}{T_u \cdot (1 + GI)} \cdot \log_2 M \cdot C_{data} \cdot LDPC \cdot \frac{K_{bch}}{N_{bch}}, \quad (5.1)$$

kde  $T_u$  je doba trvání symbolu,  $GI$  je ochranný interval,  $M$  je počet stavů vnitřní modulace,  $C_{data}$  je počet užitečných datových nosných daný Tab. 5.1,  $LDPC$  je LDPC kódový poměr,  $K_{bch}$  je počet bitů bloku dat před BCH kódováním a  $N_{bch}$  je počet bitů bloku dat BCH kódování.

Výpočet bitové rychlosti předpokládá úplné zaplnění užitečných datových nosných.

### 5.1.2 Výběr kanálu

Na výběr je ze sedmi typů kanálů, které jsou teoreticky popsány v kapitole 3. Vyjma Gaussova kanálu lze u každého kanálu nastavit cesty přenosového kanálu (viz kapitola 5.1.4).

### 5.1.3 Poměr C/N

Na výběr je buď jedna hodnota poměru C/N, anebo volba krokování. Při volbě krokování se musí zadávat první parametr „od“ jako ta menší hodnota ze zvoleného krokovacího intervalu. Parametr „krok“ musí být volen s ohledem na zadaný krokovací interval. Chybné zadání parametru je ošetřeno zobrazením chybové hlášky.

Při krokování poměru C/N jsou zobrazované údaje (BER, MER, konstelační

diagram, atd.) platné pro konkrétně dopočítanou hodnotu poměru C/N přeneseného T2 rámce.

#### 5.1.4 Cesty přenosového kanálu

Vyjma Gaussova dochází k automatickému přednastavení přenosových cest zvoleného přenosového kanálu podle příslušného standardu:

- Rice: 20 nepřímých cest (celkem je tedy 21 cest, ale přímá cesta se zde neuvádí), u kterých lze definovat zisk  $\rho$  [-], zpoždění  $\tau$  [us] a fázový posuv  $\theta$  [rad], nastavení faktoru  $K = 10$
- Rayleigh: 20 nepřímých cest, u kterých lze definovat zisk  $\rho$  [-], zpoždění  $\tau$  [us] a fázový posuv  $\theta$  [rad]
- RA6 (Rural Area): 6 cest (první cesta je přímá, ostatní jsou nepřímé), u kterých lze definovat útlum  $A$  [dB] a zpoždění  $\tau$  [us], nastavení faktoru  $K = 10$  a rychlost přijímače  $v = 100$  km/h
- TU6 (Typical Urban): 6 nepřímých cest, u kterých lze definovat útlum  $A$  [dB] a zpoždění  $\tau$  [us], nastavení rychlosti přijímače  $v = 100$  km/h
- PI (Pedestrian Indoor): 12 cest (první cesta je přímá, ostatní jsou nepřímé), u kterých lze definovat útlum  $A$  [dB] a zpoždění  $\tau$  [us], nastavení faktoru  $K = 10$  a rychlost přijímače  $v = 3$  km/h
- PO (Pedestrian Outdoor): 12 cest (první cesta je přímá, ostatní jsou nepřímé), u kterých lze definovat útlum  $A$  [dB] a zpoždění  $\tau$  [us], nastavení faktoru  $K = 10$  a rychlost přijímače  $v = 3$  km/h.

#### 5.1.5 Statistiky přenosu

Jedná se o informativní přehled průběhu simulace, ve které části se simulace právě nachází a také údaje o časové náročnosti jednotlivých výpočtů a celkovém času simulace.

#### 5.1.6 BER & počet chybných bitů, MER

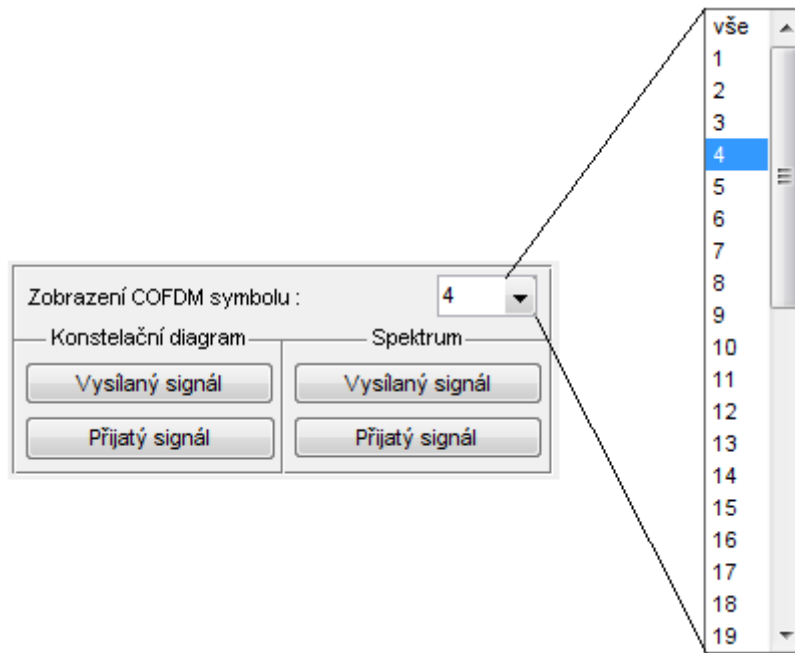
Zobrazení údajů o chybovosti BER a počtu chybných bitů před a po LDPC dekódování. Zobrazení modulační chybovosti MER (Modulation Error Ratio) v dB.

#### 5.1.7 Grafické okno

Zobrazuje konstelační diagram přijatého signálu před vnitřní QAM demodulací.

#### 5.1.8 Zobrazení COFDM symbolu

Program dovoluje zobrazení konstelačního diagramu a spektra signálu pro každý COFDM symbol zvlášť. Stačí zvolit z rozbalovacího menu příslušné číslo COFDM symbolu (viz Obr. 5.2). Také je tu možnost „vše“, která umožňuje zobrazení konstelačního diagramu všech přijatých COFDM symbolů najednou. Tlačítka „Přijatý signál“ zobrazují konstelační diagramy, respektive spektra signálů před a po kmitočtové ekvalizaci přenosového kanálu.



Obr. 5.2: Možnosti zobrazení COFDM symbolu

### 5.1.9 Ostatní tlačítka

- Kmitočtová charakteristika přenosového kanálu: Zobrazení odhadu modulové a fázové charakteristiky získané z ekvalizace T2 rámece
- Závislost BER na C/N: Zobrazení závislosti před a po LDPC kódování, při přenášení více T2 rámců se jedná o průměrné naměřené hodnoty na jeden rámeček
- Uložit BER / MER do .xls: Uložení naměřených dat do souboru s příponou *xls* se strukturou viz Obr. 5.3, při přenášení více T2 rámců se jedná o průměrné hodnoty na jeden rámeček
- Simulace.

	1	2	3	4
▲	A	B	C	D
1	5	1,27E-01	1,54E-01	10,87553
2	6	1,09E-01	1,32E-01	11,86957
3	7	9,16E-02	9,86E-02	12,90496
4	8	7,53E-02	0,00E+00	13,93281
5	9	6,03E-02	0,00E+00	14,907

- 1 - poměr S/N
- 2 - BER před LDPC
- 3 - BER po LDPC
- 4 - MER

Obr. 5.3: Popis uložených dat do .xls souboru

## 5.2 Popis programu

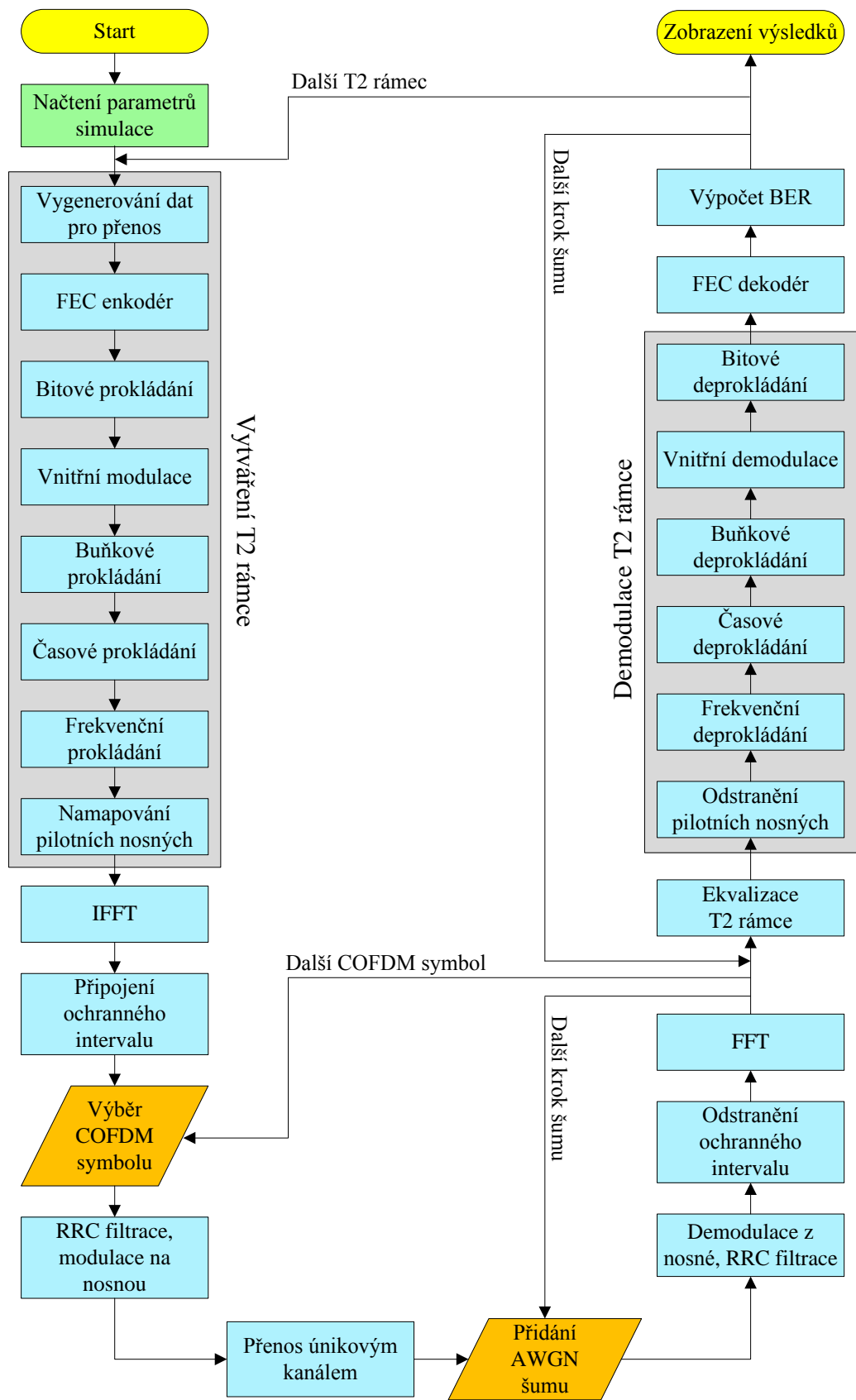
Samotný vzhled uživatelského prostředí je uložen v souboru `DVBT2main.fig` a hlavní funkce programu je uložena v souboru `DVBT2main.m`, která je automaticky vytvořena aplikací GUI. Ovládání a chování veškerých objektů uživatelského prostředí se programuje přímo v hlavní funkci, kde se automaticky vytváří příslušné funkce k daným objektům.

Celý proces výpočtu se provádí ve skriptu `Simulate.m`, ve kterém jsou volány další potřebné skripty a funkce, které byly vytvořeny pro lepší přehlednost a funkčnost celého programu. Na Obr. 5.4 je znázorněn vývojový diagram programu. Většina jeho bloků je tvořena vlastní funkcí nebo skriptem. Popis programu je tematicky rozdělen na tři podkapitoly: Vysílací část, přenos kanálem a přijímací část.

Na vysílací straně vývojového diagramu lze vidět několik bloků souhrnně označených „Vytváření T2 rámce“. Tyto bloky jsou obsaženy ve funkci `COFDM_symbols.m` a hlavním výstupem této funkce je T2 rámec ve frekvenční oblasti (výstupní proměnná `COFDM_Symbols`). Souhrnně označené bloky „Demodulace T2 rámce“ na přijímací straně jsou obsaženy ve funkci `COFDM_symbols_demod.m` a hlavním výstupem této funkce je vektor přijatých FEC rámců (výstupní proměnná `FECFRAME_r`).

Na Obr. 2.20 je znázorněná struktura T2 rámce systému DVB-T2. V programu nejsou pro jednoduchost obsaženy P1 a P2 symboly, které nesou informace o základních parametrech, typu přenosu a další informace pro přijímač. Tyto symboly jsou pro simulaci irelevantní, a proto je možné je úplně vypustit. Přenášený T2 rámec se pak skládá jen z datových COFDM symbolů.

Vytvořené proměnné, skripty a funkce jsou psány písmem typu `Courier New` a výchozí funkce MATLABu jsou psány kurzívou standardním písmem `Times New Roman`.



Obr. 5.4: Vývojový diagram

## 5.2.1 Vysílací část

### Načtení parametrů simulace

Při stisku tlačítka „Simulace“ dojde k načtení všech potřebných parametrů jako FFT mód, typ použité vnitřní modulace, LDPC kódový poměr, ochranný interval, počet T2 rámců, počet COFDM symbolů, typ přenosového kanálu, poměr C/N, v případě potřeby hodnoty nepřímých cest a uloží se do příslušných proměnných. Následně se spustí skript `Simulate.m`.

### Vygenerování dat pro přenos

Stěžejním cílem programu je zjištění bitové chybovosti BER při přenosu. Proto je nutné vygenerovat náhodnou posloupnost bitů a tu přenášet. Počet vygenerovaných bitů je závislý na mnoha parametrech a pro samotné vygenerování náhodné posloupnosti 0 a 1 byla použita funkce `randint`.

Výchozím parametrem je počet COFDM symbolů v T2 rámcu, který byl zvolen v GUI a následně uložen do proměnné `n_OFDM_sym_min`. Každý COFDM symbol se skládá z určitého počtu aktivních nosných, který je závislý na zvoleném FFT módu (viz Tab. 2.18). Kolik z aktivních nosných je použito pro užitečná data je v Tab. 5.1.

Tab. 5.1: Počet užitečných datových nosných v COFDM symbolu [11]

FFT	$C_{data}$							
	PP1	PP2	PP3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8
1K	764	768	798	804	818	x	x	x
2K	1 522	1 532	1 596	1 602	1 632	x	1 646	x
4K	3 084	3 092	3 228	3 234	3 298	x	3 328	x
8K	6 208	6 214	6 494	6 498	6 634	x	6 698	6 698
16K	12 418	12 436	12 988	13 002	13 272	13 288	13 416	13 406
32k	x	24 886	x	26 022	x	26 592	26 836	26 812

Lze vidět, že počet aktivních nosných dostupných pro užitečná data je závislý na zvolené variantě PP. Každá z aktivních nosných nese jednu COFDM buňku. Jedná se o kvadraturně namodulovaná data pomocí některé ze zvolené vnitřní modulace QAM. Počet bitů  $n$  připadajících na jednu COFDM buňku lze vypočítat následujícím způsobem:

$$n = \log_2(M), \quad (5.2)$$

kde  $M$  je počet stavů zvolené vnitřní modulace.

Jaká z variant PP je použit závisí na kombinaci zvoleného FFT módu a ochranného intervalu (viz Tab. 2.16). U některých kombinací FFT módu a ochranného intervalu je na výběr z více variant PP. V takové případě záleží na operátorovi vysílání, který ze vzorů zvolí. Zřetel se bere na aktuální podmínky příjmu a dosažený bitový tok. V programu byl primárně volen vždy ten s vyšší hustotou pilotních nosných.

Data se generují po blocích označovaných jako BB rámce (BBFRAME), které vstupují do FEC kodéru. Výstupem kodéru jsou FEC rámce (FECFRAME) o konstantní délce 64800 b (jedná se o tzv. normální FEC rámeček, krátký FEC rámeček s délkou 16200 b není v programu použit). Při zadání určitého počtu COFDM symbolů v GUI se nejprve vypočítá počet FEC rámců, které jsou schopny přenést

$$n\_FECFRAME = \frac{n \cdot C_{data} \cdot n\_ofdm\_sym\_min}{64800}, \quad (5.3)$$

kde  $n\_FECFRAME$  je počet FEC rámců,  $C_{data}$  je počet užitečných datových nosných (viz Tab. 5.1),  $n$  je počet bitů připadajících na jednu COFDM buňku,  $n\_ofdm\_sym\_min$  je počet COFDM symbolů zadaný v GUI.

