VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

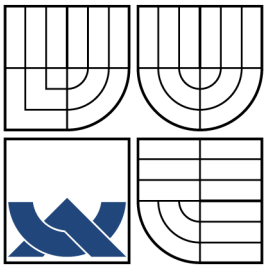
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

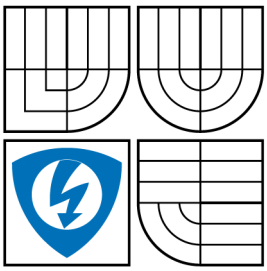
ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ V SYSTÉMU ZIGBEE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE Bc. JIŘÍ MILOŠ
AUTHOR



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

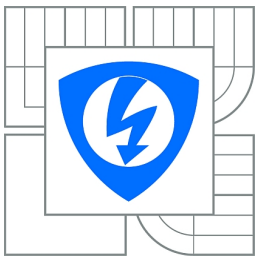
ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ V SYSTÉMU ZIGBEE
SIGNAL PROCESSING IN ZIGBEE SYSTEM

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR
Bc. JIŘÍ MILOŠ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR
prof. Ing. STANISLAV HANUS, CSc.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student:	Bc. Jiří Miloš	***ID:***	78531
Ročník:	2	***Akademický rok:***	2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Zpracování signálů v systému ZigBee

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se se způsobem zpracování signálu v systému ZigBee. Sestavte model systému v programovém prostředí Matlab a proveďte simulaci přenosu signálu z vysílače do přijímače s vyhodnocením chybovosti BER.

Do vytvořeného modelu vložte blok předastavující rádiové prostředí, který navíc umožní superponovat k užitečnému signálu i signál rušivý (šum, signál jiného systému, atd.) tak, aby bylo možné měnit C/I, resp. C/N. Pomocí simulací vyšetřete závislost chybovosti BER signálu ZigBee na poměru C/I, resp. C/N.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] WALKE, H.B.; MANGOLD, S.; BERLEMANN, L. IEEE 802 Wireless Systems. England: John Wiley & Sons, Ltd, 2006.

[2] Oficiální stránky ZigBee Alliance. Dostupné na www: htttp/www.zigbee.org.

Termín zadání:	8.2.2010	***Termín odevzdání:***	21.5.2010

Vedoucí práce: prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

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 na téma Zpracování signálů v systému ZigBee je zaměřena na vlastnosti fyzické vrstvy systému ZigBee (standard IEEE 802.15.4 - 2003). Práce se skládá ze tří částí. První část obsahuje obecný náhled na použití a vlastnosti systému. Druhá část se zaměřuje na vrstvu řízení přístupu k fyzickému médiu a detailně pak na fyzickou vrstvu systému ZigBee. Zde je popsáno zpracování signálů v jednotlivých rádiových pásmech. V poslední části práce je detailně popsán vytvořený model systému v programovém prostředí MATLAB pro frekvenční pásmo 868/915 MHz resp. 2450 MHz. Poslední část práce se věnuje simulacím BER v závislosti na poměru C/N. Vyšetřena je rovněž koexistence se systémy pracujícími ve stejném nebo blízkém kmitočtovém pásmu. Na základě výsledků simulací jsou v práci uvedeny doporučení pro minimalizaci bitové chybovosti při používání systému ZigBee.

KLÍČOVÁ SLOVA

ZigBee, IEEE 802.15.4, fyzická vrstva, zpracování signálů, MATLAB, modelování, BER, koexistence

ABSTRACT

Master's thesis The Signal Processing in ZigBee System is focused on properties of Physical Layer of ZigBee (standard IEEE 802.15.4 - 2003). The work consists of three parts. The first part contains common view on using and properties of ZigBee. The next part focuses on the Medium Access Control Layer and in detail on the Physical Layer. There described signal processing in the Physical Layer in individual radio bands. The last part of the project contains the process of modeling in the MATLAB for both models of system ZigBee (bands 868/915 MHz and 2450 MHz). The last part of thesis deals with the simulations of BER depending on Carrier-to-Noise Ratio. Also examined the coexistence of systems operating in the same or a nearby frequency band. Based on the results of simulations there are given recommendations for the use of the ZigBee system in minimizing BER.

KEYWORDS

ZigBee, IEEE 802.15.4, Physical Layer (PHY), signal processing, MATLAB, modelling, BER, coexistence.

MILOŠ, Jiří *Zpracování signálů v systému ZigBee*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010. 81 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Zpracování signálů v systému ZigBee“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno ....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Stanislavu Hanusovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování diplomové práce. V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

OBSAH

Úvod **12**

1 Základní charakteristika ZigBee **13**
1.1 Použití systému . . . 13
1.2 Vrstvová struktura ZigBee . . . 13
1.2.1 Fyzická vrstva . . . 14
1.2.2 Vrstva řízení přístupu k fyzickému médiu . . . 15
1.2.3 Síťová/Bezpečnostní vrstva . . . 15
1.2.4 Aplikační vrstva/Profily . . . 18

2 MAC a fyzická vrstva (IEEE 802.15.4) **19**
2.1 Vrstva řízení přístupu k fyzickému médiu MAC . . . 19
2.1.1 Druhy rámců MAC vrstvy . . . 19
2.1.2 Zabezpečení rámců . . . 22
2.1.3 Technologie CSMA/CA . . . 22
2.2 Fyzická vrstva (PHY) . . . 23
2.2.1 Frekvence jednotlivých rádiových kanálů . . . 24
2.2.2 Rámec fyzické vrstvy (PPDU) . . . 25
2.2.3 Specifikace fyzické vrstvy pro pásmo 868/915 MHz . . . 25
2.2.4 Specifikace fyzické vrstvy pro pásmo 2450 MHz . . . 29

3 Modelování systému ZigBee **34**
3.1 Obecné blokové schéma modelu fyzické vrstvy . . . 34
3.2 Bitová chybovost BER . . . 34
3.3 Model fyzické vrstvy ZigBee pro frekvenční pásmo 868 MHz . . . 36
3.3.1 Vysílač . . . 36
3.3.2 Přijímač . . . 41
3.4 Model fyzické vrstvy ZigBee pro frekvenční pásmo 2450 MHz . . . 43
3.4.1 Vysílač . . . 43
3.4.2 Přijímač . . . 47
3.5 Rádiový kanál . . . 48
3.5.1 AWGN kanál . . . 48
3.5.2 Vícecestné šíření signálu (multipath) . . . 50
3.5.3 Model rádiového kanálu . . . 53

4 Simulace na fyzické vrstvě **56**

5 Simulace koexistence **63**
5.1 Simulace rušení ze sousedního kanálu 64
5.2 Simulace rušení ve stejném rádiovém kanálu 64

6 Závěr **68**

Literatura **70**

Seznam symbolů, veličin a zkratek **73**

Seznam příloh **75**

A Laboratorní úloha ZigBee **76**
A.1 Zadání 76
A.2 Teoretický úvod 76
A.3 Postup měření 80
A.4 Literatura 81

SEZNAM OBRÁZKŮ

1 Logo ZigBee Alliance. 12
1.1 Vrstvová struktura systému ZigBee. 14
1.2 Topologie typu hvězda. 16
1.3 Topologie typu mesh. 17
1.4 Topologie typu strom. 17
1.5 Aplikační vrstva (APL). 18
2.1 Typická struktura superrámce. 20
2.2 Struktura Data Frame rámce (převzato z [1]). 20
2.3 Struktura Acknowledge Frame rámce (převzato z [1]). 21
2.4 Struktura MAC Command Frame rámce (převzato z [1]). 21
2.5 Struktura Beacon Frame rámce (převzato z [1]). 22
2.6 Generátor polynomu $G_{16}(x)$. 23
2.7 Zjednodušená forma algoritmu CSMA. 24
2.8 Struktura rámce fyzické vrstvy (PPDU). 25
2.9 Struktura SFD pole. 25
2.10 Schéma rozprostření a modulace pro frekvenční pásma 868 a 915 MHz. 26
2.11 Konstelační diagram modulace BPSK. 28
2.12 Schéma rozprostření a modulace pro frekvenční pásmo 2450 MHz. . . 29
2.13 Vektorový konstelační diagram modulace O-QPSK. 31
2.14 Modulátor O-QPSK. 32
2.15 Znázornění offsetu v Q větvi u modulace O-QPSK. 32
2.16 Tvarovaná chipová posloupnost po mapování na I a Q složku. 32
3.1 Schéma modelování fyzické vrstvy ZigBee a vyhodnocení chybovosti BER. 35
3.2 Kompletní schéma vysílače ZigBee pro frekvenční pásmo 868 MHz. . . 37
3.3 Impulzní odezva filtru SRRC s Roll-Off faktorem $\alpha = 1$. 38
3.4 Modulová a fázová frekvenční charakteristika SRRC filtru s Roll-Off faktorem $\alpha = 1$. 39
3.5 Příklad tvarování pulsu ve vysílači pomocí SRRC filtru s Roll-Off faktorem $\alpha = 1$. 40
3.6 Konstelační diagram modulace BPSK s vyslanými daty před filtrací a po filtraci SRRC filtrem (AWGN kanál, $S/N = 10\,\mathrm{dB}$). 40
3.7 Frekvenční spektrum signálu systému ZigBee v pásmu 868 MHz a teoretické frekvenční spektrum modulace BPSK. 41
3.8 Kompletní schéma přijímače ZigBee pro frekvenční pásmo 868 MHz. . 41
3.9 Kompletní schéma vysílače systému ZigBee pro pásmo 2450 MHz. . . 43
3.10 Tvar pulsu pro minimalizaci ISI (pásmo 2450 MHz). 45

3.11 Tvarovaný signál v časové oblasti po přidání offsetu v kvadraturní větvi. 45
3.12 Konstelační diagram modulace O-QPSK (signál s AWGN šumem, vlevo: $S/N = 10\,\mathrm{dB}$; vpravo: $S/N = 20\,\mathrm{dB}$). 46
3.13 Frekvenční spektrum signálu systému ZigBee v pásmu 2450 MHz. . . 46
3.14 Kompletní schéma přijímače systému ZigBee pro pásmo 2450 MHz. . 47
3.15 Schématické znázornění AWGN kanálu (LOS vlna). 48
3.16 Schématické znázornění Riceova kanálu. 52
3.17 Riceova funkce hustoty rozdělení pravděpodobnosti pro $\sigma = 1$ a různé hodnoty S. 52
3.18 Schématické znázornění Rayleighova kanálu. 53
3.19 Rayleighova funkce hustoty rozdělení pravděpodobnosti pro různé hodnoty σ. 53
3.20 Tapped Delay Line model s možností přidání interferenčního signálu. 54
4.1 Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v AWGN kanálu v pásmu 868 a 2450 MHz. 57
4.2 Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v Riceově kanálu v pásmu 868 a 2450 MHz. 58
4.3 Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v Rayleighově kanálu v pásmu 868 a 2450 MHz. 59
4.4 Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v modelu kanálu Typical Urban v pásmu 868 a 2450 MHz. 61
4.5 Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v modelu kanálu Indoor Office v pásmu 868 a 2450 MHz. 62
5.1 Obecné schéma pro vyhodnocení koexistence systémů. 63
5.2 Frekvenční spektrum sloučeného užitečného a interferenčního signálu (rušení ze sousedního kanálu, $P_\mathrm{užit} - P_\mathrm{interf} = 0\,\mathrm{dB}$) v pásmu 915 MHz (vlevo) a 2450 MHz (vpravo); AWGN kanál, $E_\mathrm{b}/N_0 = 8\,\mathrm{dB}$. 65
5.3 Závislost bitové chybovosti na rozdílu výkonu užitečného a interferenčního signálu při rušení ze sousedního kanálu v pásmu 915 a 2450 MHz. 65
5.4 Frekvenční spektrum sloučeného užitečného a interferenčního signálu (rušení ve stejném kanálu, $P_\mathrm{užit} - P_\mathrm{interf} = 0\,\mathrm{dB}$) v pásmu 915 MHz (vlevo) a 2450 MHz (vpravo); AWGN kanál, $E_\mathrm{b}/N_0 = 8\,\mathrm{dB}$. 66
5.5 Závislost bitové chybovosti na rozdílu výkonu užitečného a interferenčního signálu při rušení ve stejném kanálu v pásmu 915 a 2450 MHz. 66
A.1 Bloková struktura ZigBee převodníku/modulu RC2200AT-SPPIO (převzato z [A1]). 78
A.2 Obrázek převodníku RS-232/ZigBee firmy Radiocrafts (převzato z [A1]). 79
A.3 Rozložení bloků na vývojovém kitu převodníku (převzato z [A1]). . . 80

A.4 Ukázka přenosu znaků v programu Hyperterminál (převzato z [A1]). . 81

SEZNAM TABULEK

1.1 Přehled vysílacích frekvencí standardu ZigBee 14
1.2 Stručný přehled rámců používaných standardem IEEE 802.15.4 . . . 15
2.1 Přehled rádiových pásem fyzické vrstvy IEEE 802.15.4 a jejich parametry 24
2.2 Rozprostření symbolů na chipy (pásmo 868 MHz a 915 MHz) 26
2.3 Rozprostření symbolů na chipy (pásmo 2450 MHz) 30
3.1 Parametry modulátoru BPSK 38
3.2 Parametry demodulátoru BPSK 42
3.3 Typické hodnoty zpoždění přenosových cest pro různá vnitřní prostředí 54
3.4 Model Indoor office pro šíření v kancelářském prostředí (dle ITU-RM.1225) [5] a model Typical Urban pro šíření v prostředí městské zástavby (dle COST 207) [4] pro 6 přenosových cest 55
4.1 Parametry simulací na fyzické vrstvě 56
4.2 Parametry Riceova kanálu 59
4.3 Parametry Rayleighova kanálu 60
4.4 Přehled výsledků simulací BER na fyzické vrstvě 62
5.1 Parametry simulací koexistence 64
A.1 Přehled vysílacích frekvencí standardu ZigBee 77

ÚVOD

V současnosti se především v automatizaci objevuje stále více aplikací, které vyžadují bezdrátové řízení nebo sběr dat. Takové přenosy většinou neprobíhají na vzdálenosti větší než 100 m. Zajisté je možné využít známé a zavedené bezdrátové technologie pro tyto dosahy, jako například Bluetooth nebo Wi-Fi. Jejich použití v této specifické oblasti však není zcela ideální. Jejich výhodou je vysoká rychlost přenosu dat, se kterou ale souvisí zvýšená složitost a výpočetní náročnost zařízení a také vyšší energetické nároky.

Pro řídicí a obdobné aplikace je naopak charakteristická především nižší datová rychlost, provozní spolehlivost, nízká spotřeba a v neposlední řadě přijatelná cena. Pro splnění těchto požadavků vznikl zcela nový bezdrátový standard, který dostal označení ZigBee.

Cílem této práce je zmapovat způsob zpracování signálů v systému ZigBee (standard z roku 2003) a následně jej modelovat v programovém prostředí MATLAB. Ve funkčním modelu pak provést simulaci přenosu dat z vysílače do přijímače s vyhodnocením bitové chybovosti (BER). Poslední část práce spočívá v simulaci funkce systému s modelem reálného rádiového kanálu s uvažováním rušení a opětovném vyhodnocení bitové chybovosti při přenosu dat z vysílače do přijímače.

Obr. 1: Logo ZigBee Alliance.

1 ZÁKLADNÍ CHARAKTERISTIKA ZIGBEE

ZigBee je moderní bezdrátový systém pro nízkorychlostní komunikaci v tzv. personální bezdrátové síti - LR-WPAN (Low-Rate Wireless Personal Area Network) pro komunikaci do vzdálenosti asi 100 m. Na jeho vývoji se v současné době podílí asi šedesát firem, zabývajících se převážně průmyslovou automatizací. Tyto firmy společně vystupují pod hlavičkou tzv. ZigBee Alliance. Toto konsorcium bylo založeno v září 2002. Z členských firem je možné jmenovat například Honeywell, Motorola, Siemens, ABB, Samsung a další. Nepatří sem společnosti Nokia a Ericsson, které iniciovaly vývoj systému Bluetooth. Je však nutno poznamenat, že ZigBee nebylo vyvíjeno s cílem konkurovat Bluetooth a jemu podobným systémům. ZigBee má tyto robustnější systémy pouze vhodným způsobem doplňovat.

1.1 Použití systému

Jak již bylo zmíněno v úvodu, systém ZigBee je primárně určen pro specifické řídicí a kontrolní aplikace především v průmyslu nebo domácnostech. Nejčastěji se ZigBee používá v oblastech:

- průmyslové automatizace,
- spotřební elektroniky (dálková ovládání),
- výpočetní techniky (periferie počítačů),
- automatizace budov (zabezpečení, centrální řízení),
- zdravotnictví (pacientské monitory).

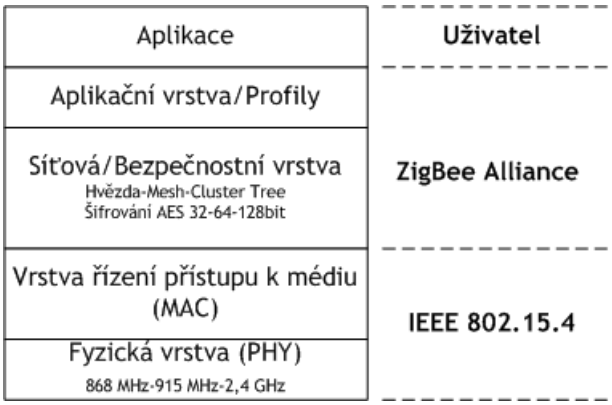
Systém je s úspěchem nasazován i v náročných průmyslových podmínkách, protože díky nižší datové rychlosti je méně náchylný na chyby při přenosu.

1.2 Vrstvová struktura ZigBee

Systém ZigBee lze popsat vrstvovou strukturou, která je znázorněna na obrázku 1.1. Byla navržena s ohledem na co nejjednodušší implementaci i do nejméně výkonných jednočipových osmibitových mikroprocesorů. Struktura protokolů ZigBee nezabírá v systémové paměti více než 30 kB.

Vrstvová struktura je rozdělena na pět částí. Dvě nejspodnější vrstvy jsou postaveny na standardu organizace IEEE s označením 802.15.4 (Task Group 4). Jsou to fyzická vrstva (PHY) a vrstva řízení přístupu k médiu (MAC, Medium Access Control). Těmito vrstvami se budeme podrobně zabývat v dalším textu.

Síťová/bezpečnostní vrstva a Aplikační vrstva jsou definovány organizací ZigBee Alliance. Síťová a bezpečnostní vrstva definuje možnosti propojení ZigBee zařízení



Obr. 1.1: Vrstvová struktura systému ZigBee.

v jedné síti. Dále také zajišťuje bezpečnost dat pomocí šifrovacího standardu AES (Advanced Encryption Standard). Nejvyšší vrstvu definuje uživatel systému.

1.2.1 Fyzická vrstva

Rádiová část systému ZigBee, tedy Fyzická vrstva (PHY) a Vrstva řízení přístupu k médiu (MAC), využívá mezinárodního standardu skupiny IEEE s označením 802.15.4. Tento standard definuje několik různých frekvenčních pásem, ve kterých může systém ZigBee pracovat. Je to z důvodu zajištění bezproblémového používání v různých zemích světa. Hlavním problémem je rozdílné přidělení rádiových pásem v Evropě a v Americe. Viz tabulka 1.1:

Tab. 1.1: Přehled vysílacích frekvencí standardu ZigBee

Frekvenční pásmo	**868 MHz**	**915 MHz**	**2450 MHz**
Lokalizace	Evropa	Amerika	celosvětově
Počet rádiových kanálů	1	10	16
Přenosová rychlost	20 kb/s	40 kb/s	250 kb/s

Z údajů v tabulce vidíme, že pro ZigBee jsou definována tři frekvenční pásma. Poslední pásmo se nachází v bezlicenčním, tzv. ISM pásmu (Industrial-Science-Medical). Celkem obsahuje systém ZigBee v těchto pásmech 27 (0 až 26) rádiových kanálů. Nejvyšší dosažitelná rychlost přenosu činí 250 kb/s.

Pro Evropu je vyhrazeno pásmo 868 MHz, ve kterém je jeden přenosový kanál s přenosovou rychlostí 20 kb/s. Výlučně pro americký kontinent je vyhrazeno pásmo

915 MHz. V tomto pásmu je možné využít 10 přenosových kanálů. Každý s přenosovou rychlostí 40 kb/s. Celosvětově je možné používat 16 kanálů ve frekvenčním pásmu 2,4 GHz. Zde je přenosová rychlost 250 kb/s.

K modulaci signálu se používá fázové klíčování PSK (Phase Shift Keying). Pro evropské pásmo 868 MHz se využívá dvoustavového fázového klíčování (BPSK, Binary Phase Shift Keying) a pro ostatní pásma se využívá čtyřstavového fázového klíčování s offsetem O-QPSK (Offset-Quadrature Phase Shift Keying). K rozprostření signálu se používá technologie přímého rozprostření spektra DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum).

1.2.2 Vrstva řízení přístupu k fyzickému médiu

Pro přístup k fyzickému médiu se používá technologie CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Standard IEEE 802.15.4 definuje komplexní komunikační protokol, který při přenosu pracuje s datovými rámci. Existují zde čtyři typy rámců. Některé slouží pouze pro přenos uživatelských dat, jiné se používají k zajištění sestavení, řízení a správy datové sítě. Stručný přehled rámců je uveden v tabulce 1.2:

Tab. 1.2: Stručný přehled rámců používaných standardem IEEE 802.15.4

Název rámce	Použití
Data Frame	rámec pro přenos užitečných dat (payload = 104 B)
Acknowledge Frame	rámec pro přenos potvrzovací informace
MAC Command Frame	rámec k centrálnímu konfigurování
Beacon Frame	rámec pro synchronizaci zařízení v síti

1.2.3 Síťová/Bezpečnostní vrstva

Pro adresaci má každé zařízení v síti přiděleno jedinečný binární adresovací kód. Tyto kódy jsou dvojího druhu. Buďto dlouhé (délka 64 bitů) nebo zkrácené (délka 16 bitů). Ve zkráceném kódovém módu je možno v jedné ZigBee síti adresovat až 65535 zařízení. Pro srovnání v síti Bluetooth (IEEE 802.15.1) je maximální počet uzlů na jednu síť pouze 7.

Další identifikace se používá pro odlišení jednotlivých ZigBee sítí. K tomuto účelu slouží 16b PAN identifikátor. Toto rozlišení se používá v případě, pokud dojde k překryvu jednotlivých ZigBee sítí ve společném prostoru. Každá síť PAN vytvořená

pomocí ZigBee modulů vždy obsahuje jedno zařízení, které působí jako centrální uzel. Tento uzel zakládá a spravuje síť. Ostatní zařízení pracují jako koncové stanice. Lze je konfigurovat do funkce směšovače nebo klasického koncového zařízení.

