

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2018

Bc. Yaroslav Saprykin



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODEL FYZICKÉ VRSTVY KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU IEEE 802.11AF

MODEL OF PHYSICAL LAYER OF COMMUNICATION SYSTEM IEEE 802.11AF

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Yaroslav Saprykin

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ladislav Polák, Ph.D.

BRNO 2018



Diplomová práce

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

Student: Bc. Yaroslav Saprykin

ID: 158222

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Model fyzické vrstvy komunikačního systému IEEE 802.11af

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce prostudujte vlastnosti bezdrátového komunikačního systému IEEE 802.11af. Zaměřte se na způsob zpracování signálu na fyzické vrstvě a seznamte s možnostmi jejich matematického popisu. Uvažujte různé systémové nastavení, vysílací módy (SISO, MISO) a různé modely přenosových kanálů. V programu MATLAB vytvořte základní simulační model (vysílač a přijímač) s nastavitelnými parametry fyzické vrstvy IEEE 802.11af.

V realizační části práce navrhnete aplikaci s grafickým rozhraním v prostředí MATLAB, umožňující simulaci vlivu přenosového kanálu na IEEE 802.11af signál při vysílacích módech SISO a MIMO. Zaměřte se na různé modely přenosových kanálů s možností simulací selektivních úniků. Správnost vytvořeného modelu ověřte simulací a zhodnoťte vliv systémových parametrů IEEE 802.11af na dosaženou chybovost a kvalitu přenosu. Získané výsledky vyhodnoťte a proveďte jejich podrobný rozbor.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] D. Lekomtcev, R. Maršálek. Comparison of 802.11af and 802.22 standards – physical layer and cognitive functionality. Elektrevue, 2012, vol. 3, no. 2, pp. 12-18.


[2] J. Milos et. al. Link-Level Simulator for WLAN Networks. On the 1st International Workshop on Link-and System Level Simulations (IWSLS²). Vienna (Austria), 2016. pp. 1-4.

Termín zadání: 5. 2. 2018

Termín odevzdání: 17. 5. 2018

Vedoucí práce: Ing. Ladislav Polák, Ph.D.




prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
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

Tato diplomová práce se zabývá analýzou, návrhem a simulací modelu fyzické vrstvy bezdrátového komunikačního systému IEEE 802.11af. Při návrhu řešení je nutné detailně pochopit vlastnosti a specifiku systému IEEE 802.11af. V práci je především popsána vysílací část komunikačního systému s důrazem na zpracování IEEE 802.11af signálu. Následně je vytvořeno blokové schéma a model pro vysílací a přijímací části ve vysílacích módech SISO a MISO. Model je realizován s grafickým uživatelským rozhraním v programovém prostředí MATLAB. Vytvořená aplikace slouží k prozkoumání vlastností a výkonnosti IEEE 802.11af modelu na základě jeho systémových parametrů. Systémové parametry jsou volitelné uživatelem a poskytuje to možnost simulace různých scénářů. V aplikaci je podporována simulace přenosového kanálu se selektivními úniky.

KLÍČOVÁ SLOVA

IEEE 802.11af, TVWS, Wireless LAN, signálové zpracování, OFDM, PHY vrstva

ABSTRACT

This diploma thesis deals with analysis, modeling and simulation of the IEEE 802.11af wireless communication system on the physical layer. When designing the solution, it is necessary to understand in details the features and specifics of the IEEE 802.11af system. The work is primarily describes the transmitting part of the communication system with emphasis on processing IEEE 802.11af signal. Subsequently the block diagram and the basic model are created for the transmitting and receiving parts in SISO and MISO broadcast modes. The model is implemented with graphical user interface in the MATLAB programming environment. This application is used to explore the features and performance of the IEEE 802.11af based on its system parameters. System parameters are user configurable what allows to simulate different scenarios. The application also supports simulation of fading channel.

KEYWORDS

IEEE 802.11af, TVWS, Wireless LAN, signal processing, OFDM, PHY layer

SAPRYKIN, Yaroslav. *Model fyzické vrstvy komunikačního systému IEEE 802.11af*. Brno, 2017, 62 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: Ing. Ladislav Polák, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Model fyzické vrstvy komunikačního systému IEEE 802.11af“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského 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.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing.Ladislavu Polákovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora(-ky)



Faculty of Electrical Engineering
and Communication
Brno University of Technology
Purkynova 118, CZ-61200 Brno
Czech Republic
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsany v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....
podpis autora(-ky)



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Úvod	12
1 Základní popis systému	13
1.1 Architektura systému IEEE 802.11af	14
1.2 Mechanismy systému IEEE 802.11af	16
2 Fyzická vrstva systému	17
2.1 Schéma PHY vrstvy IEEE 802.11af	18
2.2 PPDU format	21
2.3 Skrambler	22
2.4 Konvoluční kodér	23
2.5 Prokládání	25
2.6 OFDM modulace	25
2.6.1 Modulace subnosných OFDM	26
2.6.2 Pilotní subnosné	27
2.6.3 Vytvoření OFDM symbolů	27
2.7 LDPC kodér	29
2.8 MIMO	29
2.8.1 Space-Time Block Codes (STBC)	31
2.8.2 Cyclic Shift Diversity (CSD)	32
2.9 Modely přenosových kanálů	32
2.9.1 Additive White Gaussian Noise (AWGN) kanál	32
2.9.2 Riceův kanál	33
2.9.3 Rayleigh kanál	34
2.10 Ekvalizace	34
2.10.1 Zero Forcing	34
3 Popis vytvořené aplikace	36
3.1 Blokové schéma modelu	36
3.1.1 Vysílač	37
3.1.2 Přenosový kanál	39
3.1.3 Přijímač	40
3.2 Popis aplikací	42
4 Výsledky simulace	44
4.1 Podmínky testování modelu	44
4.2 Měření v AWGN kanálu	44
4.2.1 Měření chybovosti BER	45

4.2.2	Měření chybovosti MER a EVM	46
4.2.3	Porovnání konstelačních diagramů	48
4.2.4	Porovnání frekvenčního spektra signálů	50
4.3	Měření v kanálech se selektivními úniky	51
5	Závěr	56
	Literatura	57
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	59
	Seznam příloh	61
A	Přílohy	62
A.1	Skrambler	62
A.2	CD příloha	62

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Příklad TVWS sítí včetně všech entit 802.11af	14
2.1	Konfigurace kanálů TVHT pro W, 2W, W+W a 2W+2W módy . . .	17
2.2	Blokový diagram vysílače	19
2.3	PPDU format	22
2.4	Pole SIGNAL	22
2.5	Skrambler dat	23
2.6	Konvoluční kodér dat	24
2.7	Vytečkování v konvolučním kodéru s kódovaným poměrem $R = 3/4$.	24
2.8	OFDM modulátor (na základě [11])	26
2.9	Konstelační diagramy QPSK, 16/64QAM, používané v standardu IEEE 802.11af	27
2.10	Frekvenční rozložení subnosných OFDM	28
2.11	Schéma MIMO systému	30
2.12	Schéma MISO 2x1 systému	30
2.13	AWGN kanál	33
2.14	Ekvalizace Zero Forcing	35
3.1	Blokové schéma vysílací a přijímací částí modelu IEEE 802.11af rea- lizovaného v programu MATLAB	36
3.2	Simulace vysílací částí modelu IEEE 802.11af	42
4.1	Graf závislosti chybovosti BER na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace před Viterbi dekodérem	45
4.2	Graf závislosti chybovosti BER na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace po Viterbi dekodéru	46
4.3	Graf závislosti chybovosti MER na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace	47
4.4	Graf závislosti chybovosti EVM na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace	48
4.5	Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru C/N = 5dB	49
4.6	Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru C/N = 11dB	49
4.7	Frekvenční spektrum IEEE 802.11af signálu při poměru C/N = 10dB pro nosnou $f_c=868\text{MHz}$	50
4.8	Frekvenční spektrum IEEE 802.11af signálu při poměru C/N = 20dB pro nosnou $f_c=868\text{MHz}$	51
4.9	Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru C/N = 60dB (Rayleigh kanál)	52

4.10	Konstelační diagram 64QAM modulací v závislosti na poměru C/N = 60dB (Rayleigh kanál)	52
4.11	Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru C/N = 60dB (Riceův kanál)	53
4.12	Konstelační diagram 64QAM modulací v závislosti na poměru C/N = 60dB (Riceův kanál)	54
4.13	Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru C/N = 60dB (PI kanál)	55
4.14	Konstelační diagram 64QAM modulací v závislosti na poměru C/N = 60dB (PI kanál)	55

SEZNAM TABULEK

2.1	Parametry závislé na modulaci pro Non-HT duplikátní režim	20
2.2	Časové parametry v Non-HT PPDU	21
2.3	Modulačně závislý normalizační faktor K_{MOD}	26

ÚVOD

V dnešní době s rychlým rozvojem síťových technologií a s rostoucím počtem mobilních zařízení se zvětšuje zájem o komerčně známou Wireless-Fidelity (Wi-Fi) technologii, která popisuje bezdrátovou komunikaci v počítačových sítích. Základy této technologií byly popsány standardem Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) 802.11 v roce 1997. Standard IEEE 802.11 je obecně skupina IEEE standardů pro implementaci bezdrátové sítě Wireless Local Area Network (WLAN). Každý z těchto standardů je sadou Physical Layer (PHY) a Medium Access Control (MAC) specifikací definující tuto WLAN síť. [1].

Jedním z novějších standardů IEEE 802.11 je standard IEEE 802.11af, který byl schválen v roce 2014. Na rozdíl od standardů IEEE 802.11a/b/g/n/ac, které pracují v Industrial, Scientific and Medical (ISM) pásmu v jednotkách GHz, standard IEEE 802.11af umožňuje WLAN provoz v dodatečném radiovém spektru a v mezerách nevyužitého TV spektra. Tato oblast spektra se jmenuje TV White Spaces (TVWS). Synonymem IEEE 802.11af je pojem White-Fi, který popisuje použití Wi-Fi technologií v TVWS spektru. V Evropě podle European Telecommunications Standards Institute (ETSI) TVWS spektrum je definován v pásmu Ultra High Frequency (UHF) na kmitočtech 490-790 MHz. V USA podle Federal Communications Commission (FCC) TVWS spektrum je definován v pásmu Very High Frequency (VHF) a UHF na kmitočtech 54-698MHz. [1][4][8].

Hlavním cílem této práce je vytvoření simulačního modelu systému IEEE 802.11af v programovém prostředí MATLAB a prozkoumání základních vlastností tohoto systému na základě jeho systémových parametrů. Tento model skládající se z vysílače, modelu únikového kanálu a přijímače poskytne možnost prozkoumání vlivu systémových parametrů na robustnost systému IEEE 802.11af. Důraz práce je kladen na fyzickou vrstvu standardu IEEE 802.11af.

V první kapitole je uvedena základní motivace pro vznik standardu IEEE 802.11af, návrh konceptu a výhody daného systému. Jsou zde popsány základní prvky standardu a jeho architektura. Poté jsou popsány základní mechanismy jejich použití. V druhé kapitole jsou popsány jednotlivé části systému na fyzické úrovni. Pak jsou popsány únikové modely přenosového kanálu. V třetí kapitole je popsána realizace celého modelu složeného z popsáných částí systému v druhé kapitole. Kromě toho je tam popsána vytvořená aplikace a představena funkčnost simulačního modelu. V poslední kapitole se popisují a analyzují výsledky simulace ve vytvořené aplikaci.

1 ZÁKLADNÍ POPIS SYSTÉMU

K zabránění interferenci mezi vysokovýkonnými stanicemi musí být dostatečný prostor mezi jejími zónami pokrytí. V těchto zónách je možné využívat rádiové spektrum pro malé výkonné Wi-Fi přístupové stanice, které nebudou vyzařovat daleko a můžou bezpečně pracovat v těchto zónách bez obav na interferenci. Průzkum takového přístupu využití rádiového spektra se vede už dlouho. Regulační orgány se snaží tohle řešení implementovat hlavně z důvodu efektivity využití rádiového spektra [2].

Koncept IEEE 802.11af standardu White-Fi spočívá v tom, že přístupový bod bude vysílat nízkopříkonový Wi-Fi signál v oblasti, která leží mezi pokrytím oblastí primárních rozhlasových vysílačů pracujících na stejném kanálu [2].

Rozhlasový systém je navržen tak, aby mezi zónami pokrytí TV rozhlasových vysílačů byla nastavena významná rezerva. Tato rezerva garantuje nerušený příjem, a to i v případě troposférických podmínek při přenosu na velké vzdálenosti. V prostorách mezi zóny pokrytí různých vysílačů lze použít malé vysílače s nízkým výkonem [2].

Jelikož použití různých kanálů se liší mezi sebou, přístupový bod musí vědět na kterém kanálu může pracovat. Pro dosažení tohoto cíle lze aplikovat různé techniky. Bez ohledu na to jaká technika je použita musí být přístupový bod IEEE 802.11af schopen k automatické rekonfiguraci [2].

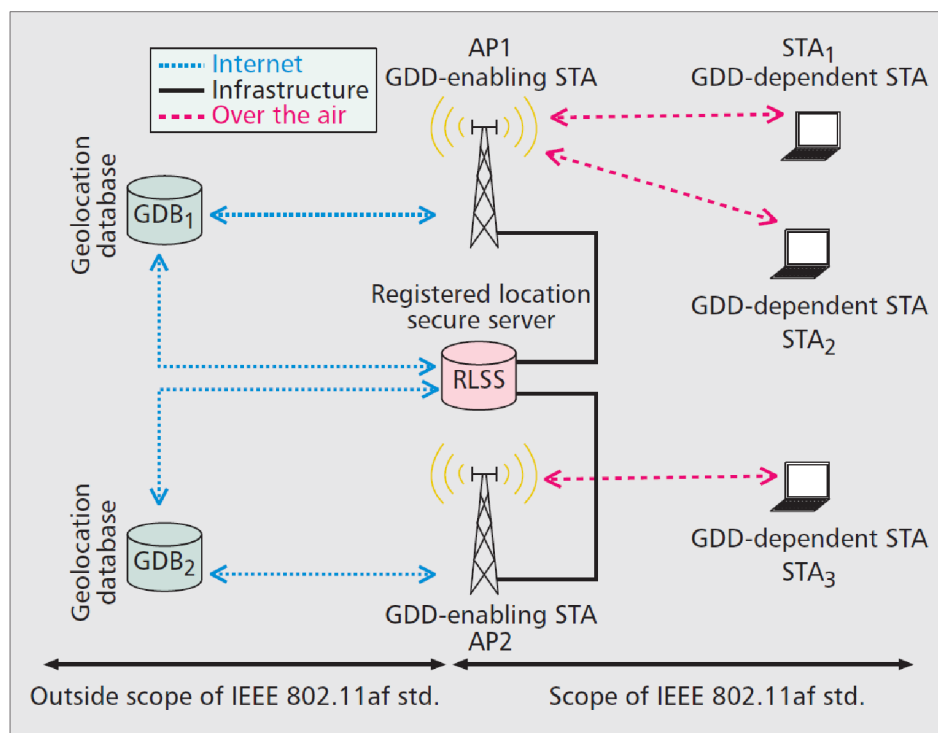
U Wi-Fi přístupových bodů, které vyžadují pouze nízkou spotřebu energie, je možné použít toto nepoužité spektrum mezi oblastmi pokrytí bez obav na interferenci způsobenou oblastí pokrytí TV vysílače [2].

Existuje mnoho výhod u systému IEEE 802.11af začínajících při použití TVWS spektra [2]. Vzhledem k tomu, že systém IEEE 802.11af využívá frekvence nižší než 1 GHz je lze dosáhnout větších vzdáleností přenosu signálu. Současné systémy Wi-Fi používají frekvence v rozsahu pásma Industrial, Scientific and Medical (ISM), kde jsou signály snadno absorbovány překážkami [2].

Jedna z výhod je, že jsou zpřístupněny nevyužité frekvence TV spektra. Aby bylo možné pracovat s technologií IEEE 802.11af je třeba zajistit, aby systém nevytvářel nepřiměřenou interferenci s existujícími televizními přenosy. K dosažení tohoto cíle existuje řada technologií a pravidel, které mohou být aplikovány. Jednou z těchto technologií je kognitivní rádio [9]. Díky této technologii systém White-Fi IEEE 802.11af bude schopný detekovat přenosy a přepínat se na volné kanály [9]. Další technologií je geografické snímání. Díky této technologii na základě geografické databáze a znalosti dostupnosti kanálů, systém bude schopen se vyhnout už obsazeným kanálům. [2].

1.1 Architektura systému IEEE 802.11af

V dané části jsou uvedeny jednotlivé komponenty architektury systému definovaného standardem IEEE 802.11af [1].