Poté je velmi důležité přenášet celistvý počet FEC rámců, a proto dochází k zaokrouhlování proměnné  $n\_FECFRAME$  směrem nahoru. Vlivem tohoto zaokrouhlování bude výsledný počet symbolů ( $n\_ofdm\_sym$ ) vždy minimálně stejný nebo vyšší než zadaný. Případná změna se projeví v GUI. Pro představu: Jeden normální FEC rámeček je při nastavení 2K, QPSK, PP1 přenesen 22 symboly. Nevyužité datové nosné poslední přenášeného COFDM symbolu jsou ve frekvenčním prokladači vyplněny tzv. prázdnými buňkami (dummy cells), které nenesou žádnou užitečnou informaci.

Pro jednodušší běh programu se generování dat - vytváření BB rámců (BBFRAME) provádí společně s FEC kódováním ve vytvořené funkci `FEC_encoder.m`. Protože se generování dat provádí pomocí funkce `randint`, už není nutné provádět znáhodnění BB rámců. Daná možnost v programu zůstala, ale kvůli časové náročnosti byla deaktivována. Simulacemi bylo ověřeno, že funkce `randint` plně postačuje.

Při přenášení více T2 rámců se celý proces vygenerování dat provádí pro každý rámeček znovu.

#### **FEC enkodér** (`FEC_encoder.m`)

Použit je jen LDPC kód. Implementován byl i BCH kód, ale doba kódování / dekódování byla neúměrně dlouhá a účinnost tohoto kódu velmi malá. Pro kvalitativní zhodnocení naměřených výsledků bohatě postačuje LDPC kódování a proto byl BCH kód odstraněn.

LDPC je lineární blokový kód, kde základem je paritní matice o malém počtu jedniček. Pro vytvoření paritní matice  $H$  je využita funkce `dvbs2ldpc`, kde vstupní parametr funkce je LDPC kódový poměr. Následně se s pomocí funkcí `fec.ldpcenc` a `encode` zakódují vstupní data. Velikost vstupních BB rámců je závislá na LDPC kódovém poměru a při nepoužití BCH kódu je délka BB rámců v programu přímo rovna BCH kódovanému bloku (viz Tab. 2.1).

#### **Bitové prokládání** (`Bit_Interleaver.m`)

Provádí se v souladu s uvedenou teorií v kapitole 2.2.2.

#### **Vnitřní modulace** (`COFDM_Cell_mod.m`)

Podrobný popis mapování bitů FEC rámců do COFDM buněk je popsán v kapitole 2.2.3

a znázorněn na Obr. 2.12.

Pomocí funkce *modem.gammod* je vytvořen objekt *h*, kde se nadefinují vlastnosti vnitřní modulace: počet stavů modulace - *M*, typ vstupních dat - bity, systém mapování – Grayovo mapování podle standardu DVB-T2. Následně s použitím funkce *modulate* je z demultiplexovaných bitů bitově proložených FEC rámců vytvořen vektor komplexních hodnot, které udávají pozici v konstelačním diagramu, tzv. COFDM buňky. Aby byla střední úroveň signálu u všech typů vnitřních modulací stejná, dochází k vynásobení COFDM buněk normalizačním faktorem (viz Tab. 2.9).

Možnost natočení konstelačního diagramu spolu s cyklickým zpožděním Q-složky COFDM buněk je v programu implementována, nicméně se nepodařila korektně rozběhnout a proto této funkce není využito.

#### **Buňkové prokládání** (*Cell\_interleaver.m*)

Provádí se v souladu s uvedenou teorií v kapitole 2.2.4.

#### **Časové prokládání** (*Time\_interleaver.m*)

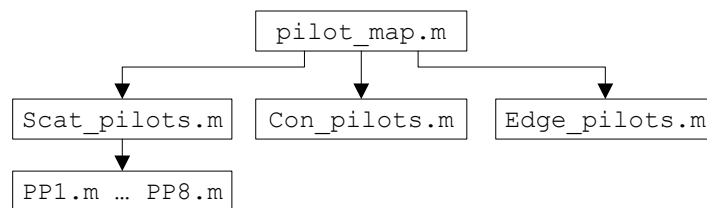
Provádí se v souladu s uvedenou teorií v kapitole 2.2.5.

#### **Frekvenční prokládání** (*Frequency\_interleaver.m*)

Provádí se v souladu s uvedenou teorií v kapitole 2.3.3.

#### **Namapování pilotních nosných** (*pilot\_map.m*)

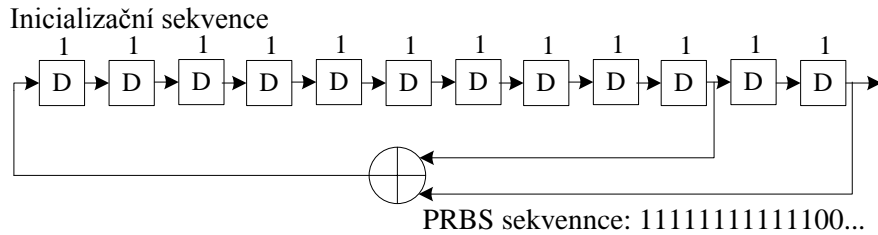
Prvním krokem k vytvoření COFDM symbolů a tím i celého T2 rámce je umístění pilotních nosných na předem definované pozice. K tomu slouží funkce *pilot\_map.m*, která vrací proměnnou *All\_pilots*. Jedná se o matici o rozměrech: Řádky = počet aktivních nosných, sloupce = počet COFDM symbolů. Na nenulových prvcích matice jsou hodnoty amplitud pilotních nosných a indexy prvků odpovídají jejich pozici. Pro každý typ z pilotních nosných je vytvořena vlastní funkce, které jsou volány z funkce *pilot\_map.m* (viz Obr. 5.5).



Obr. 5.5: Návaznost funkcí pilotních nosných v programu

Funkce *PP1.m* až *PP8.m* slouží pro výpočet pozic SP a následná modulace se provádí ve funkci *Scat\_pilots.m*. Funkce *Con\_pilots.m* slouží pro vytvoření CP a *Edge\_pilots.m* pro EP.

Pro zjednodušení je místo referenční sekvence *r* (viz vztah 2.8) použita jen pseudonáhodná binární sekvence PRBS  $w_k$ , která určuje, jestli výsledná hodnota nosné bude kladná nebo záporná. Sekvence PRBS je vytvořena generujícím polynomem  $X^{11} + X^2 + 1$  a generátor PRBS sekvence je zobrazený na následujícím Obr. 5.6.



Obr. 5.6: Generátor sekvence PRBS

Modulace jednotlivých nosných je popsána v kapitole 2.4.1.

Posledním krokem k vytvoření COFDM symbolů je namapování užitečných nosných. Do vytvořené proměnné `OFDM_symbols` s již umístěnými pilotními nosnými se na nulové prvky vkládají jednotlivé buňky frekvenčně proložených FEC bloků. Tím je celý proces vytváření T2 rámce ve frekvenční oblasti hotový.

### IFFT

Před převedením COFDM symbolů (`OFDM_symbols`) z frekvenční do časové oblasti pomocí IFFT se musí doplnit délka o nulové neaktivní nosné na celkový počet nosných zvoleného FFT módu. Nuly se umísťují doprostřed všech symbolů a toto umístění zajistí, že po převedení do časové oblasti se nulové nosné objeví na okrajích spektra signálu. Poté pomocí funkce `ifft` provedeme transformaci. Výstupem funkce je matice `IFFT_OFDM_Symbols_shift`.

Vzorkovací kmitočet  $f_b$  výstupního signálu je shodný s vzorkovacím kmitočtem IFFT, který pro šířku pásma  $B = 8\text{MHz}$  je  $64/7\text{ MHz}$  [11].

Redukce PAPR není v programu implementována.

### Připojení ochranného intervalu

Provádí se v souladu s uvedenou teorií v kapitole 2.4.4.

### Výběr COFDM symbolu, filtrace & modulace

Z matice `cpref_OFDM_Symbols` se postupně vybírají jednotlivé COFDM symboly opatřené ochranným intervalem a takto se po částech přenáší celý T2 rámec.

Před samotnou vysokofrekvenční modulací je potřeba signál nadvzorkovat a podrobit filtrací. Nadvzorkování se provádí pomocí funkce `upsample`, která vkládá nuly mezi dva sousední vzorky. Jeho parametrem je činitel nadvzorkování:

$$N_{navz} = f_s / f_b, \quad (5.4)$$

kde  $f_s$  je vzorkovací kmitočet nadvzorkovaného signálu a  $f_b$  je symbolová rychlost signálu.

Aby byl splněn vzorkovací teorém, musí platit podmínka:

$$f_b \geq 2f_c, \quad (5.4)$$

kde  $f_c$  je kmitočet nosné vlny.

V simulaci je hodnota  $f_b$  zvolena minimálně 3x vyšší než  $f_c$ , aby byl diskretní signál kvalitnější. Po nadvzorkování následuje filtrace, která slouží k vyhlazení průběhu nadvzorkovaného signálu a omezení spektra signálu. Je použit FIR filtr typu square root raised cosine (SRRC) s roll-off faktorem 0.35 a zpožděním 10. Impulzní odezva filtru s danými parametry je vytvořena funkcí *rcosine* a použita ve funkci *filter* k filtraci signálu.

Modulace na vysokofrekvenční nosnou se provádí pomocí IQ modulátoru, kdy je filtrovaný komplexní signál nejprve rozdělen na reálnou I a imaginární Q složku. Poté každou složkou jsou zvlášť amplitudově modulovány nosné  $f_c$  vzájemně fázově posunuté o  $\pi/2$  rad a následně sečteny ve výsledný vysokofrekvenční signál (*s\_tran*). Výchozí nastavení kmitočtu nosné je  $f_c = 30$  MHz. Hodnota byla zvolena s ohledem na výpočetní náročnost při skutečných kmitočtech, např. pro vysílací síť 2 v Brně na 40. kanálu je  $f_c = 626$  MHz a vzorkovací frekvence  $f_b$  by musela být cca 2GHz. Při přenášení velkého množství dat by simulace byla časově i paměťově neúnosná. V [14] bylo ověřeno, že použití vysokých kmitočtů, které odpovídají skutečným televizním kanálům, nepřináší významné zvýšení přesnosti výsledků.

## 5.2.2 Přenos kanálem

Pro ovlivnění signálu přenosovým kanálem byla vytvořena funkce *channel.m*. Dochází zde k simulaci jevů spojených s vícecestným šířením signálu a pohybem přijímače. Přidání AWGN se provádí v dalším bloku. Vstupní parametry funkce jsou:

- *s\_tran* – vysílaný namodulovaný signál;
- *channel\_type* – typ přenosového kanálu, který byl zvolen v uživatelském prostředí;
- $K$  – Riceův faktor;
- *ro* – vektor zisků;
- *tau* – vektor zpoždění;
- *theta* – vektor fázového posuvu;
- *fs* – kmitočet nosné;
- *rx\_speed* – rychlost přijímače.

Výstupem funkce je signál ovlivněný kanálem - *s\_tran\_channel*.

V důsledku nastavení kmitočtu nosné  $f_c$  na 30 MHz kvůli náročnosti simulace by byl Dopplerův posuv hodně malý a neměl by na přenášený signál téměř žádný vliv. Z tohoto důvodu je u kanálů s Dopplerovým posuvem nastavený kmitočet nosné na 626 MHz (40. kanál, vysílač Brno - Hády), ze kterého se podle vztahu (4.1) vypočítá Dopplerův posuv.

### Gaussův kanál

Tvořen jen LOS cestou a samotný AWGN šum se přidává v dalším bloku.

### Riceův a Rayleighův kanál

Popis kanálu je uveden v kapitole 3.1 a algoritmus výpočtu vychází ze vztahu (3.1), respektive (3.2).

## TU6, RA6, PI a PO kanál

Pro ovlivnění signálu Dopplerovým jevem a s ním spojeným Dopplerovým posuvem a spektrem jsou použity funkce *rayleighchan* a *ricienchan*. Pomocí těchto funkcí je vytvořen objekt *ch* se zvoleným Dopplerovým spektrem v závislosti na typu kanálu a následně pomocí funkce *filter* je jím ovlivněn přenášený signál dané cesty. Následuje vynásobení ovlivněného signálu s příslušným ziskem a posunutí signálu o příslušný počet vzorků rovnající se době zpoždění dané cesty signálu. Celý proces výpočtu probíhá pro všechny cesty a průběžně se signály (*signal\_path*) sčítají ve výsledném signálu *s\_tran\_channel*. Signál je následně normován vydělením normalizačním faktorem, který se rovná jmenovateli ve vztahu (3.1). Algoritmus výpočtu vychází z [22].

### Přidání AWGN šumu

Pro přidání samotného Gaussova šumu slouží funkce *awgn*, kde vstupními parametry je signál *s\_tran\_channel* a poměr C/N [dB] zadaný v GUI.

## 5.2.3 Přijímací část

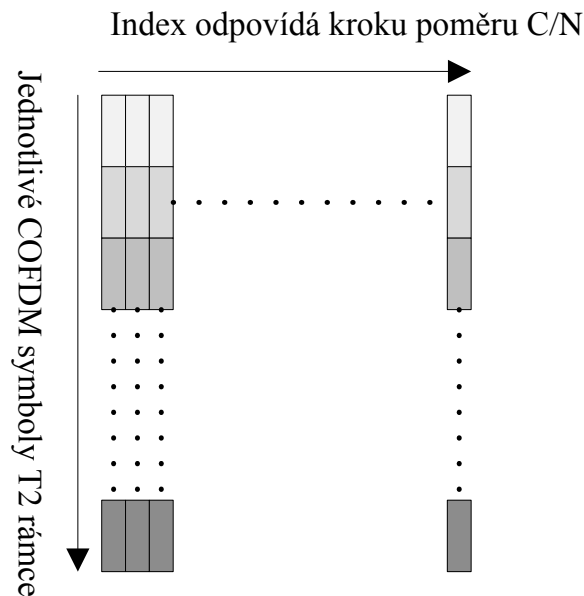
### Demodulace & filtrace, odstranění ochranného intervalu

Na přijímací straně vývojového diagramu dochází k demodulaci zašuměného signálu z vysokofrekvenční nosné. Proces je přesně opačný, jaký byl uvedený v případě modulace. To samé platí i odstranění ochranného intervalu.

### FFT

Převod z časové do frekvenční oblasti se provádí pomocí FFT. Pro tento účel slouží funkce *fft*. Následně se odstraní nulové neaktivní nosné a vznikne COFDM symbol jen s aktivními nosnými.

Tady v programu končí smyčka pro krokování poměru C/N a také smyčka pro přenos COFDM symbolů. Při volbě krokování poměru C/N se nejprve přenášený COFDM symbol ovlivní celým zvoleným intervalem poměru C/N a poté se začne přenášet další symbol. Takto se celý proces opakuje až do přenesení celého T2 rámce. Přijatý COFDM symbol (sloupcový vektor), který je postupně ovlivňovaný zvolenými kroky poměru C/N, se vkládá do jednotlivých sloupců vedle sebe a jednotlivé přijaté COFDM symboly se skládají pod sebe do řádků tak, jak jsou v čase přijaty do výsledné matice *OFDM\_Symbols\_r* (viz Obr. 5.7).



Obr. 5.7: Princip ukládání přijatých COFDM symbolů do matice

### Ekvalizace T2 rámce (Equalization.m)

Vytvořená funkce `Equalization.m` má za úkol eliminovat vlivy selektivních úniků, které vznikají při přenosu signálu vícecestným kanálem. Funkce provádí odhad kmitočtové charakteristiky kanálu na základě porovnání hodnot SP nosných v přijatém signálu a známých hodnot SP ve vyslaném signálu. Poté pomocí inverzní kmitočtové charakteristiky kanálu provede ekvalizaci (korekci).

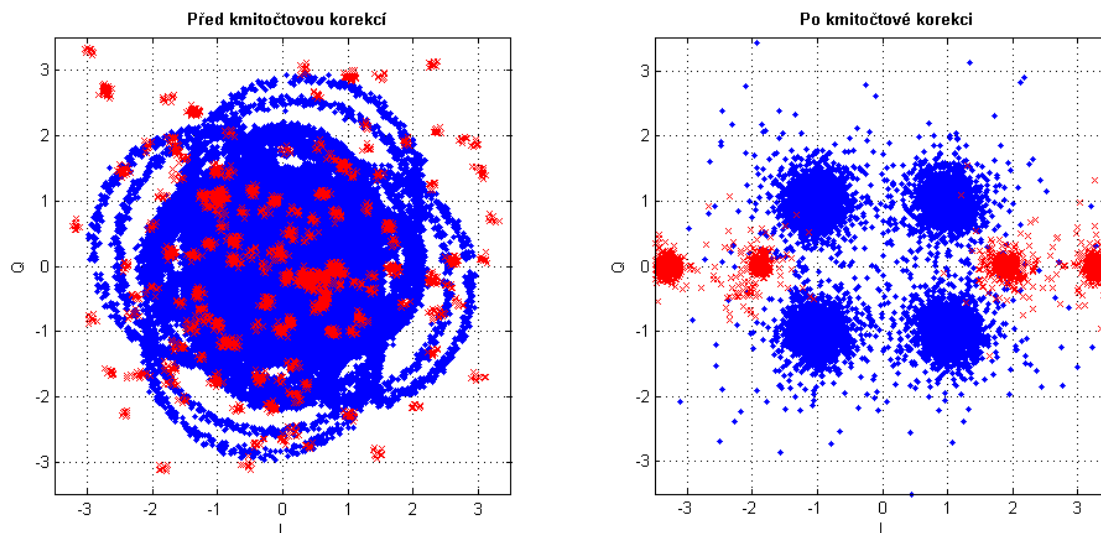
Rozmístění a jednotlivé rozestupy SP v T2 rámci závisí na zvolené variantě PP a výpočet pozic je uveden ve vztahu (2.7). V simulaci není nutná kmitočtová synchronizace, a proto je přesně známo, na kterých pozicích se nosné v T2 rámci nacházejí.