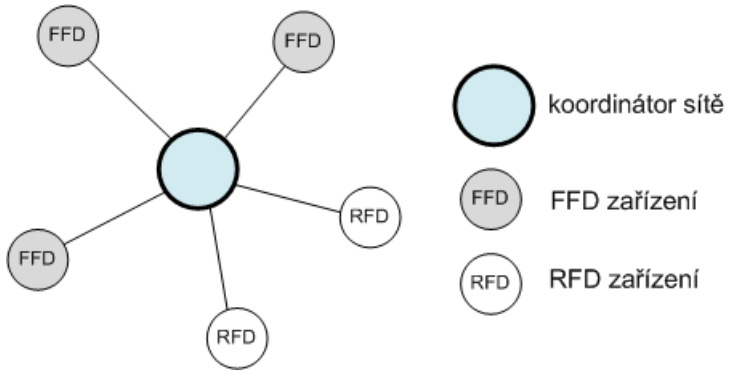
Dělení ZigBee modulů podle funkčnosti:

- koordinátor sítě (PAN coordinator),
- zařízení s plnou funkčností (FFD, Full Functionality Device),
- zařízení s omezenou funkčností (RFD, Reduced Functionality Device).

Koordinátorem sítě může být pouze zařízení s plnou funkčností FFD. Standard IEEE 802.15.4 definuje tři typy síťových topologií. Základem je hvězdicová topologie, dalším možným typem uspořádání je stromová struktura sítě a v neposlední řadě topologie sítě typu mesh. Pomocí tohoto druhu sítě je možno vytvořit téměř libovolné uspořádání.

Hvězdicová topologie

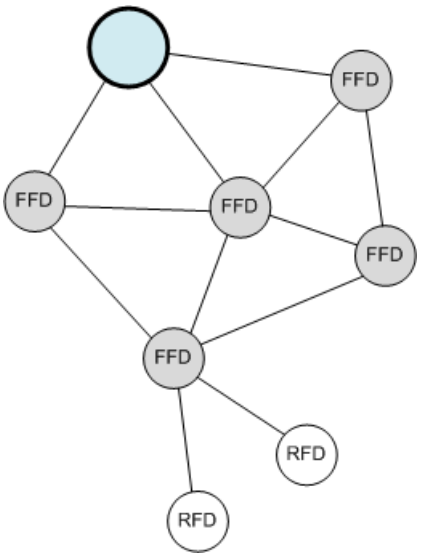
Topologie typu hvězda je znázorněna na obrázku 1.2. Veškerá komunikace v síti probíhá pouze přes centrální uzel. Každé FFD nebo RFD zařízení má určenou nějakou typickou aplikaci a je buďto počátečním nebo koncovým bodem sítě. Také centrální uzel vykonává vlastní funkci, ale jeho hlavním úkolem je zahájení, ukončení nebo řízení komunikace v síti.



Obr. 1.2: Topologie typu hvězda.

Topologie typu mesh

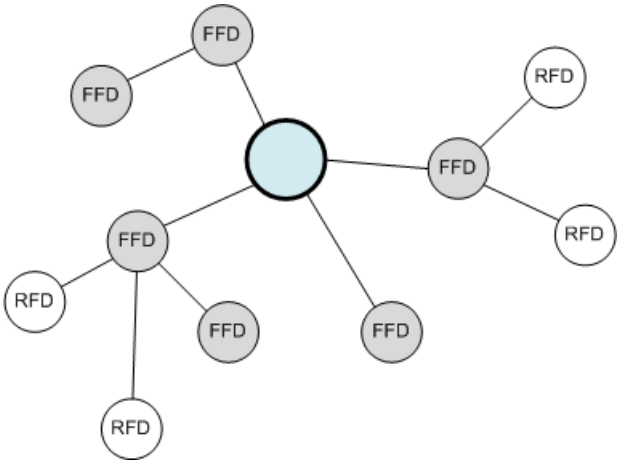
Příklad sítě využívající tuto topologii je na obrázku 1.3. Topologie typu mesh existuje díky možnosti protokolu vytvořit jistou redundanci propojení. Ze schématu je patrné, že komunikace mezi zařízeními je možná více cestami. Použití této topologie zvyšuje spolehlivost sítě.



Obr. 1.3: Topologie typu mesh.

Topologie typu strom

Zařízení je možné propojit také do stromové struktury (cluster-tree), jejíž příklad je na obrázku 1.4. Výhodou použití této topologie je možné zvýšení dosahu sítě, nevýhodou je zvyšující se transportní zpoždění přenosu zpráv od vzdálenějších zařízení. Obecně se použití této topologie nedoporučuje.



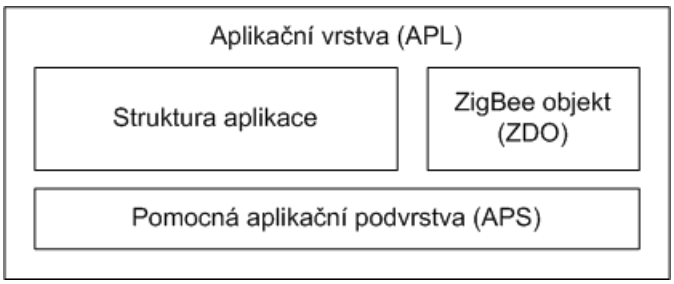
Obr. 1.4: Topologie typu strom.

Z důvodu zabezpečení na přenosové trase se uživatelská data šifrují. Pro šifrování se používá silný kryptografický standard AES. Je možné nastavit účinnost šifrování ve třech úrovních podle délky šifrovacího klíče. Volí se klíče délky 32, 64 nebo až 128 b. Standard AES byl vybrán nejenom pro dosažení vysokého zabezpečení dat, ale

také pro snadnou softwarovou a hlavně hardwarovou implementaci. Další nespornou výhodou standardu AES je jeho volné použití bez jakýchkoli licenčních poplatků.

1.2.4 Aplikační vrstva/Profily

Aplikační vrstva je rozdělena na několik částí. Dělí se na Pomocnou aplikační podvrstvu (APS), podvrstvu ZigBee objektů a podvrstvu uživatelských aplikačních objektů. Struktura je znázorněna na obrázku 1.5.



Obr. 1.5: Aplikační vrstva (APL).

Pomocná aplikační podvrstva udržuje tzv. párovací (binding) tabulky, umožňující párování zařízení podle podobných služeb nebo požadavků.

2 MAC A FYZICKÁ VRSTVA (IEEE 802.15.4)

V první kapitole jsou uvedeny obecné informace o vrstvové architektuře systému ZigBee. V následujícím textu se blíže seznámíme s jeho rádiovou částí, která bude předmětem modelování. Jedná se o dvě nejspodnější vrstvy, tedy fyzickou vrstvu (PHY) a vrstvu řízení přístupu k fyzickému médiu (MAC), tedy vrstvy definované standardem IEEE 802.15.4.

2.1 Vrstva řízení přístupu k fyzickému médiu MAC

Vrstva řízení přístupu k fyzickému médiu (dále jen MAC vrstva) řídí provoz v síti ZigBee kvůli zabránění možným kolizím při přenosu, synchronizuje zařízení, ověřuje platnost rámce, garantuje a rozpoznává adresy a připravuje k vysílání uživatelská data. Pro detekci kolizí a jejich předcházení je zde použito technologie CSMA/CA. Pro zvládnutí všech definovaných úkolů používá MAC vrstva tzv. superrámec a čtyři druhy rámců. Seznámíme se nyní se strukturou těchto rámců.

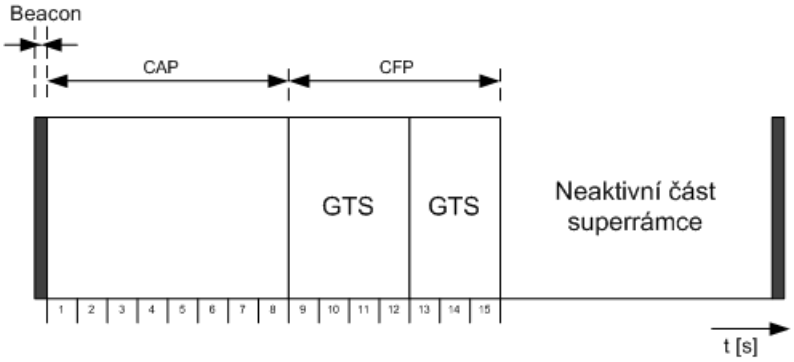
2.1.1 Druhy rámců MAC vrstvy

Superrámec

Koordinátor PAN sítě může volitelně určit dobu využití kanálu použitím tzv. superrámcové struktury. Superrámec je ohraničen dvěma beacon rámci. Prostor mezi nimi je dále rozdělen na aktivní a neaktivní část. Koordinátor musí se sítí komunikovat pouze v dobu vymezenou aktivní částí superrámce, a proto se zařízení na dobu vymezenou neaktivní částí přepínají do režimu spánku tzv. low-power módu, ve kterém mohou šetřit velkou část energie.

Superrámec je v aktivní části rozdělen na 16 stejných časových slotů. V prvním slotu je vyslán beacon rámec. Další rozdělení aktivní doby je na CAP (Contention Access Period) a CFP (Contention Free Period). V době CAP může kterékoliv zařízení komunikovat dle metody CSMA/CA. Dobu CFP je dále možno dělit na několik intervalů označených jako GTS (Guaranteed Time Slot). Tyto intervaly jsou vyhrazeny pro pomalá zařízení (low-latency) a také pro prioritní zařízení [14].

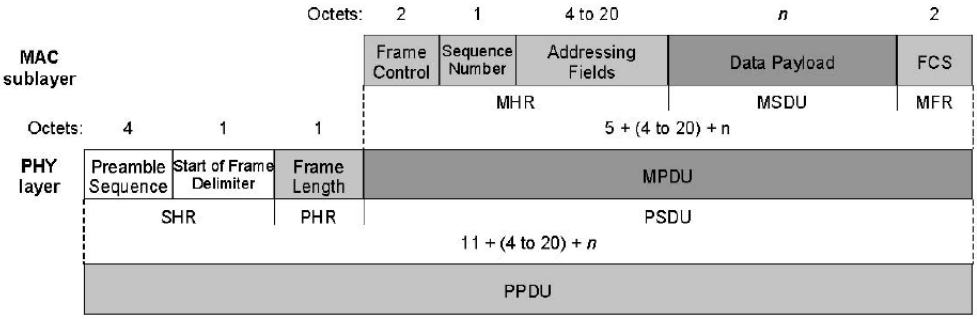
Superrámec může být opakovaně vyslán v intervalu od 15 ms do 252 s od vyslání ukončujícího beacon rámce.



Obr. 2.1: Typická struktura superrámce.

Data Frame

Tento druh rámce se používá pro všechny přenosy uživatelských dat. Jeho struktura je znázorněna na obrázku 2.2. Skládá se ze tří částí. První část tvoří hlavička rámce MHR (MAC Header), jejíž délka se pohybuje od 7 do 23 oktetů[1]. V prostřední části, nazývané Data Payload, jsou přenášena uživatelská data. Poslední částí je zápatí rámce MFR, které obsahuje 16 bitovou kontrolní rámcovou sekvenci FCS (Frame Control Sequence).

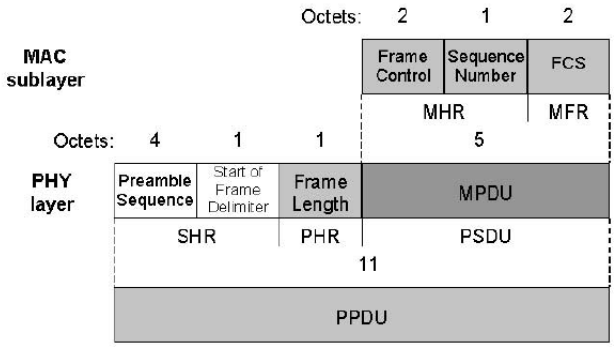


Obr. 2.2: Struktura Data Frame rámce (převzato z [1]).

Acknowledge Frame

Tento rámec slouží pro přenos potvrzovací informace. Používá se pouze při potvrzované komunikaci na úrovni MAC vrstvy. Je vysílán okamžitě po přenosu paketu. Jeho struktura je znázorněna na obrázku 2.3. Skládá se pouze z hlavičky MHR a zápatí rámce MFR. Jeho celková délka činí 5 oktetů.

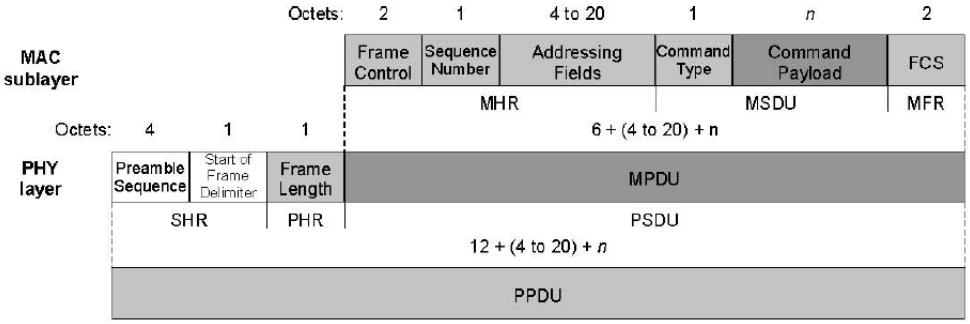
[1] 1 oktet = 8 bitů



Obr. 2.3: Struktura Acknowledge Frame rámce (převzato z [1]).

MAC Command Frame

Tento rámec slouží k nastavení centrální konfigurace koncových zařízení, jejich nastavení a řízení. Struktura je znázorněna na obrázku 2.4. Skládá se ze tří částí. Hlavička MHR může mít délku 7 až 23 oktetů. Prostřední část Command Payload, jejíž délka není blíže specifikována, nese informace o typu příkazu a také samotný konfigurační příkaz. Zápatím rámce je část s kontrolní rámcovou sekvencí MFR o pevné délce 2 oktety.

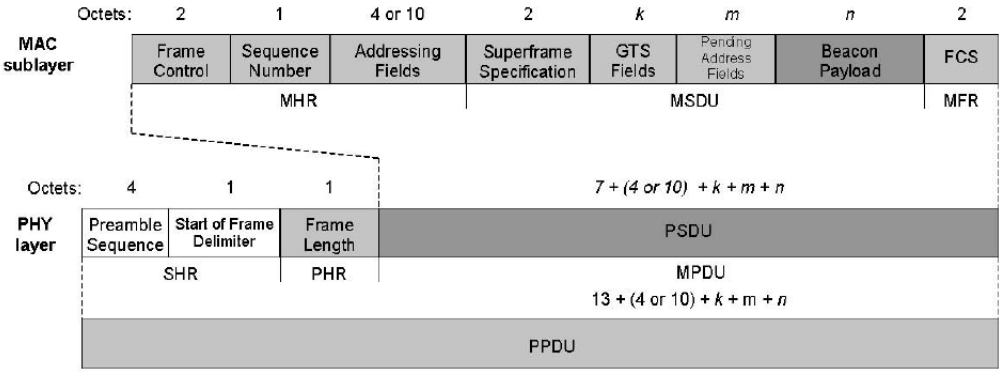


Obr. 2.4: Struktura MAC Command Frame rámce (převzato z [1]).

Beacon Frame

Tyto rámce se využívají k synchronizaci zařízení v ZigBee síti. Používají se pouze v případě, pokud je konfigurace sítě nastavena na mód beacon-enable. V tomto módu koordinátor sítě může převádět koncová zařízení do stavu spánku s extrémně sníženou spotřebou. Synchronizace závisí na koordinátorovi sítě, který vysílá tzv. beacons (Beacon Frame). Ostatní zařízení se synchronizují podle něj. Interval beacon sekvencí je různý a může se pohybovat v rozmezí od 15 ms do přibližně 15 minut.

Na obrázku 2.5 je znázorněna struktura Beacon Frame rámce. Skládá se ze tří částí. Hlavičku rámce tvoří část MHR. Délka rámce činí 7 až 27 oktetů (PSDU). Vnitřní část rámce tvoří struktura MAC Payload, jejíž délka je různá. Zápatí rámce tvoří část MFR (MAC Footer) o délce 2 oktety.



Obr. 2.5: Struktura Beacon Frame rámce (převzato z [1]).

2.1.2 Zabezpečení rámců

Pro odstranění chyb při přenosu se v každém datovém rámci používá technologie CRC (Cyclic Redundancy Control/Check). Tato technologie spočívá v přidání kontrolní sekvence FCS o délce 2 oktetů na konec každého rámce. FCS je zbytek po dělení polynomem, jehož tvar je dán rovnicí 2.1.

$$G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \tag{2.1}$$

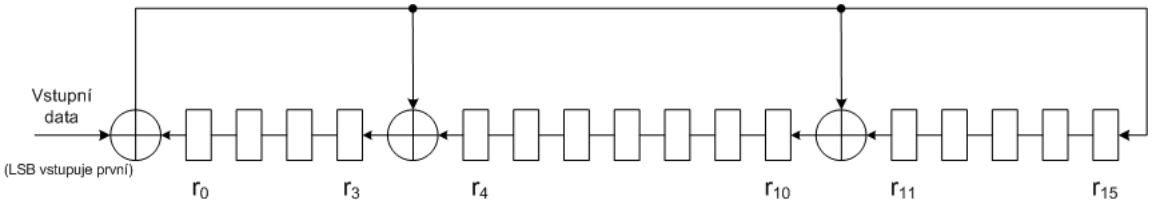
FCS se počítá pomocí následujícího algoritmu:

1. nejprve se převede datová posloupnost, která se má kódovat pomocí CRC na polynomický tvar: $M(x) = b_0x^{k-1} + b_1x^{k-2} + \ldots + b_{k-2}x + b_{k-1}$,
2. v dalším kroku se násobí $M(x)$ s x^{16}, což dává výsledek $x^{16} \times M(x)$,
3. dělením *modulo* 2 získaného výsledku $x^{16} \times M(x)$ polynomem $G_{16}(x)$, obdržíme zbytek po dělení opět ve tvaru polynomu: $R(x) = r_0x^{15} + r_1x^{14} + \ldots + r_{14}x + r_{15}$,
4. FCS sekvence je dána koeficienty r_0 až r_{15} z polynomu $R(x)$.

Na obrázku 2.6 je zobrazen generátor dělicího polynomu $G_{16}(x)$. Na začátku je generátor inicializován nulovou posloupností.

2.1.3 Technologie CSMA/CA

Metoda přístupu k fyzickému médiu CSMA (Carrier Sense Multiple Access) patří mezi metody, které využívají znalosti obsazení kanálu. Technologie CSMA/CA je



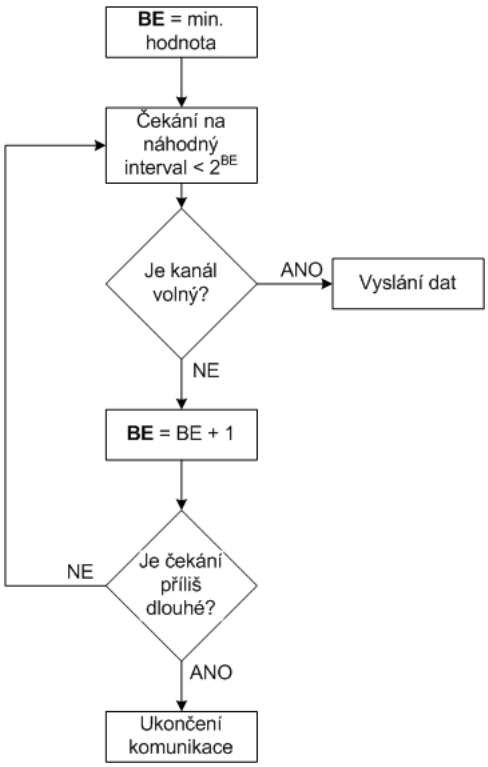
Obr. 2.6: Generátor polynomu $G_{16}(x)$.

někdy nazývána nenaléhající CSMA (non-persistent CSMA). Její princip spočívá v tom, že stanice, která chce vysílat, testuje před odesláním rámce stav kanálu. Pokud je kanál volný, bez prodlení začne vysílat. Je-li kanál obsazen, stanice čeká jistou náhodně zvolenou dobu a opět testuje stav kanálu. Tímto způsobem pokračuje až do odeslání rámce. Volba náhodné prodlevy se obvykle převádí na volbu náhodného násobku taktu. Výhodou této metody je dobré využití kapacity kanálu, avšak za cenu většího počtu pokusů k odvysílání rámce, což způsobuje velké zpoždění při přenosu [13], [23].

Na obrázku 2.7 je diagram zjednodušené formy algoritmu CSMA. Nejprve je do proměnné označené BE uložena hodnota exponentu dvou, která udává dobu v backoff periodách, po kterou má zařízení čekat před dalším pokusem o přístup k síti. Poté se čeká na náhodný interval, jehož doba je menší než 2^{BE}. Po uplynutí této doby se testuje zdali je kanál volný pro vysílání. Pokud ano, dojde k odvysílání dat. Pokud ne, hodnota uložená v proměnné BE se inkrementuje o jedničku. Pokud není čekání příliš dlouhé, stanice znovu čeká po dobu menší než 2^{BE}. Pokud je však doba čekání příliš dlouhá, dochází k ukončení komunikace [7].

2.2 Fyzická vrstva (PHY)

Podle standardu IEEE 802.15.4 jsou definovány 3 rádiová pásma fyzické vrstvy (PHY). Přehled je uveden v tabulce 2.1. První pásmo (evropské) je definováno na frekvenci 868 MHz. Je zde použita modulace BPSK, dvoustavové fázové klíčování. Nejvyšší možná bitová rychlost pro toto pásmo je 20 kb/s. V pásmu 915 MHz (americké) je rovněž použito modulace BPSK. Maximální bitová rychlost v tomto pásmu činí 40 kb/s. Pro celosvětové pásmo 2450 MHz je použito čtyřstavového fázového klíčování s offsetem O-QPSK. V tomto pásmu je možné dosáhnout bitové rychlosti až 250 kb/s. Pro rozprostření spektra signálu je pro všechny pásma použita technologie přímého rozprostření spektra DSSS. K rozprostření se používají tzv. PN sekvence. Rozprostření spektra se používá z důvodu snížení vzájemného rušení s rádiovými systémy, které používají stejná frekvenční pásma.



Obr. 2.7: Zjednodušená forma algoritmu CSMA.

Tab. 2.1: Přehled rádiových pásem fyzické vrstvy IEEE 802.15.4 a jejich parametry

PHY [MHz]	Frekvenční pásmo [MHz]	Parametry rozprostření		Datové parametry	
		Chipová rychlost [kchip/s]	Modulace	Bitová rychlost [kb/s]	Symbolová rychlost [ksym/s]
868	868–869,6	300	BPSK	20	20
915	902–928	600	BPSK	40	40
2450	2400–2483,5	2000	O-QPSK	250	62,5

2.2.1 Frekvence jednotlivých rádiových kanálů

Systém ZigBee používá 27 rádiových kanálů, číslovaných od 0 do 26. V pásmu 2450 MHz je k dispozici 16 kanálů, 10 kanálů v pásmu 915 MHz a 1 kanál v pásmu 868 MHz. Nosné rádiových kanálů jsou definovány vztahy 2.2, 2.3 a 2.4:

$$f_c = 868,3\,\text{MHz}, \tag{2.2}$$

pro $k = 0$.

$$f_c = 906 + 2(k - 1)\,\text{MHz}, \tag{2.3}$$

pro $k = 1, 2, \ldots, 10$.

$$f_c = 2405 + 5(k - 11)\,\text{MHz}, \tag{2.4}$$

pro $k = 11, 12, \ldots, 26$, kde k je číslo kanálu.