Obr. 1.1: Příklad TVWS sítí včetně všech entit 802.11af (převzato z [1])

Podle Obr. 1.1 Geolocation Database (GDB) je primárním prvkem v standardu IEEE 802.11af. Tím se podstatně liší od ostatních IEEE 802.11 standardů. GDB je databáze, která obsahuje přístupné frekvence a operační parametry pro White Space Device (WSDs) pro splnění regulačních požadavků na základě geografické lokace. GDB jsou autorizovány a spravovány regulačními orgány. Činnost GDB závisí na požadavcích na bezpečnost a času aplikované regulační oblasti [1][3].

Registered Location Secure Server (RLSS) je dalším prvkem v sítích definovaném standardem IEEE 802.11af. Tato entita pracuje jako lokální databáze obsahující geografickou lokaci a operační parametry pro malý počet základních služeb Basic Service Sets (BSS). Distribucí RLSS jsou dovolené operační parametry pro Access Point (APs) a Station (STAs) v rámci BSSs pod RLSS kontrolou [1].

Geolocation-Database-Dependent (GDD) entity jsou zbývajícími prvky v standardu IEEE 802.11af síti. Specifikují, že jejich operace jsou řízeny autorizovanou GDB, která zajišťuje tyto regulační požadavky [1].

Geolocation-Database-Dependent-Enabling Station (GDD-Enabling Station) je ekvivalentem entity obecně známé jako Access Point. V IEEE 802.11af standardu tato entita kontroluje operaci STAs ve své službě BSS. GDD-Enabling STA umožňuje bezpečně přistupovat k GDB pro získání vysílací frekvencí a parametry povolené v jeho oblasti pokrytí. S těmito informacemi GDD-Enabling STA má autoritu pro zapnutí a řízení provozu STA pod jeho servisem identifikovaného jako Geolocation-Database-Dependent-Station (GDD-Dependent STAs). Konkrétně, parametry získané z GDB jsou reprezentovány prostřednictvím White Space Map (WSM). GDD-Enabling STA zajišťuje údržbu a distribuci platného WSM. Dodatečně, GDD-Enabling STA přenáší Contact Verification Signal (CVS) pro GDD-Dependent STAs ke kontrole platnosti WSM [1].

GDD-Dependent Station může být identifikována jako stanice (STA) v BSS architektuře. Standard IEEE 802.11af specifikuje, že provoz stanic (STA) je řízený obsluhovanými GDD-Enabling STAs. GDD-Dependent STAs obsahují povolené provozní frekvence a parametry ve formě WSM buď ze GDD-Enabling STA nebo RLSS. Platnost WSM je potvrzena prostřednictvím CVS přenášeného pomocí GDD-Enabling STA [1].

Registered Location Query Protocol (RLQP) slouží jako komunikační protokol mezi GDD-Enabling a GDD-Dependent STAs ke sdílení WSM a využití kanálu. Tento protokol umožňuje provoz hlavního mechanismu využívaného standardem IEEE 802.11af. Prostřednictvím této komunikace mohou STAs efektivně volit Radio Frequency (RF) spektrum, výkon a šířku pásma povoleného jejich regulační oblastí. Standard IEEE 802.11af definuje komunikační protokol mezi GDD-dependent STAs, GDD-enabling STAs a RLSS. Nicméně komunikační tok mezi GDB a entity vysokých úrovní (RLSS a GDD-enabling STAs) nespádá do IEEE 802.11af standardu. Mechanismy standardu jsou nezávislé na tom jak tato komunikace je provedena a tím umožňuje regulátorům volit komunikační protokol přes Internet infrastrukturu [1].

Na Obr. 1.1 jsou znázorněny dvě infrastruktury BSS obsahující všechny představené součásti IEEE 802.11af architektury. Podle Obr. 1.1 jsou zobrazeny RLSS a GDD-enabling STAs ověřující dostupnost TVWS kanálu přes Internet. V rámci rozsahu IEEE 802.11af pouze RLSS komunikuje s GDD-enabling STAs prostřednictvím infrastruktury a funguje obousměrně. Na závěr GDD-dependent STAs provádí obousměrnou bezdrátovou komunikaci s GDD-enabling STAs v rámci TVWS pásma nebo ISM pásma [1].

1.2 Mechanismy systému IEEE 802.11af

V dané části jsou uvedeny mechanismy definované standardem IEEE 802.11af a logické zprávy odesílané mezi entity architektury pro vykonání regulačních požadavků [1].

Prostřednictvím procedury Channel Availability Query (CAQ) STAs získávají dostupné rádiové frekvence umožňující provoz v jejich lokalitě ve formě WSM. V CAQ procesu RLSS poskytuje WSM k CAQ požadující STA. Nicméně v některých regulačních oblastech RLSS je vyžadováno pro přístup k GDB získání informace o dostupnosti kanálu. CAQ požadavek má obsahovat více lokací zařízení. CAQ odpovídající STA musí omezit platnost WSM buď na jedinečnou lokaci zařízení nebo ohraničenou oblast více lokací [1].

GDD-dependent STA provádí CAQ dotaz na GDD enabling STA ve třech různých případech [1]:

- udržování v GDD enable stavu po vypršení času [1]
- když změna dostupnosti kanálu je indikován GDD-enabling STA prostřednictvím CVS [1]
- pokud GDD-dependent STA se přesunula za povolená vzdálenost [1]

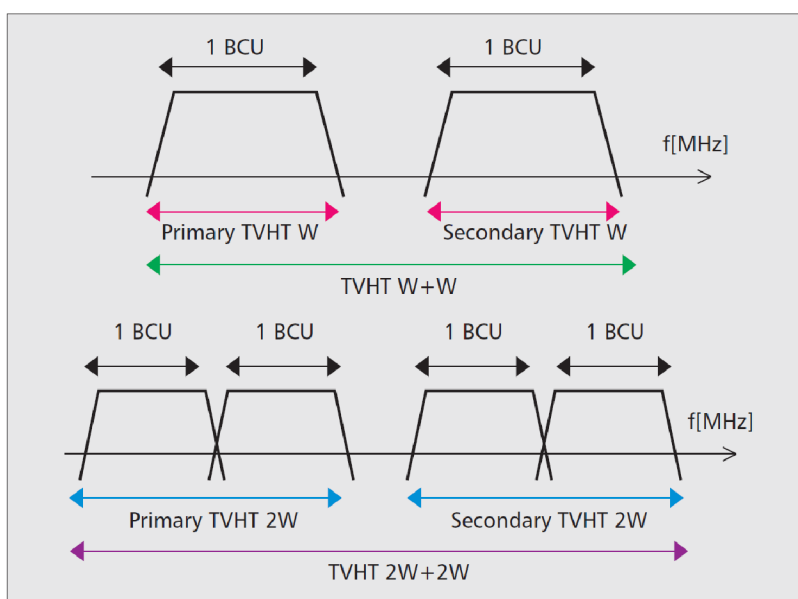
Channel Schedule Management (CSM) – GDD-enabling STAs používají CSM proceduru k dotazování RLSS nebo jiné GDD-enabling STAs k získání White Space (WS) informací o plánování kanálu. V tomto plánování je uveden časový interval provozu požadovaného kanálu. [1].

Signál CVS je odeslán GDD-enabling STA slouží dvou účelům. Za prvé, přenos CVS stanoví, které GDD-dependent STAs se nacházejí v dosahu GDD-enabling STA. Za druhé, CVS pomáhá GDD-dependent STAs zajišťovat provoz pod platnou WSM a že odpovídá obslužné GDD-enabling STA [1].

GDD-dependent STAs využívají map ID poli v CVS rámci pro ověření provozu pod platnou WSM. Když se map ID hodnota v CVS rámci rovna existující WSM, GDD-dependent STA předpokládá, že provoz WSM je platný a obnoví časovač autorizací. Je-li ID mapy odlišné od existujícího WSM ID, GDD-dependent STA vysílá CAQ dotaz k získání platného WSM v CAQ odpovědi. Když GDD-dependent STA neobsahuje platný WSM, pak zastaví přenos po vypršení časovače autorizací [1].

2 FYZICKÁ VRSTVA SYSTÉMU

Standard IEEE 802.11af definuje fyzickou vrstvu pro Television Very High Throughput (TVHT) systém [5]. Tento systém je odvozen od systému Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Na základě tohoto systému budou popsány základní bloky komunikačního systému IEEE 802.11af. Na rozdíl od původních standardů, standard IEEE 802.11af používá WSDs, které pracují v TVWS pásmu. TVHT zařízení podporuje jednonábovou šířku pásma, nebo Basic Channel Unit (BCU) šířek pásem 6, 7 a 8 MHz v závislosti na regulační autoritě. Dodatečně jsou podporovány souvislé a nesouvislé šířky pásem (viz Obr. 2.1) $2W$, $W+W$ a $2W+2W$, kde Width (W) označuje jednonábovovou šířku pásma [5].



Obr. 2.1: Konfigurace kanálů TVHT pro W , $2W$, $W+W$ a $2W+2W$ módy (převzato z [5])

Pouze jednonábovová šířka pásma a jeden prostorový tok jsou povinné. Taky jsou podporovány Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) přenosy pro konfiguraci systému 4×4 s použitím čtyř Space-Time Block Coding (STBC) bloků [5].

TVHT formát přenosu je podobný jako 40 MHz Very High Throughput (VHT) přenos. Definuje to 144 OFDM subnosných pro 6 a 8 MHz kanály a 168 subnosných pro 7 MHz kanál. Přenosy pro 6 a 7 MHz kanály jsou spektrálně identické. Pro všechny W data se vysílají na subnosných indexech -58 až -2 a 2 až 58 . S indexem 0 na stejnosměrné DC složce a 6 pilotních tónů vložených do indexů ± 11 , ± 25 , a ± 53 . V případě více frekvenčních segmentů ($2W$, $W+W$, etc.) tato subnosná se duplikuje [5].

TVHT STA musí podporovat následující funkce [5]:

- TVHT_MODE_1 (1x BCU) [5]
- Jednoduchý prostorový tok Modulation and Coding Scheme (MCSs) 0 až 7 (vysílání a příjem) [5]
- Binární konvoluční kódování [5]
- Normální a krátký ochranný interval (vysílání a příjem) [5]

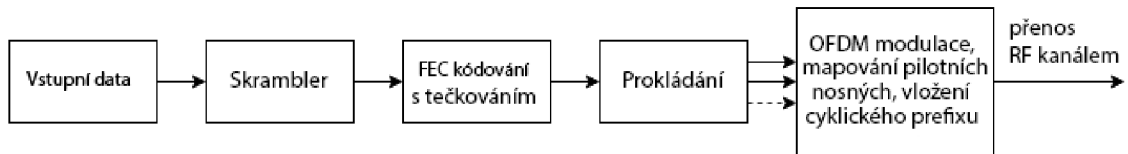
TVHT STA může podporovat následující funkce [5]:

- TVHT_MODE_2C, TVHT_MODE_2N, TVHT_MODE_4C nebo TVHT_MODE_4N (2x nebo 4x BCU) [5]
- Dva nebo více prostorových toků (vysílání a příjem) [5]
- Beamforming sounding (pomocí vysílání Null Data Packet (VHT NDP) rámce [5])
- Odpověď na vysílání beamforming sounding (poskytování kompresní beamforming feedback) [5]
- STBC (vysílání a příjem) [5]
- Low-density parity-check (LDPC) pro vysílání a příjem [5]
- VHT MU Physical Layer Protocol Data Unit (PPDUs) (vysílání a příjem) [5]
- MCSs 8 a 9 (vysílání a příjem) [5]

2.1 Schéma PHY vrstvy IEEE 802.11af

Obecný model blokového diagramu vysílače je představen na Obr. 2.2. První blok tvoří vstupní data definované délky. Dalším blokem je skrambler, který vstupnímu datovému toku přidává pseudonáhodný charakter. V následujícím bloku se provádí zabezpečení dat Forward Error Correction (FEC) kódér. V tomto případě se používá konvoluční kódér s vytečkováním pro dosažení požadovaného kódového poměru. Zabezpečené data jsou prokládány v bloku prokládání pro minimalizaci vzniku symbolových chyb při přenosu. Pro demultiplexovaný sériový bitový tok dat se provádí modulace jednou ze čtyř modulací popsanou standardem IEEE 802.11. Taky se provádí mapování pilotních nosných. Následně vyplněné Fast Fourier Transform (FFT) bloky dat prochází Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) převodem do časové oblasti. Do multiplexovaného signálu se přidává cyklický prefix a data jsou připraveny k vysílání RF přenosovým kanálem [5][4].

Mód Single-Input Single-Output (SISO) popisuje konfiguraci přenosového systému, kde vysílač obsahuje jednu anténu podobně jako přijímač. Takový přenosový systém nevyžaduje prostorovou diverzitu. Výhodou tohoto přenosového systému je jeho realizační jednoduchost [10].



Obr. 2.2: Blokový diagram vysílače (dle [5])

V popisu vysílačeho modelu se uvažuje duplikátní režim non-High Throughput (non-HT) v SISO módu, kde se vyskytuje jeden prostorový tok. TVHT systém používá ortogonální multiplex s frekvenčním dělením. Přenos jednotlivých Physical Layer Service Data Unit (PSDU) tohoto systému může nabývat datových rychlostí 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 a 54 Mb/s rozdělených proměnnou X . Proměnná X je konstanta definována regulační autoritou. Pro šířky pásem kanálu 6 MHz a 7 MHz proměnná X je rovna 7,5. Pro šířku pásma kanálu 8 MHz proměnná X je rovna 5,625. Například maximální datová rychlost pro šířky pásem kanálu 6 MHz a 7 MHz bude $\frac{54}{7.5} = 7.2 Mb/s$ a pro šířky pásma kanálu 8 MHz bude $\frac{54}{5.625} = 9.6 Mb/s$ [5].

Systém obsahuje 104 subnosných včetně pilotních hodnot na jeden BCU. Každá subnosná může být modulována BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulací. Parametry závislé na zvolené modulaci jsou uvedeny v Tab. 2.1. Dopředné kanálové kódování používá kódové poměry $R=1/2$, $R=2/3$ nebo $R=3/4$. Například pro dosažení maximální datové rychlosti podle Tab. 2.1 je nutné zvolit modulaci 64QAM, $R=3/4$, $N_{BPSC} = 6$ a $N_{CBPS} = 288$ [5].

Tab. 2.1: Parametry závislé na modulaci pro Non-HT duplikátní režim (na základě [5])

Modulace	Kódový poměr (R)	Počet kódovaných bitů na subnosnou (N_{BPSC})	Počet kódovaných bitů na OFDM symbol (N_{CBPS})	Počet datových bitů na OFDM symbol (N_{DBPS})	Datová rychlost (Mb/s) (TVWS pásmo)
BPSK	1/2	1	48	24	6/X
BPSK	3/4	1	48	36	9/X
QPSK	1/2	2	96	48	12/X
QPSK	3/4	2	96	72	18/X
16QAM	1/2	4	192	96	24/X
16QAM	3/4	4	192	144	36/X
64QAM	2/3	6	288	192	48/X
64QAM	3/4	6	288	216	54/X

X = 7.5 pro šířky pásma 6 MHz a 7 MHz. X = 5.625 pro šířku pásma 8 MHz.

V Tab. 2.2 jsou uvedeny časové parametry pro Non-HT PDDU. Jsou tady dva druhy cyklického prefixu. Pro různé šířky pásem cyklický prefix trvá dvakrát déle než druhý. Tento prefix se přidává v bloku OFDM modulace, který byl uveden na Obr. 2.2. Frekvenční odstupy subnosných se vypočtou jako poměr šířky pásma kanálu ku počtu subnosných. Například pro šířky pásma 6 MHz počet subnosných je 144 proto frekvenční odstup subnosných bude $\frac{6MHz}{144} = 41\frac{2}{3}kHz$ [5].