Při volbě krokování poměru C/N se z matice `COFDM_Symbols_r` vybírají příslušné sloupce COFDM symbolů T2 rámce odpovídající danému kroku poměru C/N a s ním se provádí výpočet až po konec bloku BER. Poté se celý proces opakuje pro další krok poměru C/N.

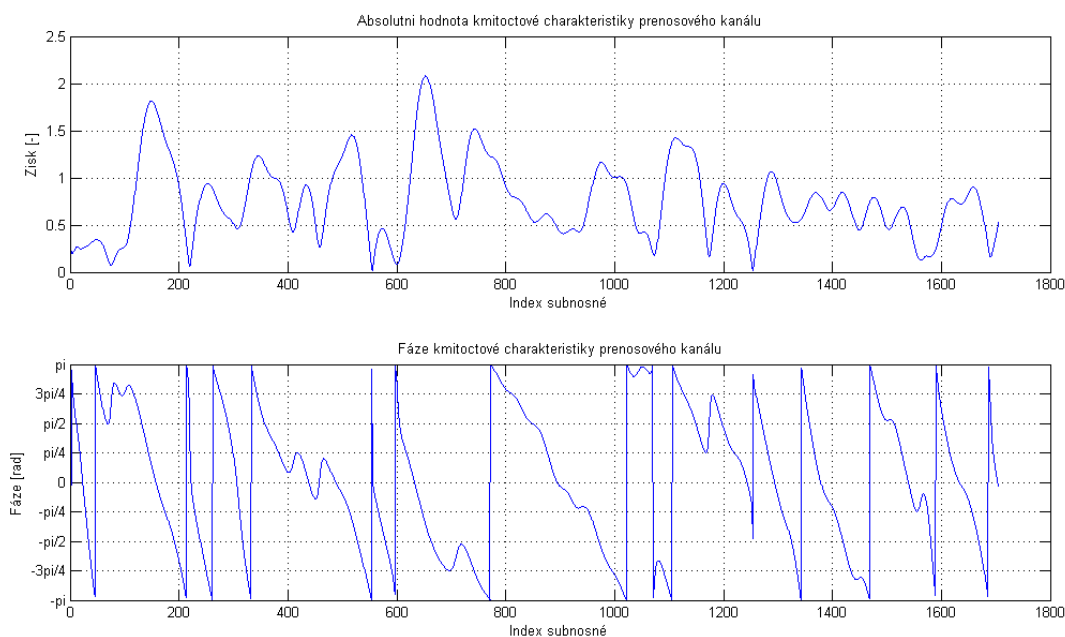
Z každého přijatého COFDM symbolu T2 rámce se „vybírají“ polohy, hodnoty SP nosných a ukládají se do vektoru `SP_channel` o délce rovnající se počtu aktivních nosných. Protože se polohy rozptýlených nosných po několika symbolech opakují (závislé na zvolené variantě PP), dělá se průměr daných hodnot. Vektor `SP_channel` je pak podělen vektorem známých hodnot SP nosných a tím je získán odhad kmitočtové charakteristiky kanálu na pozicích SP nosných (vektor `SP_change`). Aby se mohl daný odhad kanálu aplikovat na signál, musí se zbylé hodnoty nosných vždy mezi dvěma vzorky odhadu dopočítat. Nejprve je použita funkce `downsample` pro zbavení nulových prvků mezi vzorky odhadu. Poté pomocí funkce `interp` je zvětšen vektor zpět na původní délku, přičemž dojde k lineární interpolaci hodnot mezi dvěma vzorky odhadu [13]. Hodnoty kmitočtové charakteristiky jsou uloženy ve vektoru `trans_f` a tímto vektorem jsou postupně poděleny jednotlivé COFDM symboly T2 rámce.

Výstupem funkce `Equalization.m` je vektor ekvalizovaných COFDM symbolů (`OFDM_Symbols_r_cor`) a vektory amplitudové a fázové kmitočtové charakteristiky kanálu (`trans_f_abs` a `trans_f_phase`).

Na Obr. 5.8 je ukázka srovnání konstelačního diagramu přijatého signálu při průchodu Rayleighovým kanálem před a po kmitočtové korekci. Pozn.: Červeně jsou znázorněny pilotní nosné a modře datové nosné. Nastaveny byly tyto parametry signálu: 2K, QPSK, PP5, LDPC 1/2, GI 1/16, a C/N = 20dB. Nastaveno bylo 20 nepřímých cest s parametry podle normy [11]. Na Obr. 5.9 je odhad kmitočtové charakteristiky daného Rayleighova kanálu.



Obr. 5.8: Konstelační diagramy signálu (2k, QPSK, PP5, GI = 1/16, C/N = 20dB) při přenosu Rayleighovým kanálem před a po ekvalizaci



Obr. 5.9: Odhad kmitočtové charakteristiky Raileighova kanálu (mód FFT 2K)

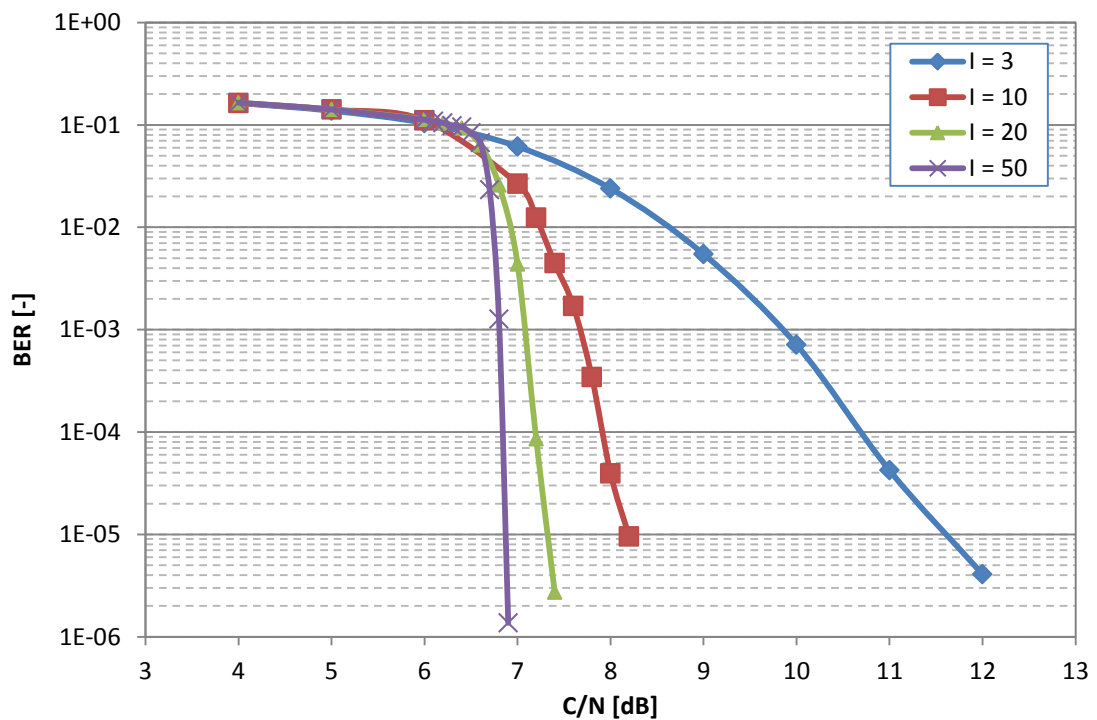
Následující bloky jsou inverzní ke svým protějškům na vysílací straně a není potřeba je blíže rozebírat (pro bližší seznámení viz příslušný m-soubor):

- **Odstranění pilotních nosných**
- **Frekvenční deprokládání** (Frequency\_Deinterleaver.m)
- **Časové deprokládání** (Time\_Deinterleaver.m)
- **Vnitřní demodulace** (COFDM\_Cells\_demod.m)
- **Bitové deprokládání** (Bit\_Deinterleaver.m)

#### FEC dekodér (FEC\_decoder.m)

Pomocí funkce *fec.ldpcdec* je vytvořen dekódovací objekt *dec*, kde vstupním parametrem je paritní matice *H* vytvořená už ve FEC kodéru. U objektu *dec* se definuje pomocí parametru *NumIterations* počet iterací pro dekódování jednoho FEC rámce. Výchozí hodnota je nastavena na maximum 50. Poté se pomocí funkce *decode* dekódují postupně všechny FEC rámce na vektor BB rámců (BBFRAME\_r).

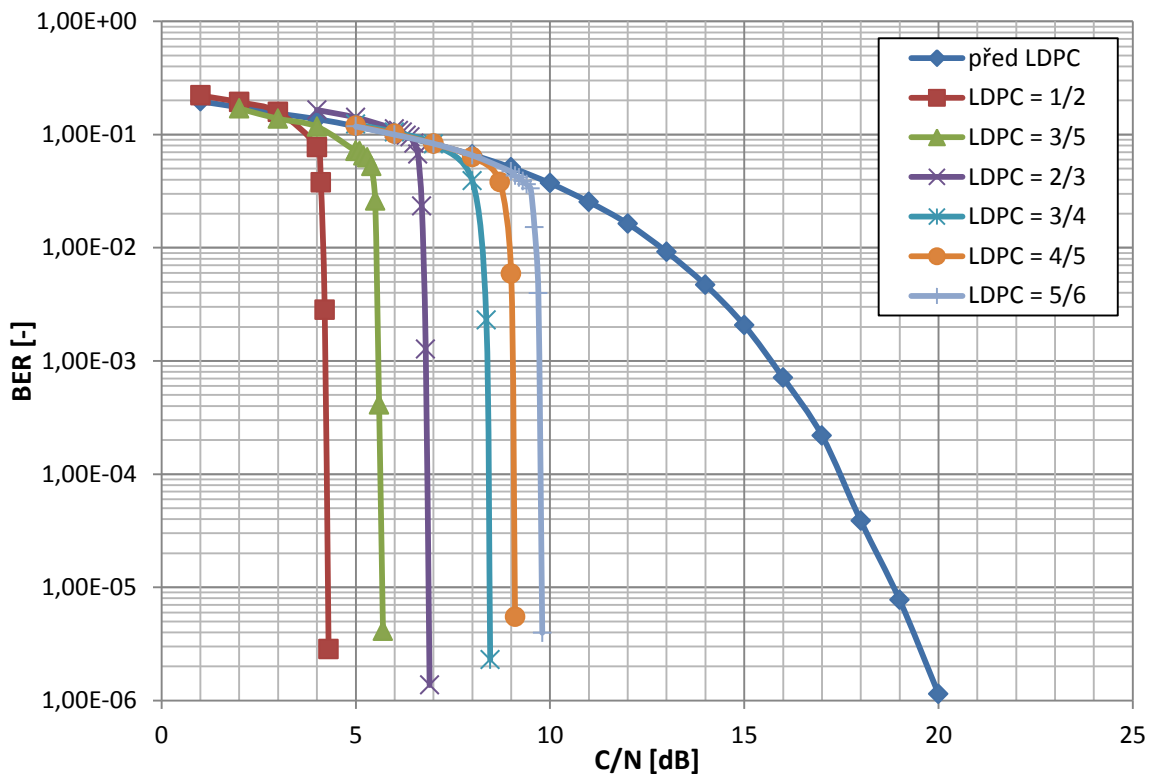
Na Obr. 5.10 je zobrazena závislost počtu iterací LDPC dekodéru na chybovost BER. Simulace byla provedena v AWGN kanále při nastavení: 8K, 64QAM, LDPC 2/3.



Obr. 5.10: Závislost počtu *I* iterací LDPC dekodéru na chybovost (8K, 64QAM, LDPC 2/3, AWGN kanál)

Počet iterací *I* pro dekódování jednoho FEC rámce závisí na použitém LDPC dekódovacím hardwaru. Nicméně dá se předpokládat, že u většiny používaných parametrů DVB-T2 bude LDPC dekodér schopen 50 iterací [12].

Na Obr. 5.11 je znázorněna účinnost LDPC při nastavení různých kódových poměrů. Simulace byla provedena v AWGN kanále při nastavení: 8K, 64QAM, GI 1/8.



Obr. 5.11: Vliv nastavení kódového poměru LDPC na chybovost (8K, 64QAM, PP3, GI 1/8, AWGN kanál)

Vyšší kódový poměr LDPC sice snižuje chybovost BER, ale zato přidává velké množství redundantních zabezpečovacích bitů, které snižují užitečnou bitovou rychlost.

### Výpočet BER (BER.m)

Pro výpočet BER před FEC se porovnává přijatý FEC rámec (FECFRAME\_r) s vyslaným FEC rámcem (FECFRAME) a výsledek se ukládá do proměnné BER\_before\_FEC a pro výpočet BER po FEC dekódování dochází k porovnání BB rámců (BBFRAME a BBFRAME\_r) a výsledek se ukládá do proměnné BER\_after\_FEC.

Zde končí smyčka pro krokování poměru C/N a také smyčka přenášeného T2 rámce. Při volbě krokování poměru C/N se vypočítané hodnoty BER pro každý krok poměru C/N postupně ukládají do vektorů BER\_before\_FEC\_per\_Frame a BER\_after\_FEC\_per\_Frame. Při přenášení více T2 rámců se vždy pro následující přenášený rámec vygenerují nová náhodná data a celý proces přenosu a výpočtů probíhá znovu. Vektory chybovosti BER BER\_before\_FEC\_per\_Frame a BER\_after\_FEC\_per\_Frame pro každý přenášený T2 rámec se nejprve sčítají do výsledných vektorů BER\_before\_FEC\_total a BER\_after\_FEC\_total a po přenesení posledního T2 rámce se vektory vydělí počtem přenášených T2 rámců (n\_T2\_Frame). Takto se vypočítá průměrná chybovost BER na jeden přenášený T2 rámec.

## 6 VÝSLEDKY SIMULACÍ

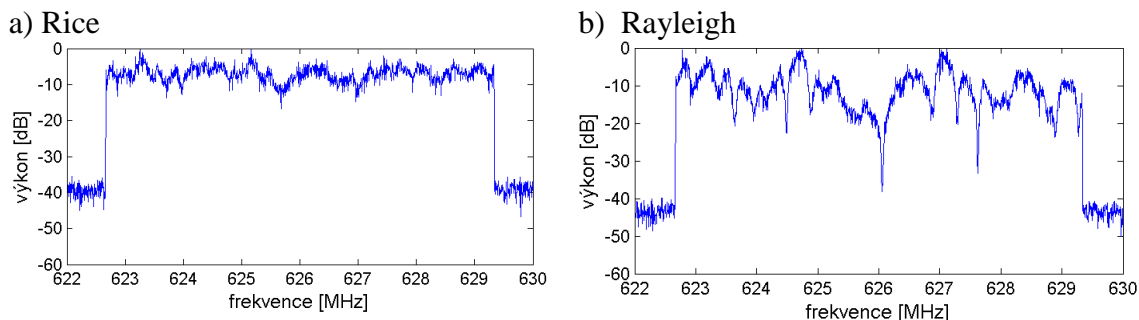
V kapitole jsou prezentovány výsledky provedených simulací, které jsou rozděleny do tří hlavních kategorií a výsledky jsou porovnány se systémem DVB-T/H získané z [22]. Parametry únikových přenosových kanálů jsou nastaveny podle příslušných norem, aby bylo možné provést korektní srovnání. Ke každému kanálu je jako referenční použit AWGN kanál.