2.2.2 Rámec fyzické vrstvy (PPDU)

Rámec fyzické vrstvy PPDU (PHY Protocol Data Unit) vznikne přidáním záhlaví o délce 6 oktetů k PSDU rámci vytvořeném MAC vrstvou. Struktura rámce PPDU je na obrázku 2.8. Hlavička s označením SHR (Synchronization Header) se skládá

Délka (oktety):	4	1	1		proměnné
	Preambule	SFD	Délka rámce (7bitů)	Rezerva (1bit)	PSDU
	SHR		PHR		PHY užitečná data

Obr. 2.8: Struktura rámce fyzické vrstvy (PPDU).

z preambule (délka 4 oktety). Toto pole je vyplněno 32 nulami. SFD (Start of Frame Delimiter) je pole (délka 1 oktet) indikující konec synchronizačního pole obsaženého v preambuli. Jeho formát je na obrázku 2.9. V části nazvané PHR (PHY Header)

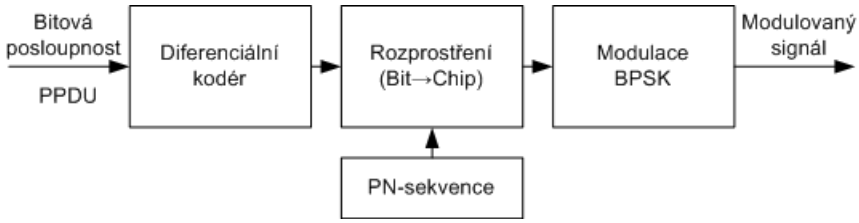
Bits: 0	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
1	1	1	0	0	1	0	1

Obr. 2.9: Struktura SFD pole.

je obsažena informace o délce užitečných dat přenášených ve fyzickém rámci PPDU (jejich délka může být proměnlivá).

2.2.3 Specifikace fyzické vrstvy pro pásmo 868/915 MHz

Datová rychlost ve frekvenčním pásmu 868 MHz činí 20 kb/s a v pásmu 915 MHz 40 kb/s. V těchto frekvenčních pásmech se používá binární fázové klíčování BPSK. Použitím tohoto typu modulace sice není možné dosáhnout vysokých datových rychlostí, avšak je zde zaručena nižší chybovost i v zarušeném přenosovém prostředí. Šířka pásma rádiového kanálu v pásmu 868 MHz je 600 kHz, v pásmu 915 MHz je šířka pásma 2 MHz.



Obr. 2.10: Schéma rozprostření a modulace pro frekvenční pásma 868 a 915 MHz.

Diferenciální kodér

V bloku diferenciálního kodéru se sčítají *modulo* 2 (XOR) dosud nezpracovaný bit vstupní datové posloupnosti a bit zakódovaný v předchozím kroku. Tato operace je popsána rovnicí 2.5.

$$E_n = R_n \oplus E_{n-1}, \tag{2.5}$$

pro $n = 1, 2, 3, \ldots$ Zde E_n je zakódovaný bit, R_n je dosud nezpracovaný bit a E_{n-1} je bit zakódovaný v předchozím kroku. Platí, že při vysílání má první bit ke kódování označení R_1 a je sčítán *modulo* 2 s inicializačním bitem E_0, který má jak pro kódování, tak pro dekódování hodnotu 0. Pro dekódování v přijímači platí vztah 2.6.

$$R_n = E_n \oplus E_{n-1}, \tag{2.6}$$

pro $n = 0, 1, 2, \ldots$ Obdobně jako při kódování i zde platí, že první bit k dekódování (první přijatý) má označení E_1 a je sčítán *modulo* 2 s inicializačním bitem E_0.

Rozprostření (bit → chip)

Každý vstupní bit je rozprostřen PN posloupností o délce 15 chipů. Výsledek rozprostření je patrný z tabulky 2.2: Během každé symbolové periody je bit s nejnižší

Tab. 2.2: Rozprostření symbolů na chipy (pásmo 868 MHz a 915 MHz)

Vstupní bit	Chipové hodnoty $(c_{14}, c_{13}, \ldots, c_1, c_0)$
0	000100110101111
1	111011001010000

vahou c_0 přenesen jako první, bit s nejvyšší vahou c_{14} je přenesen jako poslední.

BPSK modulace

Chipové sekvence jsou modulovány na nosnou s použitím BPSK modulace a Raised-Cosine filtru k odstranění mezisymbolových přeslechů. V pásmu 868 MHz je chipová rychlost 300 kchip/s a v pásmu 915 MHz je chipová rychlost 600 kchip/s. BPSK modulace je nejjednodušší fázovou modulací s pravoúhlými polárními modulačními impulsy s dobou trvání T_b. Normu harmonického signálu lze odvodit jako:

$$\| \cos(2\pi f_\mathrm{c} t)\| = \sqrt{\int_0^{T_\mathrm{b}} |\cos^2(2\pi f_\mathrm{c} t)|\,\mathrm{d}t} = \sqrt{\int_0^{T_\mathrm{b}} \cos(2\pi f_\mathrm{c} t)\cdot\cos(2\pi f_\mathrm{c} t)\,\mathrm{d}t}. \tag{2.7}$$

S využitím vztahu 2.8:

$$\cos(\alpha)\cdot\cos(\beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha-\beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha+\beta), \tag{2.8}$$

můžeme psát:

$$\| \cos(2\pi f_\mathrm{c} t)\| = \sqrt{\frac{1}{2}\int_0^{T_\mathrm{b}} 1\,\mathrm{d}t + \frac{1}{2}\int_0^{T_\mathrm{b}} \cos(4\pi f_\mathrm{c} t)\,\mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{T_\mathrm{b}}{2}}, \tag{2.9}$$

kde $\sqrt{\frac{T_\mathrm{b}}{2}}$ je norma signálu $\cos(2\pi f_\mathrm{c} t)$. Harmonické signály, u nichž nabývá fáze dvou stavů, 0° a 180° (π) se normují a násobí členem $\sqrt{E_\mathrm{b}}$, kde E_b je energie 1 bitu. Pro dva stavy dostáváme:

$$s_1 = \sqrt{\frac{2E_\mathrm{b}}{T_\mathrm{b}}}\cos(2\pi f_\mathrm{c} t), \tag{2.10}$$

pro $0 \le t \le T_\mathrm{b}$ (pro logickou 1),

$$s_2 = -\sqrt{\frac{2E_\mathrm{b}}{T_\mathrm{b}}}\cos(2\pi f_\mathrm{c} t), \tag{2.11}$$

pro $0 \le t \le T_\mathrm{b}$ (pro logickou 0). Zde $\sqrt{\frac{2E_\mathrm{b}}{T_\mathrm{b}}}$ je amplituda modulovaného signálu. Ve výsledku jsme obdrželi tzv. binární antipodální signály, jejichž báze je definována rovnicí 2.12.

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_\mathrm{b}}}\cos(2\pi f_\mathrm{c} t), \tag{2.12}$$

pro $0 \le t \le T_\mathrm{b}$. Vektorové vyjádření signálu je dáno rovnicemi 2.13 a 2.14.

$$s_1(t) = \sqrt{E_\mathrm{b}}\cdot\phi_1, \tag{2.13}$$

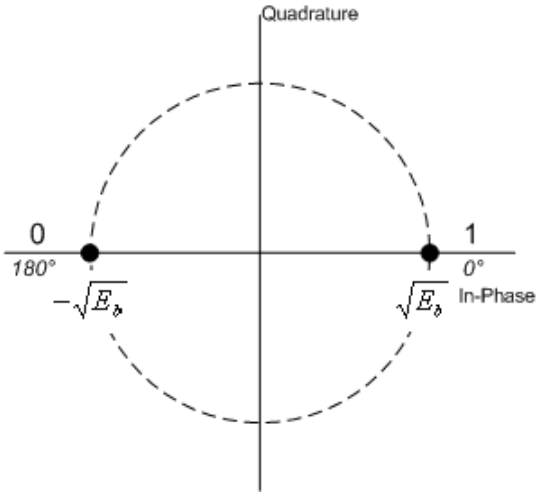
$$s_2(t) = -\sqrt{E_\mathrm{b}}\cdot\phi_1. \tag{2.14}$$

Souřadnice ve vektorovém prostoru jsou definovány jako:

$$s_{11} = \int_0^{T_\mathrm{b}} s_1(t)\cdot\phi_1(t)\,\mathrm{d}t = \sqrt{E_\mathrm{b}}, \tag{2.15}$$

$$s_{12} = \int_0^{T_\mathrm{b}} s_2(t) \cdot \phi_1(t)\,\mathrm{d}t = -\sqrt{E_\mathrm{b}}. \tag{2.16}$$

Konstelační diagram modulace BPSK je na obrázku 2.11. Zde jsou znázorněné dva signálové prvky, jejichž souřadnice jsou definovány rovnicemi 2.15 a 2.16.



Obr. 2.11: Konstelační diagram modulace BPSK.

Tvarování pulsů pomocí Raised-Cosine filtru s Roll-off faktorem $\alpha = 1$ se používá k minimalizaci mezisymbolových přeslechů (ISI, Intersymbol Interferences). V základním pásmu je tvar pulsu definován dle rovnic 2.17 a 2.18.

$$p(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_\mathrm{c}}\right)}{\frac{\pi t}{T_\mathrm{c}}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T_\mathrm{c}}\right)}{1 - (4t^2 - {T_\mathrm{c}}^2)}, \tag{2.17}$$

pro $t \neq 0$.

$$p(t) = 1, \tag{2.18}$$

pro $t = 0$.

Střední pravděpodobnost chyby v přenosu bitu P_e je při působení šumu AWGN (Additive White Gaussian Noise, Aditivní bílý šum s gaussovským rozložením pravděpodobnosti) v přenosovém kanálu definována vztahem:

$$P_\mathrm{e} = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_\mathrm{b}}{N_0}}. \tag{2.19}$$

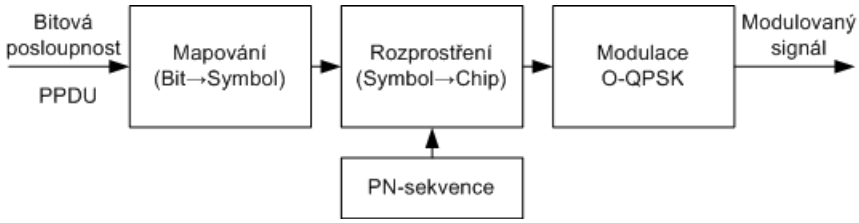
Zde $\mathrm{erfc}(x)$ je tzv. komplementární chybová funkce, která je definována jako:

$$\mathrm{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \mathrm{e}^{-t^2}\,\mathrm{d}t. \tag{2.20}$$

E_b je energie na jeden bit, N_0 je spektrální hustota výkonu šumu AWGN kanálu.

2.2.4 Specifikace fyzické vrstvy pro pásmo 2450 MHz

Datová rychlost standardu IEEE 802.15.4 pro frekvenční pásmo 2450 MHz může být až 250 kb/s. Šířka pásma jednoho rádiového kanálu je 5 MHz, stejně jako frekvenční rozestup jednotlivých kanálů. V tomto pásmu se používá kvazi-ortogonální modulační techniky. Schéma modulace a rozprostření je na obrázku 2.12.



Obr. 2.12: Schéma rozprostření a modulace pro frekvenční pásmo 2450 MHz.

Mapování (bit → symbol)

Vstupní bitová posloupnost z rámce PPDU, rozdělená na oktety, se nejdříve mapuje na jednotlivé symboly. V každé osmici bitů je nejprve namapován symbol daný čtveřicí prvků s nižší vahou – LSB (b_0, b_1, b_2, b_3). Poté je ze stejné osmice bitů namapován symbol daný čtveřicí bitů s vyšší vahou – MSB (b_4, b_5, b_6, b_7). Symbolová rychlost na výstupu mapovacího kodéru činí 62,5 ksym/s.

Rozprostření (symbol → chip)

Dalším postupem je rozprostření jednotlivých symbolů pomocí technologie DSSS. K rozprostření se používá pseudonáhodných PN posloupností. Pro pásmo 2450 MHz je chipová rychlost $v_c = 2000$ kchip/s. Rozprostření symbolů je dáno tabulkou 2.3.

Modulace O-QPSK

Modulace O-QPSK je odvozena ze základní kvadraturní fázové modulace QPSK. Ve stejném frekvenčním pásmu je bitová rychlost QPSK dvojnásobná oproti BPSK, stejně jako spektrální účinnost. Využívá se zde principu ortogonality funkcí sinus a kosinus. Tímto vznikne žádaná kvadraturní modulace se dvěma složkami, soufázovou (synfázní, in-phase) s_I a kvadraturní (quadrature-phase) s_Q. Základní QPSK modulace je definována rovnicí 2.21.

$$s(t) = s_I \cos(2\pi f_c t) - s_Q \sin(2\pi f_c t). \tag{2.21}$$

Tab. 2.3: Rozprostření symbolů na chipy (pásmo 2450 MHz)

Datový symbol		Chipové hodnoty
Dekadicky	Binárně (b_3, b_2, b_1, b_0)	$(c_{31}, c_{30}, \ldots, c_2, c_1, c_0)$
0	0000	01110100010010101100001110011011
1	0001	01000100101011000011100110110111
2	0010	01001010110000111001101101110100
3	0011	10101100001110011011011101000100
4	0100	11000011100110110111010001001010
5	0101	00111001101101110100010010101100
6	0110	10011011011101000100101011000011
7	0111	10110111010001001010110000111001
8	1000	11011110111000000110100100110001
9	1001	11101110000001101001001100011101
10	1010	11100000011010010011000111011110
11	1011	00000110100100110001110111101110
12	1100	01101001001100011101111011100000
13	1101	10010011000111011110111000000110
14	1110	00110001110111011100000011010011
15	1111	00011101111011100000011010010011

U modulace QPSK nabývá fáze výstupního signálu hodnot $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$ a $\frac{7\pi}{4}$. To lze zapsat pomocí rovnice:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4}\right), \tag{2.22}$$

Zde $i = 1, 2, 3, 4, \ldots$, E je energie symbolu a T je symbolová perioda. S využitím vztahu

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha)\sin(\beta), \tag{2.23}$$

dostaneme

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left((2i-1)\frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos(2\pi f_c t) - \sin\left((2i-1)\frac{\pi}{4}\right) \cdot \sin(2\pi f_c t). \tag{2.24}$$

Báze signálu QPSK je definována pomocí rovnic

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \tag{2.25}$$

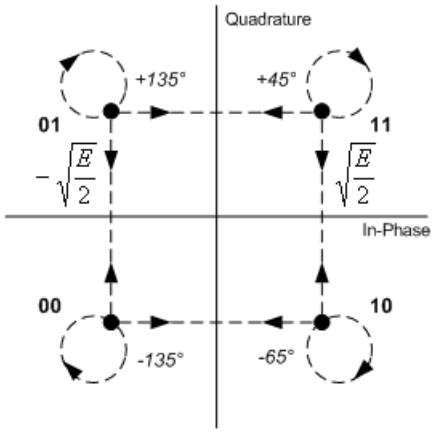
pro $0 \leq t \leq T$.

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \tag{2.26}$$

pro $0 \leq t \leq T$.

$$\bar{s}_i = \left[\sqrt{E} \cos\left((2i-1)\frac{\pi}{4} \right); -\sqrt{E} \sin\left((2i-1)\frac{\pi}{4} \right) \right]. \tag{2.27}$$

Pro odstranění jevu parazitní amplitudové modulace se přidává do kvadraturní větve zpoždění o délce jedné periody signálu. Vzniká tak tzv. offsetová kvadraturní fázová modulace O-QPSK, která se používá v pásmu 2450 MHz v systému ZigBee. Vektorový konstelační diagram O-QPSK modulace daný rovnicemi 2.24 a 2.27 je na obrázku 2.13. Z obrázku je patrná absence diagonálního přechodu mezi symboly, které reprezentují příslušné dvojice chipů.



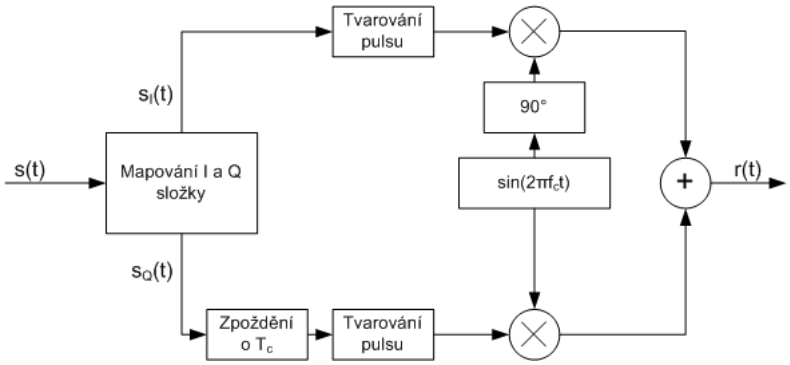
Obr. 2.13: Vektorový konstelační diagram modulace O-QPSK.

Blokové schéma modulátoru O-QPSK je na obrázku 2.14. Chipové sekvence reprezentující každý datový symbol jsou modulovány na nosnou frekvenci s použitím O-QPSK modulace. Chipy se sudými indexy jsou modulovány v tzv. in-phase větvi (I), chipy s lichými indexy jsou modulovány v tzv. quadrature-phase (Q) větvi. Offset mezi I a Q větví O-QPSK modulace spočívá ve zpoždění chipů v Q větvi o hodnotu T_c s ohledem na I větev. Doba T_c je stanovena jako:

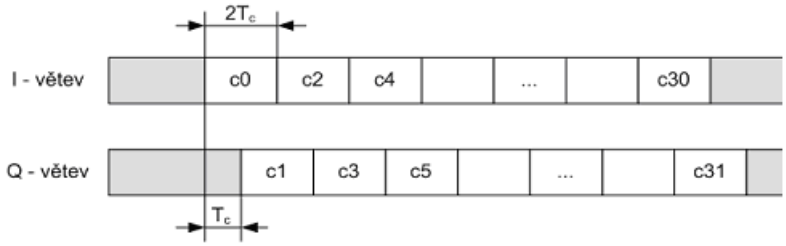
$$T_c = \frac{1}{v_c} \quad [\text{s}], \tag{2.28}$$

kde v_c je chipová rychlost. Tvarování pulsu se v obou větvích provádí z důvodu odstranění přeslechů, ISI. Spočívá v tvarování vstupní datové posloupnosti do sledu pulsů s přesně definovanými parametry. Tvar pulsu je definován rovnicí 2.29.

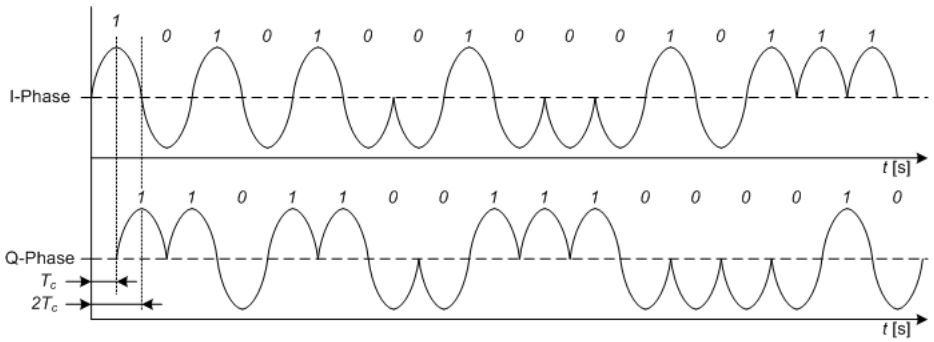
$$p(t) = \sin\left(\pi \frac{t}{2T_c} \right), \tag{2.29}$$



Obr. 2.14: Modulátor O-QPSK.



Obr. 2.15: Znázornění offsetu v Q větvi u modulace O-QPSK.



Obr. 2.16: Tvarovaná chipová posloupnost po mapování na I a Q složku.

pro $t = 0$ až $2T_c$. Jinde má $p(t)$ nulovou hodnotu.

Střední pravděpodobnost chyby přenosu bitu P_e a přenosu symbolu P_E při působení šumu AWGN (při Grayově kódování), jsou dány rovnicemi 2.30 a 2.31.

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}, \tag{2.30}$$

$$P_E = \mathrm{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}. \tag{2.31}$$

Zde funkce erfc(x) je definována rovnicí 2.20. E_b je energie na jeden bit, N_0 spektrální hustota výkonu šumu AWGN kanálu [9].

3 MODELOVÁNÍ SYSTÉMU ZIGBEE

K modelování systému ZigBee jsem se rozhodl použít programové prostředí MATLAB firmy Mathworks Inc. Výběr pracovního prostředí ovlivnilo kvalitní uživatelské rozhraní, celková robustnost systému, dostupnost speciálních Toolboxů s řadou hotových funkcí (Communication Toolbox, Signal Processing Toolbox a.j.) a v neposlední řadě předchozí znalost tohoto prostředí. Navíc telekomunikační společnosti pro modelování telekomunikačních systémů využívají MATLAB ve velké míře.

Výsledkem modelování a simulací fyzické vrstvy systému ZigBee budou závislosti bitové chybovosti BER (bitová chybovost – Bit Error Ratio) na poměru C/N (Carrier to Noise), resp. C/I (Carrier to Interference) rádiového kanálu. Simulace se provede pro všechny druhy specifikací rádiového standardu ZigBee, tj. pro frekvenční pásmo 868/915 MHz a 2450 MHz. Simulace se provedou také pro různé druhy přenosových kanálů.

Simulace pro neevropské frekvenční pásmo 915 MHz s deseti vysílacími kanály nebude prováděna, protože zpracování signálu je shodné jako v evropském pásmu 868 MHz, výsledky budou totožné. Dále bude toto pásmo označováno jako 868 MHz.

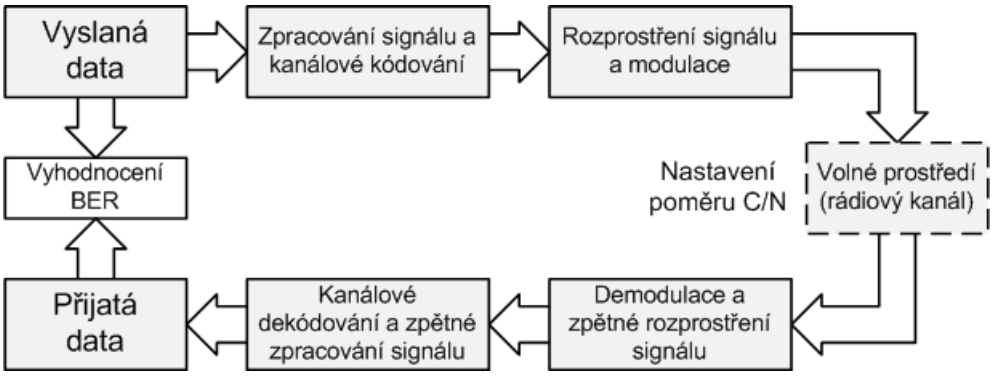
3.1 Obecné blokové schéma modelu fyzické vrstvy

Obecné blokové schéma modelu fyzické vrstvy systému ZigBee s vyhodnocením BER je znázorněno na obrázku 3.1. Vstupem jsou data od vyšších vrstev referenčního modelu (MAC vrstva a vyšší). Poté následuje blok zpracování signálů, dále blok rozprostření signálu a modulace. Takto upravený signál vstupuje do rádiového kanálu. Modelování rádiového kanálu bude věnována samostatná stať.