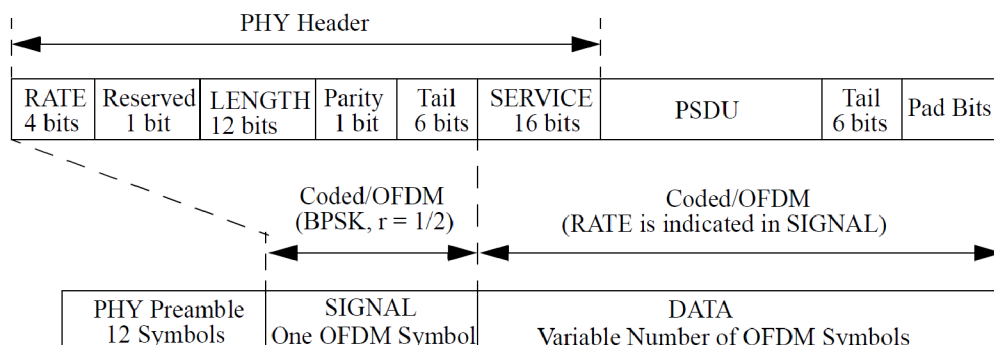
Tab. 2.2: Časové parametry v Non-HT PPDU (na základě [5])

Parameter	6 MHz	7 MHz	8 MHz	Popis
N_{SD}	96	96	96	Počet komplexních čísel na BCU
N_{SP}	8	8	8	Počet pitotních hodnot na BCU
N_{ST}	104	104	104	Celkový počet subnosných na BCU
N_{SR}	58	58	58	Největší index subnosné dat na BCU
Δf	$41\frac{2}{3}kHz$	$41\frac{2}{3}kHz$	$55\frac{5}{9}kHz$	Frekvenční rozestup subnosných
T_{DFT}	$24\mu s$	$24\mu s$	$18\mu s$	IDFT/DFT perioda
T_{GI}	$6\mu s = \frac{T_{DFT}}{4}$	$6\mu s = \frac{T_{DFT}}{4}$	$4.5\mu s = \frac{T_{DFT}}{4}$	Doba trvání ochranného interválu
T_{GIS}	$3\mu s = \frac{T_{DFT}}{8}$	$3\mu s = \frac{T_{DFT}}{8}$	$2.25\mu s = \frac{T_{DFT}}{8}$	Doba trvání krátkého ochranného interválu

2.2 PPDU format

Podle Obr. 2.3 format PPDU obsahuje OFDM PHY preambuli, OFDM PHY hlavičku, PSDU, tail bity a pad bity. PHY hlavička se skládá z LENGTH, RATE, rezervního bitu, sudého paritního bitu a SERVICE pole. Při modulaci pole LENGTH, RATE, rezervní bit a paritní bit společně s 6 tail bity se považuje za samostatný OFDM symbol, tvoří tzv. pole SIGNAL. Toto pole se přenáší s nejrobustnější kombinací BPSK modulace s kódovým poměrem $R=1/2$ [5].

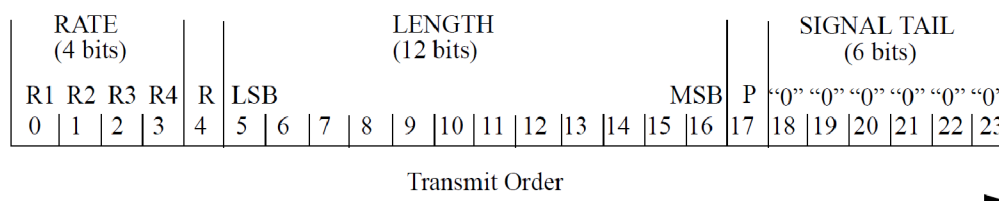
Pole SERVICE, PSDU, 6 tail bitů a pad bity jsou považovány za DATA. Tyto DATA se přenáší s datovým poměrem popsáním v RATE poli a mohou představovat několik OFDM symbolů. Ve výsledku PPDU obsahuje tři pole: PHY preambuli, SIGNAL a DATA [5].



Obr. 2.3: PDU format (převzato z [5])

Pole PHY preamble se používá k synchronizaci. Skládá se z deseti krátkých a dvou dlouhých symbolů. V případě 20 MHz kanálu celková tréninková délka je 16 μs [5].

Podle Obr. 2.4, položka SIGNAL se skládá z pole RATE, rezervního bitu, LENGTH, paritního bitu, TAIL bitů, které v součtu udávají 24 bitů. SIGNAL je samostatným OFDM symbolem modulovaným BPSK modulací s kódovým poměrem $R=1/2$. Pole SIGNAL neprochází skramblerem [5]. Pole RATE je tvořeno 4 bity R1 až R4, které přenáší informaci o typu použité modulace a kódového poměru ve zbytku paketu. Bit 4 se uvažuje jako rezervní. Bity 5 až 16 definují 12 bitové číslo bez znaménka. Toto číslo udává počet oktetů přenášených PSDU. Prvním je přenášen bit 5 LSB, posledním je bit 16 MSB. Paritní bit 17 má být kladnou paritou pro bity 0 až 16. Bity 18 až 23 jsou nastaveny na hodnotu "0" [5].



Obr. 2.4: Pole SIGNAL (převzato z [5])

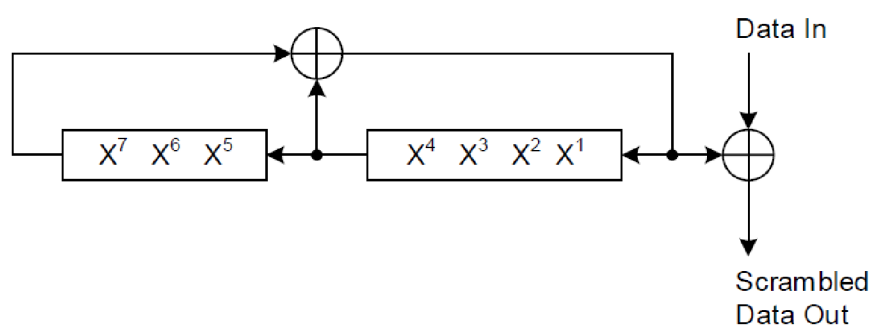
2.3 Skrambler

Obecně skrambler je blokem pro vykonání tzv. skramblování dat kdy data jsou konvertovány bez změny rychlosti přenosu s cílem dosažení vlastnosti pseudonáhodné sekvence. Skrambler dat rozděluje dlouhé posloupnosti "0" a "1". [5]

Pro datovou část rámce IEEE 802.11 musí být aplikován PPDU synchronní skrambler s délkou 127 bitů. PPDU synchronní skrambler používá generační polynom $S(x)$ podle rovnice 2.1 [5]. Skrambler dat pak bude schematicky mít tvar podle Obr. 2.5 [5].

U skrambleru dat je nastavena inicializační sekvenci na 7 prvních bitů "1". Zpracování bitové posloupnosti se provádí od LSB zprava do MSB doleva [5].

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1 \quad (2.1)$$

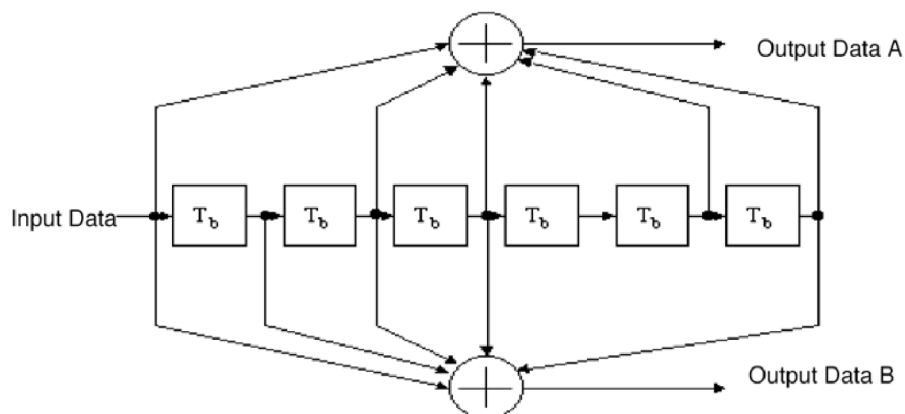


Obr. 2.5: Skrambler dat (převzato z [5])

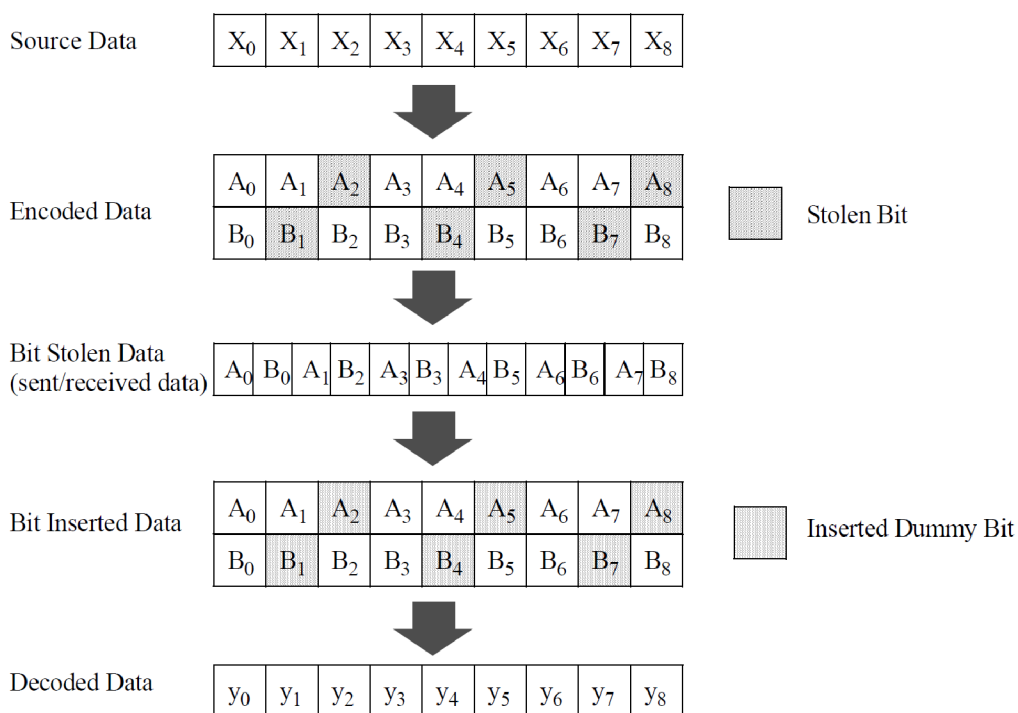
2.4 Konvoluční kodér

V standardu IEEE 802.11 ke kanálovému kódování datového rámce se používá konvoluční kodér s kódovými poměry $R = 1/2$, $2/3$ nebo $3/4$. Konvoluční kodér používá generační polynomy $G_0 = 133$ a $G_1 = 171$ v oktálové soustavě kódového poměru $R = 1/2$. Podle Obr. 2.6 bit označený jako A musí být vyveden z kodéru před bit označený jako B. Větší kódové poměry jsou z toho odvozeny vytečkováním. Vytečkování je procedura pro vynechání některých kódovaných bitů ve vysílači (čímž se sníží počet přenášených bitů a zvyšuje se efektivita kódování) a vkládání fiktivních "nul"metriky do konvolučního dekodéru na přijímací straně namísto vynechaných bitů [5][7].

Příklad aplikací vytečkování v konvolučním kodéru a dekodéru dat pro kódového poměru $R = 3/4$ je uveden na Obr. 2.7 [5].



Obr. 2.6: Konvoluční kodér dat (převzato z [5])



Obr. 2.7: Vytečkování v konvolučním kodéru s kódovaným poměrem $R = 3/4$ (převzato z [5])

2.5 Prokládání

Všechny kódované bity dat jsou prokládány s blokovou velikostí odpovídající počtu bitů na jeden OFDM symbol N_{CBPS} . Prokládání je definováno dvoukrokovou permutací. První permutace spočívá v mapování sousedních kódovaných bitů na ne-sousedící subnosné. Druhá permutace způsobí mapování přilehlých kódovaných bitů, které mají být mapovány střídavě na méně a více významné bity konstelací, čímž se zabrání dlouhým běhům bitů s nízkou spolehlivostí Least Significant Bit (LSB) [5].

Index kódovaných bitů před první permutací se označuje jako k . Index po první a před druhou permutací se značí jako i . Index po druhé permutaci je definován jako j [5].

První permutace je definována podle pravidla v rovnici 2.2 [5]. Druhá permutace je definována podle pravidla v rovnici 2.3 [5]. Hodnota s je definována počtem kódovaných bitů za subnosnou N_{BPSC} podle rovnice 2.4 [5].

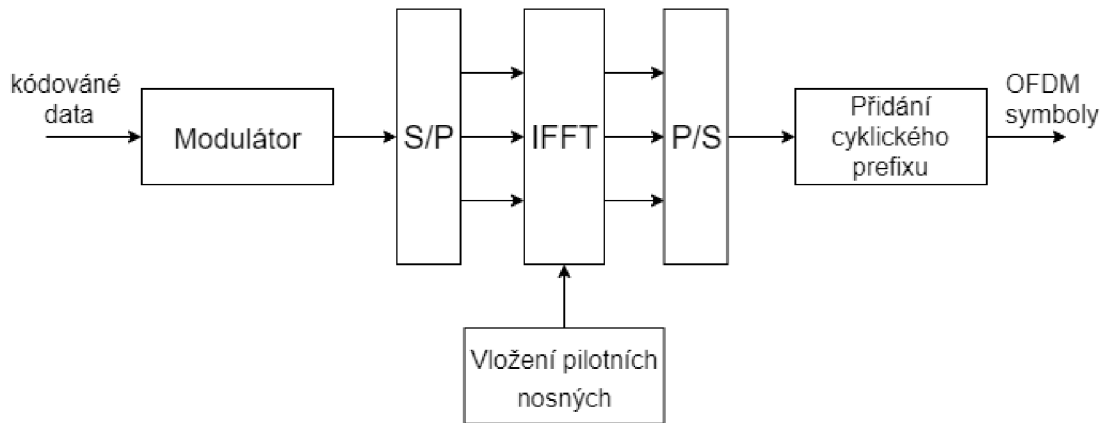
$$i = (N_{CBPS}/16) \times 2(k \bmod 16) + \lfloor k/16 \rfloor, k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2.2)$$

$$i = s \times \left\lfloor \frac{i}{s} \right\rfloor + \left(i + N_{CBPS} - \left\lfloor \frac{16 \times i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \right) \bmod s, i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2.3)$$

$$s = \max\left(\frac{N_{BPSC}}{2}, 1\right) \quad (2.4)$$

2.6 OFDM modulace

Po prokládání kódovaných dat ve vysílači následují bloky pro vytvoření OFDM symbolů dle Obr. 2.8. Na začátku v bloku modulátor se provádí klíčování fázovým posuvem nebo kvadrurní amplitudové modulování. Pomocí sériově paralelního převodníku S/P modulované symboly jsou pak mapovány na vstupy IFFT bloku. V IFFT bloku se provádí transformace symbolů z frekvenční do časové oblasti společně s vloženými pilotními symboly. Výstupní symboly IFFT bloku jsou pak paralelním sériovým převodníkem P/S převedeny do sekvenci symbolů. Do každého symbolu se přidává cyklický prefix pro potlačení mezisymbolové interferenci. Na výstupu jsou získány tzv. OFDM symboly připravené k dalšímu zpracování vysílacím řetězcem. [11]



Obr. 2.8: OFDM modulátor (na základě [11])

2.6.1 Modulace subnosných OFDM

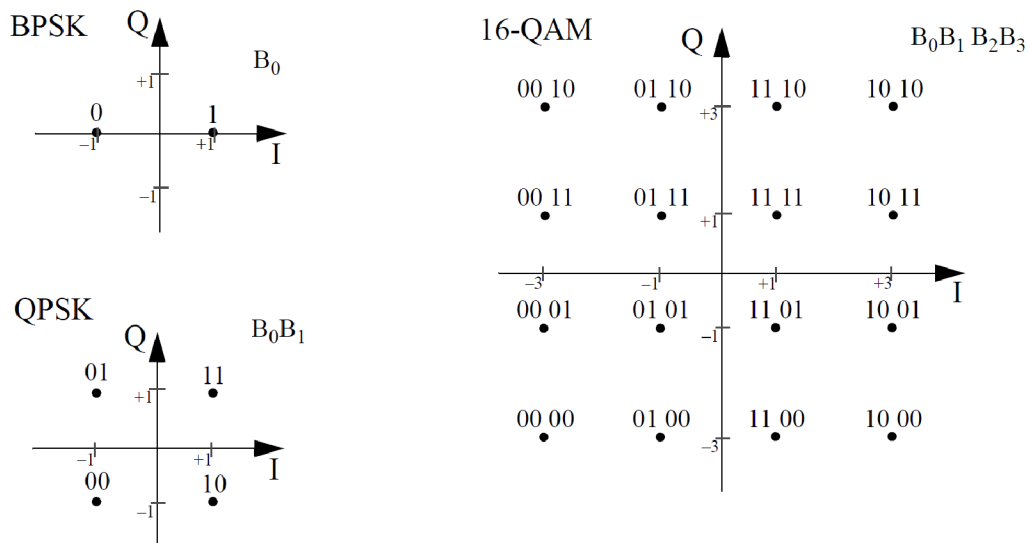
Podle IEEE 802.11 standardu, OFDM symboly jsou modulovány BSPK, QPSK, 16QAM nebo 64QAM na základě zvolené systémové konfigurací. Kódovaná a prokládaná binární sériová vstupní data se rozdělují do skupin N_{BPSK} (1, 2, 4 nebo 6) bitů a konvertovány na symboly konstelačního diagramu BSPK, QPSK, 16QAM nebo 64QAM modulací [5]. Převod na symboly v konstelačním diagramu se provádí s použitím Grayového kódování (viz. Obr. 2.9). Výstupní hodnoty d jsou tvořeny In-phase (I) a Quadrature (Q) složkami. Výsledné $(I + jQ)$ symboly jsou násobeny normalizačním faktorem K_{MOD} podle rovnice 2.5 [5].

$$d = (I + jQ) \times K_{MOD} \quad (2.5)$$

Normalizační faktor K_{MOD} závisí na bázi modulačního módu podle Tab. 2.3. Cílem aplikování normalizačního faktoru je dosažení stejného průměrného výkonu pro všechna mapování. V praktických implementacích přibližná hodnota normalizačního faktoru může být použita když zařízení splňuje požadavky na přesnost modulací [5].