### 6.1 Pevný příjem

Simulace je zaměřena na únikové kanály bez Dopplerova posuvu: Riceův a Rayleighův kanál. Nastavení parametrů DVB-T2 bylo voleno s ohledem na systém DVB-T/H, u kterého se jedná o nejčastější nastavení pro pevný příjem signálu:

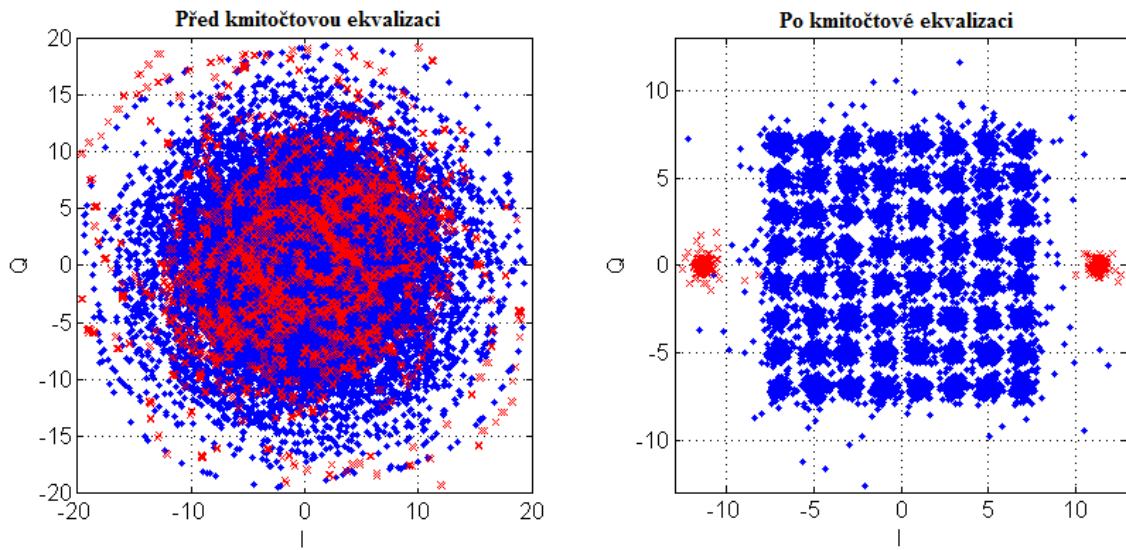
- FFT mód 8K: Mód pro fixní příjem u DVB-T
- Vnitřní modulace 64-QAM: Pro fixní příjem u DVB-T, zvolena s ohledem na dosažení velkého bitového toku
- Kódový poměr LDPC 2/3: Ekvivalentní ke konvolučnímu kódovému poměru, který je nejčastěji používaným kódovým poměrem u DVB-T
- Ochranný interval GI = 1/8: V módu 8K se jedná o dobu 112  $\mu$ s, která by při maximální délce odezvy kanálu 5,5  $\mu$ s měla být dostatečná.

Rozdíl mezi oběma kanály je v přítomnosti LOS signálu s faktorem  $K = 10$  dB v Riceově kanále. Takto silný signál do jisté míry eliminuje vliv odražených signálů a má významný vliv na výslednou bitovou chybovost BER. Na Obr. 6.1 je znázorněné spektrum OFDM symbolu po průchodu oběma kanály. U Rayleighova kanálu lze pozorovat výrazné kolísání výkonové úrovně signálu způsobené úniky.

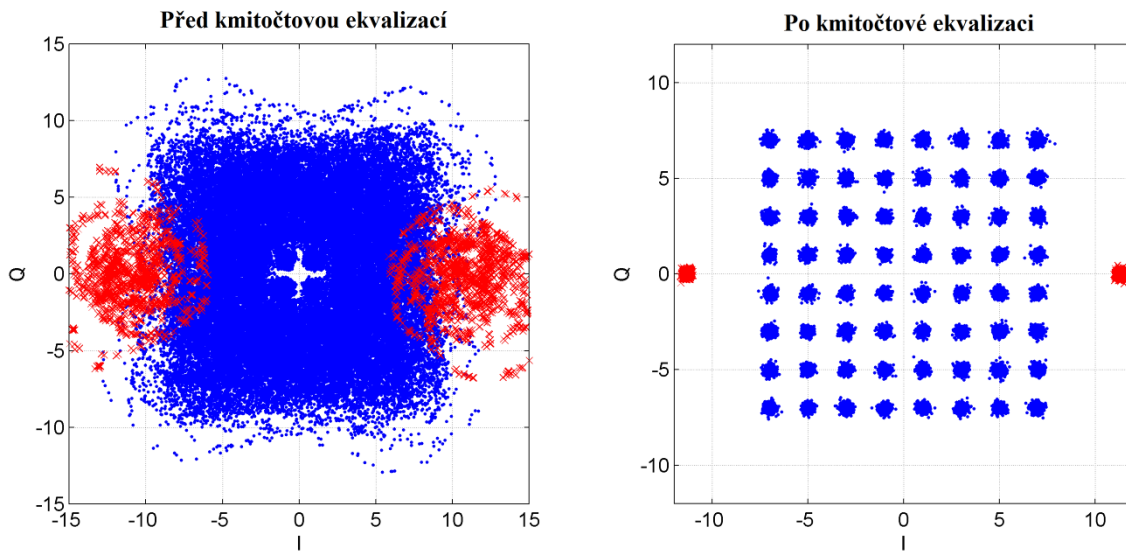


Obr. 6.1: Spektrum OFDM symbolu při průchodu Riceovým a Rayleighovým kanálem (8K, 64QAM, GI 1/8, C/N = 25 dB)

V případě konstelačního diagramu je to obdobné. U Rayleighova kanálu se skládání fázových posuvů odražených signálů bez LOS projevuje chaotickou rotací konstelačního diagramu (viz Obr. 6.2), zatímco u Riceova kanálu díky LOS k tomuto nedochází a zachovává si svůj obdélníkový tvar (viz Obr. 6.3).

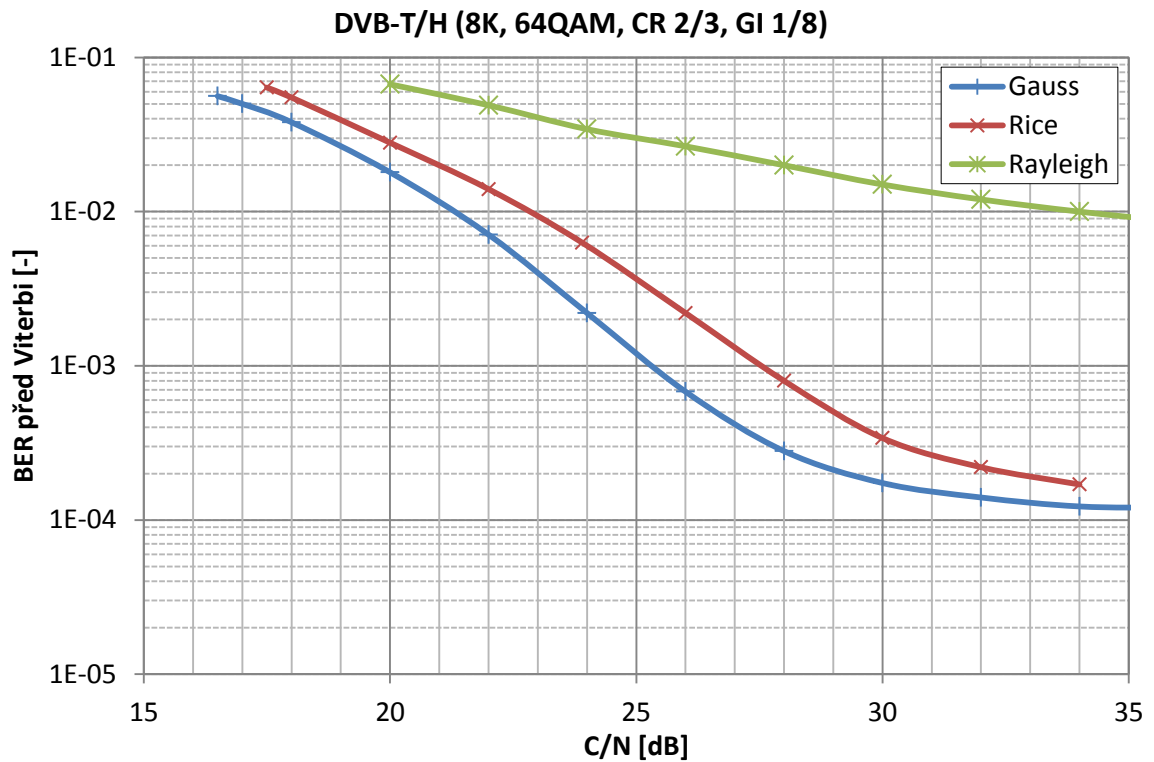


Obr. 6.2: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu Rayleighovým kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$  dB)

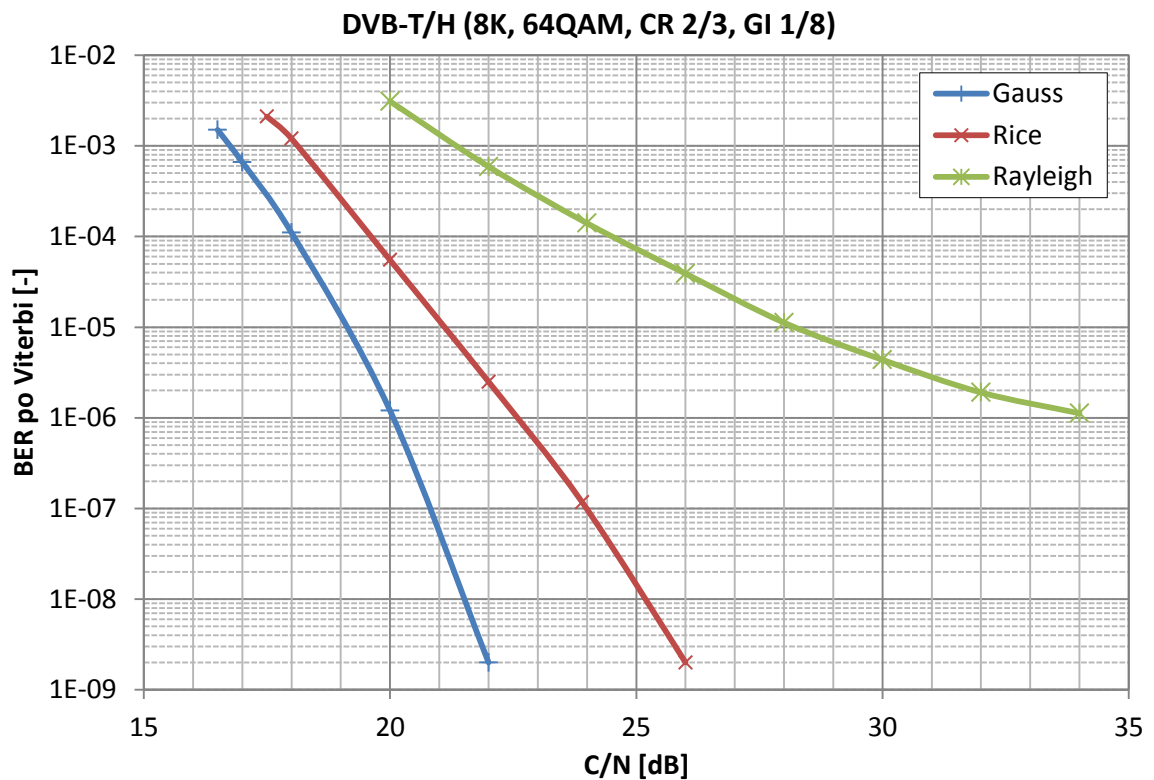


Obr. 6.3: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu Riceovým kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$  dB)

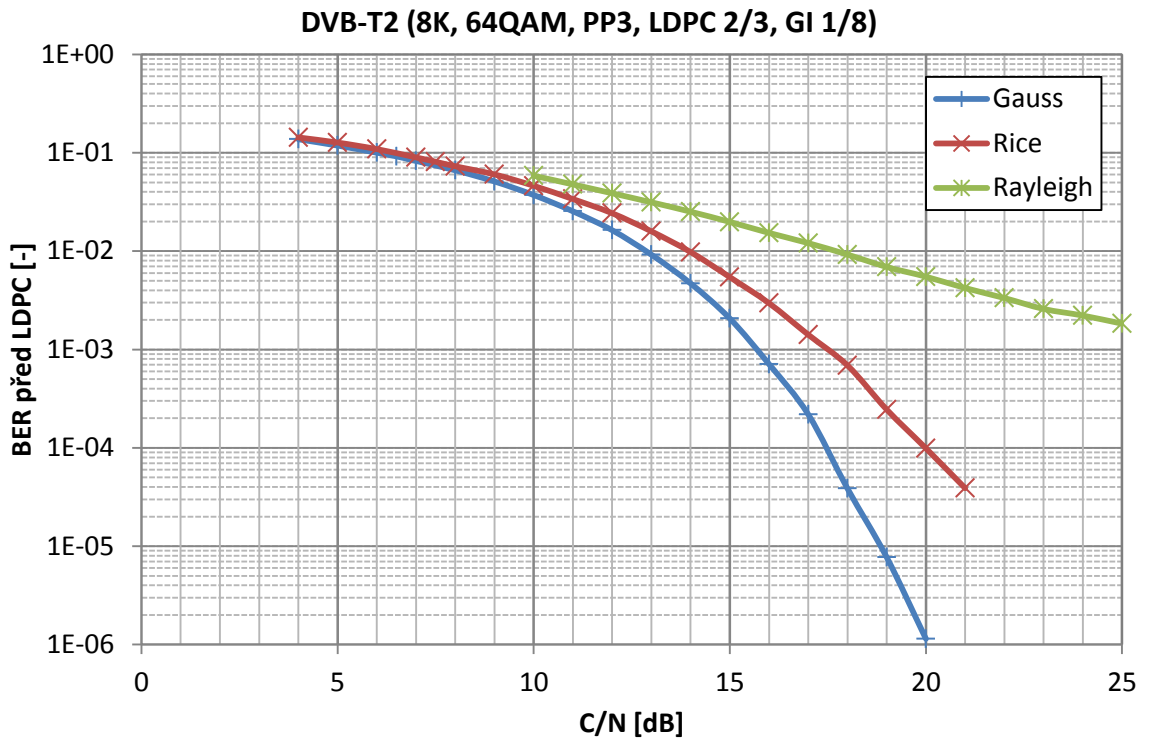
Na Obr. 6.4 a Obr. 6.5 jsou zobrazeny získané naměřené závislosti BER na  $C/N$  před a po Viterbiho dekodéru systému DVB-T a na Obr. 6.6 a Obr. 6.7 jsou simulované závislosti systému DVB-T2.



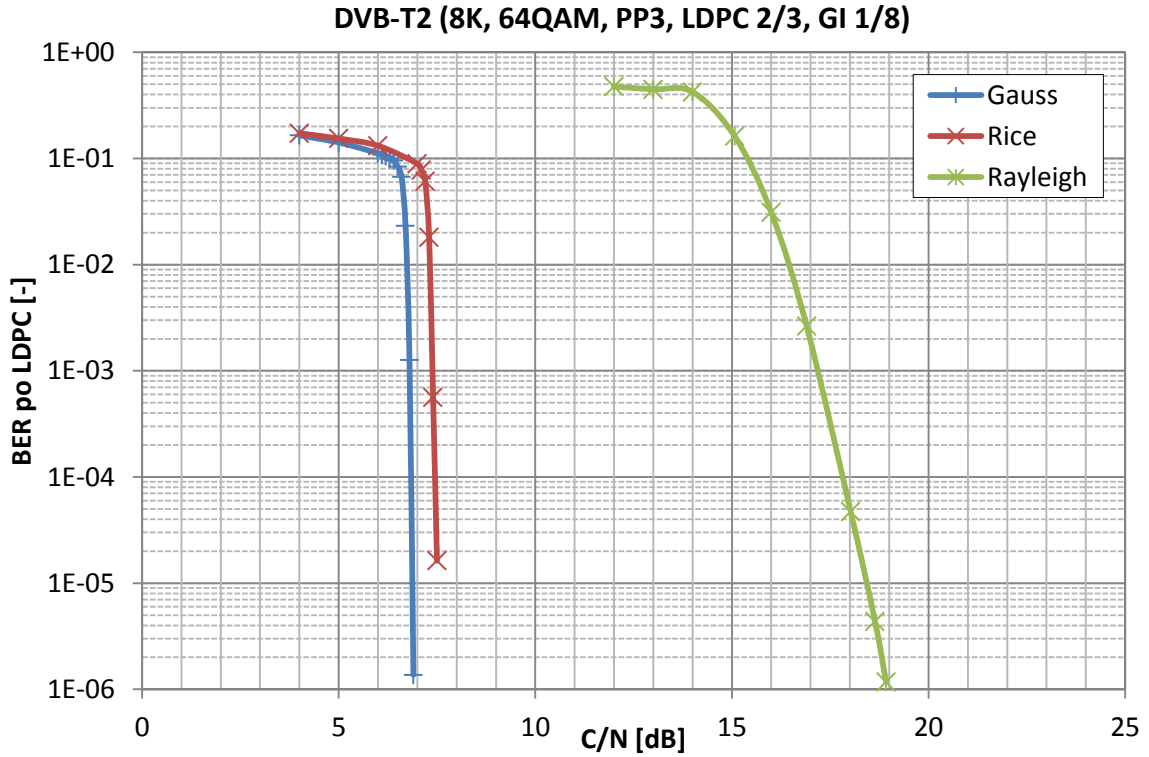
Obr. 6.4: Pevný příjem (měření): Bitová chybovost BER před Viterbi DVB-T/H (8k, 64QAM, CR 2/3, GI 1/8)



Obr. 6.5: Pevný příjem (měření): Bitová chybovost BER po Viterbi DVB-T/H (8k, 64QAM, CR 2/3, GI 1/8)



Obr. 6.6: Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost před LDPC DVB-T2 (8K, 64QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8)



Obr. 6.7: Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost po LDPC DVB-T2 (8K, 64QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8)

Při srovnání chybovostí BER před Viterbi (viz Obr. 6.4) a před LDPC (viz Obr. 6.6) lze pozorovat snížení chybovosti ve prospěch systému DVB-T2. Toto snížení může být přisuzováno sofistikovanějšímu zabezpečení signálu (dochází k víceúrovňovému pseudonáhodnému prokládání na úrovni bitů a bloků dat, buněk). Při srovnání chybovostí BER po Viterbi (viz Obr. 6.5) a po LDPC (viz Obr. 6.7) je možné vidět rozdílné chování obou dekodérů. U Viterbiho dekodéru dochází prakticky k lineárnímu snižování chybovosti v měřeném rozsahu, kdežto u LDPC dekodéru dochází k bodu zlomu a následnému strmému pádu. Jedná se o typickou vlastnost LDPC dekodéru a tato vlastnost se nejvíce projevuje u Gaussova a Riceova kanálu. Tyto kanály podle předpokladů vykazují nejnižší chybovost. V případě Rayleighova kanálu už nedochází k tak markantnímu snížení. Může to být způsobené různými faktory. Jedním z nich je v nepoužití rotace konstelačního diagramu, která má v únikových kanálech Rayleighova typu viditelný vliv na snížení chybovosti [23].