Po průchodu rádiovým kanálem vstupuje přenesený signál do přijímače, ve kterém se provedou inverzní operace zpracování signálu provedené ve vysílači v obráceném pořadí. Signál se nejprve demoduluje a poté proběhne zpětné rozprostření signálu. V dalším bloku se provede zpracování signálu a výsledná data jdou na výstup, resp. vyšším vrstvám. Výsledná datová posloupnost se porovnává se vstupní a vyhodnocuje se bitová chybovost (BER).

3.2 Bitová chybovost BER

V kapitole týkající se fyzické vrstvy a jednotlivých modulací byla uvedena bitová P_{e} a symbolová P_{E} chybovost. Symbolová chybovost vychází z pravděpodobnosti přijetí chybného symbolu, který je složen z $\log_2 M$ bitů, kde M je délka symbolu. Pro zjednodušení se v praxi pro vyhodnocení bitové chybovosti používá veličina



Obr. 3.1: Schéma modelování fyzické vrstvy ZigBee a vyhodnocení chybovosti BER.

BER. Ta je definována jako poměr počtu chybně přenesených bitů ku počtu všech přenesených bitů.

Předpokládáme-li kódování symbolů Grayovým kódováním, tj. že sousední symboly se liší pouze v jednom bitu, a pravděpodobnost chyby dostatečně malou, potom chyba symbolu způsobuje chybu pouze v jednom bitu. Pro BER platí rovnice

$$\mathrm{BER} = \frac{P_\mathrm{E}}{\log_2 M}. \tag{3.1}$$

Teoretický výpočet BER vychází z rovnice 3.1 a střední hustoty pravděpodobnosti přenosu chybného bitu uvedené v rovnicích 2.19 a 2.20. Při grafickém vyhodnocení BER je jako nezávisle proměnná uveden poměr E_b/N_0, což je tzv. normovaný poměr signálu k šumu (Bit Energy to Noise Density Ratio). Zde E_b je energie jednoho bitu a N_0 je spektrální hustota výkonu šumu v AWGN kanálu.

Teoretické výsledky bitové chybovosti BER jsou cenné při nastavení parametrů simulací. Podle výsledků teoretické BER se volí délka testovacího vektoru vstupních dat. Pokud je jako referenční hodnota brána BER $= 10^{-6}$, je nutné zvolit délku vektoru testovacích dat alespoň 10^6, ale raději o řád nebo dva více.

Jelikož je nutné vyhodnocovat bitovou chybovost BER v závislosti na C/N (CNR), resp. C/I (CIR), je vhodné uvést přepočetní vztahy [9]. Mezi veličinami E_b a N_0 a výkonem nosné vlny C a výkonem šumu N_0 platí vztahy 3.2 a 3.3:

$$E_\mathrm{b} = CT_\mathrm{b} = \frac{C}{f_\mathrm{b}}, \tag{3.2}$$

$$N_0 = \frac{N}{B_\mathrm{n}}. \tag{3.3}$$

B_n je šumová šířka pásma RF kanálu. Tato se však často nahrazuje jinou šířkou pásma, kterou lze zjistit jednodušeji. Z výše uvedených vztahů lze pro C/N odvodit:

$$\frac{C}{N} = \frac{E_\mathrm{b}}{N_0} \cdot \frac{f_\mathrm{b}}{B_\mathrm{n}}. \tag{3.4}$$

Pro vícestavové modulace platí rovnice 3.5

$$\frac{C}{N} = \frac{E_\mathrm{b}}{N_0} \cdot \frac{1}{B_\mathrm{n}} \cdot \frac{\log_2 M}{T_\mathrm{s}}, \tag{3.5}$$

kde M je počet stavů digitální modulace a T_s je symbolová perioda.

CIR je poměr mezi středním výkonem vyslaného modulovaného signálu a středním výkonem interferenčního signálu v přenosovém prostředí. Často se značí jako C/I nebo CIR. Interferenční signál je nežádoucí signál od jiného vysílače, který používá stejné nebo blízké frekvence.

3.3 Model fyzické vrstvy ZigBee pro frekvenční pásmo 868 MHz

Pro modelování fyzické vrstvy pro vysílač i přijímač ZigBee v pásmu 868 MHz jsou výchozí poznatky uvedené v kapitole 2. Jako vstupní data jsou použity náhodné symboly generované pomocí příslušných funkcí v programu MATLAB.

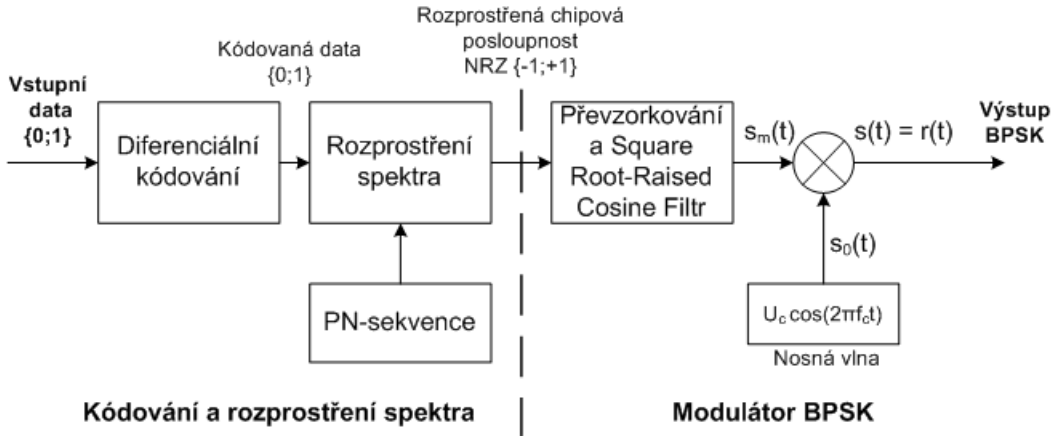
Modelování je rozděleno do tří částí podle použité modulace a frekvenčního pásma standardu ZigBee. V každé z těchto části se provede vyhodnocení bitové chybovosti BER v závislosti na poměru C/N, resp. C/I. Pro přehlednost a nejsnazší ověření funkčnosti se vytvoří funkce (skripty), jež představují určitý blok zpracování signálu ve vysílači. Následně bude k těmto funkcím vytvořen protějšek vykonávající inverzní operaci v přijímači.

3.3.1 Vysílač

Vysílač pro frekvenční pásmo 868 MHz se skládá ze tří bloků, jak je znázorněno na obrázku 3.2. Blokem, do kterého vstupují datové pakety PPDU od vyšších vrstev OSI modelu systému ZigBee, je diferenciální kodér. Dále následuje rozprostření spektra signálu pomocí chipových posloupností [1]. Výstupní chipové posloupnosti jsou kódovány NRZ kódem (Non-Return to Zero). Posledním blokem vysílače je modulátor BPSK s vřazeným Square Root-Raised Cosine filtrem.

Diferenciální kodér

Funkce realizující model tohoto bloku pracuje podle rovnice 2.5. Zakódovaný bit je exkluzivním součtem aktuálního vstupního bitu a zakódovaného bitu v předchozím kroku. Vstupní a výstupní data mají standardní binární formát $\{0, 1\}$. Diferenciální kodér je v simulaci realizován funkcí `difkoder.m`.



Obr. 3.2: Kompletní schéma vysílače ZigBee pro frekvenční pásmo 868 MHz.

Rozprostření frekvenčního spektra

Funkce realizující rozprostření frekvenčního spektra pracuje s činitelem rozprostření (Spreading Factor) SF = 15. Data vstupující do bloku rozprostření mají binární formát $\{0, 1\}$. Data na výstupu tohoto bloku jsou kódována NRZ kódem $\{-1, +1\}$. Důležitým faktem je, že chip s nejnižší vahou vychází z tohoto bloku jako první. Rozprostření frekvenčního spektra je v simulaci realizováno funkcí `spreading1.m`. Podle hodnoty vstupního bitu se skládají do datového vektoru chipové sekvence o délce 15 chipů. Rozprostírací posloupnosti jsou uvedeny v tabulce 2.2.

$$\mathrm{SF}_{868\,\mathrm{MHz}} = \frac{v_\mathrm{c}}{v_\mathrm{b}} = \frac{300 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3} = 15. \tag{3.6}$$

Modulátor BPSK

V části realizující blok modulátoru je nejprve vytvořen objekt BPSK modulátoru pomocí funkce `modem.pskmod(M)`, realizující fázové klíčování vstupních dat metodou `modulate`. Zde M vyjadřuje počet stavů modulace, $M_\mathrm{BPSK} = 2$. Parametry modulátoru BPSK jsou uvedeny v tabulce 3.1.

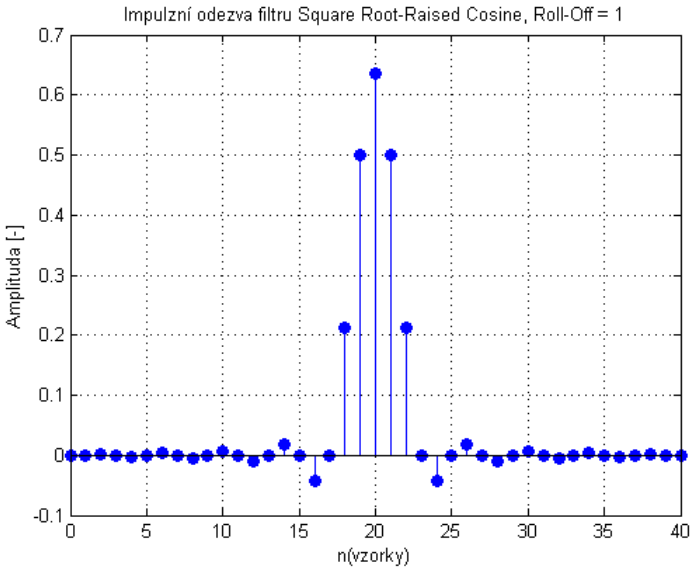
Takto zpracovaná data jsou dále podvzorkována a následně filtrována Square Root-Raised Cosine filtrem (SRRC) s Roll-off faktorem $\alpha = 1$. Tento filtr je definován rovnicemi 2.17 a 2.18. Podvzorkování je nutné z důvodu správného filtrování. Impulzní odezva filtru SRRC je na obrázku 3.3. Modulová a fázová frekvenční charakteristika je na obrázku 3.4. V případě našeho modulátoru BPSK je činitel převzorkování (N_s) roven čtyřem. Řád filtru je 40. Odtud se vypočítá činitel skupinového zpoždění filtru D (delay):

$$\mathrm{D} = \frac{\text{Filter Order}}{2N_\mathrm{s}}. \tag{3.7}$$

Tab. 3.1: Parametry modulátoru BPSK

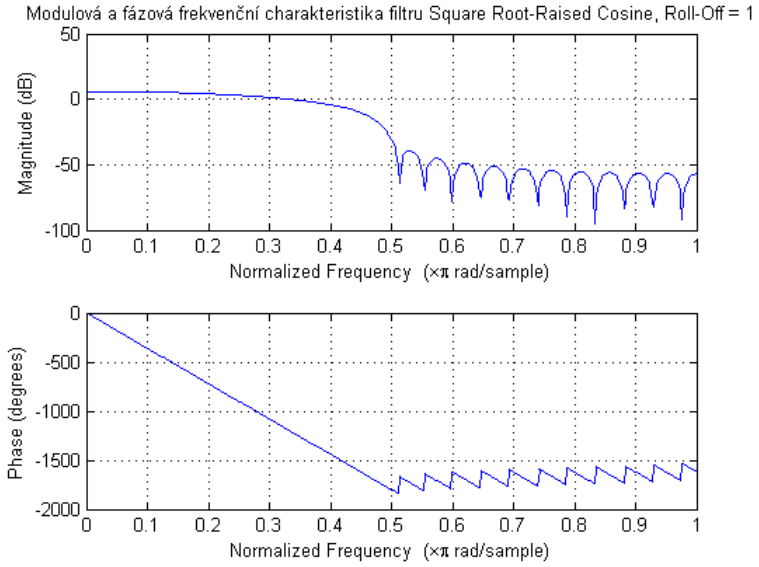
`Type:`	`'PSK modulator'`
`M:`	`2`
`PhaseOffset:`	`0`
`Constellation:`	`[1x2 double]`
`SymbolOrder:`	`'Binary'`
`SymbolMapping:`	`[0 1]`
`InputType:`	`'Integer'`

Filtr se definuje pomocí příkazu `rcosflt`. Ten nejprve převzorkuje vstupní signál podle činitele převzorkování (N_s). Převzorkování spočívá ve vyplnění vektoru vstupních dat (vzorků) nulami. Nad těmito upravenými daty se provede vlastní filtrace.



Obr. 3.3: Impulzní odezva filtru SRRC s Roll-Off faktorem $\alpha = 1$.

Výsledek tvarování pulzů SRRC filtrem ($\alpha = 1$) pro odstranění mezisymbolových interferencí je zobrazen na obrázku 3.5. Za tímto blokem pak následuje násobič, který takto filtrovaná data násobí s nosnou vlnou f_c o frekvenci 868,3 MHz, přesně podle rovnic 2.10 a 2.11. Amplituda nosné vlny má hodnotu $\sqrt{\frac{2E_\mathrm{b}}{T_\mathrm{b}}}$. Zde E_b je energie na jeden bit, T_b je bitová perioda. Pro pásmo 868 MHz tato perioda trvá 50 μs (dle rovnice 3.8).



Obr. 3.4: Modulová a fázová frekvenční charakteristika SRRC filtru s Roll-Off faktorem $\alpha = 1$.

$$T_{\mathrm{b\ 868\,MHz}} = \frac{1}{v_{\mathrm{b}}} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50\,\mu\mathrm{s}. \tag{3.8}$$

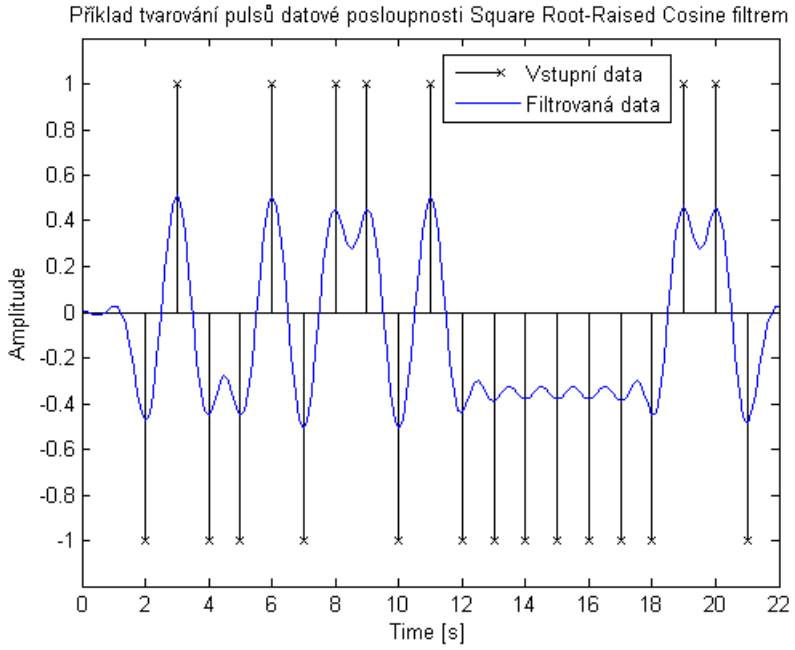
Časový vektor pro vytvoření nosné vlny je definován příkazem:

```
td=[0:Ts:N*Tbit+(filtorder-1)*Ts];
```

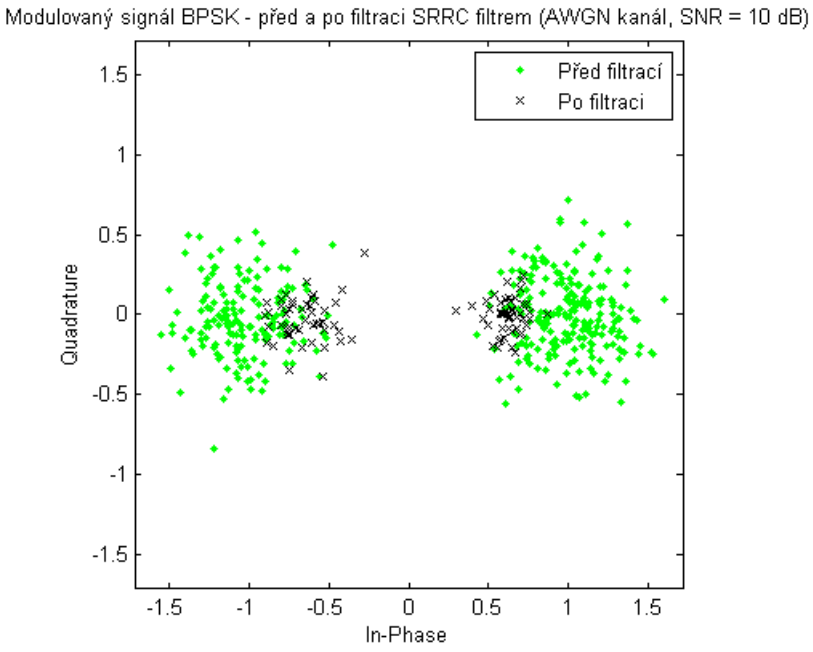
Krok je dán vzorkovací periodou `Ts`, konečný čas nosné vlny je dán násobkem počtu vstupních bitů `N` a bitové periody `Tbit`. Tento čas musí být ještě rozšířen o násobek řádu filtru SRRC sníženého o jedničku a vzorkovací periody.

Konstelační diagram modulace BPSK s vyslanými daty po průchodu rádiovým kanálem s aditivním bílým šumem s poměrem signál/šum ($S/N = 10\,\mathrm{dB}$) je na obrázku 3.6. Je na něm zobrazen stav pokud vysílaná data nejsou filtrována SRRC filtrem a po filtraci. Z obrázku je patrný výrazný rozptyl nefiltrovaných dat, který na přijímací straně ztěžuje korektní demodulaci přijatých dat (symbolů). Tento problém není tak markantní u dvoustavové PSK modulace, u vícestavových modulací představuje větší problém.

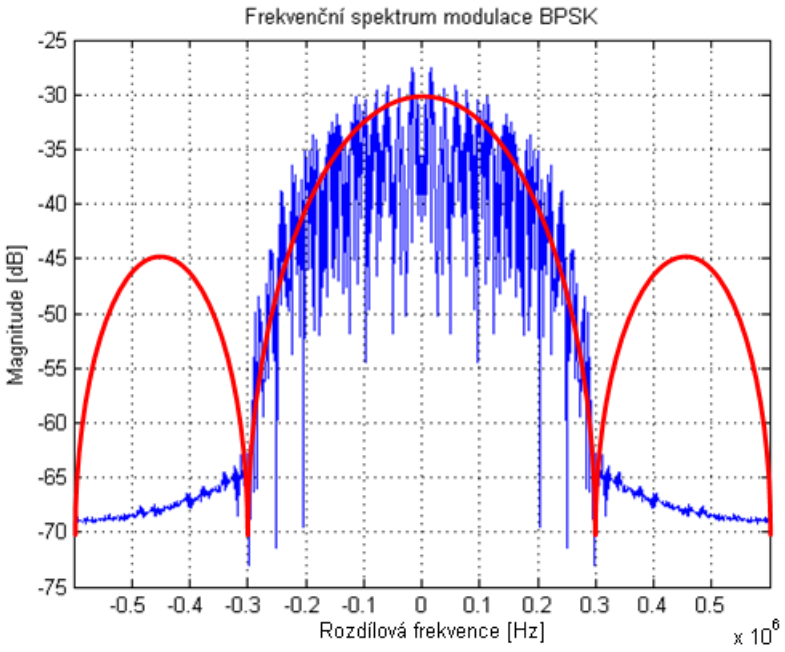
Frekvenční spektrum signálu systému ZigBee pro pásmo 868 MHz je na obrázku 3.7. Z obrázku je patrné potlačení postranních ramen spektra oproti teoretickému spektru modulace BPSK díky tvarování pulsů SRRC filtrem.



Obr. 3.5: Příklad tvarování pulsu ve vysílači pomocí SRRC filtru s Roll-Off faktorem $\alpha = 1$.



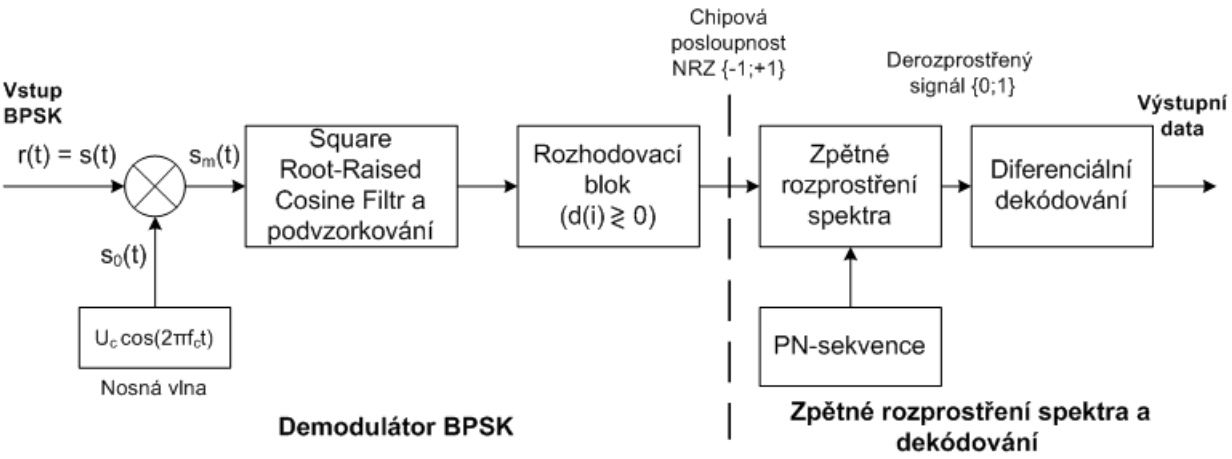
Obr. 3.6: Konstelační diagram modulace BPSK s vyslanými daty před filtrací a po filtraci SRRC filtrem (AWGN kanál, $S/N = 10\,\mathrm{dB}$).



Obr. 3.7: Frekvenční spektrum signálu systému ZigBee v pásmu 868 MHz a teoretické frekvenční spektrum modulace BPSK.

3.3.2 Přijímač

Zpracování signálů v přijímači systému ZigBee je ekvivalentní operacím ve vysílači. Přijímač se rovněž skládá ze tří částí. Signál z rádiového prostředí nejprve vstupuje do demodulátoru BPSK a poté se provede zpětné rozprostření signálu a diferenciální dekódování. Přijímač pro frekvenční pásmo 868 MHz je znázorněn na obrázku 3.8.