Tab. 2.3: Modulačně závislý normalizační faktor K_{MOD} (na základě [5])

Modulace	K_{MOD}
BPSK	1
QPSK	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
16QAM	$\frac{1}{\sqrt{10}}$
64QAM	$\frac{1}{\sqrt{42}}$



Obr. 2.9: Konstelačné diagramy QPSK, 16/64QAM, používané v standardu IEEE 802.11af (převzato z [5])

2.6.2 Pilotní subnosné

V každém OFDM symbolu 4 subnosné jsou vztaženy k pilotním signálům pro dosažení koherentní detekce robustnosti proti frekvenčním posunům a fázovému šumu. Tyto pilotní signály jsou v subnosných indexech -21, -7, 7 a 21. Kromě pilotních subnosných je subnosná s indexem 0, která se nazývá Direct Current (DC) složka. DC složka neobsahuje žádné užitečné data. Pilotní signály jsou modulovány BPSK [5].

2.6.3 Vytvoření OFDM symbolů

Tok komplexních čísel je rozdělen do skupin $N_{SD} = 48$. Pak komplexní číslo $d_{k,n}$ označuje relaci k subnosné k OFDM symbolu n podle rovnice 2.6 [5]. Parameter N_{SYM} je definován s ohledem na délku rámce a počet datových bitů v jednom OFDM symbolu [5].

$$d_{k,n} \equiv d_{k+N_{SD} \times n}, k = 0, \dots, N_{SD} - 1, n = 0, \dots, N_{SYM} - 1 \quad (2.6)$$

OFDM symbol $r_{DATA,n}(t)$ je definován podle rovnice 2.7 [5]. V této rovnici funkce $M(k)$ podle rovnice 2.8 [5] definuje mapování z logické subnosného čísla 0 až 47 do frekvenčního offsetu indexů -26 až 26 bez pilotních subnosných a nulové DC složky.

2.7 LDPC kodér

V této práci se uvažuje binární konvoluční kodér popsany v části 2.4. Kromě použití binárního konvolučního kodéru existuje i možnost použití tzv. Low Density Parity Check (LDPC) kodéru v komunikačním řetězce IEEE 802.11af. Toto rozšíření poskytuje dosáhnout lepší chybové korekce kanálu oproti konvolučnímu kodéru. Jedná se o blokový kodér na rozdíl od konvolučního kodéru popsáného v 2.4. Volba LDPC blokového kódu je spojena s kódovacím poměrem kodéru. Délka informačního bloku a kódového bloku LDPC kódů je pevně stanovena [12].

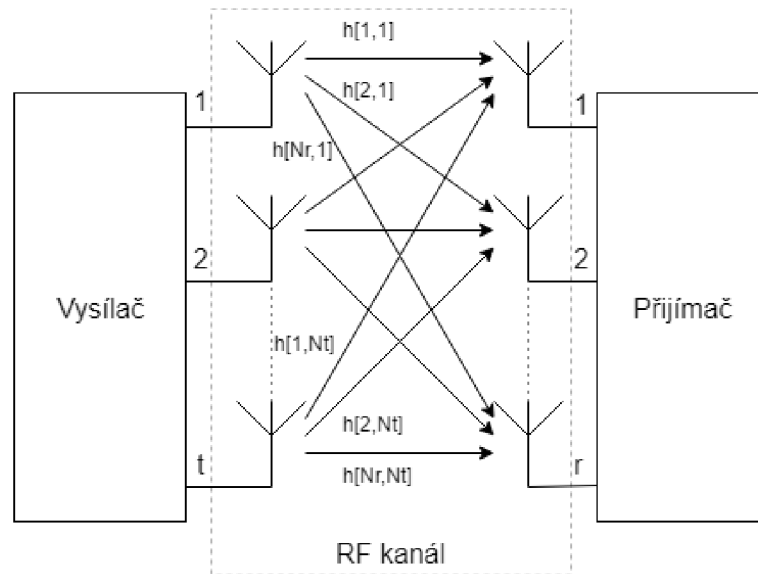
2.8 MIMO

Dosud popsáné části komunikačního řetězce na vysílací a přijímací straně jsou určeny pro Single Input Single Output (SISO) mód, ve kterém se uvažuje jedná vysílací anténa a jedná přijímací anténa. V této části bude popsán běžně využívaný další tzv. Multiple Input Multiple Output (MIMO) mód. [16]

K dosažení více robustní radiokomunikaci se používají různé druhy diverzity. První z nich je časová diverzita, která využívá různé časové sloty a kanálové kódování. Druhá z nich je frekvenční diverzita, ta využívá různé kanály jako v případě OFDM. Třetím druhem je prostorová diverzita, která vyžaduje použití několika antén na přijímači a vysílači. [16] MIMO je technologie obsahující několik antén na každé straně. Takovým způsobem MIMO využívá vícecestné šíření signálu ve volném prostoru. Tímto lze dosáhnout větší rychlosti přenosu dat než při použití jedné antény. Také se snižuje chybovost při přenosu radiovým kanálem. [16]

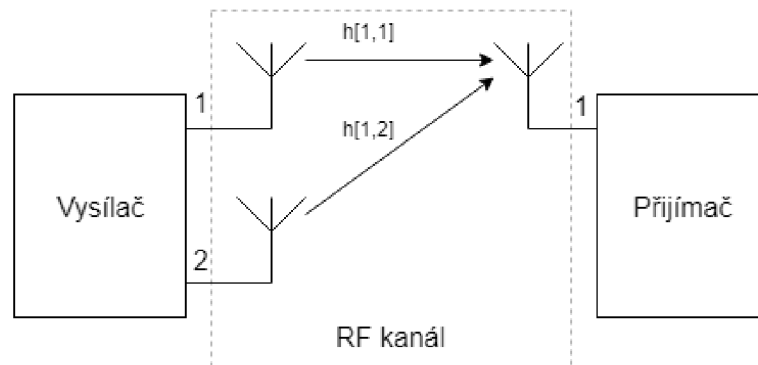
Typický MIMO systém se skládá z N_t vysílacích a N_r přijímacích antén podle Obr. 2.11. Prostřednictvím jednoho kanálu každá anténa je schopna přijmout signály z několika antén. Přímý přenos mezi první vysílací a přijímací anténou je definován jako $h_{1,1}$. Například nepřímý přenos mezi první vysílací a druhou přijímací anténou je definován jako $h_{2,1}$. Celkový přenos MIMO systému je popsán maticí (viz. 2.11). [16]

$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$



Obr. 2.11: Schéma MIMO systému (na základě [16])

V speciálním případě když systém se skládá z $N_t = 1$ a $N_r \geq 2$ antén, jedná se o Single Input Multiple Output (SIMO) system. Pokud systém obsahuje $N_t \geq 2$ a $N_r = 1$ antén pak se jedná o Multiple Input Single Output (MISO) systém. V těchto případech přenosová rychlost zůstává stejná na rozdíl od MIMO systému. Ačkoliv pomocí prostorové diverzity systém je více odolný proti chybám při přenosu. Proto tento systém je robustní v porovnání se SISO systémem. Především to způsobeno použitím redundantních dat na různých cestách. Tyto systémy poskytují volbu náročnosti na přijímač nebo vysílač. V případě SIMO je potřeba mít jenom jednu vysílací anténu a v případě MISO potřeba mít jednu přijímací anténu. Příklad MISO 2x1 je uveden na Obr. 2.12. [16]



Obr. 2.12: Schéma MISO 2x1 systému (na základě [16])

V MIMO systému se rozlišuje Single User Multiple Input Multiple Output (SU-MIMO) a Multiple User Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO) módy. V případě SU-MIMO komunikace se provádí s jednotlivým uživatelem sítě. Tento mód se používá hlavně pro zvýšení přenosové rychlosti u zvoleného přijímače. V případě MU-MIMO módu individuální datové toky jsou přiřazeny množině uživatelů sítě. Tento mód je zejména používán v uplinku kvůli tomu, že komplexita na přijímací straně je minimální při použití jenom jedné vysílací antény. [16]

Kapacitu MIMO systému v závislosti na počtu toků dat M lze definovat rovnicí 2.12. Hodnota M odpovídá buď minimálnímu počtu antén v MIMO systému nebo je menší než minimální počet antén v MIMO systému. Například MIMO 4x4 systém může používat k přenosu čtyři nebo méně M toků dat. V případě MIMO 3x2 systému může používat k přenosu dva nebo méně M toků dat. [16]

$$C = M * B * \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.12)$$

,kde M uvádí počet přenášených toků dat, B je šířka kanálu, S je úroveň užitečného signálu a N je úroveň šumu v kanálu.

2.8.1 Space-Time Block Codes (STBC)

Po dělení zabezpečených proti chybám dat na jednotlivé bloky dat každý tok dat je prokládán a modulován jednou z čtyř modulací popsánou dříve na základě standardu IEEE 802.11. V případě více anténních systémů za těmito bloky ve vysílací a přijímacích částech následuje blok STBC kódování. [13]

Kódy STBC jsou ortogonální a tvoří prostorovou a časovou diverzity definovanou určitým počtem vysílacích antén. Alamouti schémata kódování a dekódování jsou stejné na vysílací a přijímací straně. Data jsou tvořena maticí. Sloupce této matice odpovídají počtu vysílacích antén. Řádky této matice odpovídají počtu časových slotů nutných pro vysílání dat. Přijímané signály v přijímači jsou kombinovány a pak odeslány k detektoru maximální pravděpodobnosti, ve kterém se aplikuje rozhodování. STBC jsou navrženy k dosažení maximálního řádu diverzity pro daný počet vysílacích a přijímacích antén s výhradou omezení jednoduchého lineárního algoritmu dekódování? Tohle udělalo STBC kódy velmi populární a široce používaným. Tento blok je nutný v případě více anténních systémů. Tento blok může být součástí systému podle standardu IEEE 802.11af. [13]

STBC jsou používány v MIMO systémech pro možnost přenosu mnohonásobných kopií datového toku přes několik antén a přijetí různých verzí toku dat pro zvýšení reliability přenosu dat. STBC kódování kombinuje všechny kopie přijímaného signálu optimálním způsobem pro zjištění co nejvíce užitečnou informaci z každého signálu. U STBC kódování se využívá prostorové a časové diverzity, čímž se dosahuje značné

efektivitu. Vysíláním několika kopií dat se kompenzují problémy s kanálem jako útlum a teplotní šum. Při tom, že data jsou redundantní některé kopie dat můžou získat méně ztracených dat u příjemce. [13]

STBC blok je obvykle představen maticí. Každý řádek reprezentuje časový interval a každý sloupec představuje přenos jednou anténou během času. Každý modulovaný symbol této maticí S_{ij} se předává v časovém intervalu i od antény j . Musí být T časových intervalů a nT vysílacích antén, a nR přijímacích antén. Tento blok je obvykle označen délkou T . [13]

Existuje zejména elegantní schéma kódování MIMO vyvinutá Alamouti. Schéma MIMO Alamouti představuje schématu rozložení přenosu pro dvě vysílací antény, která nepotřebuje znalost přenosu kanálu. [13]

$$S = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

2.8.2 Cyclic Shift Diversity (CSD)

V komunikačním řetězce IEEE 802.11af v OFDM modulátoru u kanálu s vysokou propustností se vkládá tzv. CSD blok. Tento blok je rozšířením komunikačního řetězce. Hlavní funkce tohoto bloku spočívá v zabránění neúmyslnému vytváření paprsku při vysílání. V případě CSD signály jsou vysílány individuálními anténami s časovým zpožděním. Toto zvětšuje frekvenční selektivitu na přijímači. Protože CSD zavádí další komponentu diverzity, je obzvláště užitečné jako doplněk k prostorovému multiplexování. Obvykle se rozmísťuje ve vysílači po provedení inverzní Fourierové transformací. Existuje možnost rozmístění po STBC bloku. [12]

2.9 Modely přenosových kanálů

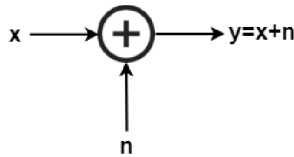
Komunikační systém IEEE 802.11af je založen na bezdrátovém přenosu dat. Mezi vysílačem a přijímačem existuje komunikační kanál do kterého patří volný prostor a přepážky. Takovým kanálem se přenáší data tvořené komunikačním řetězcem popsaným v kapitole 2. Při reálném anténním přenosu vznikají jevy jako ztráty volným prostorem, refrakce, difrakce, odrazy a absorpce překážkami. Všechny podobné jevy způsobuje úniky vysílaného signálu kanálem. Existují matematické modely přenosových kanálů tzv. modely únikových kanálů které nadále popíšu v této části. [17]

2.9.1 Additive White Gaussian Noise (AWGN) kanál

AWGN kanál je nejjednodušší model kanálu. Tento kanál je založen na aditivním bílém Gaussovském šumu. Tento šum je v podstatě tepelný šum, který v bezdrátovém

vých komunikacích způsoben vibracemi atomů elektronikou přijímače. Tento model je představen součtem vysílaného signálu komunikačním řetězcem a AWGN šumem. Znamená to, v přijímače se bude vyskytovat tento součet. Spektrální výkon tohoto šumu je stejný na celém frekvenčním pásmu. V časové oblasti pravděpodobnost výskytu hodnot šumu je definována Gaussovským rozdělením. Tím pádem pravděpodobnost výskytu hodnot šumu blízkých nuly je největší. [15]

$$y[k] = x[k] + n[k] \quad (2.14)$$



Obr. 2.13: AWGN kanál (převzato z [15])

2.9.2 Riceův kanál

Reálný přenosový kanál je mnohem složitější na druhy úniků. V předchozím modelu se uvažoval jen AWGN šum. Často signál nebo signály mezi vysílačem a přijímačem se šíří vícecestně. To znamená, že existuje vysoká pravděpodobnost odrazů překážkami. Místo odrazu každého signálu se většinou liší, což má vliv na zpoždění a fázi každého signálu. Stejně to platí i pro amplitudu přijímaných signálů. Kromě toho v mobilních komunikacích často přijímač pohybuje, čímž vzniká Dopplerův posuv. Tyto odrazy jsou zahrnuty v Riceovo přenosovém modelu. V tomto modelu přijímané signály v přímé viditelnosti dominují nad jednotlivé odrazy překážkami. Výstupní signál $y(t)$ tímto modelem lze popsat vzorcem 2.15. [17]

$$y(t) = \frac{\rho_0 * x(t) + \sum_{i=1}^{N_e} \rho_i * e^{-j2\pi\theta_i} * x(t - t_i)}{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2} \quad (2.15)$$

, kde ρ_0 je útlum v přímé viditelnosti, N_e je počet odrazových signálů, ρ_i je útlum na cestě odrazů, θ_i je fázová rotace na cestě odrazu i a t_i je relativní zpoždění na cestě odrazu i . Riceův faktor K definuje poměr signálu v přímé viditelnosti ke součtu všech odražených signálů podle 2.16. [17]

$$y(t) = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2} \quad (2.16)$$

2.9.3 Rayleigh kanál

V případě když signál je rozptýlený mezi vysílačem a přijímačem se používá Rayleigh model. Tento model je nejlépe aplikovatelný když neexistuje žádný dominantní signál. Pokud Riceův faktor $K = 0dB$, potom signál v přímé viditelnosti je vyloučen z modelu a celkový Rayleigh kanál je popsán 2.17. [14] [17]

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^{N_e} \rho_i * e^{-j2\pi\theta_i} * x(t - t_i)}{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2} \quad (2.17)$$

$$y[k] = x[k] + n[k] \quad (2.18)$$

2.10 Ekvalizace

Přijímaný signál přijímačem je jiný než na výstupu vysílače. Jedním z jevů bezdrátového kanálu je vznik mezisymbolové interference při vícecestnému šíření signálu. K řešení tohoto problému se používá ekvalizace kanálu, která kompenzuje kmitočtové zkreslení kanálu. K nejvíce používaným algoritmům ekvalizací kanálu patří lineární, Zero Forcing (ZF) a adaptivní ekvalizace. Cílem ekvalizéru je co nejvíce přiblížit zkreslený signál k původnímu. Obecně přijímaný signál ekvalizérem lze představit jako součin vzorků vysílaného signálu mezi vzorky odezvou kanálu s přidáním šumem dle 2.19.

$$r_k = s_k \otimes c_k + n_k \quad (2.19)$$

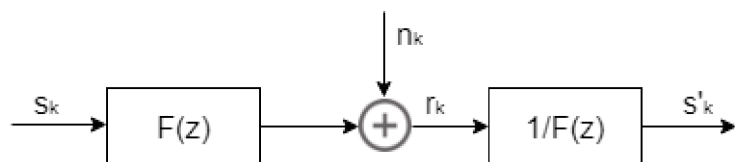
2.10.1 Zero Forcing

U ZF ekvalizaci se uvažuje inverzní frekvenční odezva kanálu k přijímanému signálu pro obnovení signálu po průchodu kanálem. Zero Forcing ekvalizér je schopen odstranit vliv mezisymbolové interference při absenci šumu. V reálných podmínkách ZF ekvalizér je užitečný když vliv mezisymbolové interference je podstatně větší než vliv šumu. [11]