V Tab. 6.1 jsou pro přehlednost uvedeny hodnoty pro tzv. kvazibezchybný příjem QEF (Quasi Error Free), kdy bitová chybovost BER po Viterbiho dekodování je menší než  $2 \times 10^{-4}$ . Od této hodnoty je příjem téměř bezchybný (jedna chyba za hodinu). U systému DVB-T2 je QEF udávána pro hodnoty BER po LDPC dekodéru menší než  $10^{-7}$  [12]. Jelikož simulace probíhají s relativně malým počtem vzorků, potom nejmenší možná chybovost vychází řádově  $10^{-6}$  a z tohoto důvodu jsou hodnoty pro QEF udávány pro  $1 \times 10^{-6}$ .

Tab. 6.1: Srovnání hodnot C/N pro QEF (8K, 64QAM, CR 2/3, GI 1/8, pevný příjem)

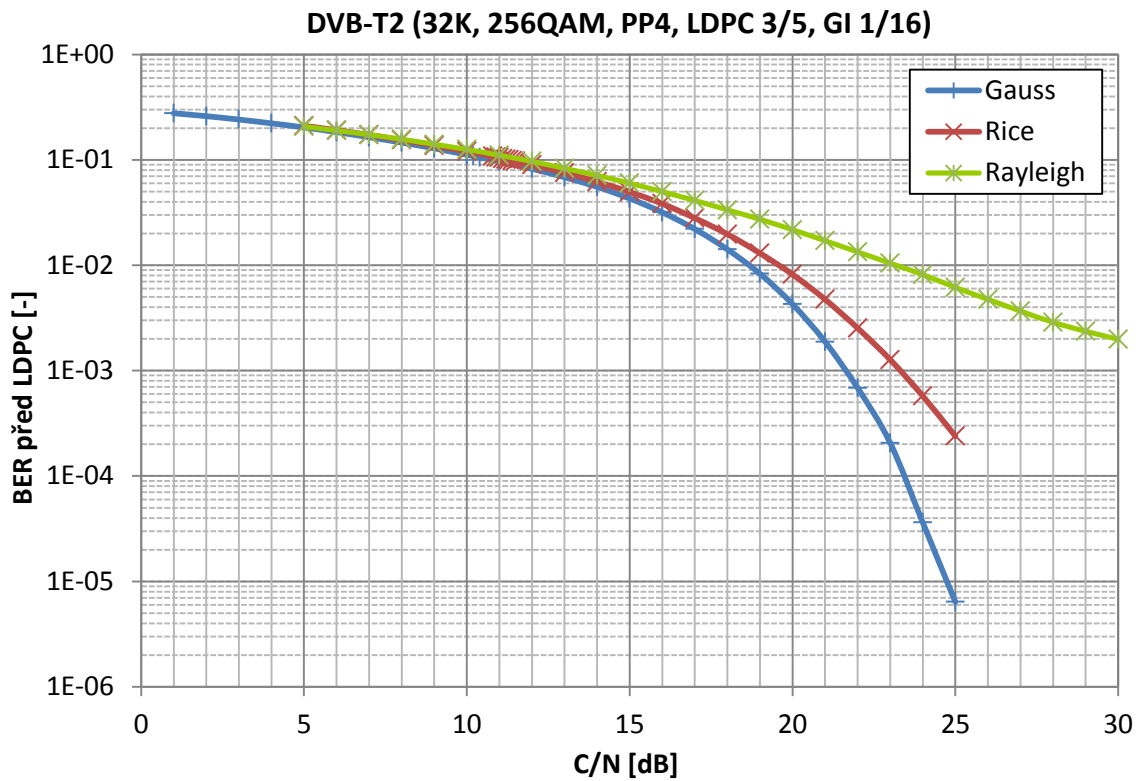
	AWGN	Rice	Rayleigh
DVB-T	17,7	19,1	23,5
DVB-T2	6,9	7,6	19

Se zvyšujícími se nároky na potřebu přenosu obrazu v HD rozlišení roste požadavek na vyšší bitové rychlosti. Proto byl u systému DVB-T2 vyvinut nový mód FFT 32K a vnitřní modulace 256QAM. Obr. 6.8 a Obr. 6.9 zobrazují závislosti bitové chybovosti BER na C/N pro dané parametry. Nastavení je shodné s probíhajícím testováním v ČR [7]. V Tab. 6.2 jsou uvedeny hodnoty pro QEF.

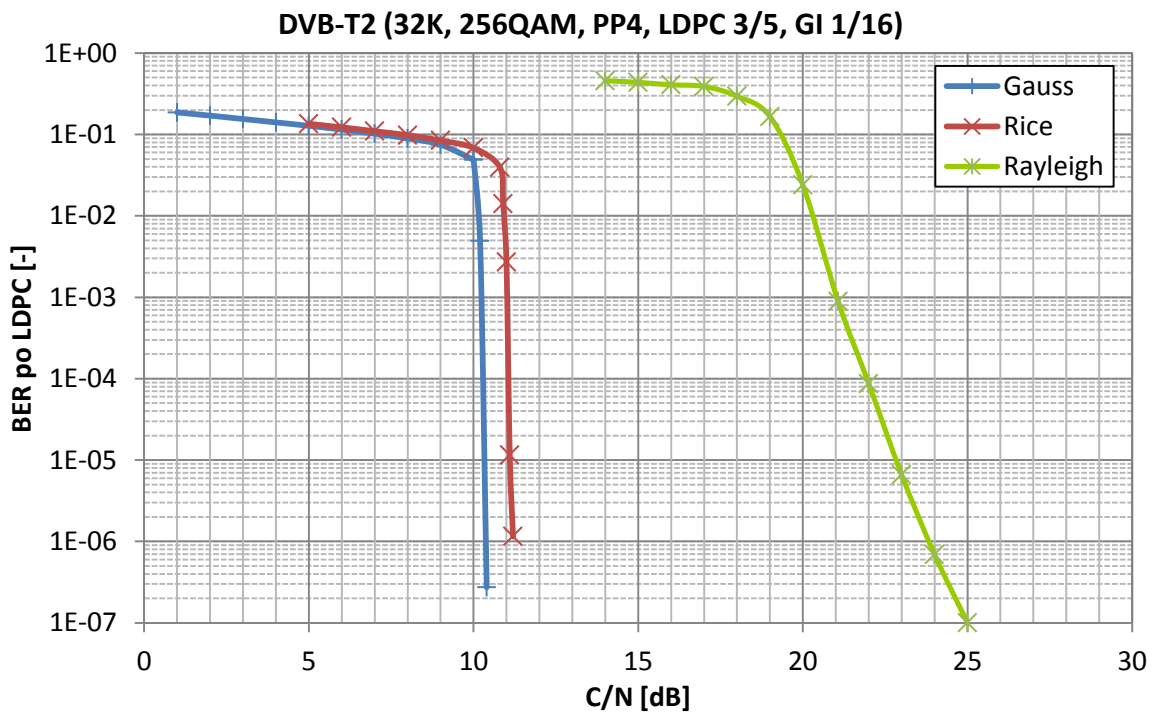
Tab. 6.2: Hodnoty C/N pro QEF u DVB-T2 (32K, 256QAM, PP4, LDPC 3/5, GI 1/16)

	AWGN	Rice	Rayleigh
C/N [dB]	10,4	11,2	23,9

V porovnání s DVB-T (8K, 64QAM, CR 2/3) vychází hodnoty pro QEF příjem u AWGN a Riceova kanálu lépe (viz Tab. 6.1). Rayleighův kanál vykazuje jen o 0,4 dB zhoršení, které může být přisuzováno faktorem popsáním výše.



Obr. 6.8: Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost před LDPC DVB-T2 (32K, 256QAM, PP4, LDPC 3/5, GI 1/16)



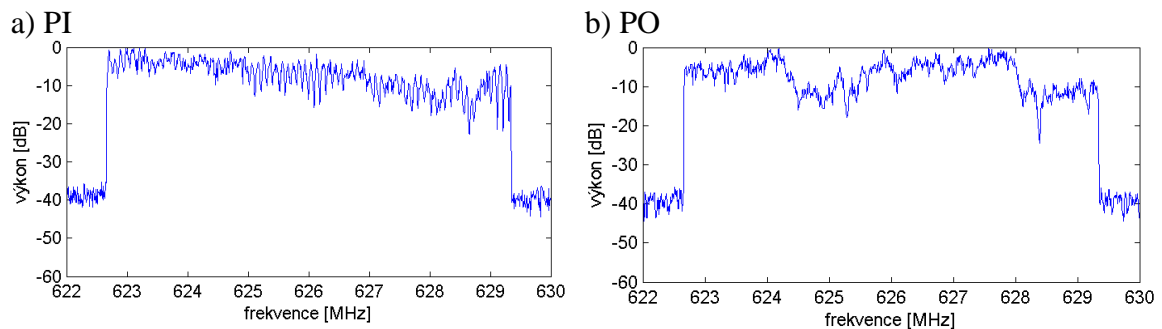
Obr. 6.9: Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost po LDPC DVB-T2 (32K, 256QAM, PP4, LDPC 3/5, GI 1/16)

## 6.2 Přenosný příjem

Simulace je zaměřena na únikové kanály s relativně malým Dopplerovým posuvem: PI a PO. Konfigurace systému vychází z nastavení DVB-T/H:

- FFT mód 4K
- Vnitřní modulace 16-QAM
- Kódový poměr LDPC = 2/3
- Ochranný interval GI = 1/8: V módu 4K se jedná o dobu 56  $\mu$ s, která je při maximální délce odezvy PI kanálu 9,2  $\mu$ s s velkou rezervou dostatečná.

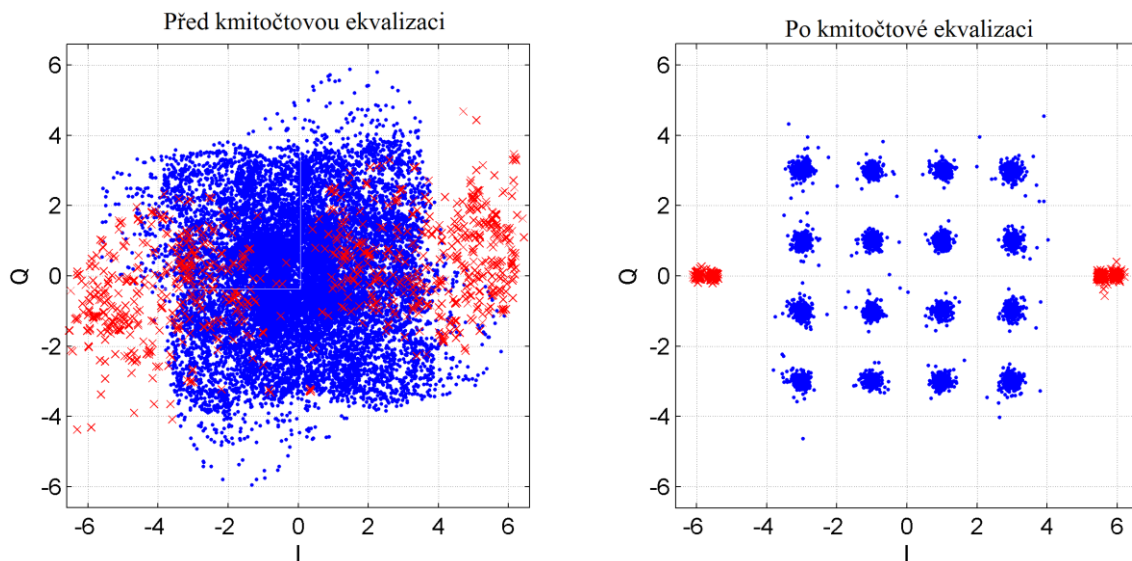
U obou kanálů je první cesta tvořena LOS signálem. Rychlost přijímače je v obou kanálech totožná (3 km/h) a Dopplerův posuv v tomto případě činí 1,7 Hz. Základní rozdíl mezi kanály spočívá v délce impulzní odezvy a ve výkonu zpožděných cest (viz Obr. 3.4). PI kanál má delší maximální zpoždění, zato zpožděné cesty jsou více tlumeny. Na Obr. 6.10 jsou průběhy spektra OFDM symbolu při průchodu PI respektive PO kanálem.



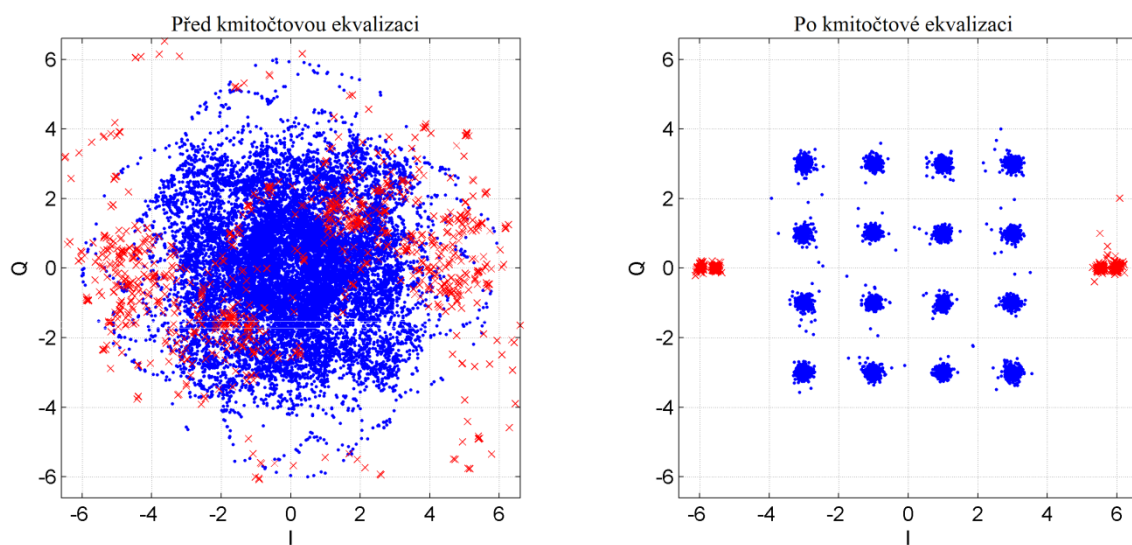
Obr. 6.10: Spektrum OFDM symbolu při průchodu PI a PO kanálem (4K, 16QAM, GI 1/8, C/N = 25 dB)

U PO kanálu lze pozorovat velké propady výkonové úrovně signálu, zatímco u PI kanálu dochází k větší četnosti úniků a klesající střední úrovni výkonu signálu směrem k vyšším frekvencím.

Na Obr. 6.11 a Obr. 6.12 jsou znázorněny konstelační diagramy signálu při průchodu PI a PO kanálem. Hlavně z rozmístění pilotních nosných (červeně) lze zpozorovat rozdílné chování obou kanálů.