Obr. 3.8: Kompletní schéma přijímače ZigBee pro frekvenční pásmo 868 MHz.

Demodulátor BPSK

Vstupní vysokofrekvenční signál je nejprve převeden pomocí násobení s nosnou vlnou zpět do základního pásma. Poté je provedena filtrace signálu SRRC filtrem s totožnými parametry jako ve vysílači a také podvzorkování činitelem podvzorkování $N_s = 4$. Podvzorkováním se odeberou vložené bity důležité pro správné modelování filtrace mezisymbolových přeslechů. Tento signál potom vstupuje do rozhodovacího bloku, který je realizován demodulátorem BPSK. Objekt demodulátoru je v Matlabu nutné nejprve vytvořit příkazem `modem.pskdemod(M)`.Poté se provede vlastní demodulace metodou `demodulate`. Výstupní chipová posloupnost je po provedení těchto operací ve standardním binárním formátu $\{0, 1\}$. Parametry demodulátoru BPSK jsou uvedeny v tabulce 3.2.

Tab. 3.2: Parametry demodulátoru BPSK

Type:	'PSK demodulator'
M:	2
PhaseOffset:	0
Constellation:	[1x2 double]
SymbolOrder:	'Binary'
SymbolMapping:	[0 1]
OutputType:	'Integer'
DecisionType:	'Hard Decision'

Pro rozhodování v demodulátoru je použita metoda Hard Decision. Tato metoda není na rozdíl od Soft Decision přístupu založena na pravděpodobnostních funkcích, ale pouze na konkrétní hodnotě (0 nebo 1), viz [9].

Zpětné rozprostření frekvenčního spektra

Demodulovaná data dále vstupují do bloku zpětného rozprostření frekv. spektra signálu. Zpětné rozprostření spektra signálu je v simulaci realizováno funkcí `despreading1.m`. Zde se chipové sekvence o délce 15 chipů mění zpět na jednotlivé bity. Rozhodování se provádí opačným způsobem než ve funkci `spreading.m`. Vstupní data jsou podrobena porovnání se dvěma druhy chipových posloupností danými specifikací. Algoritmus pracuje dle tabulky 2.2.

Diferenciální dekódování

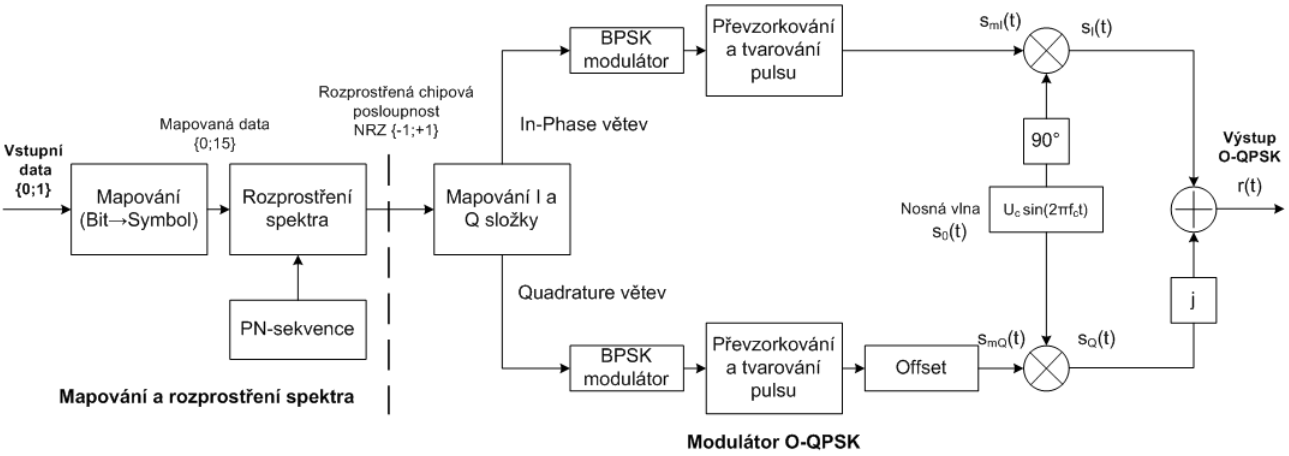
Diferenciální dekodér je v simulaci realizován funkcí `difdekoder.m`. Provádí diferenciální dekódování, které je definováno rovnicí 2.6. Data vstupující do tohoto bloku

mají standardní binární formát $\{0, 1\}$, stejně jako data z tohoto bloku vystupující.

3.4 Model fyzické vrstvy ZigBee pro frekvenční pásmo 2450 MHz

3.4.1 Vysílač

V programovém prostředí Matlab a jeho Comunnication Toolboxu jsou sice dostupné funkce pro modulátor a demodulátor O-QPSK (`modem.oqpskmod`, `modem.oqpskdemod`), nicméně model fyzické vrstvy systému ZigBee pro frekvenční pásmo 2450 MHz, ve kterém dochází ke speciálnímu tvarování pulsů (viz kap. 2.2.4), nelze s jejich využitím sestavit, nebo jen s velkými obtížemi. Aby byl model systému ZigBee pro toto frekvenční pásmo co nejpřesnější, je nutné použít dvojici modulátorů BPSK s upraveným mapováním výstupních symbolů. Jeden ve větvi synfázní (In-Phase) a druhý ve větvi kvadraturní (Quadrature). Využijeme přitom opět funkcí `modem.pskmod` a `modem.pskdemod`. Kompletní schéma vysílače systému ZigBee pro frekvenční pásmo 2450 MHz je na obrázku 3.9.



Obr. 3.9: Kompletní schéma vysílače systému ZigBee pro pásmo 2450 MHz.

Datový vektor jedniček a nul vstupuje nejprve do bloku mapování na jednotlivé symboly. Tyto symboly následně vstupují do bloku rozprostření spektra. Zde dochází k přímému rozprostření frekvenčního spektra pomocí určitých pn-sekvencí. Chipové sekvence pak vstupují do bloku modulátoru O-QPSK, kde jsou modulovány a následně převedeny do RF pásma a vyslány do rádiového prostředí.

Mapování (bit → symbol)

Vstupní datový vektor je nejprve mapován na jednotlivé symboly. Mapuje se každá

čtveřice bitů. Výstupem je jiný datový vektor, jehož prvky v dekadickém vyjádření nabývají hodnot od 0 do $(2^4 - 1) = 15$.

Rozprostření frekvenčního spektra

Mapovaná data vstupují do bloku přímého rozprostření frekvenčního spektra. Přiřazení jednotlivých chipových pn-sekvencí vstupním symbolům je definováno tabulkou 2.3. Chipové sekvence uvedené v této tabulce mají sice délku 32 chipů, ale rozprostírají 4 vstupní datové bity. Činitel rozprostření (SF) v pásmu 2450 MHz je tedy pouze 8.

$$\mathrm{SF}_{2450\,\mathrm{MHz}} = \frac{v_\mathrm{c}}{v_\mathrm{b}} = \frac{2000 \cdot 10^3}{250 \cdot 10^3} = 8. \tag{3.9}$$

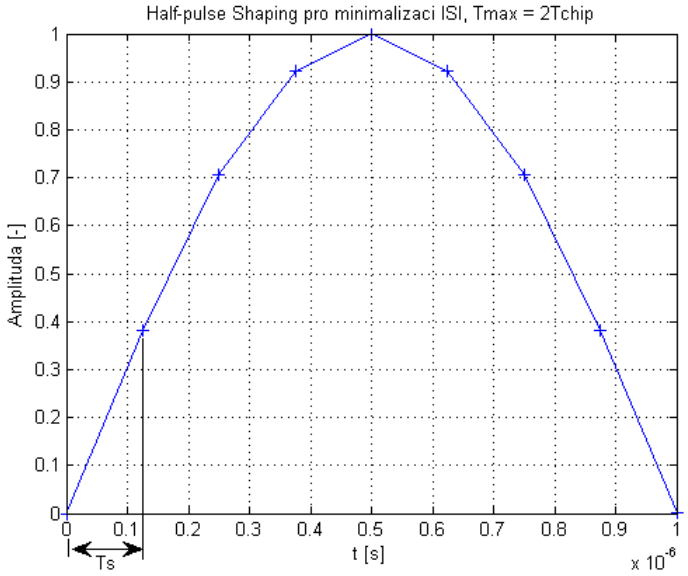
Modulátor O-QPSK

Jak již bylo zmíněno výše, jelikož je žádoucí vytvořit co nejpřesnější model fyzické vrstvy, není využito funkcí z Communication toolboxu Matlabu pro přímou tvorbu modulátoru O-QPSK. Vstupním blokem modelu modulátoru je mapovač, realizující rozdělení jednotlivých chipů sekvence do synfázní a kvadraturní větve. Jeden rozprostřený symbol je reprezentován posloupností o délce 32 chipů. Každý lichý chip v pořadí je mapován do synfázní větve a každý sudý do kvadraturní větve. Stav po mapování je detailně znázorněn na obrázku 2.16 (stav po přidání offsetu do kvadraturní větve). Výsledek je v modelu ukládán do dvouřádkového datového vektoru, v němž první řádek reprezentuje chipy synfázní větve a druhý řádek chipy kvadraturní větve.

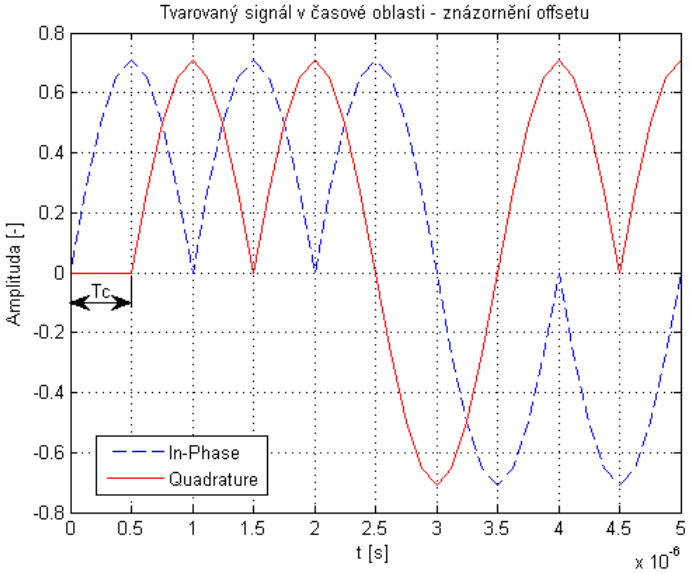
Mapovaná data v obou větvích jsou následně modulována BPSK modulací (funkce `modem.pskmod(2)`). Parametry modulátoru BPSK jsou totožné jako u modelu v pásmu 868 MHz, viz tabulka 3.1. Dále dochází k převzorkování kvůli tvarování pulsu (Half-pulse Shaping) s činitelem $N_\mathrm{ups} = 8$. Tvar pulsu, definovaný rovnicí 2.29, je vykreslen na obrázku 3.10.

Amplituda pulsu je dále normována na velikost odpovídající bodům konstelačního diagramu QPSK modulací, tedy $\frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,7071$. Perioda tvarovaného pulsu činí $2 \cdot T_\mathrm{c} = 10^{-6}\,\mathrm{s}$. Po tvarování pulsů přichází přidání offsetu do kvadraturní větve modulátoru. Offset je reprezentován bitovou posloupností nul o délce $\frac{N_\mathrm{ups}}{2} = 4$ (odpovídá T_c), které jsou přidány na začátek sekvence chipů kvadraturní větve. Stejně dlouhý vektor nul je nutno přidat na konec chipové sekvence synfázní větve z důvodu zachování stejné délky datového vektoru obou větví. Stav po přidání offsetu v časové oblasti je na obrázku 3.11.

Po provedení tvarování a přidání offsetu je signál obou větví násoben s nosnou vlnou $\sin(2\pi f_\mathrm{c} t)$ pro kvadraturní větev a $\sin\left(2\pi f_\mathrm{c} t + \frac{\pi}{2}\right) = \cos(2\pi f_\mathrm{c} t)$ pro synfázní

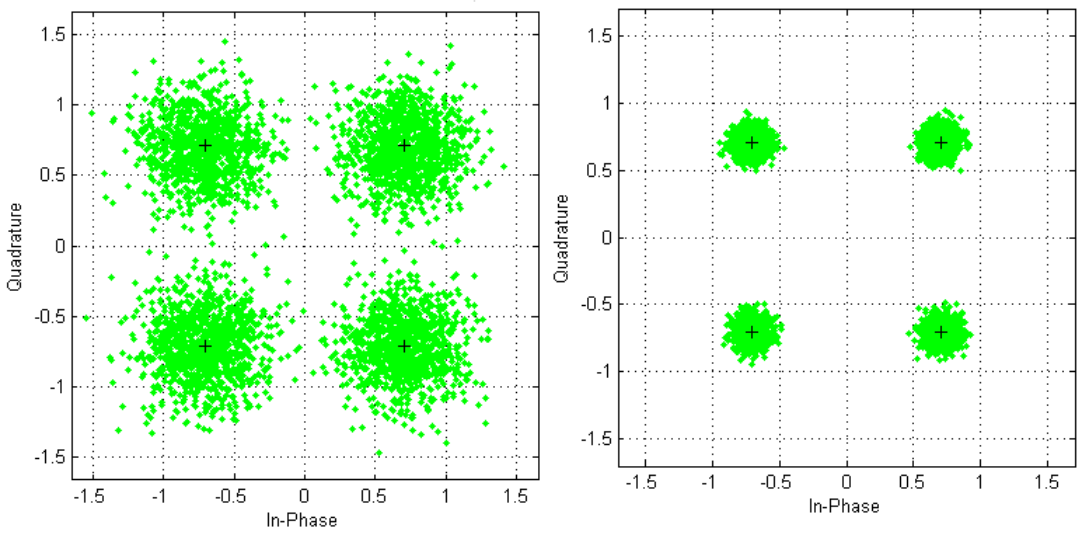


Obr. 3.10: Tvar pulsu pro minimalizaci ISI (pásmo 2450 MHz).



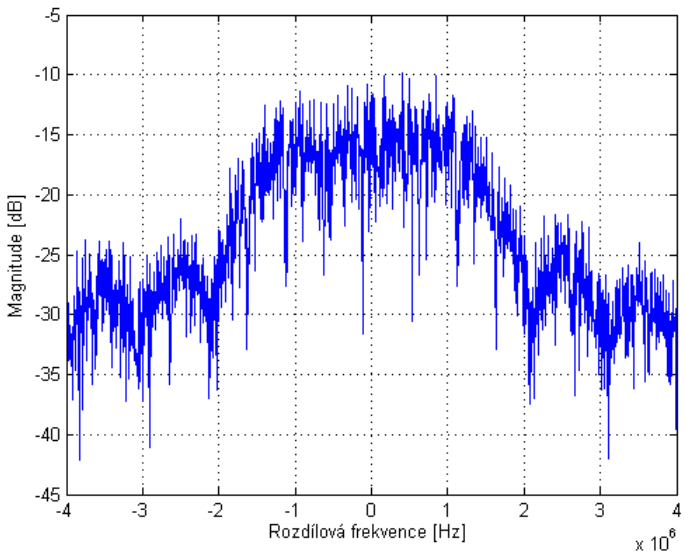
Obr. 3.11: Tvarovaný signál v časové oblasti po přidání offsetu v kvadraturní větvi.

větev. Kvadraturní signál na výstupu z násobičky je ještě násoben komplexním činitelem j pro převedení do imaginární části konstalačního diagramu. Tento signál a synfázní signál z násobičky je nakonec sečten a tím je O-QPSK modulace hotova. Konstelační diagram modulace O-QPSK je na obrázku 3.12. Je zde znázorněna ideální konstelace a konstelace signálu s přidaným AWGN šumem s poměrem signálu k šumu $S/N = 10\,\mathrm{dB}$ a $20\,\mathrm{dB}$.



Obr. 3.12: Konstelační diagram modulace O-QPSK (signál s AWGN šumem, vlevo: $S/N = 10\,\mathrm{dB}$; vpravo: $S/N = 20\,\mathrm{dB}$).

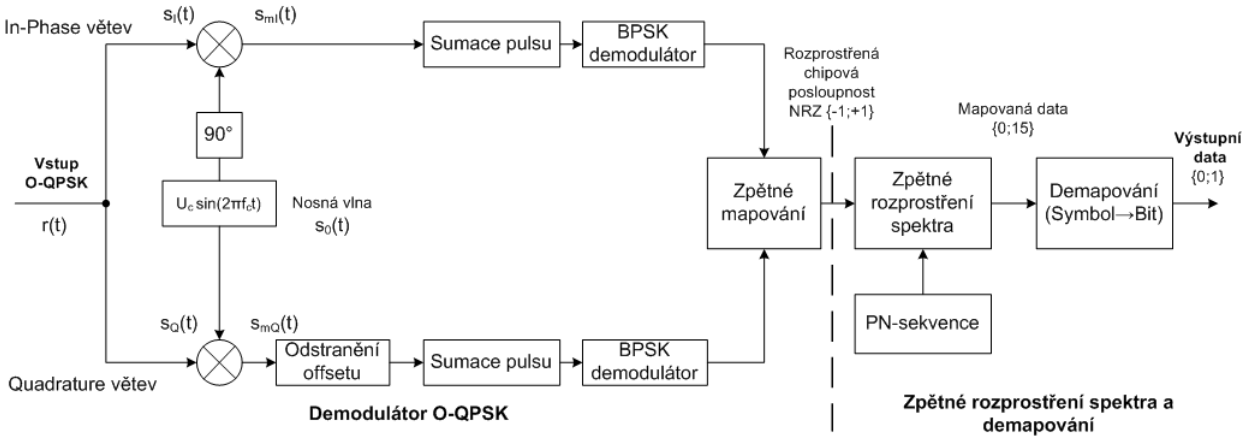
Frekvenční spektrum výstupního signálu vysílače systému ZigBee pro frekvenční pásmo 2450 MHz je na obrázku 3.13.



Obr. 3.13: Frekvenční spektrum signálu systému ZigBee v pásmu 2450 MHz.

3.4.2 Přijímač

Detailní schéma přijímače je na obrázku 3.14. Vysokofrekvenční signál z rádiového prostředí nejprve vstupuje do demodulátoru O-QPSK. Demodulovaný signál následně prochází blokem zpětného rozprostření spektra a nakonec jsou jednotlivé symboly demapovány na výstupní bitový vektor.



Obr. 3.14: Kompletní schéma přijímače systému ZigBee pro pásmo 2450 MHz.

Demodulátor O-QPSK

Po průchodu rádiovým prostředím je vstupní signál demodulátoru nejprve převeden do základního pásma násobením s nosnou vlnou totožnou jako v modulátoru. Tímto je opět dosaženo rozdělení na synfázní (In-Phase) a kvadraturní (Quadrature) větev demodulátoru. Následuje operace odstranění offsetu v kvadraturní větvi. Pro zachování stejné délky datových vektorů obou větví je nutné odstranit přebytečné bity vektoru dat synfázní větve.

Následuje tzv. sumace pulsu v obou větvích. Tato operace sečte jednotlivé vzorky reprezentující tvarovaný puls (jeden puls je tvořen 8 vzorky). Tímto je provedeno jak odstranění tvarování pulsu, tak i podvzorkování signálu s činitelem $N_{\mathrm{dwn}} = N_{\mathrm{ups}} = 8$. Jeden chip je tedy opět reprezentován pouze jedním vzorkem v příslušném datovém vektoru.

Takto upravený signál pak vstupuje v každé větvi do demodulátoru BPSK. Tyto demodulátory jsou definovány pomocí funkce `modem.pskdemod(2)`, obdobně jako demodulátor BPSK v pásmu 868 MHz, viz tabulka 3.2. Po provedení demodulace jsou data obou větví demapována na jednotlivé chipové posloupnosti o délce 32 chipů. Data synfázní větve jsou opět mapovány na liché indexy chipové posloupnosti a data kvadraturní větve jsou mapovány na sudé indexy chipové posloupnosti. Výstup demodulátoru je poté přiveden do bloku realizující zpětné rozprostření signálu.

Zpětné rozprostření frekvenčního spektra

V tomto bloku se z chipových posloupností o délce 32 chipů stává opět vektor čtyřbitových symbolů, jehož prvky v dekadickém formátu nabývají hodnot od 0 do $(2^4 - 1) = 15$.

Demapování (symbol → bit)

V tomto bloku jsou symboly v dekadickém formátu, které přicházejí z bloku zpětného rozprostření frekvenčního spektra, převedeny na binární formát a seskládány do vektoru výstupních dat.

3.5 Rádiový kanál

Vyhodnocení bitové chybovosti systému ZigBee je nutno provést pro různé typy rádiových kanálů, abychom zahrnuli všechny jevy postihující přenosovou cestu (rádiové, volné prostředí). Komunikační (rádiové) kanály je možno modelovat několika matematickými modely. Nejjednodušším modelem rádiového kanálu je tzv. AWGN kanál.

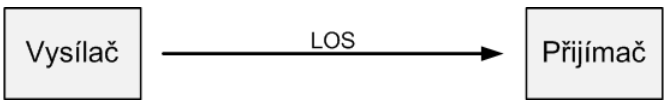
3.5.1 AWGN kanál

AWGN kanál, je typ rádiového kanálu, v němž je k vyslanému signálu přičten pouze aditivní bílý gaussovský šum. Tento šum není nijak korelován s vyslaným signálem (aditivní) a má konstantní spektrální výkonovou hustotu v celém uvažovaném frekvenčním pásmu (bílý). Přijímaný signál $r(t)$ po průchodu AWGN kanálem je definován jako:

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t). \tag{3.10}$$

Zde $s(t)$ je vyslaný užitečný signál, $n(t)$ je aditivní bílý šum a α je konstanta reprezentující zeslabení užitečného signálu $s(t)$ v AWGN kanálu.

AWGN kanál vyjadřuje ideální situaci, kdy je přijímána pouze zeslabená přímá vlna bez jakýchkoliv odrazů od případných překážek. Je přijímána pouze přímá, tzv. LOS vlna (Line-of-sight; mezi vysílačem a přijímačem je přímá optická viditelnost). Tento stav je zachycen na obrázku 3.15.



Obr. 3.15: Schématické znázornění AWGN kanálu (LOS vlna).

Dalším modelem rádiového kanálu je lineární časově neproměnný filtr (LTI). Je definován rovnicí 3.11:

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t), \tag{3.11}$$

kde výstup kanálu $r(t)$ je dán konvolucí užitečného signálu $s(t)$ s impulsní odezvou kanálu $h(t)$. Tento model lze využít pouze v prostředí se stálými parametry, např. při komunikaci po kabelu.

V případě, že je impulsní odezva kanálu časově proměnná, použijeme se jako model lineární časově proměnný filtr. Je definován rovnicí 3.12:

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) + n(t). \tag{3.12}$$

Zde $h(\tau, t)$ je odezva na impuls, který byl vyslán v čase $(t - \tau)$. Parametry kanálu se tedy v čase mění. Tohoto modelu se využívá pro rádiový kanál.

V prostředí MATLAB je přidání AWGN šumu k původnímu signálu realizováno funkcí:

```
awgn(x,snr,'measured',state,powertype);
```

Zde `x` je původní signál, `snr` reprezentuje odstup signál/šum na jeden vzorek. Díky parametru `'measured'` je výkon šumu nastaven podle výkonové úrovně signálu, `state` definuje výchozí nastavení generátoru náhodných čísel po resetu a *`powertype`* definuje v jakých jednotkách bude udávána výkonová úroveň šumu.