V ekvalizaci Zero-forcing je základním principem úplná inverze kanálu podle vzorce 2.20. Ekvivalentním zápisem je maticový zápis 2.21, kde C je čtvercová matice diskretních vzorků odezvy kanálu a g je sloupcový vektor koeficientů ekvalizéru. [11]

$$c_k * g_k = \delta * (k - k_0) \quad (2.20)$$

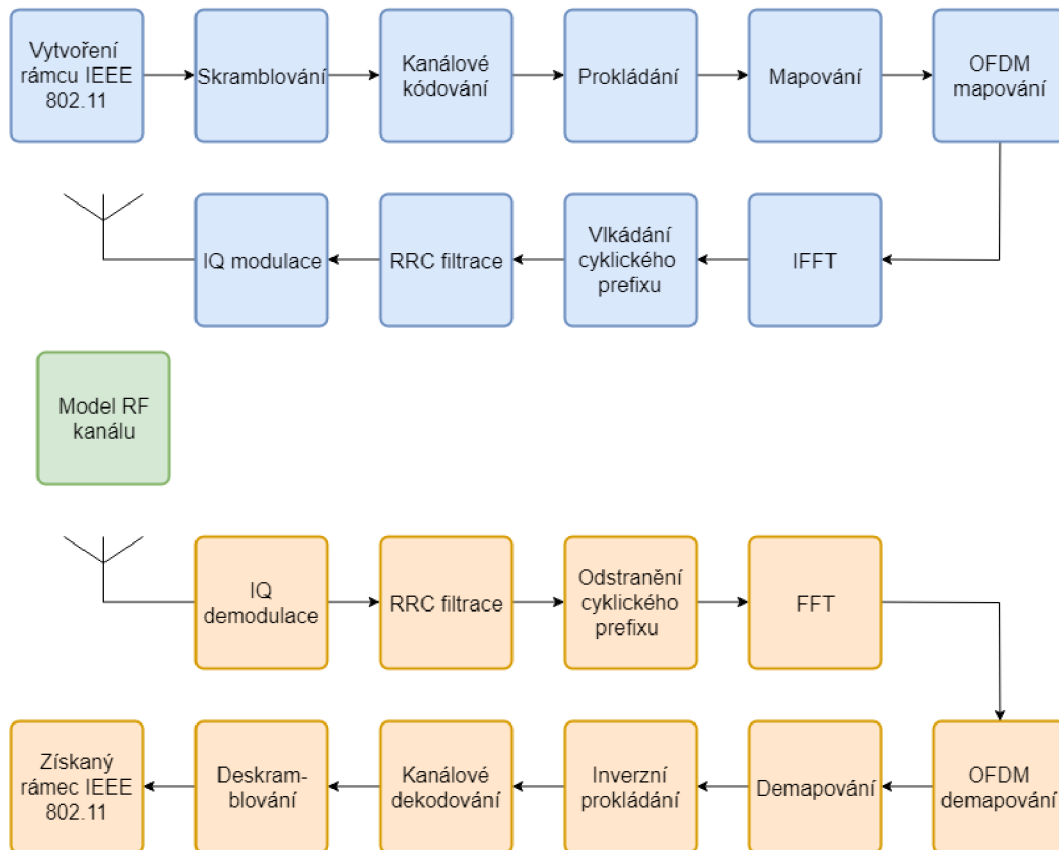
$$C * g = 1 \quad (2.21)$$



Obr. 2.14: Ekvalizace Zero Forcing (převzato z [11])

3 POPIS VYTVOŘENÉ APLIKACE

V kapitole 2 byl uveden popis jednotlivých komponentů systému IEEE 802.11af na fyzické úrovni. Na základě blokového diagramu 2.2 byl vytvořen model vysílací a přijímací části komunikačního kanálu IEEE 802.11af. Tento model byl realizován ve formě GUI aplikace v prostředí MATLAB viz Obr. 3.2 [6]. V této kapitole je popsána realizace jednotlivých částí a samotná aplikace. Jsou tady uvedeny postupy zacházení se simulací a nastavení vstupních parametrů modelu.



Obr. 3.1: Blokové schéma modelu IEEE 802.11af realizovaného v programu MATLAB

3.1 Blokové schéma modelu

V představeném blokovém schématu 3.1 jsou jednotlivé bloky barevně odlišeny. Modrým jsou označeny bloky, které patří k vysílači. Oranžovou jsou označeny bloky patřící k přijímači. Mezi nimi je modrým označen model přenosového kanálu.

3.1.1 Vysílač

Ve vysílači prvním blokem je uveden blok vytvoření IEEE 802.11 rámce, který spadá do Non-HT přenosu a je podporován v standardu IEEE 802.11af. Znamená to, že obsahuje PDDU tvořené z pole SIGNAL a DATA dle 2.3. PSDU jednoho rámce je měřená v oktetech a může dosahovat maximálně 4095 bajtů. Tady je nezbytně nutné sestavení rámce tak, aby bylo možné provést zpracování dalšími bloky komunikačního řetězce. Na začátku se používá funkce `PPDU_SIGNAL`, která vytvoří první část rámce. Tato část se tvoří na základě vybraných parametrů uživatelem a to jsou délka vstupních dat a přenosová rychlost. K tvoření druhé části rámce se používají funkce `PSDU_generator` a `PPDU_DATA`. Na základě zvolené délky dat uživatelem se vytvoří pseudonáhodné data této délky. Funkce používá interní funkci `randi`, vstupem které je stanovena maximální hodnota čísla 255 odpovídající jednomu bajtu dat. Konverze do binární představy se provádí interní funkcí `de2bi`. Tím pádem výstupem funkcí `PSDU_generator` je pseudonáhodná posloupnost datových bitů. Tato posloupnost je vstupem funkcí `PPDU_DATA`. Tato funkce vytvoří kompletní DATA pole na základě pole SIGNAL a tabulky modulačně kódovaných schémat definovaných v programu externím souborem `MCS.txt`. Funkce využívá interní funkce `bi2de` pro převod délky dat z pole SIGNAL v binární reprezentaci do decimálního čísla, `mat2str` pro konverzi vektoru kódovacího poměru z pole SIGNAL do string hodnoty a `ceil` pro zaokrouhlování hodnoty potřebné k vypočítání počtu pad bitů nahoru.

Dalším blokem skramblerem prochází jenom datová část rámce, pole SIGNAL tímto blokem vyhne. Skrambler je realizován funkcí `scrambler` do které vstupují pole DATA a inicializační hodnotou `s`. Hodnota `s` je zvolena 127, aby všechny registry skrambleru začínaly jedničkou. V skrambleru se používají interní funkce `bitxor` pro bitovou operaci xor mezi 4. a 7. bity, `bitget` a `bitset` k vyčítání a nastavení příslušného bitu a `bitshift` k bitovému posuvu o jedničku. Výstup funkcí `scrambler` je tvořen binárně pomocí interní funkcí `de2bi` se vstupními parametry bitová délka bajtu 8 a označením nejvíce významným bitem zleva. Pak inverzním cyklem `for` se naplňuje promíchaná data na výstup, tak aby směr dat byl schodný se vstupem.

V bloku kanálové kódování se aplikuje tzv. binární konvoluční kodér s délkou 7. Kanálovým kódérem prochází celý rámeček. Pomocí funkcí `fec_coder` se vstupními promíchanými daty a zvoleným kódovým poměrem se vytvoří zakódovaná datová část rámce. Pak stejnou funkcí se vstupními pole SIGNAL a kódovým poměrem $R=1/2$ se vytvoří zakódovaná zbylá část rámce. Konvoluční kodér realizován interními funkcí `poly2trellis` a `covenc`. První funkce tvoří strukturu `trellis` na základě délky kodéru 7 a polynomu s koeficienty $G_0 = 133$ a $G_1 = 177$. Na základě této struktury, vstupních bitů a kódového poměru pomocí funkcí `convenc` se provede konvoluční kódování s vytečkováním. Výstupní počet bitů funkcí `fec_coder` bude

závislý na zvoleném kódovém poměru dat.

Blok prokládání je realizován funkcí `interleaver`, který dvojitou permutací proloží vstupní zakódované bity na základě zvolené modulací subnosných. Ze zvolené modulací se definují dva parametry, první je počet kódovaných bitů na OFDM symbol a druhý je počet kódovaných bitů na subnosnou. V prokladači se používají interní funkce `floor` k zaokrouhlení mezivypočtu dolu, `mod` k vypočítání modulu čísla a `reshape` k tvarování výstupního proloženého bloku dat. Výstupem funkcí `interleaver` je proložený blok dat po druhé permutaci. Funkce `interleaver` se aplikuje na kódované SIGNAL pole a na kódovanou datovou část zvlášť.

Mapování subnosných se provede funkcí `modulator` se zvolenou modulací v případě datové části a modulací BPSK v případě pole SIGNAL. Funkce podporuje 4 typy modulace BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM. V případě BPSK a QPSK modulací výpočet symbolů je realizován for smyčkou s použitím interní funkce `complex`, která souřadnicovou a kvadraturní složky převádí do komplexního čísla. Tyto komplexní čísla jsou symboly konstelačního diagramu, které se akumulují na výstup funkcí `modulator`. V případě modulací 16QAM a 64QAM se používá kombinace interních funkcí `modem.qammod` a `modulate`. První funkce tvoří strukturu QAM modulátoru `h`. V této struktuře na základě konstelačního diagramu uvedeného v specifikaci IEEE 802.11 je nadefinován vektor mapování symbolů (viz příloha). Kromě toho typ vstupních dat do modulátoru je nastaven na bity. Pak pomocí funkcí `modulate` s nadefinovanou strukturou `h` a bitovým vstupem dat se provede modulace daného typu.

Bloky OFDM mapování, IFFT a vkládání cyklického prefixu dohromady tvoří OFDM symboly. Všechny tyto bloky jsou realizovány funkcí `ofdm_modulator`. Vstupem této funkce jsou modulované symboly a délka cyklického prefixu. Cyklický prefix se volí uživatelem a délka prefixu je vypočtena vzhledem k této volbě. Po provedení sériově paralelního převodu se provádí mapování datových a pilotních nosných do ifft bloku dle specifikaci IEEE 802.11. Blok ifft obsahuje 64 nosných, ze kterých 12 jsou nulové nosné, 4 jsou pilotní a 48 jsou datové. Pomocí interní operací `ifft` se generuje OFDM symbol bez cyklického prefixu. Na základě délky normálního nebo krátkého prefixu se kopíruje konec OFDM symbolu na jeho začátek. Posloupnost takhle vytvořených OFDM symbolů je výstupem funkcí `ofdm_modulator`. OFDM mapování se provádí zvlášť u modulovaného pole SIGNAL a modulované datové části. Délka cyklického prefixu v každé části je stejná. Výstupní toky OFDM symbolů jsou pak spojené do jednoho v pořadí SIGNAL, DATA.

Ke tvarování diskretních OFDM symbolů ve formě analogových impulsů se aplikuje blok RRC filtrace. Tento blok je realizován funkcí `RRC_filter` a představuje sebou Root Raised Cosine (RRC) filter s potřebnými parametry k filtraci. Jsou to parametry převzorkování, zpoždění, roll off faktor, rozlišení a počet vzorků na sym-

bol. Optimální hodnotou je zvoleno 10 krát převzorkování, které se využívá u interní funkci `upsample` pro převzorkování soufázné a kvadraturní složky vstupních symbolů. Pak ke tvoření koeficientů RRC filtru je použita interní funkce `rcosdesign` s optimálními parametry roll off faktorem 0.13, rozlišením filtru `span = 60` a počtem vzorků na symbol `sps = 10`. Před samotnou filtrací rozšířením převzorkovaného signálu o $\frac{span*sps}{2}$ nul je definováno zpoždění signálu. Ke provedení filtraci s koeficienty RRC filtru je použita interní funkce `filter`. Po filtraci zpoždění signálu se kompenzuje odstraněním $\frac{span*sps}{2}$ hodnot od začátku filtrovaného signálu. Všechny kroky RRC filtrací se provádí pro soufáznou a kvadraturní složek zvlášť. Výstupem funkcí `RRC_filter` jsou odfiltrována soufázná a kvadraturní části signálu.

Posledním blokem vysílače je IQ modulace. Tento blok je realizován funkcí `IQ_modulator`, která odfiltrované složky signálu konvertuje na RF nosnou frekvenci f_c . Vstupními parametry jsou stejná hodnota převzorkování jako v bloku RRC filtrací a zvolená frekvence RF nosné. V IQ modulátoru se definuje frekvence jednoho symbolu $f_s = \frac{\text{šířkápásma}}{64}$. Na základě této frekvencí a hodnoty převzorkování se definuje vektor času t . Pak soufázná a kvadraturní nosné jsou definovány jako $carrier_I = \cos(2 * pi * f_c * t)$ a $carrier_Q = \sin(2 * pi * f_c * t)$. Po násobení filtrovaného signálu s vypočítanou nosnou a následným sčítáním součinů soufázné a kvadraturní složky je získán signál k přenosu RF kanálem.

3.1.2 Přenosový kanál

Mezi vysílačem a přijímačem je nadefinován model RF kanálu. Tento model je realizován funkcí `RF_channel` se vstupními parametry: volba RF modelu, vysílaný signál, poměr signálu k šumu a frekvencí symbolu. Funkce podporuje AWGN, Riceův, Rayleigh a Pedestrian Indoor (PI) modely kanálu. Poměr nosné k šumu platí u modelu AWGN a definován uživatelem v aplikaci. AWGN kanál je realizován interní funkcí `awgn` se vstupní hodnotou CNR a výkonem signálu spočítaným před přidáním AWGN šumu. V případě selektivních únikových kanálů se definuje počet cest šíření a potřebné parametry pro každý model kanálu. Riceův kanál je implementován pro 2 cesty odrazů a 1 cestu v přímé viditelnosti mezi vysílačem a přijímačem. Proto jsou definovány vektory útlumů, zpoždění a posuv fáze pro tři signály. Rayleigh kanál je definován pro 2 cesty odrazů. K výpočtu útlumu v přímé viditelnosti na základě odrazových útlumů je používán Riceův faktor $K = 10dB$ v 3.1. [17]

$$\rho_0 = \sqrt{K * \sum_{i=1}^2 \rho_i^2} \quad (3.1)$$

Na základě <https://www.mathworks.com/help/comm/examples/multipath-fading-channel.html> pro Riceův a Rayleigh únikové modely kanálů jsou zvoleny následující

vektory útlumu, zpoždění a posuvu fáze signálů:

- $\rho = [\rho_0, -3, -6, -9]$
- $\tau = [0, 5, 10, 15]$
- $\theta = [0, 0, 0, 0]$

U Rayleigh a PI kanálů jsou nadefinovány stejné ρ τ):

U Rayleigh kanálu

3.1.3 Přijímač

Prvním blokem přijímače je IQ demodulátor. Tento blok je realizován funkcí. Na základě nosných pro soufáznou a kvadraturní složky signálu a přijímaného signálu se provede obnovení soufázné a kvadraturní složky signálu. Tyto výsledné dvě složky signálu jsou výstupem funkcí `IQ_demodulator` a použity v dalším zpracování komunikačním řetězcem.

Dalším blokem je RRC filtrace. Cílem tohoto bloku je získání původních diskrétních vzorků. Blok je realizován funkcí `RRC_filter2` se vstupními parametry podvzorkování, zpoždění, roll off faktor a obě složky signálu. Podvzorkování má stejnou hodnotu 10 jako v případě převzorkování nadefinovaného v 3.1.1. Hodnoty zpoždění, roll off faktoru, rozlišení filtru a počet vzorků na symbol jsou použité stejně jak v 3.1.1. Na začátku pomocí interní funkcí `RRC_filter2` jsou vypočítány koeficienty RRC filtru. Pak nastaveno zpoždění signálu přidáním nul. Samotná filtrace je provedena pomocí interní funkcí `filter` s nastavením pro normalizaci definovaných koeficientů RRC filtru. Pak se provede kompenzace zpoždění signálu odstraněním $\frac{sps*span}{2}$ nul na začátku. Dale se provádí podvzorkování interní funkcí `downsample`. Soufázná a kvadraturní složky se sčítají a výsledek jde na výstup funkcí `RRC_filter2`.

Po získání diskrétních vzorků signál je rozdělen na SIGNAL a DATA části. První SIGNAL část signálu je prvním OFDM symbolem délky $N_{OFDM} = FFT_size + N_{GI}$, kde $FFT_size = 64$ a N_{GI} v závislosti na délce cyklického prefixu. Zbylá část signálu patří k DATA části. Obě části signálu prochází `ofdm_demodulator` funkcí zvlášť. V této funkci se provede sériově paralelní převod na základě délky OFDM symbolu. Následně se odstraňuje cyklický prefix. Pak OFDM symboly bez cyklického prefixu se konvertují do frekvenční oblasti pomocí interní funkcí `fft`. Ve frekvenční oblasti se provádí odstranění stejného počtu nulových nosných a pilotů jak bylo popsáno u OFDM mapování v 3.1.1. Výsledek pomocí paralelně sériového převodu jde na výstup funkcí `ofdm_demodulator`. Tak jsou popsány bloky odstranění cyklického prefixu, FFT a OFDM demapování.