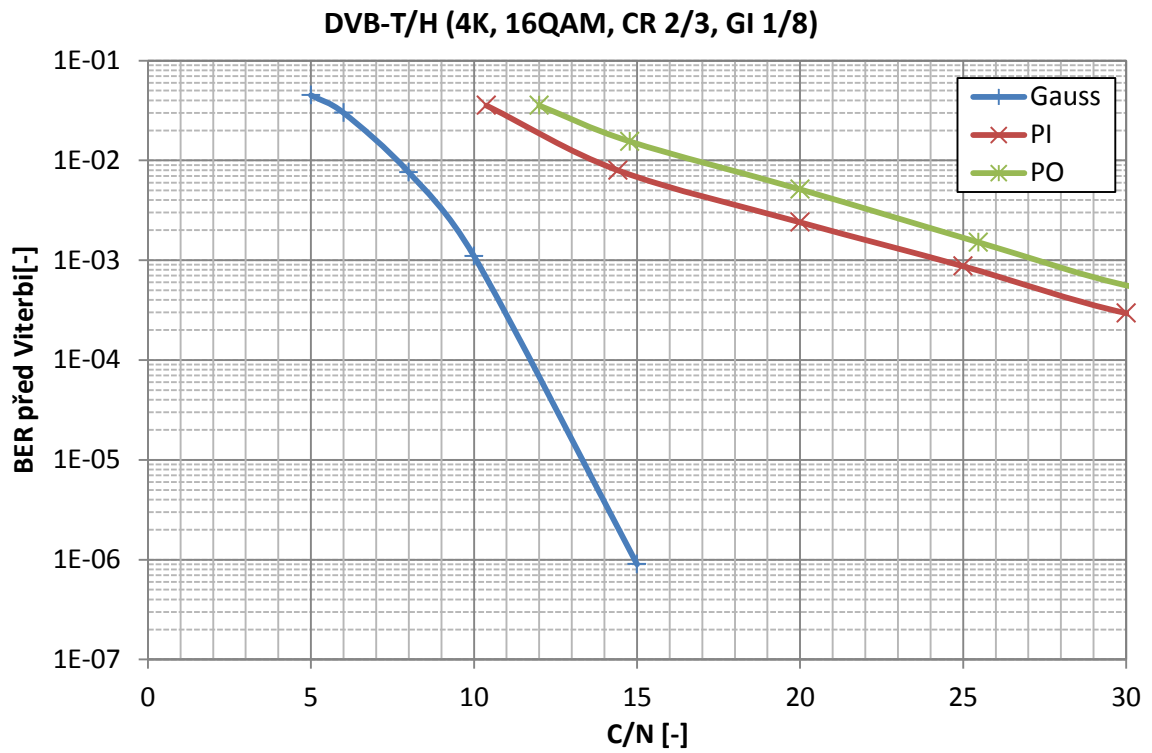


Obr. 6.11: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu PI kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$  dB)

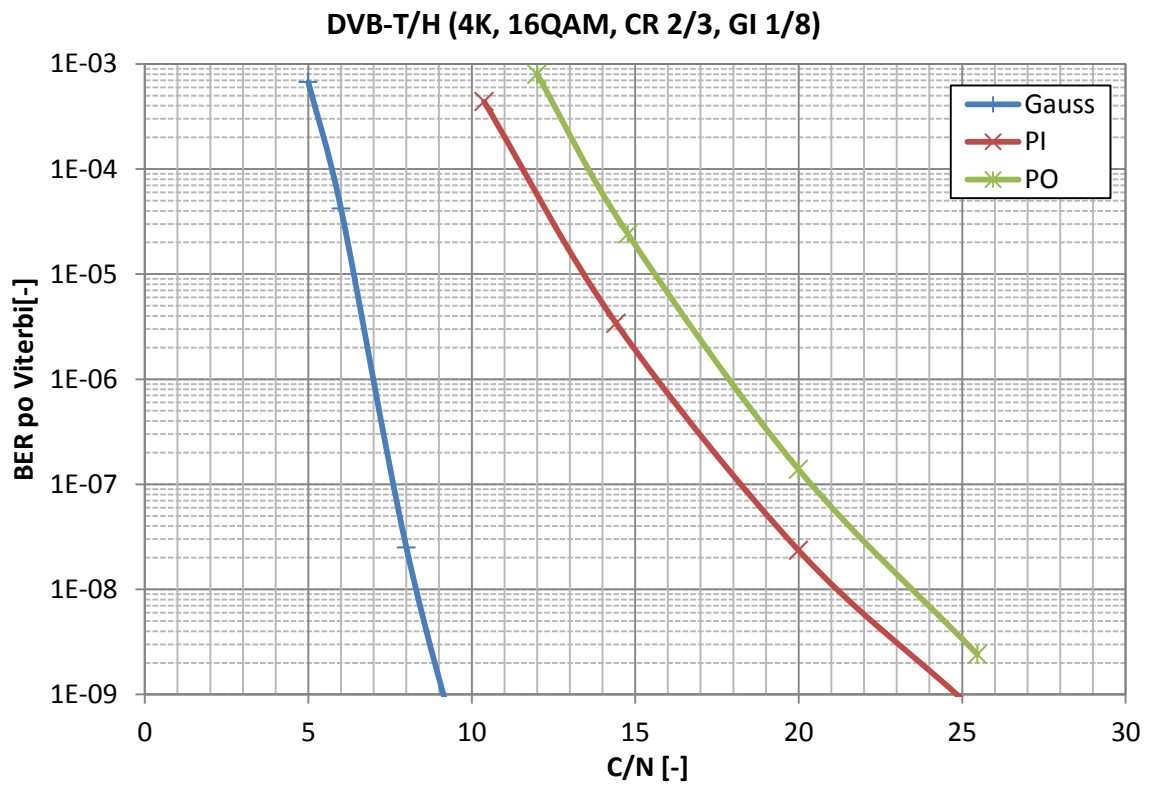


Obr. 6.12: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu PO kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$  dB)

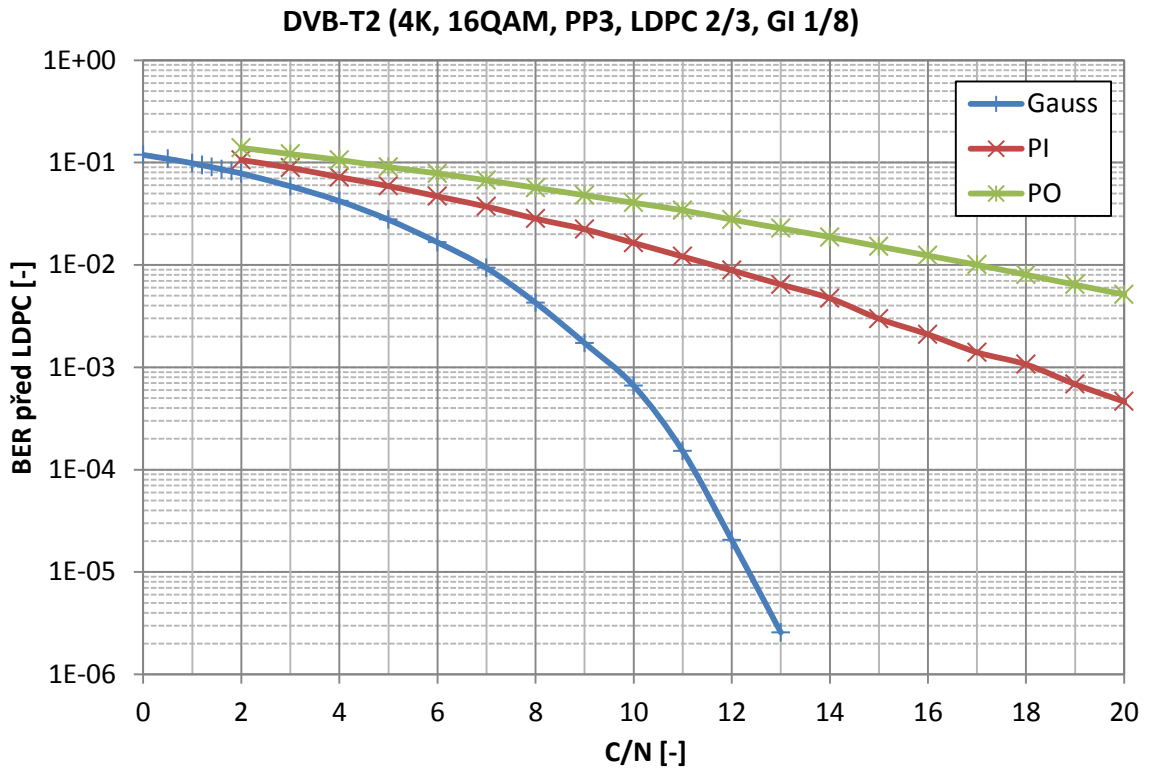
Na následujících obrázcích dochází postupně k zobrazení chybovostí BER před a po Viterbi (Obr. 6.13 a Obr. 6.14) u DVB-T a před a po LDPC (Obr. 6.15 a Obr. 6.16) u DVB-T2.



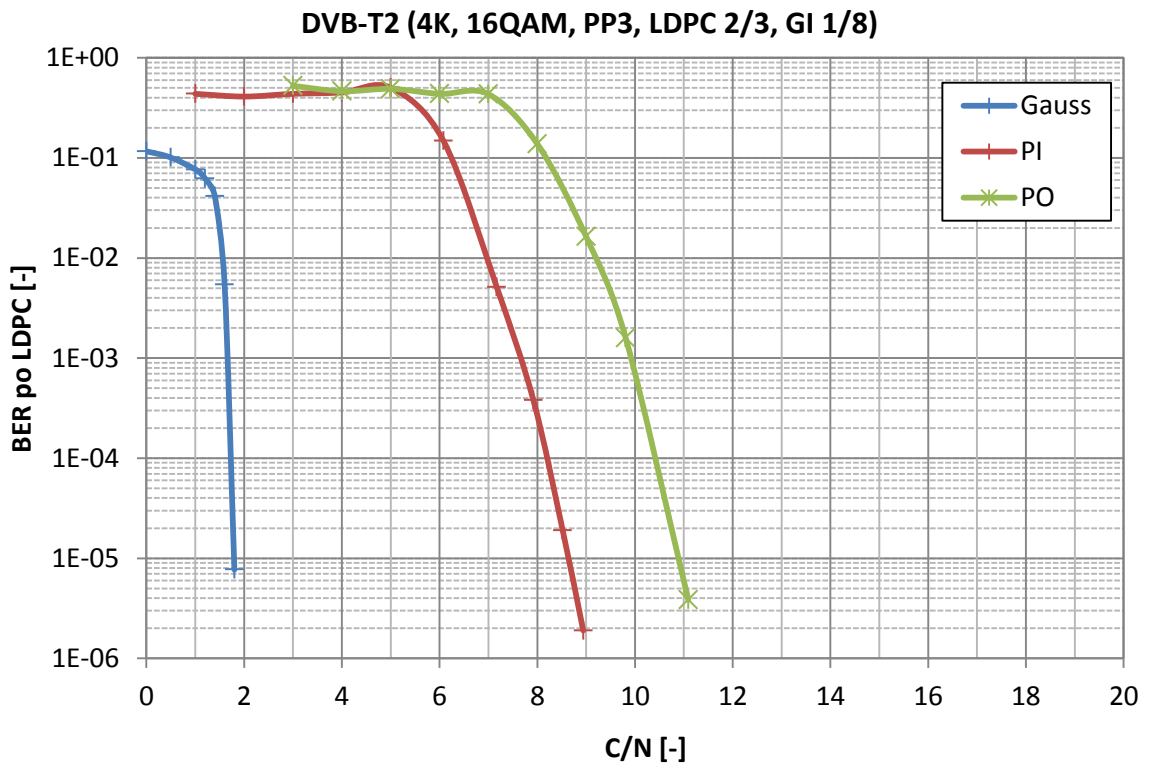
Obr. 6.13: Přenosný příjem (měření): Bitová chybovost před Viterbi DVB-T/H (4K, 16QAM, CR 2/3, GI 1/8)



Obr. 6.14: Přenosný příjem (měření): Bitová chybovost po Viterbi DVB-T/H (4K, 16QAM, CR 2/3, GI 1/8)



Obr. 6.15: Přenosný příjem (simulace): Bitová chybovost před LDPC DVB-T2 (4K, 16QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8)



Obr. 6.16: Přenosný příjem (simulace): Bitová chybovost po LDPC DVB-T2 (4K, 16QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8)

Hodnoty BER před dekódováním vnějším FEC dekodérem (Viterbi, LDPC) vychází v obou případech velice podobně (viz Obr. 6.13 a Obr. 6.15). Po vnějším FEC dekódování lze pozorovat vyšší účinnost LDPC dekodéru (viz Obr. 6.14 a Obr. 6.16), která se projevuje snížením požadované minimální úrovně C/N pro QEF příjem. Toto snížení je nejvíce patrné u AWGN kanálu, kde se hodnota dostala pod 2dB (viz Tab. 6.3). Nicméně oproti ostatním simulovaným kanálům zde dochází k nejmenším rozdílům mezi systémy.

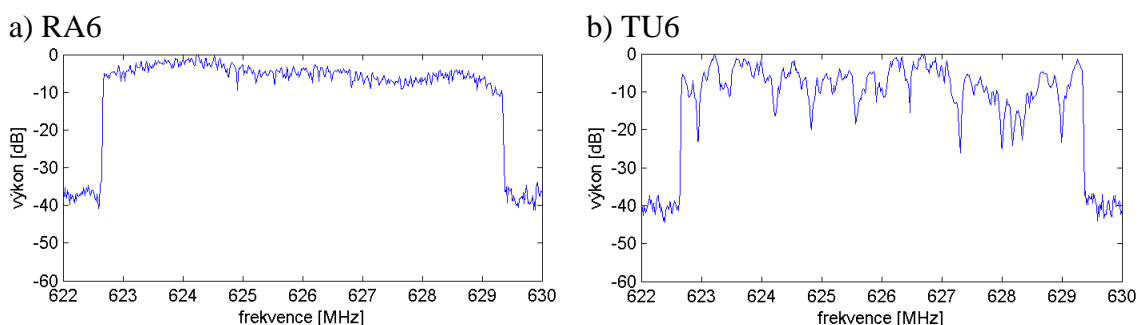
Tab. 6.3: Srovnání hodnot C/N pro QEF (4K, 16QAM, CR 2/3, GI 1/8, přenosný příjem)

	AWGN	PI	PO
DVB-T	5,5	11	13
DVB-T2	1,9	9	11,3

### 6.3 Mobilní příjem

Simulace je zaměřena na přenosové kanály RA6 a TU6. Jedná se o simulace příjmu signálu při velkých rychlostech pohybu přijímače (50 km/h a více). Při těchto rychlostech dochází k většímu Dopplerovu posuvu frekvence, a proto byl zvolen FFT mód 2K, který je nejvíce odolný a spolu s modulací QPSK vytváří nepřijatelnější konfiguraci systému. Kódový poměr LDPC zůstává stejný 2/3 a ochranný interval GI = 1/16 v 2K módu představuje délku trvání 14  $\mu$ s. Tato doba je dostačující vzhled k maximální délce odezvy 5  $\mu$ s TU6 kanálu.

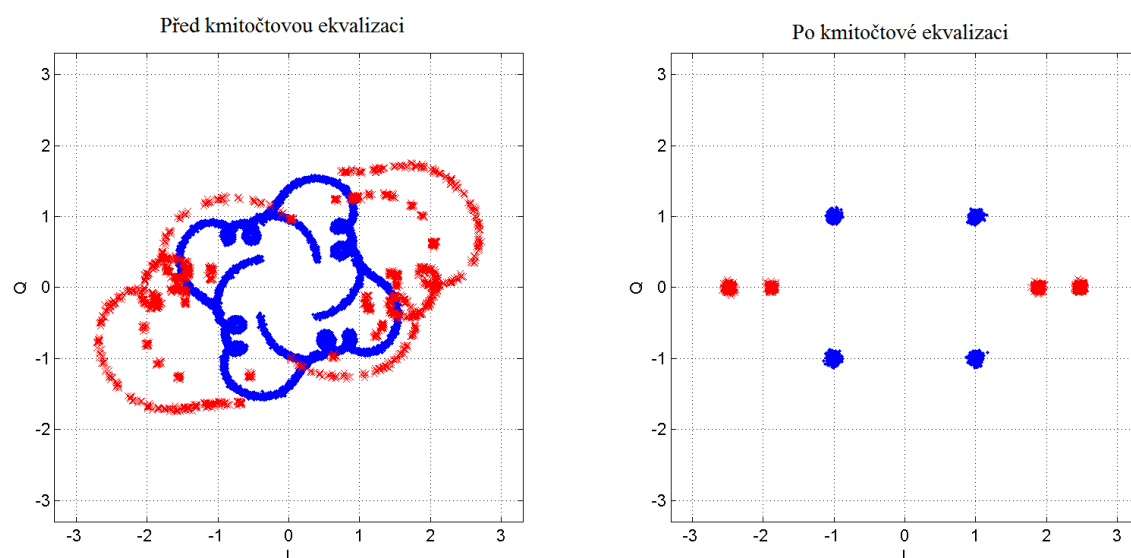
RA6 kanál se liší v přítomnosti LOS v první cestě, 10x kratším maximálním relativním zpožděním a vyššími útlumy zpožděných cest (viz Obr. 3.4). Dopplerův posuv frekvence je díky dvojnásobné rychlosti (100 km/h) pohybu přijímače 2x vyšší a má hodnotu 58Hz. Nicméně u 2K módu s velkým rozstupem nosných to nemá viditelný vliv. Na Obr. 6.17 je znázorněné spektrum OFDM symbolu při průchodu oběma kanály.