Přepočet parametru S/N [dB] (`snr`) na jednotku E_b/N_0 pro modulaci BPSK je definován rovnicí:

$$\frac{E_\mathrm{b}}{N_0} = 10\log_{10}\left(\frac{0,5{\cdot}T_\mathrm{sym}}{T_\mathrm{vz}}\right) + \frac{S}{N} \quad [\mathrm{dB; s, dB}]. \tag{3.13}$$

Pro vícestavové modulace je přepočet definován vztahem:

$$\frac{E_\mathrm{b}}{N_0} = 10\log_{10}\left(\frac{T_\mathrm{sym}}{T_\mathrm{vz}}\right) + \frac{S}{N} - 10\log_{10}(k) \quad [\mathrm{dB; s, dB}, -], \tag{3.14}$$

kde T_sym je doba trvání jednoho symbolu, T_vz je perioda vzorkování a k udává počet informačních bitů na jeden symbol. Vyhodnocení bitové chybovosti se bude provádět v závislosti na parametru C/N, jenž je definován rovnicemi 3.4 a 3.5.

V rádiovém kanálu často dochází k tzv. úniku. Je způsoben kolísáním výkonové úrovně přijímaného signálu. Únik bývá nejčastěji způsoben pohybem vysílače a přijímače a také vícecestným šířením signálu. Vlastnosti únikového kanálu se mění náhodně, jeho parametry jsou tedy náhodnými veličinami. Popisují se pomocí Riceovy a Rayleighovy hustoty rozdělení pravděpodobnosti.

Dopplerův posuv

Jestliže se zdroj vlnění Z a pozorovatel P pohybují, pak při vzájemném přibližování je kmitočet vlnění vyšší, při oddalování pak nižší. Tuto myšlenku formuloval v roce 1842 prof. Christian Doppler. Obecně platí následující vztah:

$$f_{\mathrm{P}} = \frac{c \pm u}{c \pm v} f_{\mathrm{Z}} \quad [\mathrm{Hz}; \mathrm{m{\cdot}s^{-1}}, \mathrm{Hz}], \tag{3.15}$$

kde f_{P} je kmitočet vlnění v místě pozorovatele, $c = 3{\cdot}10^8\,\mathrm{m{\cdot}s^{-1}}$ je rychlost světla, u je rychlost pohybu pozorovatele, v je rychlost pohybu zdroje vlnění a f_{Z} je frekvence vlnění ze zdroje. Je potřeba rozlišovat, zda se pohybuje zdroj či pozorovatel [11]. Pokud jsou zdroj i pozorovatel vzájemně v klidu (mohou se pohybovat po stejné trajektorii stejnou rychlostí), nemá pohyb prostředí žádný vliv na kmitočet vlnění.

Vliv Dopplerova posuvu v systému ZigBee můžeme snadno demonstrovat na následujícím příkladu. Uvažujme pouze pohyb pozorovatele, zdroj je v klidu. Rychlost pohybu pozorovatele nechť je $u = 60\,\mathrm{km{\cdot}h^{-1}} \cong 16,6\,\mathrm{m{\cdot}s^{-1}}$. Jako kmitočet zdroje vlnění uvažujme nosnou frekvenci systému ZigBee v pásmu 868 MHz (dle rovnice 2.2), tedy $f_{\mathrm{Z}} = f_{\mathrm{c}} = 868,3\,\mathrm{MHz}$. Pro zjištění Dopplerova posuvu je potřeba rovnici 3.15 upravit do následujícího tvaru:

$$f_{\mathrm{P}} = \frac{c + u}{c} f_{\mathrm{Z}} = f_{\mathrm{Z}} + \frac{u}{c} f_{\mathrm{Z}} \quad [\mathrm{Hz}]. \tag{3.16}$$

Po další úpravě obdržíme:

$$|f_{\mathrm{P}} - f_{\mathrm{Z}}| = |\Delta f| = \frac{u}{c} f_{\mathrm{Z}} = \frac{16,6}{3 \cdot 10^8}\, 868,3 \cdot 10^6 \cong 48\,\mathrm{Hz}. \tag{3.17}$$

Z výsledku rovnice 3.17 vyplývá, že změna frekvence způsobená Dopplerovým posuvem je nepatrná a na systémy mobilních komunikací má minimální vliv. Navíc systém ZigBee se nejčastěji používá pro komunikaci v senzorových sítích, které jsou v naprosté většině případů stacionární.

3.5.2 Vícecestné šíření signálu (multipath)

Vícecestné šíření je případ, kdy se signál šíří v důsledku odrazu, rozptylu nebo ohybu rádiových vln několika různě dlouhými cestami k přijímači. Každá cesta vnáší do signálu specifické zeslabení, zpoždění a fázový posuv. V místě přijímací antény se všechny složky signálu vektorově sčítají a dochází k interferencím. Důsledkem tohoto jevu dochází ke kolísání signálu na vstupu přijímače a dochází k tzv. úniku (fading).

Protože se okolní prostředí může měnit, mohou se měnit i vlastnosti rádiového kanálu. Přijatý signál $r(t)$ ovlivněný vícecestným šířením je při uvažování harmonického signálu $s(t) = A\cos(2\pi f_{\mathrm{c}} t)$ a současném zanedbání šumu roven:

$$r(t) = A \sum_n \alpha_n(t) \cos\left[2\pi f_{\mathrm{c}}(t - \tau_n(t))\right], \tag{3.18}$$

kde $\alpha_n(t)$ a $\tau_n(t)$ jsou časově proměnné zeslabení a zpoždění n-té přenosové cesty. Komunikační kanál lze popsat komplexním signálem $z(t)$:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_c \tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Phi_n(t)}. \tag{3.19}$$

Komplexní koeficienty cest jsou definovány jako

$$c_n(t) = \alpha_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Phi(t)} = c_{\mathrm{re}}(t) + \mathrm{j}c_{\mathrm{im}}(t). \tag{3.20}$$

Modul $\alpha(t) = \sqrt{{c_{\mathrm{re}}}^2(t) + {c_{\mathrm{im}}}^2(t)}$ i fáze $\Phi(t) = \arctan\left(\frac{c_{\mathrm{im}}(t)}{c_{\mathrm{re}}(t)}\right)$ jsou náhodnými veličinami. Z tohoto důvodu je popisujeme pomocí hustoty rozdělení pravděpodobnosti.

Riceův kanál

Riceův kanál popisuje situaci, kdy se na přenosu kromě přímé vlny podílí také odražené signály. Tento stav je ilustrován obrázkem 3.16. Mají-li složky $c_{\mathrm{re}}(t), c_{\mathrm{im}}(t)$ nenulovou střední hodnotu (tj. existuje-li přímá cesta mezi vysílačem a přijímačem), mají amplitudy Riceovo rozdělení hustoty pravděpodobnosti 3.21. Riceovo rozdělení pro $\sigma = 1$ a různé hodnoty S je na obrázku 3.17.

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \mathrm{e}^{\frac{-(\alpha^2+S^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{S\alpha}{\sigma^2}\right), \text{pro } \alpha \geq 0, \tag{3.21}$$

kde S je amplituda přijatého signálu (přímé složky), σ je směrodatná odchylka a I_0 je modifikovaná Besselova funkce imaginárního argumentu. Výkon přímé složky signálu je dán rovnicí:

$$p_{\mathrm{d}} = \frac{S^2}{2}, \tag{3.22}$$

okamžitý výkon přijatého signálu je dán součtem:

$$p = p_{\mathrm{d}} + \bar{p_{\mathrm{s}}}, \tag{3.23}$$

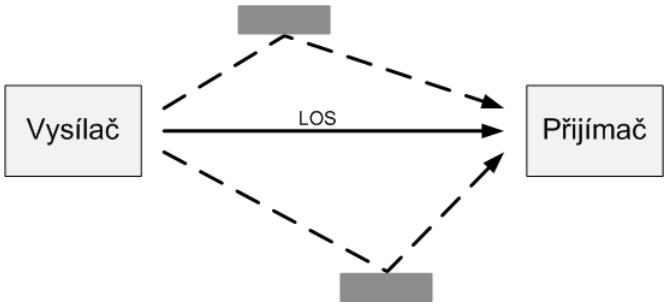
kde $\bar{p_{\mathrm{s}}}$ je energie rozptýlených složek signálu ($\bar{p_{\mathrm{s}}} \equiv \sigma^2$). U Riceova rozdělení je definován tzv. Rice K-faktor, který udává poměr mezi výkonem signálu přímé cesty a součtem výkonů signálů odražených cest. K-faktor je dán rovnicí 3.24:

$$K = \frac{p_{\mathrm{d}}}{\bar{p_{\mathrm{s}}}} = \frac{p_{\mathrm{d}}}{\sigma^2} \quad [-]. \tag{3.24}$$

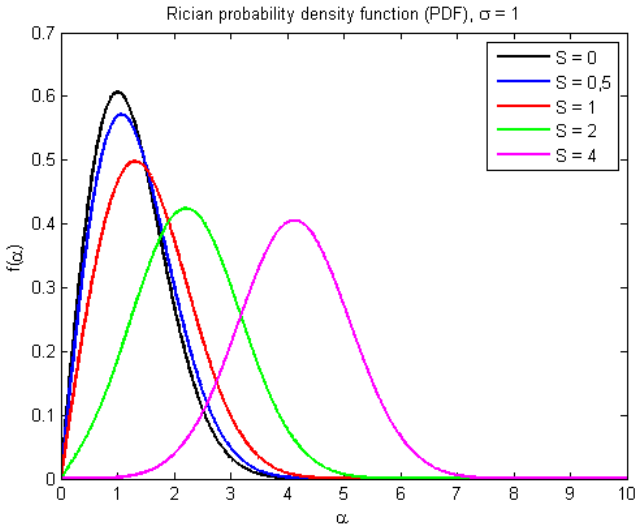
K implementaci Riceova kanálu v prostředí MATLAB se používá funkce

```
ricianchan(ts,fd,k,tau,pdb,fdLOS);
```

Zde `ts` je vzorkovací perioda, `fd` udává frekvenci Dopplerova posuvu a `k` je Rice K-faktor. Pokud je `k` vektorem o stejné velikosti jako `tau`, pak výkon signálu každé v diskrétní cestě koresponduje s K-faktorem uvedeným v tomto vektoru. Časová zpoždění jednotlivých cest signálu jsou dána vektorem `tau`. Hodnoty průměrných relativních útlumů jednotlivých přenosových cest v dB jsou definovány vektorem `pdb`. Dopplerův posuv přímé cesty signálu je definován parametrem `fdLOS`. Na signál z vysílače se rádiový kanál aplikuje metodou `filter`.



Obr. 3.16: Schématické znázornění Riceova kanálu.



Obr. 3.17: Riceova funkce hustoty rozdělení pravděpodobnosti pro $\sigma = 1$ a různé hodnoty S.

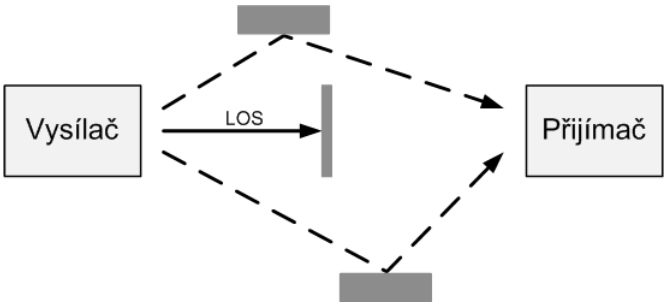
Rayleighův kanál

Rayleighův kanál popisuje případ, kdy se přímá vlna na přenosu signálu nepodílí a do přijímače se dostávají pouze odražené signály. Schéma takového přenosu je na obrázku 3.18. Složky $c_{\mathrm{re}}(t), c_{\mathrm{im}}(t)$ jsou s nulovou střední hodnotou, rozložení fází je rovnoměrné v rozsahu $(0, 2\pi)$ a amplitudy mají Rayleighovo rozdělení hustoty pravděpodobnosti (viz rovnice 3.25). Graf Rayleighova rozdělení hustoty pravděpodobnoxti pro různé hodnoty σ je uvedeno na obrázku 3.19.

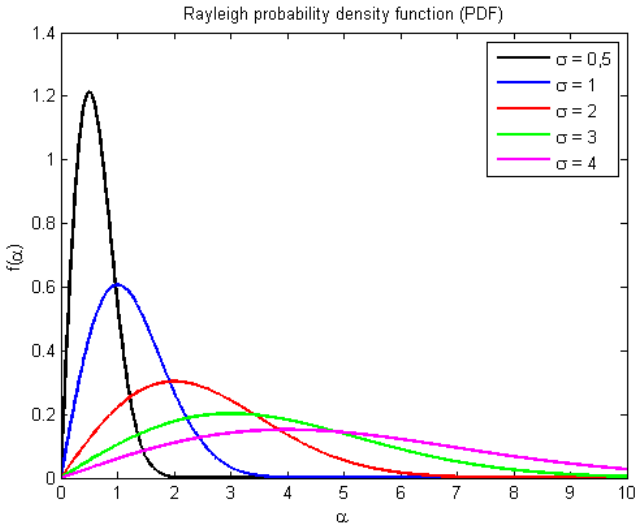
$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \mathrm{e}^{\frac{-\alpha^2}{2\sigma^2}}, \text{pro } \alpha \geq 0. \tag{3.25}$$

V prostředí MATLAB je Rayleighův kanál dán funkcí

```
rayleighchan(ts,fd,tau,pdb);
```



Obr. 3.18: Schématické znázornění Rayleighova kanálu.



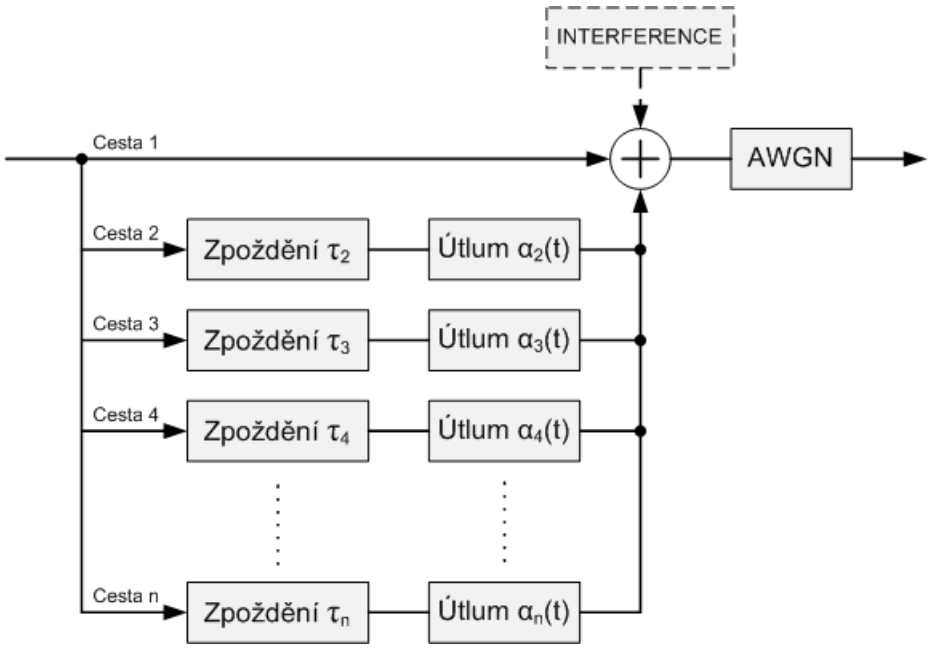
Obr. 3.19: Rayleighova funkce hustoty rozdělení pravděpodobnosti pro různé hodnoty σ.

Zde `ts` je vzorkovací perioda, `fd` je frekvence Dopplerova posuvu. Časová zpoždění jednotlivých cest signálu jsou definována vektorem `tau`. Hodnoty průměrných relativních útlumů jednotlivých přenosových cest v dB jsou dány vektorem `pdb`. Aplikace rádiového kanálu na vyslaný signál se opět provádí metodou `filter`.

3.5.3 Model rádiového kanálu

Pro modelování obecného rádiového kanálu se nejčastěji používá TDL model (Tapped Delay Line). Jeho schéma je uvedeno na obrázku 3.20 [15]. Model uvažuje n přenosových cest. První cesta má nulové zpoždění a útlum (přímá viditelnost). Zpoždění jednotlivých přenosových cest je dáno hodnotou τ_n. Bloky se symbolem $\alpha_n(t)$ udávají časově proměnné zeslabení jednotlivých přenosových cest.

Za součtovým členem TDL modelu je blok AWGN přidávající k signálu šumové pozadí. V tomto místě je také možné přidat interferenční signál o stejné nebo blízké frekvenci jakou má nosná vlna užitečného signálu, díky čemuž lze vyhodnocovat bitovou chybovost v závislosti na parametru C/I.



Obr. 3.20: Tapped Delay Line model s možností přidání interferenčního signálu.

Pro rozličná prostředí se používají různé typy modelů rádiových kanálů (uvnitř budov, městská zástavba, otevřená krajina,...). Klíčovými parametry těchto modelů jsou počet přenosových cest, časové zpoždění a útlum cest. Typické hodnoty časového zpoždění pro prostředí uvnitř budov (nejčastější prostředí využití systému ZigBee) jsou uvedeny v tabulce 3.3.

Tab. 3.3: Typické hodnoty zpoždění přenosových cest pro různá vnitřní prostředí

Prostory:	**Zpoždění [ns]**
Domácí prostředí	< 50
Kancelářské prostředí	~ 100
Průmyslové prostředí	$\sim$ 200–300

Simulace bitové chybovosti v únikovém kanálu se budou provádět s modely nastavenými ručně (pomocí funkcí `ricianchan, rayleighchan`) a také s již vytvořenými modely dle standardů COST 207 a ITU-R M.1225 (1997-2) [4], [5]. Využity budou

pouze modely pro vnitřní prostředí (Indoor office) a prostředí městské zástavby (Typical Urban). Tyto modely jsou definovány pomocí funkce `stdchan`.

Tab. 3.4: Model Indoor office pro šíření v kancelářském prostředí (dle ITU-RM.1225) [5] a model Typical Urban pro šíření v prostředí městské zástavby (dle COST 207) [4] pro 6 přenosových cest

Cesta	Model: `itur3GIAx`		Model: `cost207TUx6`	
	Zpoždění cesty [ns]	Útlum cesty [dB]	Zpoždění cesty [ns]	Útlum cesty [dB]
1	0	0	0	3
2	50	3	200	0
3	110	10	600	2
4	170	18	1600	6
5	290	26	2400	8
6	310	32	5000	10

Změna parametru C/N, resp. E_b/N_0 probíhá v bloku AWGN (viz obrázek 3.20). Na signál z vysílače, převedený do RF pásma, je pomocí metody `filter` implementován rádiový kanál. Tento signál je poté přičten k nefiltrovanému RF signálu z vysílače, k němuž je superponován AWGN šum s určitým poměrem E_b/N_0 [dB].

4 SIMULACE NA FYZICKÉ VRSTVĚ

Pro simulace jsou použity modely fyzické vrstvy systému ZigBee, které byly dostatečným způsobem popsány v kapitolách 2.2.3 a 2.2.4. Mezi vysílač a přijímač byly vloženy modely rádiových kanálů různých typů (viz kapitola 3.5). Pro všechny simulace platí, že velikost vstupní datové posloupnosti je 10^7 bitů. Díky tomu se ve výsledcích projeví bitové chybovosti BER = 10^{-6} (tato hodnota BER byla zvolena jako dostatečná pro bezproblémový přenos dat). Simulace radiokomunikačních systémů se vyznačují značnou výpočetní náročností, proto je běžné provádět tyto výpočty v cyklech. Výpočetní prostředí MATLAB navíc dokáže alokovat maximálně 2 GB operační paměti osobního počítače.

Simulace se provádí ve dvou cyklech. V prvním cyklu se nastavuje požadovaný poměr C/N, resp. E_b/N_0. Ve druhém cyklu se provádí vlastní simulace na fyzické vrstvě. Maximální délka vstupní bitové posloupnosti pro oba navržené modely fyzické vrstvy, kterou je MATLAB schopen zpracovat, je 10^4 bitů. Požadovaná velikost vstupních dat je 10^7 bitů, tzn., že pro každý nastavený parametr C/N se výpočet provede tisíckrát. Chybové bity se ukládají během simulace do datového vektoru a po jejím ukončení se proměnné potřebné pro vyhodnocení chybovosti exportují do souboru s příponou `.mat`.

Při simulacích prováděných v cyklech je nezbytně nutné, aby se model kanálu před filtrací neresetoval. Tímto se zachovají totožné podmínky v únikovém kanálu po celou dobu simulace (není potřeba provádět v AWGN kanálu). Pokud se parametr definující tento stav nenastaví, obdržené výsledky bitových chybovostí budou značně nepřesné. Nastavení se provádí zápisem:

```
chan.ResetBeforeFiltering = 0;
```

V objektu `chan` je uložen model únikového kanálu. K jednotlivým parametrům jakéhokoliv objektu se v systému MATLAB přistupuje pomocí tzv. tečkové konvence.

Tab. 4.1: Parametry simulací na fyzické vrstvě

Délka vstupní bitové posloupnosti	10^7 b
Bitová rychlost na fyzické vrstvě	
Model 868 MHz	20 kb/s
Model 2450 MHz	250 kb/s

Jak již bylo uvedeno v kapitole 3.5.1, Dopplerův posuv frekvence nemá na kvalitu komunikace systému ZigBee významný vliv. Z tohoto důvodu je parametr udávající

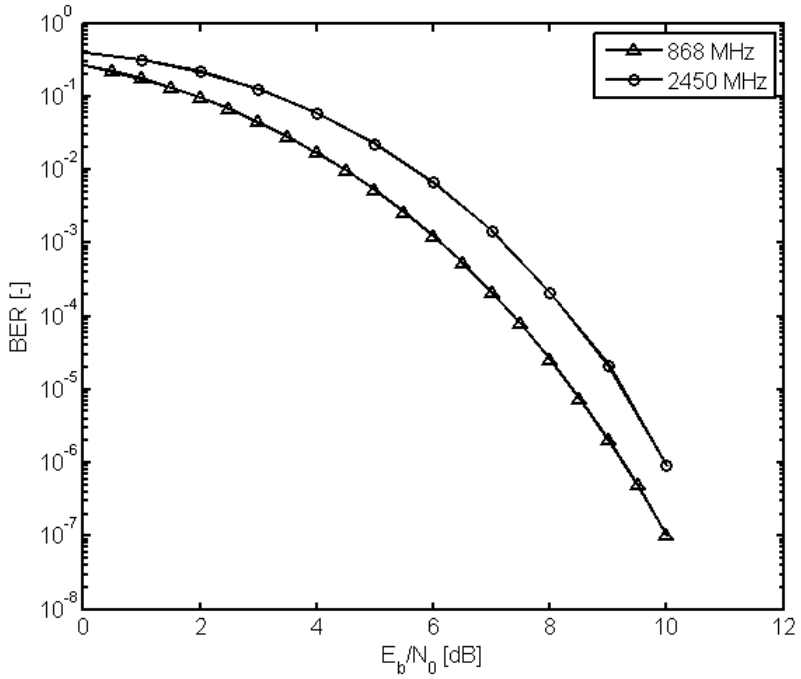
frekvenci Dopplerova posuvu nulový pro všechny typy únikových kanálů použitých v této práci.