Následně pro OFDM demopované SIGNAL a DATA části signálu provede demapování jednotlivých nosných. To je uděláno pomocí funkcí `demodulator` se vstupním parametrem typu demodulací. Typy možných demodulací jsou použité stejně jak

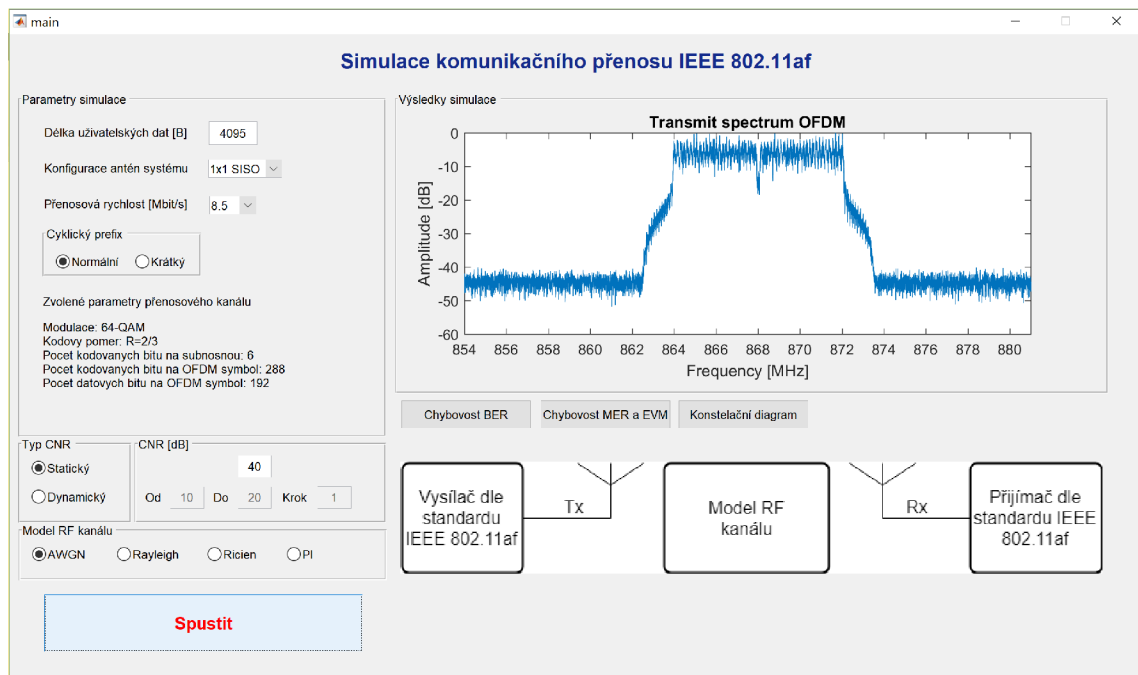
bylo popsáno v 3.1.1. V případě SIGNAL části se použije demodulace BPSK a v DATA části demodulace stejná jak byla použita ve vysílači. Samotný proces demapování u BPSK a QPSK modulací spočívá v odstranění normalizačního faktoru K_{MOD} , zaokrouhlení pomocí interní funkce `round` přijímaných komplexních symbolů a následný převod do datových bitů. Tak akumulované data bity jdou na výstup funkce `demodulator`. V případě 16QAM a 64QAM demapování se použije interní funkce `modem.qamdemod`. Pomocí této funkce je nadefinován druh demodulací a výsledek je uložen do proměnné `h`. Kromě toho parametr `h.SymbolOrder` je nastaven na `'user - defined'`. `h.SymbolMapping` obsahuje vektor rozložení symbolu v konstelačním diagramu. `h.OutputType` je nastaven na hodnotu `'bit'` definující bitový výstup. Samotný proces demapování probíhá pomocí interní funkce `demodulate` společně s nadefinovanou strukturou `h`. Výstupem funkce `demodulator` je zase výsledný tok datových bitů.

Po demapování blok inverzní prokládání se aplikuje pro SIGNAL a DATA části signálu zvlášť. Tento blok je realizován funkcí `deinterleaver` se vstupním parametrem typ modulace. Na základě typu modulace jsou definovány parametry N_{CBPS} počet kódovaných bitů na OFDM symbol a N_{BPSC} počet kódovaných bitů na nosnou. Tyto parametry jsou nutné k počátečnímu tvoření bloku deprokladače a definici parametrů nutných pro inverzní dvojitou permutaci. Výstupem funkce `deinterleaver` je pak sériový tok kódovaných datových bitů.

Kanálové dekódování je realizováno funkcí `fec_decoder` se vstupním parametrem kódového poměru. Dekodér se aplikuje na SIGNAL a DATA části signálu zvlášť. V případě SIGNAL části kódový poměr $R = \frac{1}{2}$. Při dekódování DATA části signálu kódový poměr se řídí přenosovou rychlostí dat zvolenou uživatelem v simulátoru. Dekodér je založen na principu Viterbi dekódování pomocí interní funkce `vitdec`. Především je definována struktura `trellis` se stejnými parametry jak v kodéru popsaného v 3.1.1. S ohledem na to, že u kanálového kódování se používá vytečkování tady je nadefinován `rate_vector`. `rate_vector` je vektor označující na kterých pozicích budou vloženy nuly v závislosti na kódovém poměru R . Pak je zvolen operační mód `'trunc'` označující dekódování s nejlepší metrikou. S tím je spojena hloubka hledání dekodéru $tb = 2$. Tato hodnota je zvolena s ohledem na operační mód a číslo vstupních symbolů konvolučního dekodéru. Typ vstupu je zvolen `'hard'` s ohledem na binární vstup dat. Všechny takto popsány parametry jsou vstupem funkce `vitdec`. Výstup dekódování je předán na výstup funkce `fec_decoder`.

Posledním blokem deskramblování prochází jen DATA část signálu. SIGNAL část signálu je v této fázi přijímačem už byla zpracována. Deskramblování je realizováno funkcí `descrambler` se vstupním inicializačním parametrem s odpovídajícím inicializačnímu parametru s popsaného v 3.1.1. Deskramblování je podobné algoritmu skrambleru. Výstupem funkce `descrambler` je stejné seřazení datových bitů jak v

vysílače.



Obr. 3.2: Simulace vysílací částí modelu IEEE 802.11af

3.2 Popis aplikací

Podle Obr. 3.2 GUI aplikace se skládá z několika aktivních částí:

- vstupní parametry simulace
- Typ SNR a volba SNR hodnot
- model přenosového kanálu
- tlačítko Spustit
- výsledky simulace

Ve vstupních parametrech se zadávají:

- počet vstupních bytů
- kódový poměr
- modulace

Ke spouštění simulací je především nutné nastavit správné vstupní parametry modelu. Do pole počet vstupních bajtů se zadává počet bajtů v rozsahu 0 až 4095 jako vstup do komunikačního přenosového kanálu. Během simulace budou hodnoty vygenerovány pseudonáhodně, každý v rozsahu hodnot jednoho bytu. V poli kódový poměr lze vybrat jeden ze třech dostupných v IEEE 802.11af kódových poměrů pro kanálové kódování a to jsou $R=1/2$, $R=2/3$ nebo $R=3/4$. Z položky modulace lze

vybrat jednu ze čtyř dostupných modulací subnosných v IEEE 802.11af a to jsou BPSK, QPSK, 16-QAM nebo 64-QAM.

Po nastavení vstupních parametrů modelu lze simulaci spustit tlačítkem Spustit. Po stisknutí tohoto tlačítka se ve výsledcích simulace zobrazí konstelační diagram vytvořený na základě vstupních parametrů.

Například nastavíme vstupní parametry simulací:

- počet vstupních bytů - 200
- kódový poměr - 3/4
- modulace - 64-QAM

Pak po stisknutí tlačítka Spustit se zobrazí výsledek simulací obsahující 64-QAM modulaci subnosných viz Obr. 3.2.

4 VÝSLEDKY SIMULACE

V této kapitole jsou uvedeny výsledky simulace ve vytvořené aplikaci. V první části jsou uvedeny základní charakteristiky přenosu při uvažování AWGN šumu. K těmto charakteristikám patří chybovost BER, konstelační diagram a frekvenční spektrum v závislosti na poměru nosné ke šumu. V další části jsou uvedeny výsledky simulací pro modely kanálů se selektivními úniky.

4.1 Podmínky testování modelu

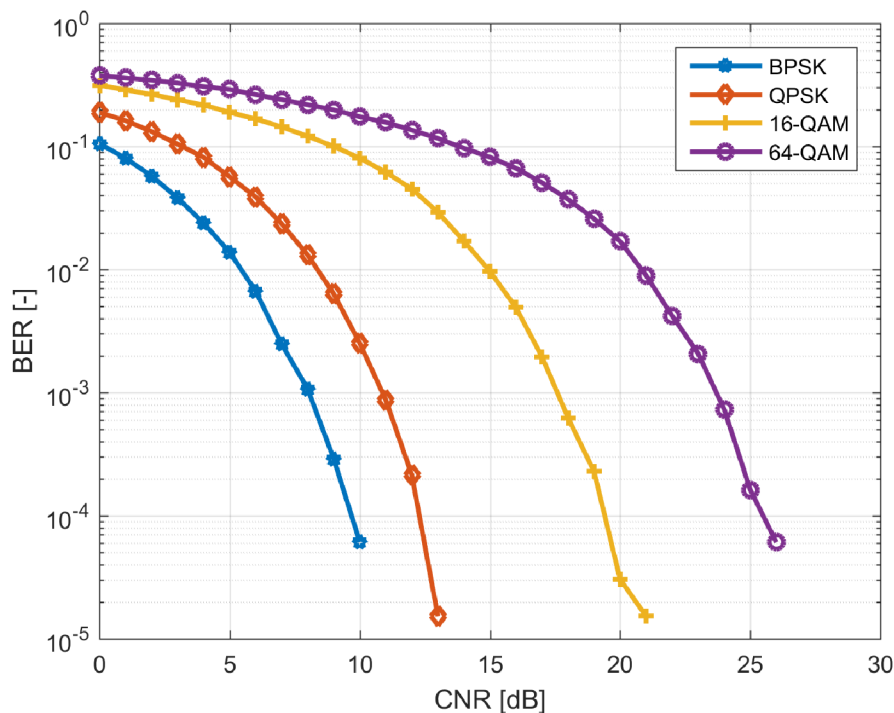
Před samotným spouštěním simulací bylo potřeba nastavit podmínky měření. Tyto podmínky byly nastaveny tak, aby simulace proběhla efektivně z hlediska časové náročnosti a jednoznačnosti měření. Simulaci lze zopakovat s použitím nastavených v této kapitole podmínek. Při každém měření se uvažovala maximální délka uživatelských dat 4095 B. Volba této délky umožňuje mít dostatečný počet symbolů v konstelačním diagramu i když použítá modulace 64QAM. Kromě toho když se uvažuje velký počet chybných a vysílaných bitů, potom přesnost výpočtů chybovosti je větší. Cyklický prefix byl nastaven na normální k maximálně možnému potlačení mezisymbolové interferencí daným způsobem. Ve všech simulacích kromě poslední se uvažovala konfigurace antén systému SISO. V simulaci se uvažují BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace. K nastavení těchto modulací uživatelem byly nastaveny přenosové rychlosti 1.1 Mbit/s, 2.1 Mbit/s, 4.3 Mbit/s a 8.5 Mbit/s. U modulací BPSK, QPSK a 16QAM se uvažoval kódový poměr $R = 1/2$. V případě 64QAM modulací se uvažoval kódový poměr $R = 2/3$. Všechny nastavené kombinace modulace, kódových poměrů se uvažují na základě tabulky 2.1. Ve většině simulací se uvažuje typ CNR dynamický s nastaveným rozsahem hodnot 0 až 30 dB s krokem 1 dB. Tento rozsah byl zvolen především k tomu, aby grafy simulací měly dostatečný obsah pro všechny použité modulace. Dalším kritériem byla časová náročnost výpočtů. V tomto v případě časová náročnost vycházela v jednotkách minut.

4.2 Měření v AWGN kanálu

V této části jsou popsány výsledky měření chybovosti BER, MER a EVM v závislosti na použité modulaci. Při každém měření se uvažoval typ CNR dynamický s rozsahem hodnot 0 až 30 dB s krokem 1 dB.

4.2.1 Měření chybovosti BER

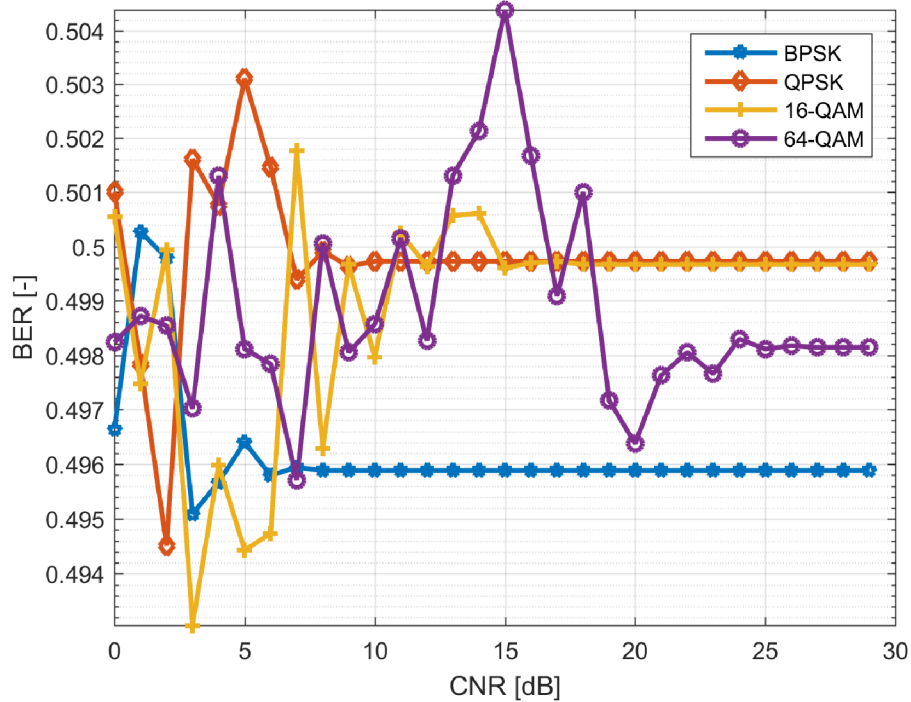
Měření chybovosti BER bylo provedeno ve dvou etapách. V první etapě byla změřena chybovost BER před dekodérem Viterbi. V druhé etapě byla změřena chybovost BER po dekodéru Viterbi. V každé etapě výpočet chybovosti BER byl proveden pro modulace BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM. Na Obr. 4.1 jsou znázorněny závislosti chybovosti BER na poměru nosné k šumu pro podporované IEEE 802.11af standardem BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace před Viterbi dekodérem. Chybovost BER před dekodérem Viterbi je menší než 10^{-4} u modulací BPSK při $\text{CNR}=10\text{dB}$, u modulací QPSK při $\text{CNR}=13\text{dB}$, u modulací 16QAM při $\text{CNR}=20\text{dB}$ a u modulací 64QAM při $\text{CNR}=26\text{dB}$. Na základě tohoto grafu lze vyhodnotit, že celková chybovost BER před dekodérem Viterbi dosahuje svého minima nejrychleji v případě použití modulace BPSK.