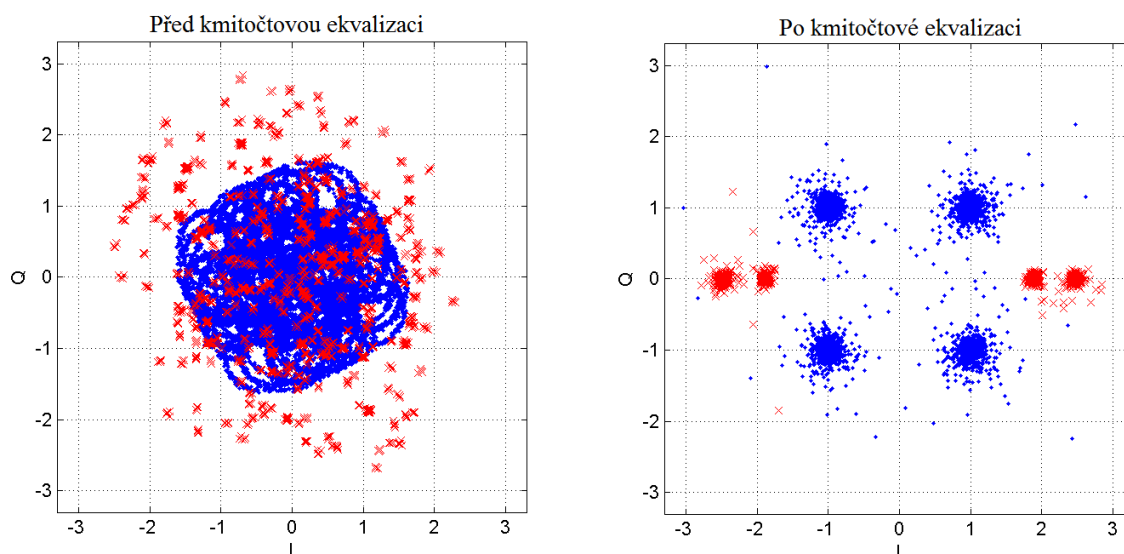
Obr. 6.17: Spektrum OFDM symbolu při průchodu RA6 a TU6 kanálem (2K, QPSK, GI 1/16, C/N = 25 dB)

Z průběhu spektra lze usoudit, že nepřítomnost LOS signálu se v TU6 projevuje, podobně jako u Rayleighova kanálu, velkými úniky. Je to dané tím, že všechny nepřímé cesty mají Dopplerovo spektrum typu *Rayleigh-Jakes*. U RA6 kanálu díky LOS signálu dochází jen k mírnému kolísání výkonové úrovně s jediným výraznějším únikem na okraji spektra.

Na Obr. 6.18 a Obr. 6.19 jsou zobrazeny konstelační diagramy před a po kmitočtové ekvalizaci kanálu při  $C/N = 25$  dB.

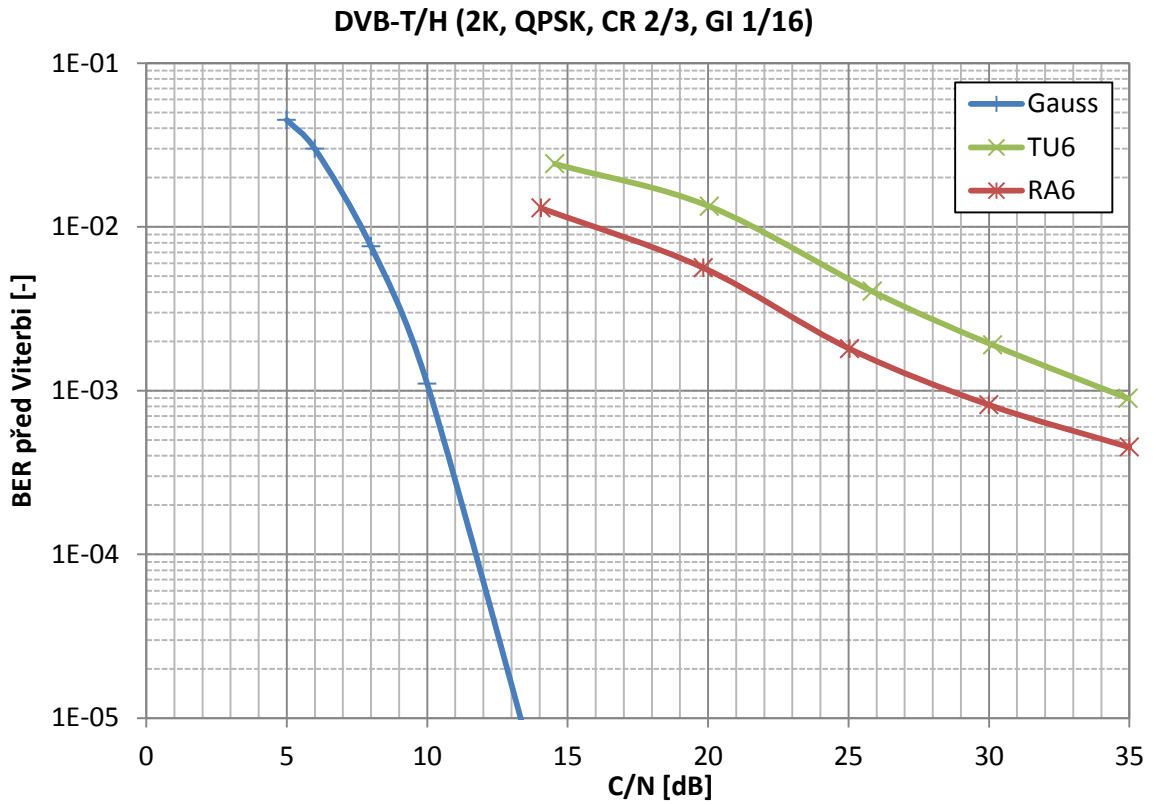


Obr. 6.18: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu RA6 kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$  dB)

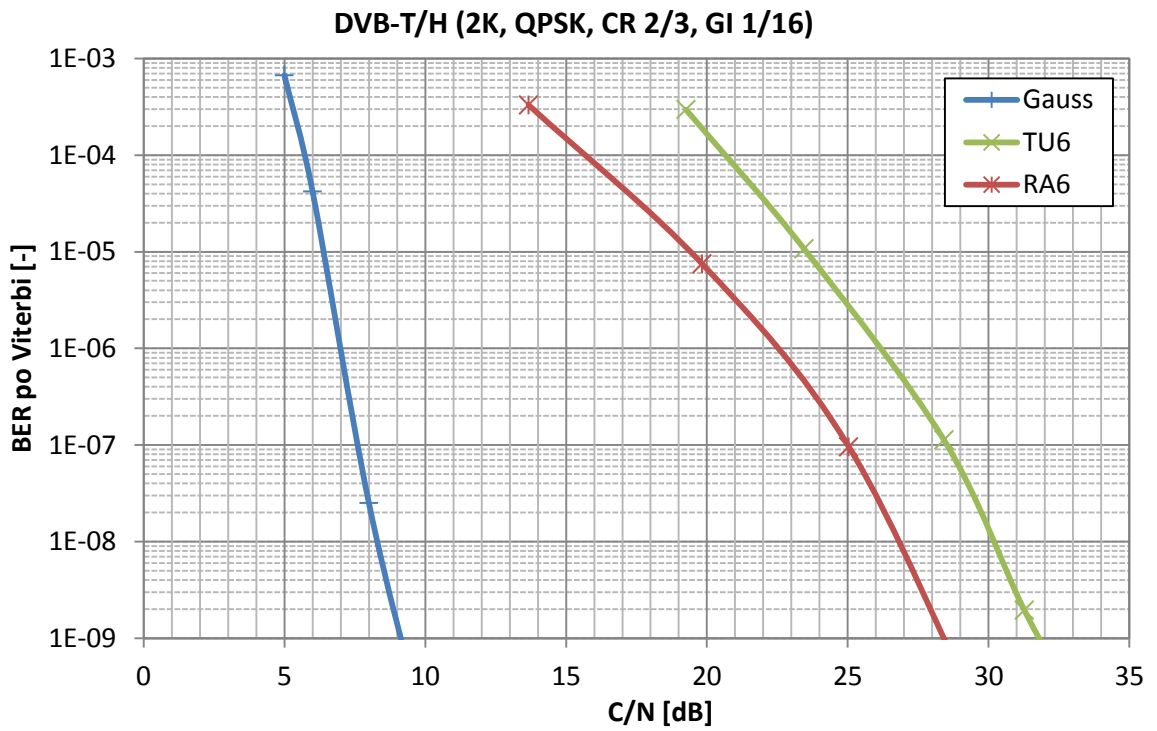


Obr. 6.19: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu TU6 kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$  dB)

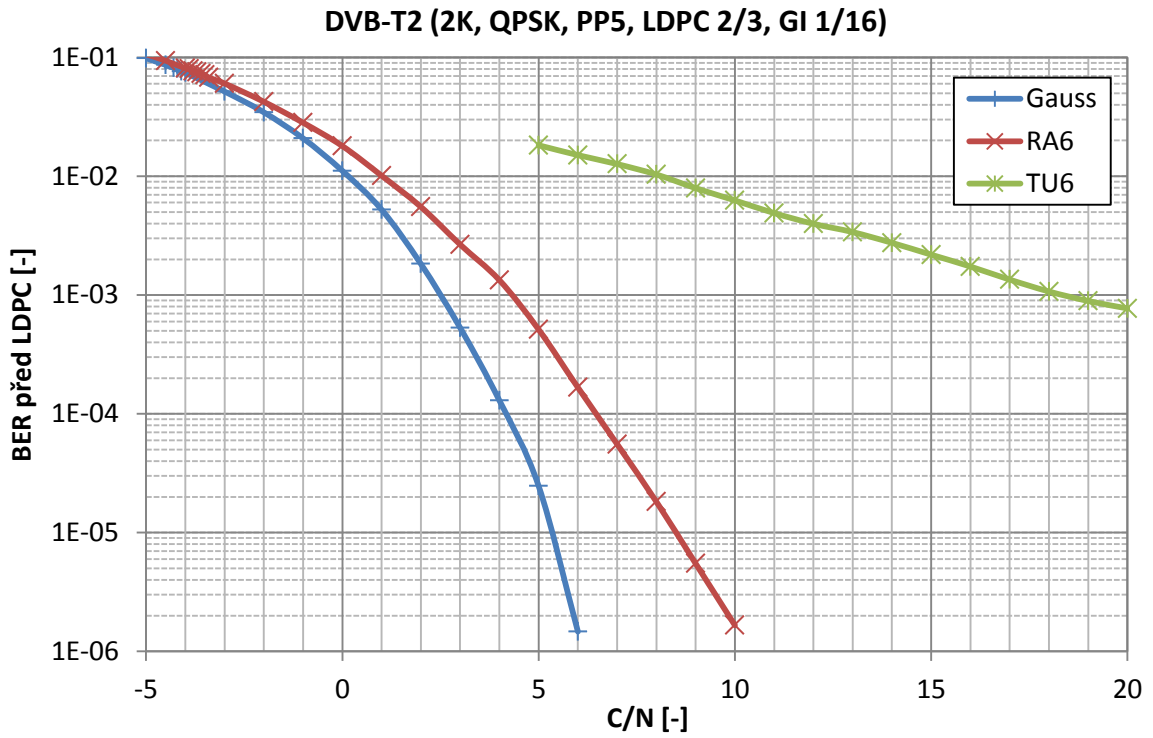
Následující sled obrázků postupně znázorňuje chybovosti BER před a po Viterbi (Obr. 6.20 a Obr. 6.21) u DVB-T a před a po LDPC (Obr. 6.22 a Obr. 6.23) u DVB-T2.



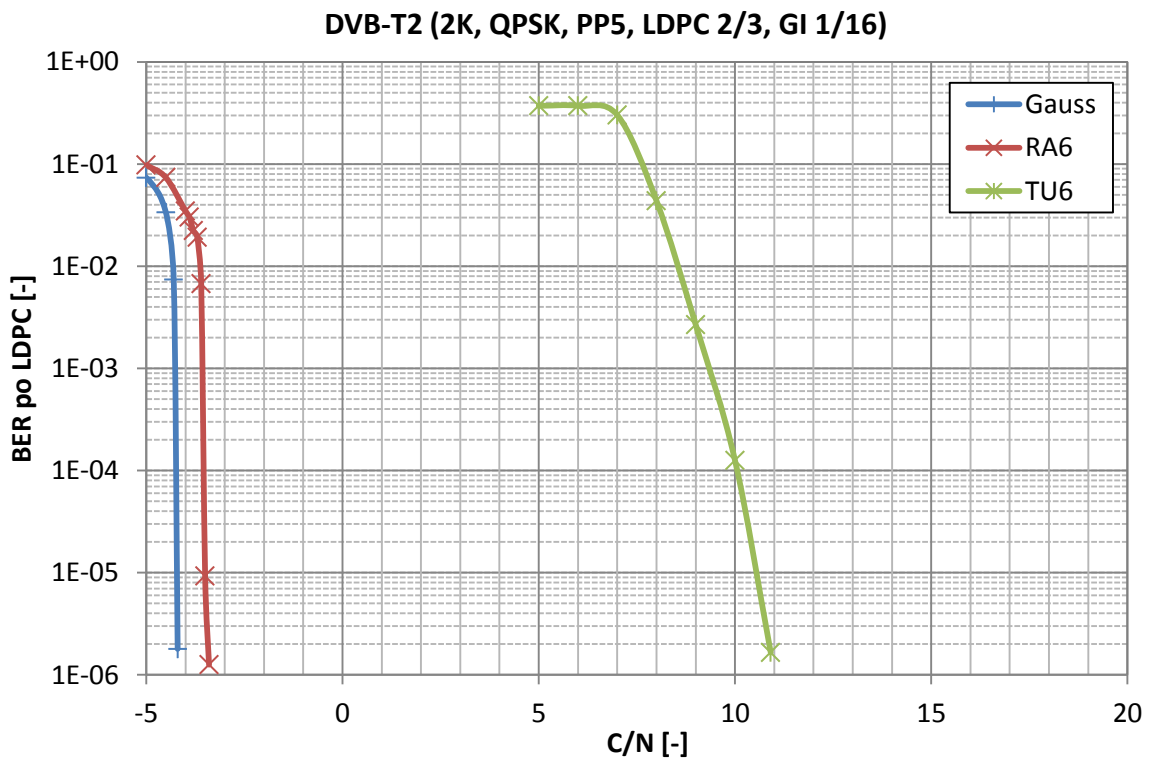
Obr. 6.20: Mobilní příjem (měření): Bitová chybovost BER před Viterbi DVB-T/H (2k, QPSK, CR 2/3, GI 1/16)



Obr. 6.21: Mobilní příjem (měření): Bitová chybovost BER po Viterbi DVB-T/H (2k, QPSK, CR 2/3, GI 1/16)



Obr. 6.22: Mobilní příjem (simulace): Bitová chybovost BER před LDPC DVB-T2 (2k, QPSK, PP5, CR 2/3, GI 1/16)



Obr. 6.23: Mobilní příjem (simulace): Bitová chybovost BER po LDPC DVB-T2 (2k, QPSK, PP5, CR 2/3, GI 1/16)

Při srovnání chybovostí BER před Viterbi (viz Obr. 6.20) a před LDPC (viz Obr. 6.22) lze pozorovat výrazné snížení chybovosti ve prospěch systému DVB-T2. Po LDPC dekódování se chybovost BER pro AWGN a RA6 kanály dostává dokonce do záporných hodnot (viz Obr. 6.21). Takto malé hodnoty jsou způsobené zvoleným nejmenším módem FFT 2K, vnitřní modulací QPSK a spolu s LDPC dekodérem vytvářejí velmi odolný signál proti rušení. Jak už bylo zmíněno, nepřítomnost přímé cesty LOS u kanálu TU6 se projevuje velkými úniky a to má za následek vyšší chybovost BER jak u systému DVB-T/H, tak u DVB-T2. V Tab. 6.4 jsou uvedeny hodnoty pro QEF příjem.

Tab. 6.4: Srovnání hodnot C/N pro QEF (2K, QPSK, CR 2/3, GI 1/16, mobilní příjem)

	AWGN	RA6	TU6
<b>DVB-T</b>	5,5	14,5	19,8
<b>DVB-T2</b>	-4,2	-3,4	11,1

Tab. 6.5 srovnává užitečné bitové rychlosti u DVB-T/H a DVB-T2 měřených simulací. Bitové rychlosti uvedené u DVB-T/H byly získány z [18]. V posledním sloupci tabulky je uveden procentuální nárůst užitečné bitové rychlosti ve prospěch DVB-T2.