Simulace byly prováděny na osobním počítači s procesorem Intel Dual Core 2,2 GHz s operační pamětí RAM o velikosti 2 GB. Operační systém Windows Vista, MATLAB verze 7.7.0.471 (R2008b).

Všechny simulace byly prováděny tak, aby se projevila referenční BER = 10^{-6}. Z toho vychází rozsah poměru E_b/N_0 pro každou simulaci.

AWGN kanál

AWGN kanál poskytuje pro přenos signálu nejlepší podmínky. Bitová chybovost je zde nejnižší. Jedná se však pouze o teoretický stav, jehož se v praxi dosahuje jen velmi obtížně. Závislost BER na poměru E_b/N_0 v AWGN kanálu je na obrázku 4.1. Simulace v AWGN kanálu byly prováděny pro E_b/N_0 v rozsahu 0 – 12 dB.

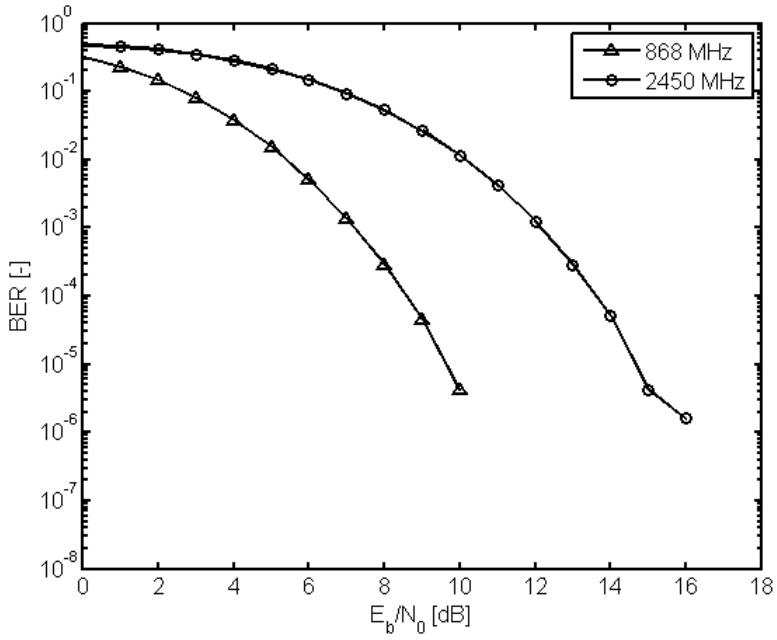


Obr. 4.1: Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v AWGN kanálu v pásmu 868 a 2450 MHz.

Z grafu je patrné, že pomalejší systém 868 MHz vykazuje lepší BER při stejném poměru výkonu signálu k šumu. Rozdíly mezi systémy však nejsou tak markantní. Zatímco pro model 868 MHz je BER = 10^{-6} dosaženo při hodnotě $E_\mathrm{b}/N_0 = 9,3$ dB, pro model 2450 MHz je tento poměr při stejné BER vyšší asi o 1 dB.

Riceův kanál

Na přenosu signálu v Riceově kanálu se kromě signálu přímé cesty podílí také signály odražené. Zde je bitová chybovost horší nežli v AWGN kanálu. Neměla by se však výrazněji odlišovat. Závislost BER na poměru E_b/N_0 v Riceově kanálu je na obrázku 4.2.



Obr. 4.2: Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v Riceově kanálu v pásmu 868 a 2450 MHz.

Zde nebylo dosaženo referenční hodnoty BER = 10^{-6}. Tato chybovost by se v simulaci projevila se zvětšením velikosti vstupních dat o jeden řád, což by ale neúměrně zvýšilo náročnost výpočtu. Z grafu 4.2 je patrné, že výsledky simulací BER pro model 868 MHz se příliš neliší od výsledků tohoto modelu v AWGN kanálu. Rozdíl při referenční BER = 10^{-6} činí přibližně 1,7 dB. Výsledky simulací BER modelu pro pásmo 2450 MHz ukazují, že pro kvalitní příjem signálu je potřeba výrazně lepšího poměru E_b/N_0 v kanálu. K dosažení BER = 10^{-6} je nutný poměr E_b/N_0 = 16 dB. Rozdíl mezi standardy 868 MHz a 2450 MHz při referenční BER činí 5 dB.

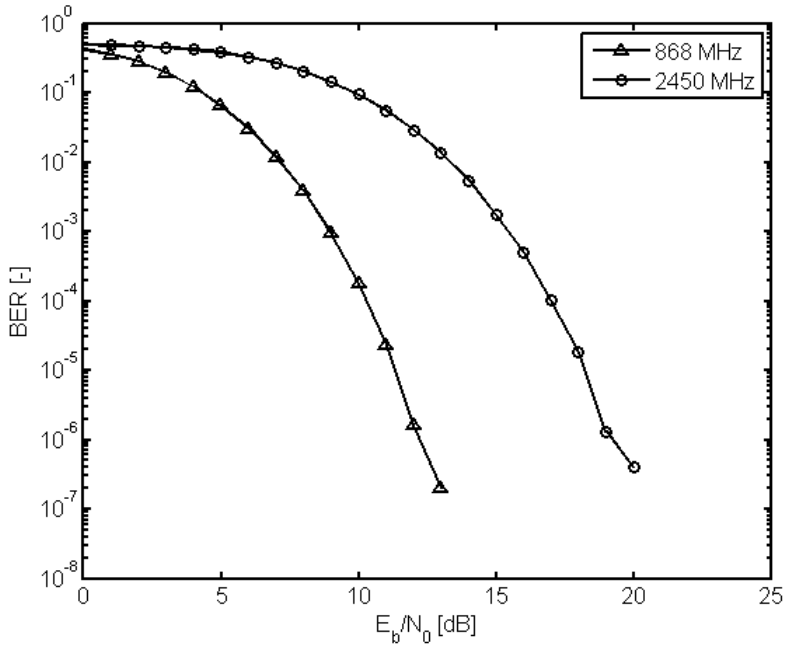
Parametry Riceova kanálu, který byl použit v simulaci jsou uvedeny v tabulce 4.2. Frekvence Dopplerova posuvu Δf = 0 Hz, Riceův K-faktor: K = 1. Simulace v Riceově kanálu byly prováděny pro E_b/N_0 v rozsahu 0 – 18 dB.

Tab. 4.2: Parametry Riceova kanálu

Cesta	Zpoždění cesty [ns]	Útlum cesty [dB]
1	0	0
2	110	9,7
3	190	19,2
4	230	7,3

Rayleighův kanál

Nejnepříznivější případ přenosu, kdy se na přenosu signálu nepodílí přímá cesta, ale pouze odražené složky jsou simulovány Rayleighovým kanálem. Zde dosahuje BER nejhorších výsledků. Závislost BER na poměru E_b/N_0 v Rayleighově kanálu je na obrázku 4.3.



Obr. 4.3: Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v Rayleighově kanálu v pásmu 868 a 2450 MHz.

Z grafu 4.3 je vidět, že podmínky k dosažení kvalitního příjmu v tomto kanálu jsou horší nežli v případě předchozích rádiových kanálů. Referenční hodnoty BER ve frekvenčním pásmu 868 MHz bylo dosaženo při $E_\mathrm{b}/N_0 = 12,3\,\mathrm{dB}$, což je oproti

AWGN kanálu rozdíl 3 dB a oproti Riceově 1,3 dB. V pásmu 2450 MHz bylo reference dosaženo při 19 dB hodnotě poměru E_b/N_0.

Parametry Rayleighova kanálu, který byl použit v simulaci jsou uvedeny v tabulce 4.3. Frekvence Dopplerova posuvu $\Delta f = 0$ Hz. Simulace v Rayleighově kanálu byly prováděny pro E_b/N_0 v rozsahu 0 – 25 dB.

Tab. 4.3: Parametry Rayleighova kanálu

Cesta	Zpoždění cesty [ns]	Útlum cesty [dB]
1	110	9,7
2	190	19,2
3	230	7,3

Prostředí Typical Urban

Dalším přenosovým prostředím, ve kterém byly provedeny simulace bitové chybovosti je prostředí Typical Urban dle standardu COST 207. Jedná se o model simulující podmínky přenosu ve standardním prostředí městské zástavby.

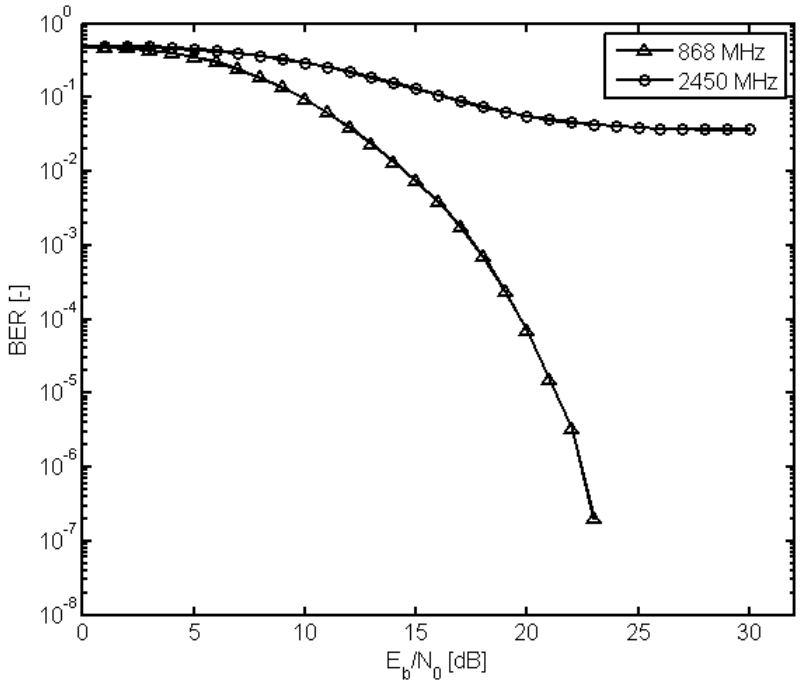
Z grafu 4.4 je patrné výrazné zhoršení podmínek kvalitního příjmu v prostředí městské zástavby. Zatímco model systému ZigBee v pásmu 868 MHz dosahuje referenční BER až při hodnotě $E_b/N_0 = 22,5$ dB (rozdíl oproti AWGN kanálu je téměř 14 dB), v pásmu 2450 MHz bylo dosaženo BER pouze $0,5 \cdot 10^{-2}$. Můžeme tedy říci, že systém ZigBee v pásmu 2450 MHz je v prostředí městské zástavby, jehož model je dán tabulkou 3.4, téměř nepoužitelný. Bohužel v odborných článcích nebyly nalezeny žádné výsledky simulací v tomto prostředí, se kterými bychom mohli výše uvedené tvrzení srovnat.

Parametry modelu kanálu Typical Urban jsou uvedeny v tabulce 3.4. Frekvence Dopplerova posuvu $\Delta f = 0$ Hz. Simulace v tomto kanálu byly prováděny pro E_b/N_0 v rozsahu 0 – 30 dB.

Prostředí Indoor Office

Simulace BER byly rovněž provedeny s využitím modelu simulujícím kancelářské prostředí Indoor Office dle standardu ITU-RM.1225.

Výsledky simulací v kancelářském prostředí Indoor Office jsou zobrazeny v grafu 4.5. V pásmu 868 MHz je dosaženo referenční BER při hodnotě poměru $E_b/N_0 = 20$ dB, v pásmu 2450 MHz je této BER dosaženo při $E_b/N_0 = 27,4$ dB. Oproti výsledkům simulací v prostředí městské zástavby je patrný zásadní rozdíl. Lze říci,

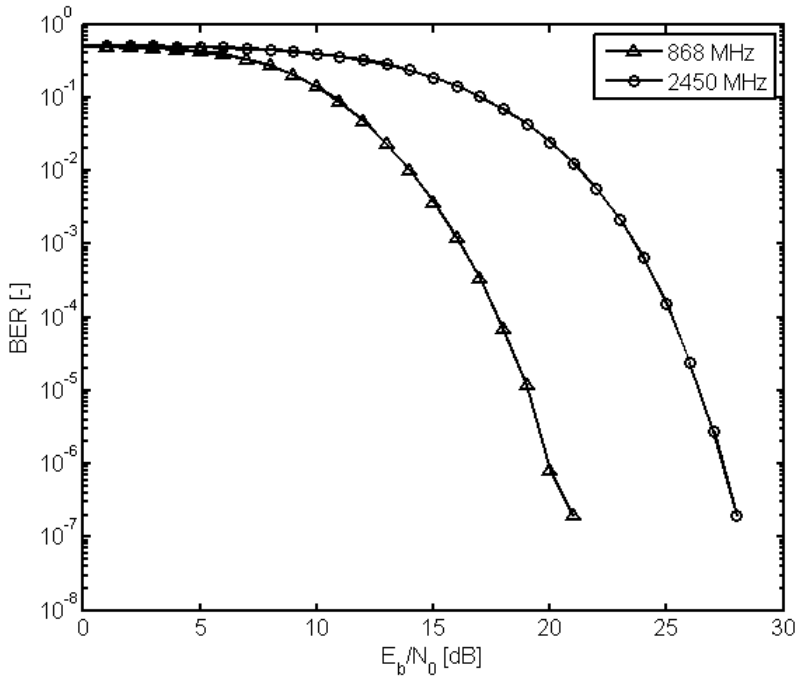


Obr. 4.4: Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v modelu kanálu Typical Urban v pásmu 868 a 2450 MHz.

že systém ZigBee je vhodnější do kancelářského prostředí s menší dobou zpoždění, nežli do městské zástavby, kde je doba zpoždění jednotlivých cest signálu vyšší.

Parametry tohoto prostředí jsou uvedeny v tabulce 3.4. Frekvence Dopplerova posuvu $\Delta f = 0\,\mathrm{Hz}$. Simulace v tomto kanálu byly prováděny pro E_b/N_0 v rozsahu $0 - 30\,\mathrm{dB}$.

Přehled výsledků simulací BER na fyzické vrstvě je uveden v tabulce 4.4.



Obr. 4.5: Závislost bitové chybovosti na poměru E_b/N_0 v modelu kanálu Indoor Office v pásmu 868 a 2450 MHz.

Tab. 4.4: Přehled výsledků simulací BER na fyzické vrstvě

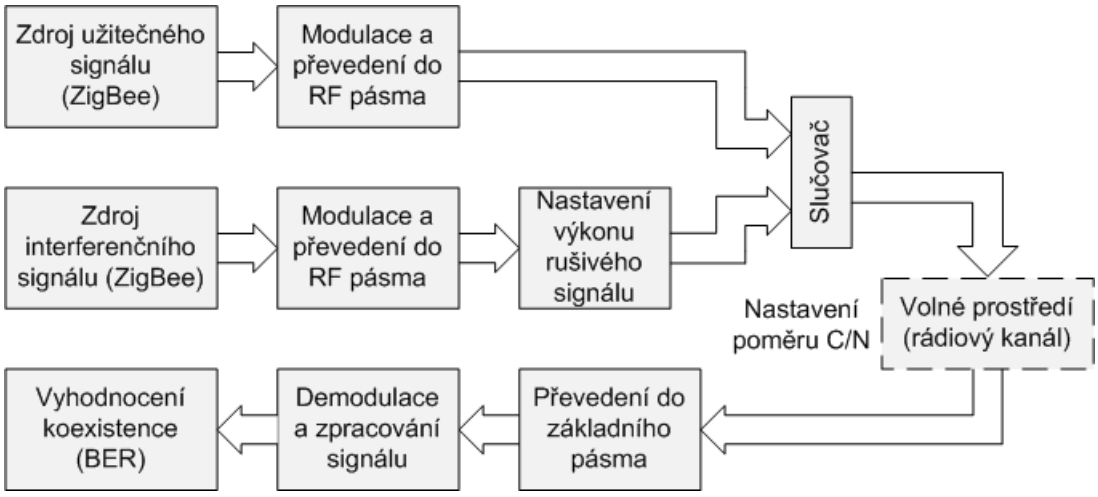
Model: 868 MHz					
Kanál:	AWGN	Rice	Rayleigh	Typical Urban	Indoor Office
	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]
BER $= 10^{-4}$	7,4	8,6	10,2	19,7	17,7
BER $= 10^{-6}$	9,3	11	12,3	22,5	20
Model: 2450 MHz					
Kanál:	AWGN	Rice	Rayleigh	Typical Urban	Indoor Office
	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]	E_b/N_0 [dB]
BER $= 10^{-4}$	8,3	13,6	17	-	25,2
BER $= 10^{-6}$	10	16	19	-	27,4

5 SIMULACE KOEXISTENCE

Pásmo ISM, ve kterém pracuje i systém ZigBee, může být využíváno několika bezdrátovými komunikačními systémy. Díky tomu zde vzniká interferenční prostředí a bezchybný příjem signálu se stává obtížným. Z tohoto důvodu se vyšetřuje tzv. koexistence systémů.

Simulace koexistence systému ZigBee je provedena dvěma způsoby. Nejprve je vyšetřeno rušení od interferujícího systému v sousedním kanálu Adjacent Channel Interference (ACI) a poté rušení ve stejném kanálu Co-Channel Interference, což je nejhorší možný případ. Vyšetření koexistence v sousedním kanálu je provedeno pouze v pásmech 915 a 2450 MHz, protože v pásmu 868 MHz je k dispozici pouze jeden rádiový kanál.

Zdrojem interferenčního signálu je stávající model systému ZigBee pro dané frekvenční pásmo. Při vyšetřování koexistence v sousedním kanálu (ACI) se jako vstupní bitová posloupnost použije náhodná sekvence jedniček a nul, obdobně jako je tomu při vyšetření klasické BER v různých typech rádiových kanálů. Při simulaci rušení ve stejném kanálu je rovněž použito náhodně generovaných bitových sekvencí pro užitečný i rušivý signál.



Obr. 5.1: Obecné schéma pro vyhodnocení koexistence systémů.

Obecné schéma pro vyšetření koexistence systémů je na obrázku 5.1. Nejprve se provádí zpracování signálů a modulace. Užitečný i rušivý signál jsou pak převedeny do RF pásma. Posledním bodem před sloučením obou signálů je nastavení výkonu rušivého signálu. Na základě poměru výkonu užitečného a rušivého signálu bude vyšetřována bitová chybovost. Ke sloučenému signálu bude přidán ještě AWGN šum

o poměru $E_b/N_0 = 8\,\mathrm{dB}$, což je typická hodnota poměru signálu k šumu v rádiovém kanálu.

Společné parametry simulací koexistence jsou uvedeny v tabulce 5.1. Délka vstupní bitové posloupnosti je o řád nižší než v případě vyšetřování klasické BER z důvodu neúměrné výpočetní náročnosti simulací koexistence. Ve výsledcích simulací koexistence se tudíž projeví pouze chybovosti do hodnoty 10^{-6}, což je dostačující.

Tab. 5.1: Parametry simulací koexistence

Délka vstupní bitové posloupnosti	10^6 b
Bitová rychlost na fyzické vrstvě	
Model 915 MHz	40 kb/s
Model 2450 MHz	250 kb/s

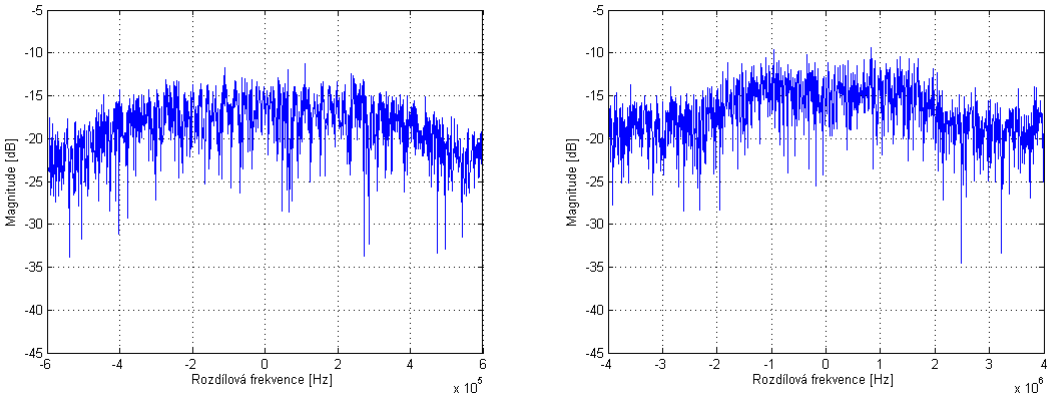
5.1 Simulace rušení ze sousedního kanálu

Simulace rušení ze sousedního kanálu byla provedena pro oba modely (915 MHz a 2450 MHz). V případě modelu v pásmu 915 MHz je kmitočet nosné vlny užitečného signálu $f_{c\,(915)-\mathrm{U}} = 906\,\mathrm{MHz}$, kmitočet nosné rušivého signálu je $f_{c\,(915)-\mathrm{I}} = 908\,\mathrm{MHz}$. Nosná vlna užitečného signálu v pásmu 2450 MHz má frekvenci $f_{c\,(2450)-\mathrm{U}} = 2410\,\mathrm{MHz}$, frekvence interferujícího signálu $f_{c\,(2450)-\mathrm{I}} = 2405\,\mathrm{MHz}$. Frekvenční spektrum sloučeného užitečného a interferenčního signálu obou modelů je na obrázku 5.2. Jedná se o případ stejné velikosti užitečného i interferujícího signálu ($P_{\mathrm{užit}} - P_{\mathrm{interf}} = 0\,\mathrm{dB}$).

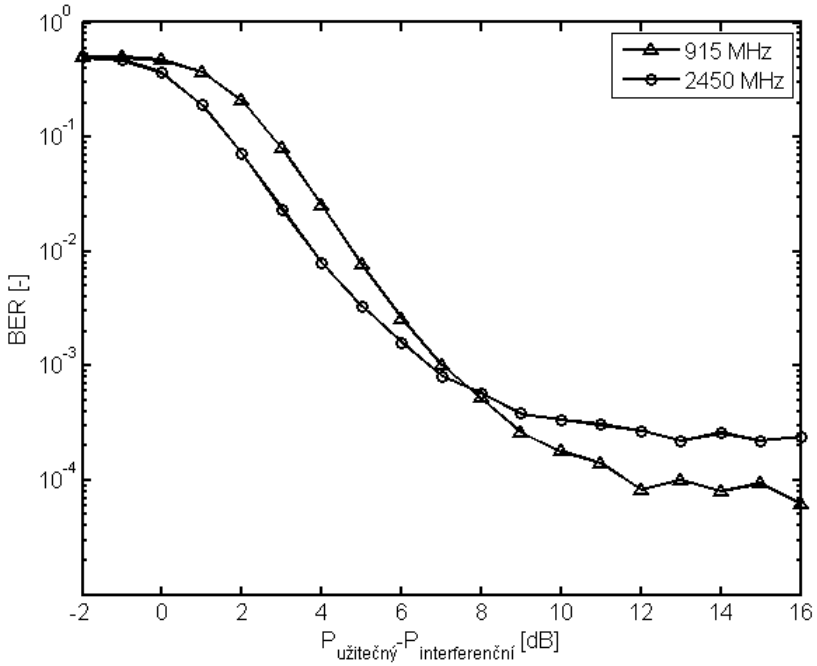
Závislost BER na rozdílu výkonů obou signálů je na obrázku 5.3. Z grafu je patrné, že pokud je výkon interferenčního signálu větší nebo roven užitečnému, hodnota BER je přibližně 0,5. Pokud je výkon užitečného signálu větší než výkon rušivého, hodnota BER klesá přibližně lineárně až do hodnoty $\mathrm{BER} = 10^{-4}$ v případě modelu 915 MHz, resp. $\mathrm{BER} = 0,5{\cdot}10^{-3}$ v případě modelu 2450 MHz. Dále je hodnota BER již konstantní i při zvyšování rozdílu výkonů obou signálů.