Obr. 4.1: Graf závislosti chybovosti BER na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace před Viterbi dekodérem

Na Obr. 4.2 jsou znázorněny závislosti chybovosti BER na poměru nosné k šumu pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace po Viterbi dekodéru. Chybovost BER před dekodérem Viterbi se ustaluje na konstantní hodnotě s rostoucím CNR. Nejrychlejší ustálení se dosahuje u modulací BPSK a QPSK. Nejdlejší ustálení chybovosti BER je u modulací 64QAM. To způsobeno pro je menší než 10^{-4} u modulací

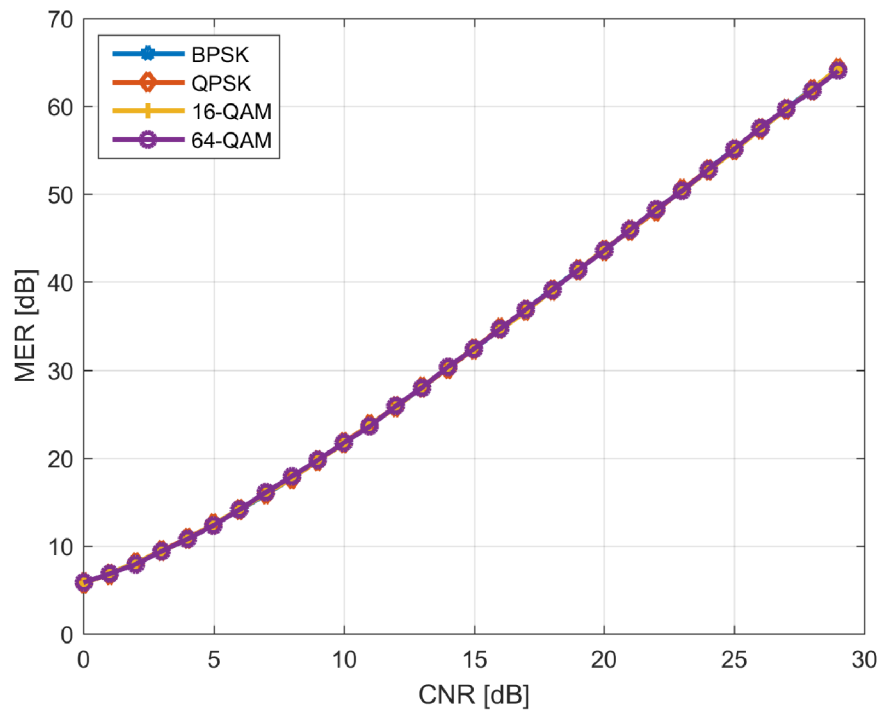
BPSK při $CNR=10\text{dB}$, u modulací QPSK při $CNR=13\text{dB}$, u modulací 16QAM při $CNR=20\text{dB}$ a u modulaci 64QAM při $CNR=26\text{dB}$. Na základě tohoto grafu lze vyhodnotit, že celková chybovost BER před dekodérem Viterbi dosahuje svého minima nejrychleji v případě použití modulace BPSK.



Obr. 4.2: Graf závislosti chybovosti BER na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace po Viterbi dekodéru

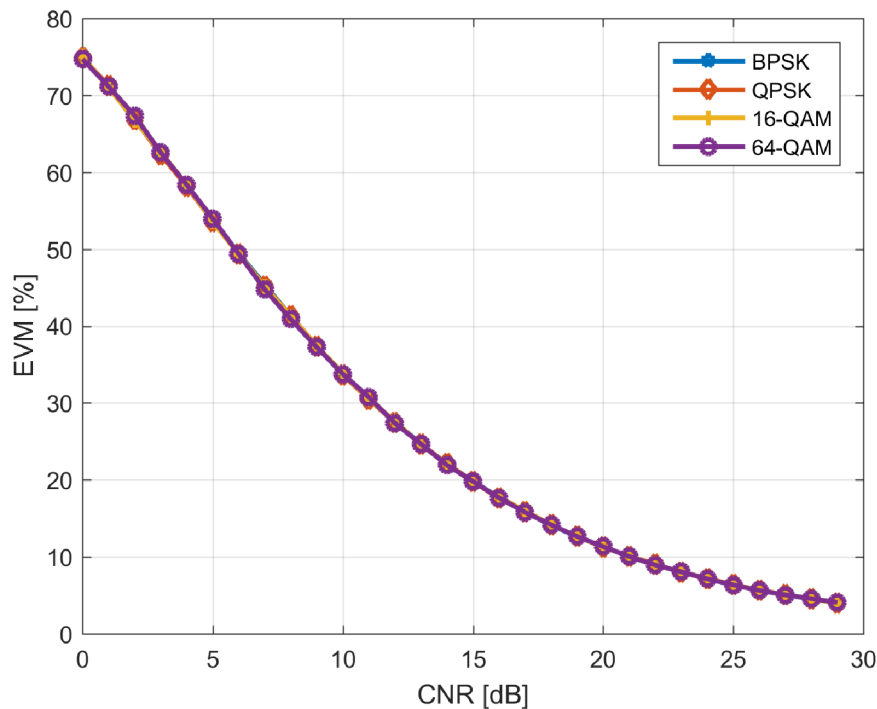
4.2.2 Měření chybovosti MER a EVM

Na Obr. 4.3 jsou znázorněny chybovosti MER v závislosti na poměru nosné k šumu pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace. Chybovost MER je 22 dB při $CNR=10\text{dB}$. Potom s rostoucím CNR chybovost MER roste lineárně pro všechny použité modulace.



Obr. 4.3: Graf závislosti chybovosti MER na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace

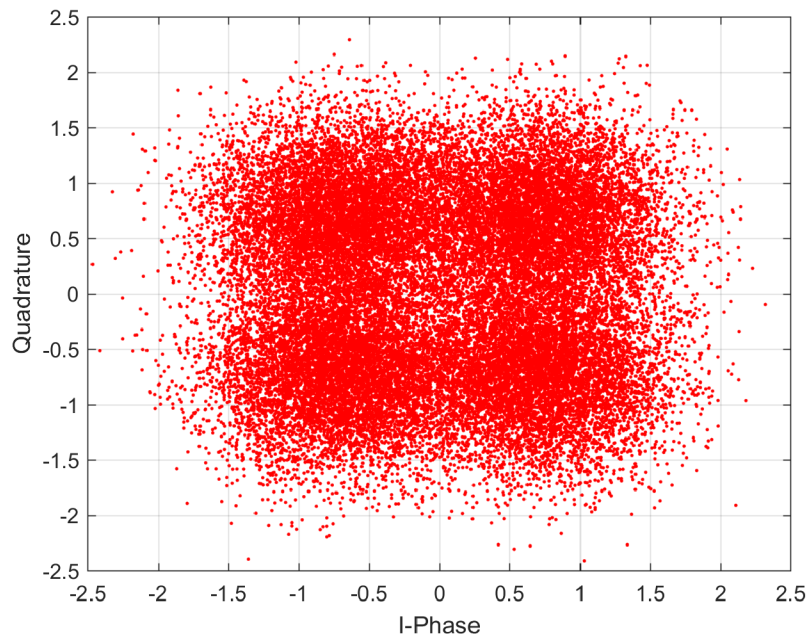
Na Obr. 4.4 jsou znázorněny chybovosti EVM v závislosti na poměru nosné k šumu pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace. Chybovost EVM je 75 % při CNR=0dB. Chybovost EVM je menší než 10 % při CNR větší než 20dB. Z toho lze vyhodnotit, že křivka EVM je klesající s rostoucím CNR pro všechny použité modulace.



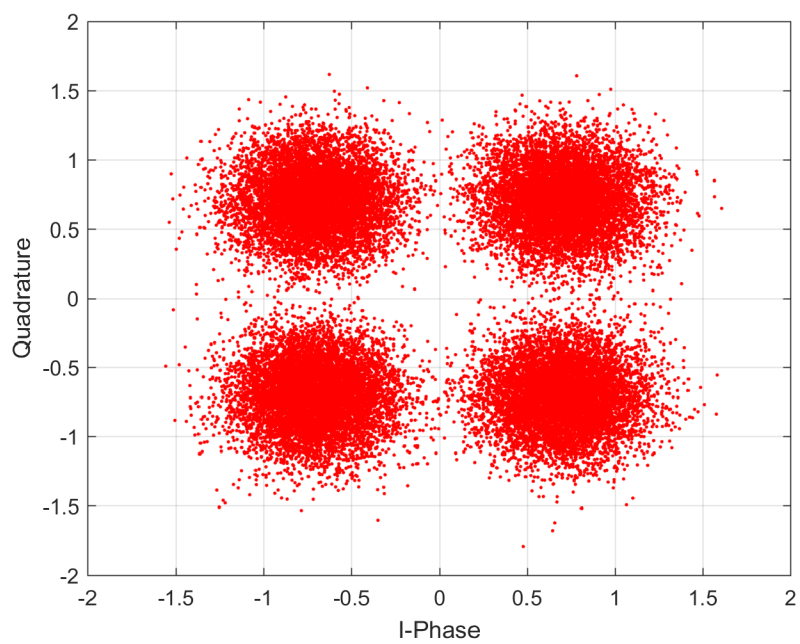
Obr. 4.4: Graf závislosti chybovosti EVM na poměru C/N pro BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM modulace

4.2.3 Porovnání konstelačních diagramů

Na Obr. 4.5 a Obr. 4.6 jsou znázorněny konstelační diagramy modulací s normalizací QPSK v přijímači při $\text{CNR}=5\text{dB}$ a $\text{CNR}=11\text{dB}$. V těchto diagramech lze pozorovat rozptýlené symboly vůči referenčním symbolům normalizovaného konstelačního diagramu. V případě většího šumu při $\text{CNR}=5\text{dB}$ je vidět větší rozptyl symbolů, než v případě když $\text{CNR}=11\text{dB}$. Nejlépe ten rozdíl lze ohodnotit pomocí EVM chybovosti. Chybovost EVM je 55 % při $\text{CNR}=5\text{dB}$ a 31 % při $\text{CNR}=11\text{dB}$. Na základě toho lze udělat závěr, že chybovost EVM konstelačního diagramu se zlepšila o 26 %.



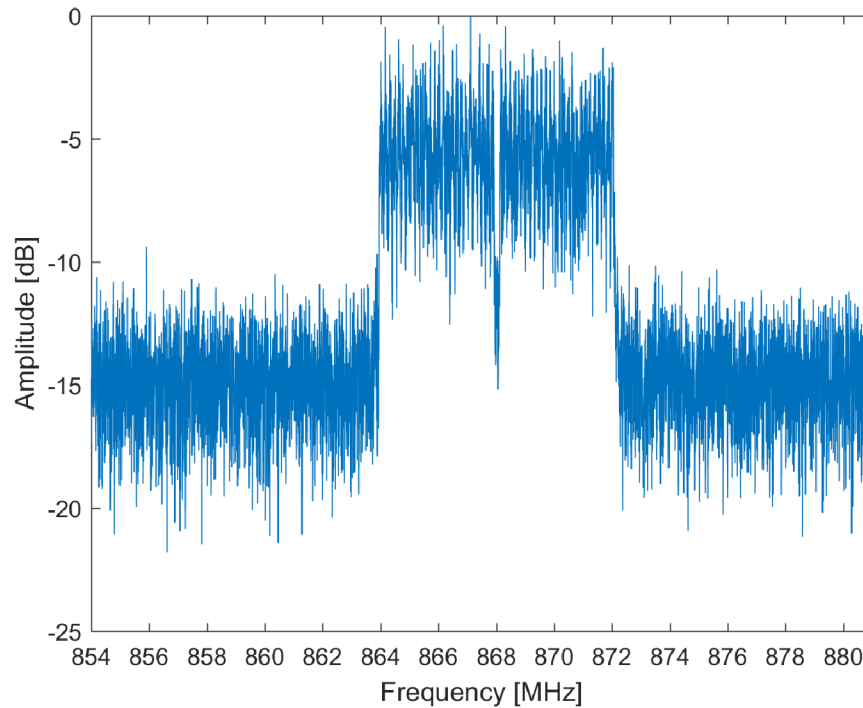
Obr. 4.5: Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru $C/N = 5\text{dB}$



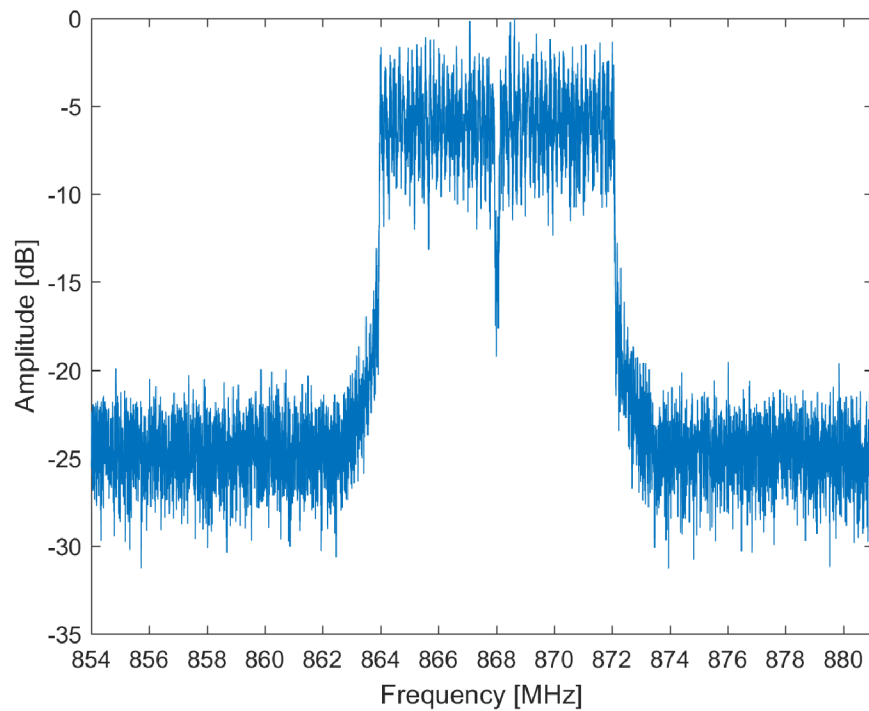
Obr. 4.6: Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru $C/N = 11\text{dB}$

4.2.4 Porovnání frekvenčního spektra signálů

Na Obr. 4.7 a Obr. 4.8 jsou znázorněny frekvenční spektra IEEE 802.11af signálu při $\text{CNR}=10\text{dB}$ a $\text{CNR}=20\text{dB}$ při uvažování frekvence nosné signálu $f_c=868\text{MHz}$. Je vidět že v obou případech šířka pásma 8 MHz zůstává stejná. Poměr signálu po modulaci k šumu lze odečíst z amplitudové osy, což odpovídá nastavenému CNR v simulaci.



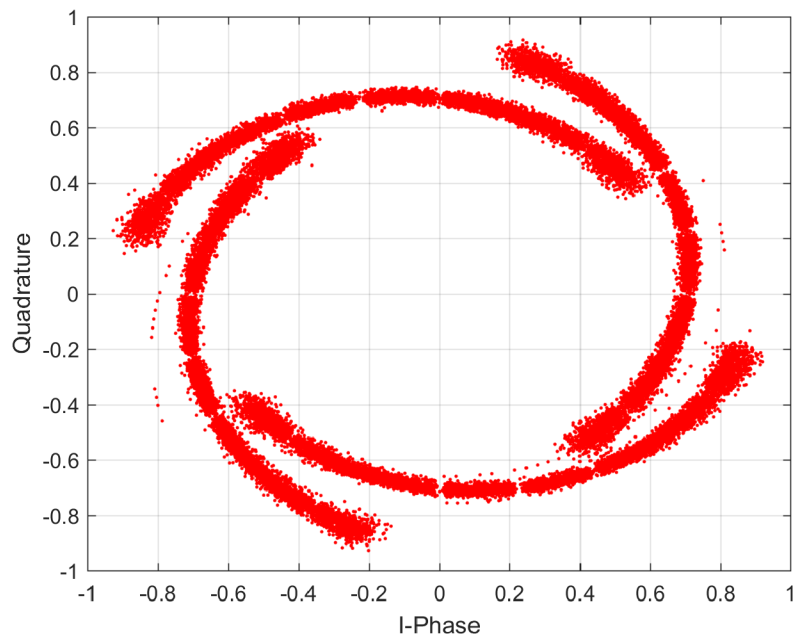
Obr. 4.7: Frekvenční spektrum IEEE 802.11af signálu při poměru $C/N = 10\text{dB}$ pro nosnou $f_c=868\text{MHz}$



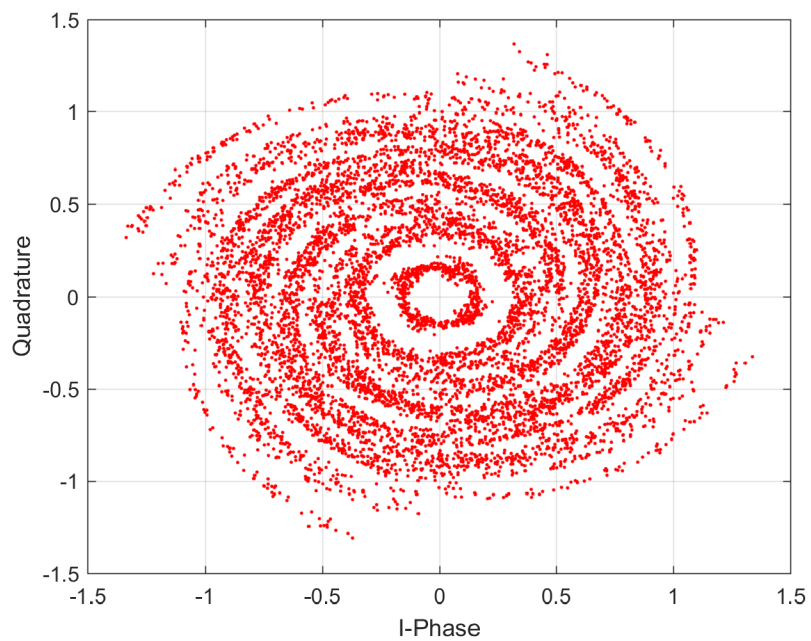
Obr. 4.8: Frekvenční spektrum IEEE 802.11af signálu při poměru $C/N = 20\text{dB}$ pro nosnou $f_c=868\text{MHz}$

4.3 Měření v kanálech se selektivními úniky

Na Obr. 4.9 a 4.10 jsou znázorněny konstelační diagramy pro modulace QPSK a 64QAM v přijímači při zvoleném Rayleigh modelu kanálu.