Tab. 6.5: Srovnání užitečné bitové rychlosti DVB-T/H a DVB-T2

Parametry				Bitová rychlost (Mbit/s)		
FFT mód	Modulace	CR	GI	DVB-T/H	DVB-T2	%
2K	QPSK	2/3	1/16	7,81	9,11	14,3
4K	16QAM	2/3	1/8	14,74	17,02	13,4
8K	64QAM	2/3	1/8	22,12	25,67	13,8
32K	256QAM	3/5	1/8	-	29,47	*24,9
32K	256QAM	2/3	1/8	-	32,79	*32,5

Pozn.: U módu 32K je procentuální nárůst vztážen k bitové rychlosti u módu 8K u DVB-T.

## 7 ZÁVĚR

V práci byla popsána bloková struktura systému DVB-T2 od vytváření základních BB rámců až po generování COFDM symbolů. Základní vlastnosti byly srovnány se systémem DVB-T a hlavní rozdíly byly vyzdvíženy. Jednotlivé modely RF přenosových kanálů byly prostudovány, matematicky popsány a uvedeny jejich hlavní parametry.

V prostředí MATLAB byla vytvořena aplikace s grafickým uživatelským prostředím umožňující simulaci vlivu RF přenosového kanálu na přenášený signál. Aplikace umožňuje nastavení základních parametrů systému DVB-T2 a parametrů jednotlivých únikových kanálů. Programové řešení aplikace je v práci podrobněji popsáno. Hlavním výstupem aplikace je závislost bitové chybovosti BER před LDPC a po LDPC dekódování na poměru C/N. Mezi další výstupy mj. patří užitečná bitová rychlost, MER, konstelační diagram přijatého signálu, spektrum přijatého OFDM symbolu a odhad kmitočtové charakteristiky kanálu.

Výsledky simulací jsou tematicky rozděleny do tří kapitol podle způsobu příjmu signálu: Pevný (Riceův a Rayleighův kanál), přenosný (PI a PO kanál) a mobilní (RA6 a TU6 kanál) příjem. Pro každý způsob příjmu byla pro dané kanály provedena simulace. Výsledky v podobě chybovostí BER před a po LDPC dekódování byly graficky znázorněny, následně vyhodnoceny a srovnány s naměřenými hodnotami BER před a po Viterbiho dekódování u systému DVB-T/H. U obou systémů byly pro každý z kanálů určeny minimální hodnoty pro QEF příjem. Také byla provedena simulace nových parametrů - módu FFT 32K a vnitřní modulace 256QAM.

U všech simulovaných kanálů vykazoval systém DVB-T2 lepších výsledků a nižších hodnot chybovosti BER, kterých bylo dosaženo díky robustnějšímu zabezpečení a použití účinnějšího kódování LDPC.

## LITERATURA

- [1] *Digital Video Broadcasting* [online]. 2003 [cit. 2011-05-20]. Dostupné z WWW: <[www.dvb.org](http://www.dvb.org)>
- [2] *Česká televize : Výhody a nevýhody digitální televize* [online]. 2011 [cit. 2011-04-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.ceskatelevize.cz/vse-o-ct/technika/digitalni-vysilani-dvb-obecne/vyhody-a-nevyhody-digitalni-televize/?glossaryChar=I>>.
- [3] FISHER, W. *Digital Video and Audio Broadcasting Technology. A Practical Engineering Guide. Second Edition.* Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008. 601 s. ISBN 978-3-540-76358-1.
- [4] *Digizone.cz : Jak vznikla HDTV a co ji čeká do budoucna* [online]. 2011 [cit. 2011-04-29]. Dostupné z WWW: <<http://www.digizone.cz/clanky/jak-vznikla-hdtv-a-co-ji-ceka-do-budoucna/>>.
- [5] *Digitální televize* [online]. 2011 [cit. 2011-04-15]. Dostupné z WWW: <<http://www.digitalnitemlevize.cz/>>.
- [6] *TV Freak : Příjem DVB-T v ČR, aktuální mapy pokrytí s přehledem vysílačů* [online]. 15.4.2010 [cit. 2011-04-15]. Dostupné z WWW: <[http://www.tvfreak.cz/art\\_doc-BF8581F4EAB7D34AC125754200503553.html](http://www.tvfreak.cz/art_doc-BF8581F4EAB7D34AC125754200503553.html)>.
- [7] *České radiokomunikace : DVB-T2 test* [online]. 2010 [cit. 2011-03-10]. Dostupné z WWW: <<http://www.radiokomunikace.cz/vysilaci-sluzby/dvb-t2-test.html>>.
- [8] ŘÍČNÝ, Václav. *Digizone.cz : Druhá generace standardu digitální pozemní televize DVB-T2* [online]. 2009-01-22 [cit. 2011-05-20]. Dostupné z WWW: <<http://www.digizone.cz/clanky/druha-generace-standardu-digitalni-pozemni>>.
- [9] *Digitalnitemlevize.cz : Seriál o DVB-T2: 1.díl - Proč DVB-T2* [online]. 28.12.2010 [cit. 2011-04-10]. Dostupné z WWW: <<http://www.digitalnitemlevize.cz/magazin/obecne/mala-encyklopedie-televizni-techniky/2010-12-serial-o-dvb-t2-proc-dvb-t2.html?sablona=tisk>>. [10] *Zákulisí DVB – Teorie a technické informace* [online]. [cit. 7.5.2010]. Dostupné na WWW: [www.tvfreak.cz/art\\_doc-C1204DFBD84C95F0C12575E10071A01A.html](http://www.tvfreak.cz/art_doc-C1204DFBD84C95F0C12575E10071A01A.html).
- [10] ETSI EN 300 755 V1.1.1 (2009-09). *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system DVB-T2.* 2009.
- [11] DVB Document A133. *Digital Video Broadcasting; Implementation guidelines for*

*a second generation digital terrestrial television broadcasting system.* June 2010

[12] URBAN, J. *Redukce dynamiky signálu v systémech s ortogonálním frekvenčním multiplexem.* Dizertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009.

[13] DAŘA, P. *Simulace RF přenosového kanálu pro DVB-T v prostředí MATLAB.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009.

[14] ETSI EN 300 744 V1.6.1 (2009-01). *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.* 2009.

[15] ETSI TR 101 290 V1.2.1 (2001-05). *Digital Video Broadcasting(DVB); Measurement guidelines for DVB systems.* 2001.

[16] Wing-TV Project Report, *DII - Wing TV Network Issues.* May 2006.

[17] Rohde & Schwarz. *Application Note. Option Fading Simulator SFQ-B11.* Rhode&Schwarz. 2002.

[18] KUČERA, J. *Modelování přenosových kanálů pro příjem digitální televize DVB-T/H.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010.

[19] Wing-TV. *D4 – Laboratory Tests Results. Project report.* CELTIC participants in project Wing-TV. 2005.

[20] RHODE and SCHWARZ – Praha, s. r. o. *Discover DVB-T2 Seminar Tour.* Prezentace. 2009.

[21] POLÁK, L., KRATOCHVÍL, T. *Simulation and Measurement of the Transmission Distortions of the Digital Television DVB-T/H; Part 3: Transmission in Fading Channels.* Radioengineering, 10-2010, vol. 19, no. 4, s. 703-711.

[22] NOUR, CH. A., DOUILLARD, C. *Rotated QAM Constellations to Improve BICM. Performance for DVB-T2.* Electronics Department, Institut TELECOM/TELECOM Bretagne, CNRS UMR 3192 Lab-STICC, Brest, France, 2008

# SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1:	Vysílací síť v ČR (ke dni 29. 4. 2011) .....	4
Tab. 1.2:	Pokrytí DVB-T v ČR (ke dni 15. 4. 2010) .....	4
Tab. 2.1:	Velikosti dat pro normální FEC rámeček ( $N_{ldpc} = 64800$ bitů) .....	9
Tab. 2.2:	Velikosti dat pro krátký FEC rámeček ( $N_{ldpc} = 16200$ bitů) .....	10
Tab. 2.3:	Hodnoty $Q_{ldpc}$ pro paritní bitové prokládání.....	10
Tab. 2.4:	Počet $N_{sub}$ větví v demultiplexeru .....	12
Tab. 2.5:	Parametry pro demultiplex. bitů do $N_{sub}$ větví pro LDPC = {1/2, 3/4, 4/5, 5/6}.....	13
Tab. 2.6:	Změna parametrů pro demultiplexování bitů do $N_{sub}$ větví pro LDPC = 2/313	
Tab. 2.7:	Parametry pro demultiplexování bitů do $N_{sub}$ větví pro LDPC = 3/5.....	14
Tab. 2.8:	Parametry pro mapování do konstelačního diagramu .....	15
Tab. 2.9:	Normalizační faktory.....	15
Tab. 2.10:	Úhly natočení konstelačního diagramu .....	16
Tab. 2.11:	Parametry časového prokládání FEC bloků .....	19
Tab. 2.12:	Maximální počet COFDM symbolů na jeden T2 rámeček (8 MHz kanál)....	20
Tab. 2.13:	Typy pilotních nosných u jednotlivých typů symbolů .....	22
Tab. 2.14:	Parametry definující rozptýlené nosné .....	23
Tab. 2.15:	Amplituda rozptýlených nosných.....	23
Tab. 2.16:	Používané varianty PP v závislosti na FFT módu a ochranném intervalu .	24
Tab. 2.17:	Amplituda spojitých nosných .....	24
Tab. 2.18:	Parametry COFDM .....	25
Tab. 2.19:	Přehled používaných ochranných intervalů u jednotlivých FFT módů.....	26
Tab. 2.20:	Doporučená konfigurace DVB-T2 (8MHz, 32K FFT, 1/128GI, PP7) [12]	27
Tab. 2.21:	Základní technické parametry standardů DVB-T/T2.....	28
Tab. 5.1:	Počet užitečných datových nosných v COFDM symbolu [11] .....	41
Tab. 6.1:	Srovnání hodnot C/N pro QEF (8K, 64QAM, CR 2/3, GI 1/8) .....	55
Tab. 6.2:	Hodnoty C/N pro QEF u DVB-T2 (32K, 256QAM, PP4, LDPC 3/5, GI 1/16).....	55
Tab. 6.3:	Srovnání hodnot C/N pro QEF (4K, 16QAM, CR 2/3, GI 1/8) .....	61
Tab. 6.4:	Srovnání hodnot C/N pro QEF (2K, QPSK, CR 2/3, GI 1/16) .....	65
Tab. 6.5:	Srovnání užitečné bitové rychlosti DVB-T/H a DVB-T2 .....	65

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1:	Zjednodušené blokové schéma DVB-T2.....	5
Obr. 2.2:	Příklad mapování TS do PLP (mód „A“).....	6
Obr. 2.3:	Příklad mapování TS do PLP (mód „B“).....	6
Obr. 2.4:	Princip SISO v SFN.....	6
Obr. 2.5:	Princip MISO v SFN .....	7
Obr. 2.6:	Vstupní zpracování.....	7
Obr. 2.7:	BB rámec .....	8
Obr. 2.8:	PRBS generátor .....	8
Obr. 2.9:	Schéma BICM modulu .....	8
Obr. 2.10:	FEC rámec .....	9
Obr. 2.11:	Bitové prokládání FEC rámce .....	11
Obr. 2.12:	Mapování bitů do buněk.....	12
Obr. 2.13:	Rozdělení bitů do $N_{\text{sub}}$ větví.....	12
Obr. 2.14:	Buňkové prokládání.....	16
Obr. 2.15:	Příklad mapování jednoho TI bloku do jednoho IF rámce a ten do jednoho T2 rámce .....	17
Obr. 2.16:	Příklad mapování jednoho TI bloku do jednoho IF rámce a ten do více T2 rámců.....	17
Obr. 2.17:	Příklad mapování více TI bloku do jednoho IF rámce a ten do jednoho T2 rámce.....	18
Obr. 2.18:	Časové prokládání FEC bloků.....	18
Obr. 2.19:	Rámcová struktura DVB-T2.....	19
Obr. 2.20:	Struktura T2 rámce .....	20
Obr. 2.21:	Princip překrývání spekter nosných .....	21
Obr. 2.22:	Vytváření COFDM symbolů .....	22
Obr. 2.23:	Vzor rozptýlených nosných PP1 .....	23
Obr. 2.24:	Vzor rozptýlených nosných PP8 .....	23
Obr. 3.1:	Gaussův kanál.....	29
Obr. 3.2:	Riceův kanál .....	30
Obr. 3.3:	Rayleighův kanál .....	31
Obr. 3.4:	Impulzní odezvy přenosových kanálů s Dopplerovým jevem (pozn.: červená je LOS).....	32

Obr. 4.1:	Dopplerovo spektrum typu <i>Jakes</i> s LOS (vlevo) a typu <i>Gauss</i> (vpravo). Převzato z [19].	34
Obr. 5.1:	Uživatelské prostředí programu	35
Obr. 5.2:	Možnosti zobrazení COFDM symbolu	38
Obr. 5.3:	Popis uložených dat do .xls souboru	38
Obr. 5.4:	Vývojový diagram	40
Obr. 5.5:	Návaznost funkcí pilotních nosných v programu	43
Obr. 5.6:	Generátor sekvence PRBS	44
Obr. 5.7:	Princip ukládání přijatých COFDM symbolů do matice	47
Obr. 5.8:	Konstelační diagramy signálu (2k, QPSK, PP5, GI = 1/16, C/N = 20dB) při přenosu Rayleighovým kanálem před a po ekvalizaci	48
Obr. 5.9:	Odhad kmitočtové charakteristiky Raileighova kanálu (mód FFT 2K)	48
Obr. 5.10:	Závislost počtu <i>I</i> iterací LDPC dekodéru na chybovost (8K, 64QAM, LDPC 2/3, AWGN kanál)	49
Obr. 5.11:	Vliv nastavení kódového poměru LDPC na chybovost (8K, 64QAM, PP3, GI 1/8, AWGN kanál)	50
Obr. 6.1:	Spektrum OFDM symbolu při průchodu Riceovým a Rayleighovým kanálem (8K, 64QAM, GI 1/8, C/N = 25 dB)	51
Obr. 6.2:	Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu Rayleighovým kanálem před a po kmitočtové korekci (C/N = 25 dB)	52
Obr. 6.3:	Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu Riceovým kanálem před a po kmitočtové korekci (C/N = 25 dB)	52
Obr. 6.4:	Pevný příjem (měření): Bitová chybovost BER před Viterbi DVB-T/H (8k, 64QAM, CR 2/3, GI 1/8)	53
Obr. 6.5:	Pevný příjem (měření): Bitová chybovost BER po Viterbi DVB-T/H (8k, 64QAM, CR 2/3, GI 1/8)	53
Obr. 6.6:	Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost před LDPC DVB-T2 (8K, 64QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8)	54
Obr. 6.7:	Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost po LDPC DVB-T2 (8K, 64QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8)	54
Obr. 6.8:	Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost před LDPC DVB-T2 (32K, 256QAM, PP4, LDPC 3/5, GI 1/16)	56
Obr. 6.9:	Pevný příjem (simulace): Bitová chybovost po LDPC DVB-T2 (32K, 256QAM, PP4, LDPC 3/5, GI 1/16)	56
Obr. 6.10:	Spektrum OFDM symbolu při průchodu PI a PO kanálem (4K, 16QAM, GI 1/8, C/N = 25 dB)	57
Obr. 6.11:	Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu PI kanálem před a po	

kmitočtové korekci ( $C/N = 25$ dB) .....	58
Obr. 6.12: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu PO kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$ dB) .....	58
Obr. 6.13: Přenosný příjem (měření): Bitová chybovost před Viterbi DVB-T/H (4K, 16QAM, CR 2/3, GI 1/8) .....	59
Obr. 6.14: Přenosný příjem (měření): Bitová chybovost po Viterbi DVB-T/H (4K, 16QAM, CR 2/3, GI 1/8) .....	59
Obr. 6.15: Přenosný příjem (simulace): Bitová chybovost před LDPC DVB-T2 (4K, 16QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8).....	60
Obr. 6.16: Přenosný příjem (simulace): Bitová chybovost po LDPC DVB-T2 (4K, 16QAM, PP3, LDPC 2/3, GI 1/8).....	60
Obr. 6.17: Spektrum OFDM symbolu při průchodu RA6 a TU6 kanálem (2K, QPSK, GI 1/16, $C/N = 25$ dB) .....	61
Obr. 6.18: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu RA6 kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$ dB) .....	62
Obr. 6.19: Konstelační diagram přijatého signálu po průchodu TU6 kanálem před a po kmitočtové korekci ( $C/N = 25$ dB) .....	62
Obr. 6.20: Mobilní příjem (měření): Bitová chybovost BER před Viterbi DVB-T/H (2k, QPSK, CR 2/3, GI 1/16) .....	63
Obr. 6.21: Mobilní příjem (měření): Bitová chybovost BER po Viterbi DVB-T/H (2k, QPSK, CR 2/3, GI 1/16) .....	63
Obr. 6.22: Mobilní příjem (simulace): Bitová chybovost BER před LDPC DVB-T2 (2k, QPSK, PP5, CR 2/3, GI 1/16).....	64
Obr. 6.23: Mobilní příjem (simulace): Bitová chybovost BER po LDPC DVB-T2 (2k, QPSK, PP5, CR 2/3, GI 1/16).....	64