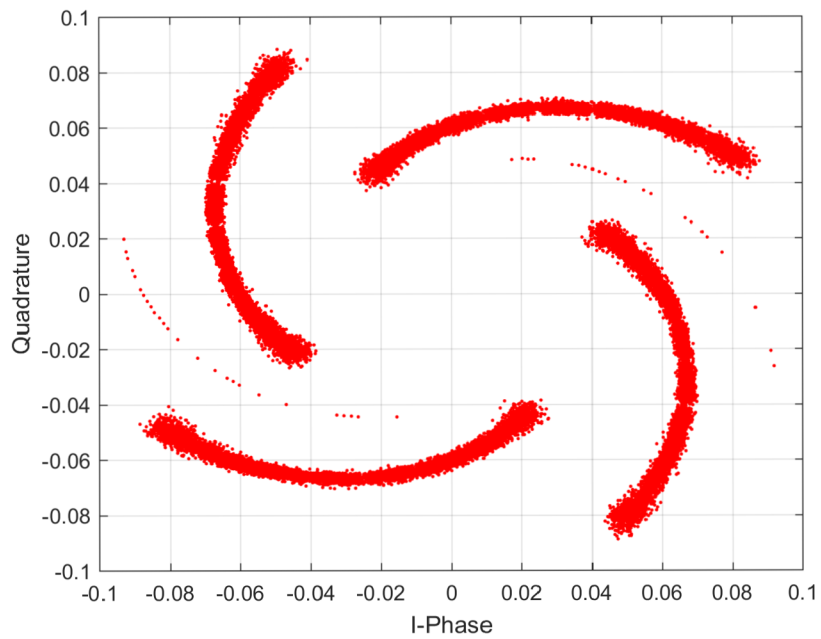


Obr. 4.9: Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru $C/N = 60\text{dB}$ (Rayleigh kanál)

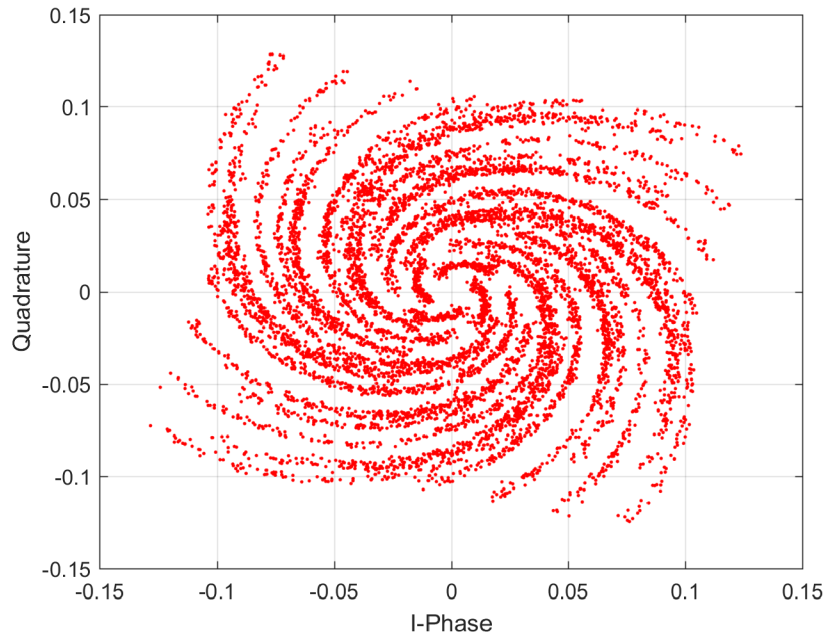


Obr. 4.10: Konstelační diagram 64QAM modulací v závislosti na poměru $C/N = 60\text{dB}$ (Rayleigh kanál)

Na Obr. 4.11 a 4.12 jsou znázorněny konstelační diagramy pro modulace QPSK a 64QAM v přijímači při zvoleném Riceovo modelu kanálu.

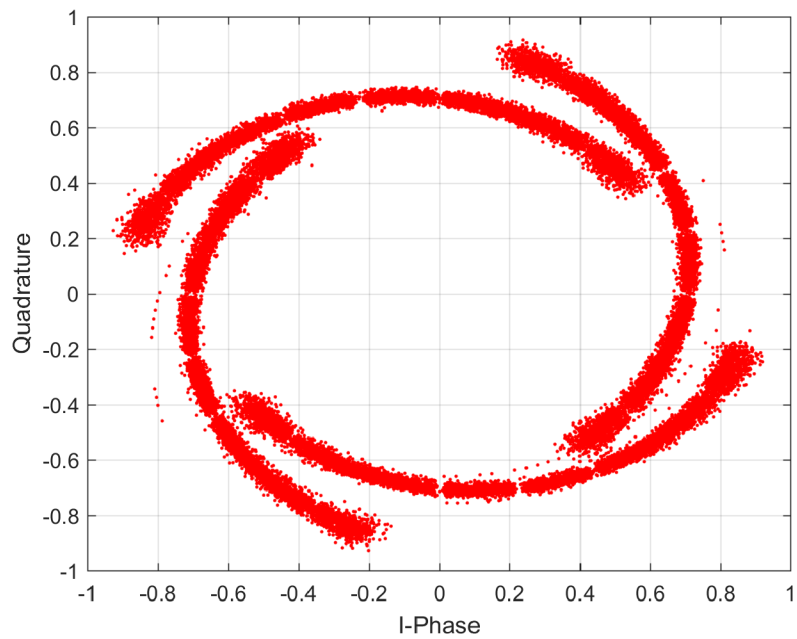


Obr. 4.11: Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru $C/N = 60\text{dB}$ (Riceův kanál)

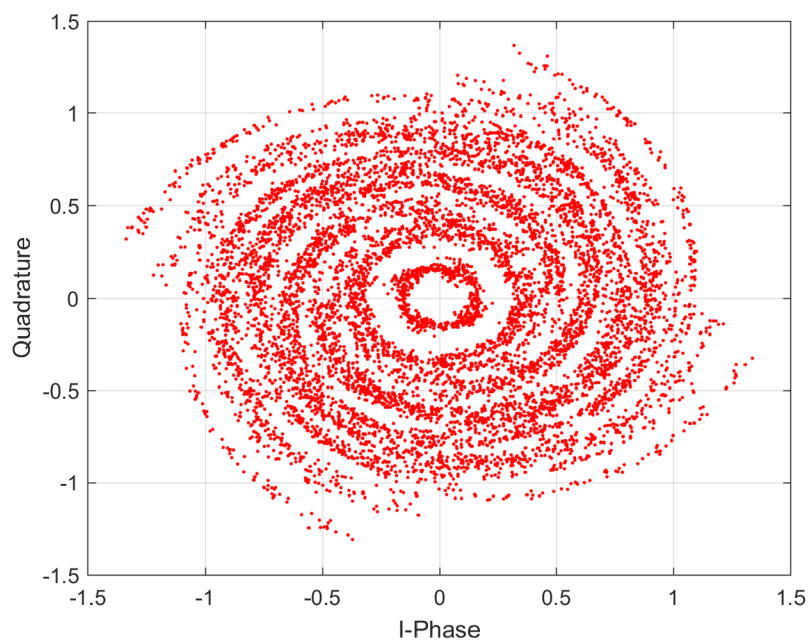


Obr. 4.12: Konstelační diagram 64QAM modulací v závislosti na poměru $C/N = 60\text{dB}$ (Riceův kanál)

Na Obr. 4.13 a 4.14 jsou znázorněny konstelační diagramy pro modulace QPSK a 64QAM v přijímači při zvoleném PI modelu kanálu.



Obr. 4.13: Konstelační diagram QPSK modulací v závislosti na poměru $C/N = 60\text{dB}$ (PI kanál)



Obr. 4.14: Konstelační diagram 64QAM modulací v závislosti na poměru $C/N = 60\text{dB}$ (PI kanál)

5 ZÁVĚR

Úkolem diplomové práce bylo prozkoumání bezdrátového komunikačního systému IEEE 802.11af. V první kapitole pro celkovou představu byly popsány základy architektury a základní mechanismy systému IEEE 802.11af. V další kapitole byly popsány vlastnosti jednotlivých komponent systému na fyzické vrstvě. Kromě toho byly popsány další možné bloky systému IEEE 802.11af jako LDPC kódér a CSD blok. Byly taky nastudovány a popsány modely kanálů, které by se dalo použít v samotné simulaci vytvořeného modelu systému IEEE 802.11af. V rámci této práce je realizována varianta systému IEEE 802.11af s binárním konvolučním kódérem v SISO a MISO vysílacích módech. Pro správnost návrhu řešení bylo potřeba věnovat pozornost ke každé komponentě systému. Na základě detailního popisu komponent komunikačního řetězce bylo vytvořeno blokové schéma modelu. Samotný model a aplikace s uživatelským GUI byly vytvořené v programovém prostředí MATLAB. V třetí kapitole byly popsány funkce vytvořeného modelu a také uveden popis vytvořené aplikací. V poslední kapitole byly popsány výsledky simulace modelu IEEE 802.11af při různých nastavení systémových parametrů.

V této práci byla popsána specifiky systému IEEE 802.11af jako využití TVWS spektra, které poskytuje výhody před klasickým ISM pásmem. V tomto systému je potřeba mít geolokační databázi aby se dalo správně využívat frekvenční kanály. Vytvořený model pracuje se šířkou pásma 8 MHz. Největší přenosová rychlost v SISO a MISO módech při šířce pásma 8 MHz je 9.6 Mbit/s, což není úplně zázrak v dnešní době. Pro zvětšení přenosové rychlosti by bylo možné rozvíjet danou aplikaci rozšířením o MIMO mód.

Na základě výsledků simulací lze udělat závěr, že nejmenší chybovost přenosu vytvořeného modelu lze dosáhnout při použití modulace BPSK. To ale umožňuje nejnižší rychlost přenosu 1.1 Mbit/s v SISO módu. Pokud jde o kompromis mezi rychlosti a robustnosti systému IEEE 802.11af, tak je lepší zvolit přenosovou rychlost 2.1 Mbit/s a 3.2 Mbit/s kde použít modulace QPSK. Při simulacích modelů kanálu se selektivními uniky v konstelačním diagramu na přijímací straně vzniká velký offset symbolů. Kanály se selektivními uniky zhoršují chybovost přenosu. Jedním ze způsobů kompenzací těchto zkreslení by bylo použití ekvalizéru v přijímací části komunikačního řetězce. V práci je uveden teoretický popis ekvalizéru Zero Forcing. Vytvořenou aplikaci by se dalo rozšířit o tento ekvalizér v MIMO módu, ale zatím z časových důvodů prakticky v MISO a SISO módech realizován nebyl.

K spouštění simulací vytvořená aplikace potřebuje prostředí MATLAB. V simulaci lze měnit systémové parametry volbou přenosové rychlostí. Aplikace poskytuje grafické výstupy chybovosti BER, MER a EVM, konstelační diagram a frekvenční spektrum signálu IEEE 802.11af. Aplikaci lze jednoduše rozšířit o další komponenty.

LITERATURA

- [1] FLORES, A.B.; GUERRA, R.E.; KNIGHTLY, E.W.; ECCLESINE, P.; PANDEY, S. *IEEE 802.11af: A Standard for TV White Space Spectrum Sharing*. IEEE Communications Magazine. IEEE Communications Society, 2013, vol. 51, no. 10, pp. 92-100. ISSN 0163-6804.
- [2] IAN, P. IEEE 802.11af White-Fi Technology [online]. [cit. 2017-12-12]. Dostupné z: <<http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wi-fi/ieee-802-11af-white-fi-tv-space.php>>.
- [3] LEKOMTCEV, D.; MARŠÁLEK, R. Comparison of 802.11af and 802.22 standards – physical layer and cognitive functionality. *Elektrorevue*, 2012, vol. 3, no. 2, pp. 12-18.
- [4] MILOŠ, J. Link-Level Simulator for WLAN Networks. On the 1st International Workshop on Link-and System Level Simulations (IWSLS²). Vienna (Austria), 2016. pp. 1-4.
- [5] IEEE Standards Association. *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. IEEE Computer Society, 2016, 3534 strán
- [6] CIBULKA, T. *Simulace přenosu DVB-C a DVB-C2 a jejich vzájemné porovnání*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 57 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ladislav Polák, Ph.D.
- [7] KRATOCHVÍL, T. *Digitální televizní systémy (MDTV)*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007. 268 s.
- [8] VILLARDI, G.P.; CHIN-SEAN, S.; CHEN, S.; ALEMSEGED, Y.; ZHOU, L.; HARADA, H. *Efficiency of dynamic frequency selection based coexistence mechanisms for tv white space enabled cognitive wireless access point*. IEEE Wireless Communications, 2012, vol. 19, no. 6, pp. 69-75. ISSN 1536-1284.
- [9] MITOLA, J.; MAGUIRE, G.Q. *Cognitive radio: making software radios more personal*. IEEE Personal Communications, 1999, vol. 6, no. 4, pp. 13-18. ISSN 1070-9916.
- [10] IAN, P. MIMO Formats - SISO, SIMO, MISO, MU-MIMO [online]. [cit. 2017-12-12]. Dostupné z: <<http://www.radio-electronics.com/info/antennas/mimo/formats-siso-simo-miso-mimo.php>>.

- [11] AHMAD, Z. *Performance Analysis of an OFDM PHY Scheme with Zero Forcing Equalizer Using Software Defined Radio Platform and USRP*. EMITTER International Journal of Engineering Technology, June 2014, vol. 2, no. 1, ISSN 2355-391X.
- [12] IEEE Standards Association. *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput*. IEEE Computer Society, June 2009, 560 strán.
- [13] Santumon, S.D. *Space-Time Block Coding (STBC) for Wireless Networks*. International Journal of Distributed and Parallel Systems, July 2012, vol. 3, no. 4.
- [14] IAN, P. Rayleigh Fading [online]. [cit. 2018-3-3]. Dostupné z: <<http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wi-fi/ieee-802-11af-white-fi-tv-space.php>>.
- [15] Additive White Gaussian Noise (AWGN) [online]. [cit. 2018-3-3]. Dostupné z: <<http://wirelesspi.com/additive-white-gaussian-noise-awgn/>>.
- [16] Emad, S. H. *Multi-Carrier Communication Systems with Examples in MATLAB®*. New York: CRC Press, 2016.
- [17] 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, December 2010, vol. 19, no. 4, pp. 703-711.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

Wi-Fi	Wireless-Fidelity
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
PHY	Physical Layer
MAC	Medium Access Control
WLAN	Wireless Local Area Network
ISM	Industrial, Scientific and Medical
TV	Television
TVWS	TV White Spaces
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
FCC	Federal Communications Commission
VHF	Very High Frequency
GDB	Geolocation Database
WSD	White Space Device
RLSS	Registered Location Secure Server
BSS	Basic Service Sets
AP	Access Point
STA	Station
GDD	Geolocation-Database-Dependent
WSM	White Space Map
CVS	Contact Verification Signal
RLQP	Registered Location Query Protocol
CAQ	Channel Availability Query
CSM	Channel Schedule Management
WS	White Space
TVHT	Television Very High Throughput
VHT	Very High Throughput
HT	High Throughput
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
BCU	Basic Channel Unit
W	Width
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
STBC	Space-Time Block Coding
MCS	Modulation and Coding Scheme
NDP	Null Data Packet

LDPC	Low-density parity-check
PPDU	Physical Layer Protocol Data Unit
PSDU	Physical Layer Service Data Unit
non-HT	non-High Throughput
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier transform
RF	Radio Frequency
LSB	Least Significant Bit
LAN	Local Area Network
GDD-Enabling Station	Geolocation-Database-Dependent-Enabling Station
GDD-Dependent STA	Geolocation-Database-Dependent-Dependent Station

SEZNAM PŘÍLOH

A Přílohy	62
A.1 Skrambler	62
A.2 CD příloha	62

A PŘÍLOHY

A.1 Skrambler

V případě když všechny 7 bitů skrambleru dat v inicializační fázi jsou naplněny bity 1 pak 127 bitová sekvence skrambleru dat bude 00001110 11110010 11001001 00000010 00100110 00101110 10110110 00001100 11010100 11100111 10110100 00101010 11111010 01010001 10111000 11111111 dle [5].

A.2 CD příloha

CD obsahuje dvě složky. Ve složce výsledky simulací jsou uvedeny soubory MATLAB pro vykreslení grafických výstupu na jednom grafu. Ve složce Aplikace je uveden zdrojový kód GUI programu pro spuštění v prostředí MATLAB.