5.2 Simulace rušení ve stejném rádiovém kanálu

Simulace rušení ve stejném kanálu byla rovněž provedena pro oba modely. V případě modelu v pásmu 915 MHz je kmitočet nosné vlny obou signálů $f_{c\,(915)} = 906\,\mathrm{MHz}$. Nosná vlna obou signálů v pásmu 2450 MHz má frekvenci $f_{c\,(2450)} = 2410\,\mathrm{MHz}$. Frekvenční spektrum sloučeného užitečného a interferenčního signálu obou modelů



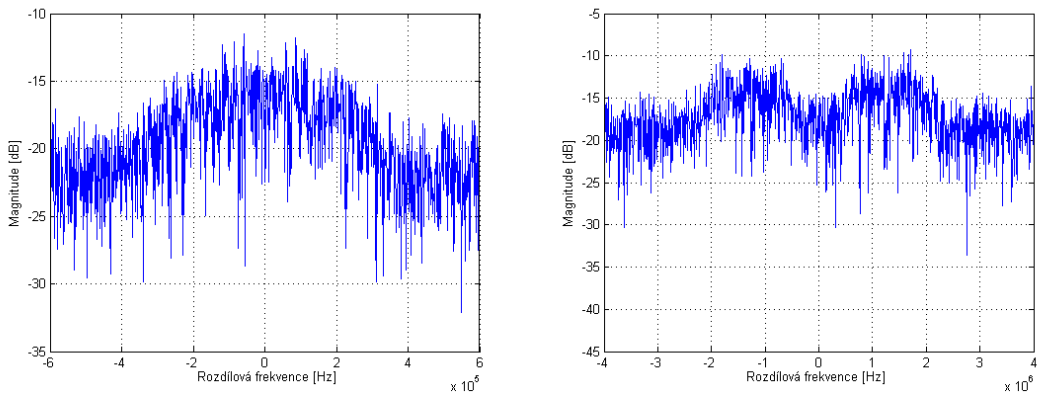
Obr. 5.2: Frekvenční spektrum sloučeného užitečného a interferenčního signálu (rušení ze sousedního kanálu, $P_{\text{užit}} - P_{\text{interf}} = 0\,\text{dB}$) v pásmu 915 MHz (vlevo) a 2450 MHz (vpravo); AWGN kanál, $E_\text{b}/N_0 = 8\,\text{dB}$.



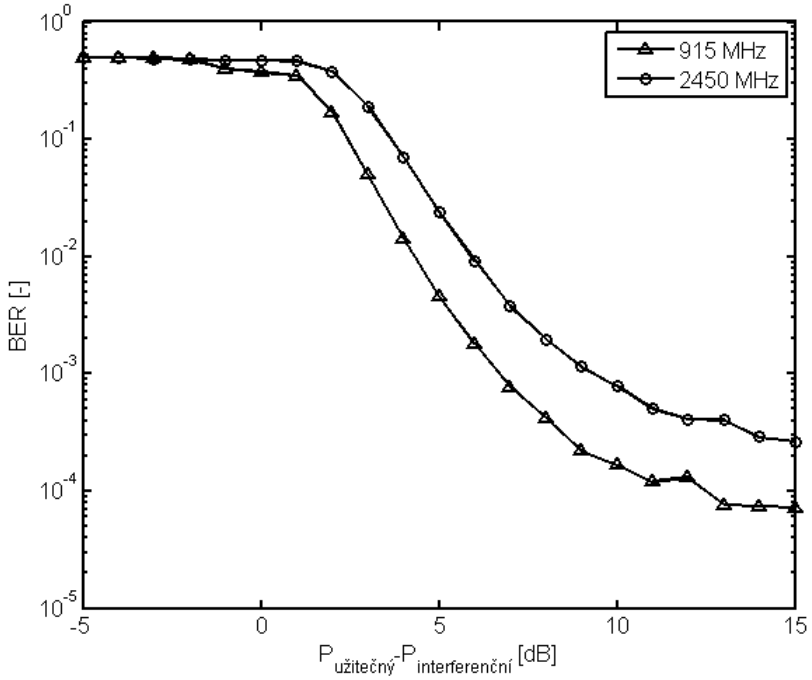
Obr. 5.3: Závislost bitové chybovosti na rozdílu výkonu užitečného a interferenčního signálu při rušení ze sousedního kanálu v pásmu 915 a 2450 MHz.

je na obrázku 5.4. Opět je rozdíl velikosti výkonů užitečného i interferujícího signálu nulový ($P_{\text{užit}} - P_{\text{interf}} = 0\,\text{dB}$).

Závislost BER na rozdílu výkonů obou signálů je na obrázku 5.5. Z grafu je vidět, že při rozdílu výkonů signálů $P_{\text{užit}} - P_{\text{interf}} \leq 2\,\text{dB}$ se BER pro oba systémy pohy-



Obr. 5.4: Frekvenční spektrum sloučeného užitečného a interferenčního signálu (rušení ve stejném kanálu, $P_{\text{užit}} - P_{\text{interf}} = 0\,\text{dB}$) v pásmu 915 MHz (vlevo) a 2450 MHz (vpravo); AWGN kanál, $E_\text{b}/N_0 = 8\,\text{dB}$.



Obr. 5.5: Závislost bitové chybovosti na rozdílu výkonu užitečného a interferenčního signálu při rušení ve stejném kanálu v pásmu 915 a 2450 MHz.

buje přibližně kolem hodnoty 0,5. Pokud je rozdíl výkonů větší než 2 dB, hodnota BER opět klesá přibližně lineárně až do hodnoty BER $= 10^{-4}$ v případě modelu 915 MHz, resp. BER $= 0,5{\cdot}10^{-3}$ v případě modelu 2450 MHz. Dále je hodnota BER již konstantní i při zvyšování rozdílu výkonů obou signálů.

Rozdíl mezi modely systému je zde výraznější nežli v případě rušení ze sousedního kanálu. Model pro pásmo 2450 MHz je více náchylnější na rušení ve stejném kanálu než na rušení ze sousedního kanálu. V případě modelu pro pásmo 915 MHz jsou výsledky v obou případech přibližně stejné. Systém pro pásmo 868 MHz je vhodnější do zarušeného prostředí.

6 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo prozkoumání vlastností bezdrátového komunikačního standardu ZigBee a jeho chování v různých typech přenosového prostředí. V první části práce byl detailně popsán způsob zpracování signálů v systému ZigBee se zvláštním zaměřením na fyzickou vrstvu systému. Druhá část práce se již výhradně zabývá tvorbou matematického modelu fyzické vrstvy ZigBee v programovém prostředí Mathworks MATLAB. Součástí této stati je rovněž rozbor modelů rádiových kanálů použitých pro simulace bitové chybovosti. Poslední částí práce jsou výsledky simulací bitové chybovosti na fyzické vrstvě pro různé typy rádiových kanálů v závislosti na poměru C/N v dB a jejich rozbor. Současně je vyšetřena koexistence s bezdrátovými systémy, které pracují ve stejném nebo blízkém frekvenčním pásmu v závislosti na rozdílu výkonů $P_{\text{užitečný}} - P_{\text{interferenční}}$ v dB.

Výsledky simulací BER modelu pro frekvenční pásmo 868 a 915 MHz potvrzují správnost tvrzení o výborné použitelnosti systému ZigBee v zarušeném prostředí. V základních druzích rádiových kanálů (AWGN, Rice, Rayleigh) postačily pro dosažení referenční hodnoty BER (10^{-6}) nízké hodnoty poměru E_b/N_0 v rozmezí 9,3 – 12,3 dB. Tyto velmi nízké hodnoty jsou ale „vykoupeny“ nižšími přenosovými rychlostmi.

Standard ZigBee ve frekvenčním pásmu 2450 MHz, dosahující přenosové rychlosti až 250 kb/s, je výrazně náchylnější na chyby při přenosu. Oproti standardu v pásmu 868/915 MHz jsou zde nutné, pro dosažení referenční BER, výrazně lepší podmínky v rádiovém kanálu. Zatímco v AWGN kanálu se podmínky bezproblémového příjmu mezi standardy výrazněji neliší, pro Riceův a Rayleighův model kanálu činí rozdíl mezi standardy téměř 7 dB.

Simulace BER byly dále provedeny i pro rádiové kanály Typical Urban (COST 207) a Indoor Office modelující prostředí standardní městské zástavby, resp. kancelářského prostředí. Tyto modely byly zvoleny z důvodu ověření BER v podmínkách, které odpovídají pravděpodobné oblasti použití systému ZigBee. Z výsledků BER modelu 868/915 MHz je vidět, že nasazení tohoto systému i v těchto podmínkách je bezproblémové. K dosažení referenční BER jsou nutné hodnoty poměru E_b/N_0 22,5 a 20 dB. Výsledky BER modelu 2450 MHz ukázaly, že použití tohoto standardu není vhodné v prostředí městské zástavby. Bylo zde dosaženo pouze BER $= 0,5 \cdot 10^{-2}$. Pravdivost tohoto tvrzení by však měla být ověřena porovnáním s výsledky jiných simulací BER v tomto prostředí. Bohužel v odborných článcích nebyly nalezeny žádné výsledky obdobných simulací. V kancelářském prostředí je tento standard použitelný. Kompletní přehled výsledků BER je uveden v tabulce 4.4.

Dále byla simulována koexistence ZigBee s bezdrátovými standardy pracujícími ve stejném nebo blízkém kmitočtovém pásmu. Byla provedena simulace rušení ze

sousedního rádiového kanálu a také simulace rušení ve stejném rádiovém kanálu. Z výsledků simulací rušení ze sousedního kanálu je patrné, že BER 10^{-4} je dosaženo až od rozdílu výkonu užitečného a rušivého signálu 8 dB. Lepší výsledky opět vykazuje standard pro pásmo 868/915 MHz. Výsledky simulace rušení ve stejném kanálu říkají, že pro dosažení BER 10^{-4} je nutný rozdíl výkonů přibližně 10 dB. To však neplatí pro standard v pásmu 2450 MHz. V tomto pásmu bylo dosaženo BER pouze $0,5 \cdot 10^{-4}$. Pro zlepšení podmínek příjmu při rušení ze stejného nebo sousedního kanálu je vhodné dodržovat výkonové poměry u všech systémů pracujících v rádiovém pásmu zasaženém interferencemi a také používat výstupních filtrů typu pásmová propust pro potlačení postranních pásem, které přesahují do sousedních rádiových kanálů.

Tato práce je pouze úvodní částí zkoumání vlastností systému ZigBee. Simulace jsou provedeny v počítačové oblasti, proto by jejich výsledky měly být porovnány s výsledky měření na reálném systému nejprve v laboratorních podmínkách a poté při praktickém použití. Na základě výsledků praktických měření je dále možné počítačové modely systému ZigBee zkorigovat a upravit tak, aby se výsledky bitových chybovostí co nejvíce shodovaly s reálným systémem.

Laboratorní úloha ZigBee sestavená nad rámec zadání diplomové práce může studentům přiblížit způsob zpracování signálu v systému ZigBee a případně lépe objasnit aplikační oblast ZigBee.

LITERATURA

[1] – *802.15.4-2003 IEEE Standard for Information technology - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)* [online]. IEEE Computer Society, 2003. Dostupné z URL: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2003.pdf>.

[2] – *802.15.4-2006 IEEE Standard for Information technology - Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)* IEEE Computer Society, 2006, [online]. Dostupné z URL: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2006.pdf>

[3] – *Getting Started with ZigBee and IEEE 802.15.4* Daintree Networks, odborný článek, [online]. Dostupné z URL: <www.daintree.net/resources/index.php>

[4] – *MATLAB - Communication Toolbox Function Reference* Nápověda k funkcím Communication Toolboxu, [online]. Dostupné z URL: <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/comm/>

[5] – *Recommendation ITU-RM.1225 Guide Lines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000* Odborný článek, [online]. Dostupné z URL: <http://my.com.nthu.edu.tw/ jmwu/LAB/ITU-R-Channel-Model.pdf>

[6] – *ZigBee* Článek na serveru wikipedia.cz, [online]. Dostupné z URL: <http://cs.wikipedia.org/wiki/ZigBee>

[7] – *ZigBee - Soubor odborných článků* [online]. Dostupné z URL: <www.zigbee.org>

[8] BRADÁČ, Z. *Bezdrátový komunikační standard ZigBee* Časopis Automatizace, ročník 48, číslo 4, duben 2005. Dostupné z URL: <http://www.automatizace.cz/article.php?a=638>.

[9] DOBEŠ, J., ŽALUD, V. *Moderní radiotechnika.* BEN technická literatura, Praha 2006, 1. vydání, ISBN 80-7300-132-2, 768 stran.

[10] GLEISSNER, F. *Koexistence mobilních komunikačních systémů GSM-EDGE a UMTS* Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 106 s. Vedoucí disertační práce prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

[11] HANUS, S. *Bezdrátové a mobilní komunikace.* Skriptum. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2003. ISBN 80-214-1833-8.

[12] HLOUŠEK, T. *Rušení v bezdrátových sítích a jejich modelování (AWGN, Rayleigh, Rice fading channels)* Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2008. 86 s.

[13] KOLKA, Z. *Počítačové a komunikační sítě.* Skriptum. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2007.

[14] KOTON, J., ČÍKA, P., KŘIVÁNEK, V. *Standard nízkorychlostní bezdrátové komunikace ZigBee (odborný článek)* [online]. Dostupné z URL: <http://access.feld.cvut.cz>.

[15] MARŠÁLEK, R. *Teorie rádiové komunikace* Skriptum. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2008.

[16] POLÁK, L. *Simulace vícecestného šíření vícestavových modulací.* Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 50 s.

[17] PROAKIS, J.G., SALEHI, M., BAUCH, G. *Contemporary Communication Systems using MATLAB and Simulink* Second Edition. Brooks/Cole 2004, ISBN 0-534-40617-3.

[18] RIDGWAY, G. *Rice/Rician distribution* Functions for Rice/Rician PDF: stats, samples, and distribution fitting, [online]. Dostupné z URL: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/14237>

[19] SANCHEZ-GARCIA, J., SMITH, D.R. *Capture Probability in Rician Fading Channels With Power Control in the Transmitters* Odborný článek, [online]. Dostupné z URL: <http://usuario.cicese.mx/∼jasan/artcap.pdf>

[20] STAVROULAKIS, P. *Interference Analysis and Reduction for Wireless Systems* Artech House, 2003, ISBN 1-58053-316-7.

[21] WESOŁOWSKI, K. *Mobile Communication Systems* John Wiley & Sons, 2001, ISBN 0-471-49837-8.

[22] WONG, T., LOK, T. *Theory of Digital Communications* [online]. Dostupné z URL: <www.dsp.ufl.edu/∼twong/Notes/Comm/ch0.pdf>

[23] ZACHR, V. *Vrstva řízení přístupu k médiu standardu IEEE 802.15.4 ve vývojovém prostředí vestavných systémů.* Diplomová práce FI MUNI Brno, 2008.

[24] ZAPLATÍLEK, K., DOŇAR, B. *MATLAB - Začínáme se signály* BEN technická literatura, Praha 2006, 1. vydání, ISBN 80-7300-200-0, 272 stran.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ACI	Adjacent Channel Interference
AES	Advanced Encryption Standard
APS	Pomocná aplikační podvrstva
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	bitová chybovost – Bit Error Ratio
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CAP	Contention Access Period
CFP	Contention Free Period
CIR	Carrier to Interference Ratio
CNR	Carrier to Noise Ratio
CRC	Cyclic Redundancy Control/Check
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
DSP	číslicové zpracování signálů – Digital Signal Processing
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FCS	Frame Control Sequence
FFD	Full Functionality Device
GTS	Guaranteed Time Slot
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Intersymbol Interferences
ISM	Industrial-Science-Medical
LOS	Line-of-sight
LR-WPAN	Low-Rate Wireless Personal Area Network
LSB	Least Significant Bit

MAC	Medium Access Control
MFR	MAC Footer
MHR	MAC Header
MSB	Most Significant Bit
O-QPSK	Offset-Quadrature Phase Shift Keying
PAN	Personal Area Network
PHR	PHY Header
PPDU	PHY Protocol Data Unit
PSK	Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RFD	Reduced Functionality Device
SF	Spreading Factor
SFD	Start of Frame Delimiter
SHR	Synchronization Header
SRRC	Square Root-Raised Cosine
TDL	Tapped Delay Line
f_{c}	nosná (carrier) frekvence
$f_{\mathrm{c\,(915)-I}}$	nosná frekvence interferenčního signálu
$f_{\mathrm{c\,(915)-U}}$	nosná frekvence užitečného signálu
f_{vz}	vzorkovací frekvence
T_{b}	bitová perioda
T_{s}	symbolová perioda

SEZNAM PŘÍLOH

A Laboratorní úloha ZigBee **76**

A.1 Zadání 76

A.2 Teoretický úvod 76

A.3 Postup měření 80

A.4 Literatura 81

A LABORATORNÍ ÚLOHA ZIGBEE

A.1 Zadání

1. Seznamte se se systémem ZigBee a způsobem zpracování signálů.
2. Seznamte se s vlastnostmi a obsluhou bezdrátových modulů (vývojových kitů) RC2200DK-SPPIO ZigBee firmy MacroWeil.
3. Nakonfigurujte oba vývojové kity pro vzájemnou komunikaci pomocí PC sběrnice RS-232 programem Hyperterminál.
4. Proveďte test funkčnosti spojení pomocí ZigBee modulů mezi PC1 (koordinátor) a PC2 (router).
5. Zobrazte frekvenční spektrum ZigBee signálu v pásmu 2450 MHz pomocí spektrálního analyzátoru.
6. Proveďte analýzu přenosu chybných bitů v závislosti na útlumu signálu v přenosovém kanálu.

A.2 Teoretický úvod

ZigBee je moderní bezdrátový systém pro nízkorychlostní komunikaci v tzv. personální bezdrátové síti - LR-WPAN (Low-Rate Wireless Personal Area Network) pro komunikaci do vzdálenosti asi 100 m. Na jeho vývoji se v současné době podílí asi šedesát firem, zabývajících se převážně průmyslovou automatizací. Tyto firmy společně vystupují pod hlavičkou tzv. ZigBee Alliance. Toto konsorcium bylo založeno v září 2002. Z členských firem je možné jmenovat například Honeywell, Motorola, Siemens, ABB, Samsung a další. Nepatří sem firmy Nokia a Ericsson, které iniciovaly vývoj systému Bluetooth. Je však nutno poznamenat že ZigBee nebylo vyvíjeno s cílem konkurovat Bluetooth a jemu podobným systémům. ZigBee má tyto robustnější systémy pouze vhodným způsobem doplňovat.

Systém ZigBee je primárně určen pro specifické řídicí a kontrolní aplikace především v průmyslu nebo domácnostech. Nejčastěji se ZigBee používá v oblastech:

- průmyslové automatizace,
- spotřební elektroniky (dálkové ovládání),
- výpočetní techniky (periferie počítačů),
- automatizace budov (zabezpečení, centrální řízení),
- zdravotnictví (pacientské monitory).

Systém ZigBee je s úspěchem nasazován i v náročných průmyslových podmínkách, protože díky nižší datové rychlosti je méně náchylný na chyby při přenosu.

Rádiová část systému ZigBee, tedy Fyzická vrstva (PHY) a Vrstva řízení přístupu k médiu (MAC), využívá mezinárodního standardu skupiny IEEE s označením 802.15.4. Tento standard definuje několik různých frekvenčních pásem, ve kterých může systém ZigBee pracovat. Je to z důvodu zajištění bezproblémového používání v různých zemích světa. Hlavním problémem je rozdílné přidělení rádiových pásem v Evropě a v Americe.

Tab. A.1: Přehled vysílacích frekvencí standardu ZigBee

Frekvenční pásmo	**868 MHz**	**915 MHz**	**2450 MHz**
Lokalizace	Evropa	Amerika	celosvětově
Počet rádiových kanálů	1	10	16
Přenosová rychlost	20 kb/s	40 kb/s	250 kb/s

Z údajů v tabulce vidíme, že pro ZigBee jsou definována tři frekvenční pásma. Poslední pásmo se nachází v bezlicenčním, tzv. ISM pásmu (Industrial-Science-Medical). Celkem obsahuje systém ZigBee v těchto pásmech 27 (0 až 26) rádiových kanálů. Nejvyšší dosažitelná rychlost přenosu činí 250 kb/s.

Pro Evropu je vyhrazeno pásmo 868 MHz, ve kterém je jeden přenosový kanál s přenosovou rychlostí 20 kb/s. Výlučně pro americký kontinent je vyhrazeno pásmo 915 MHz. V tomto pásmu je možné využít 10 přenosových kanálů. Každý s přenosovou rychlostí 40 kb/s. Celosvětově je možné používat 16 kanálů ve frekvenčním pásmu 2,4 GHz. Zde je přenosová rychlost 250 kb/s.

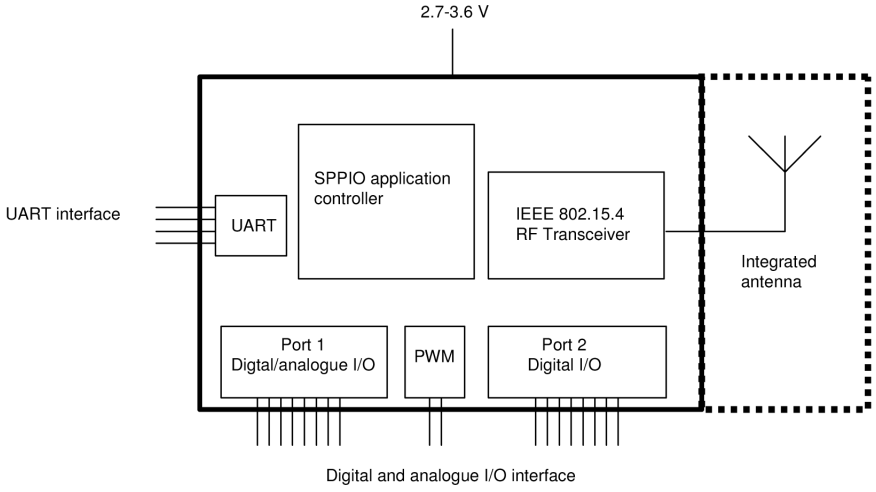
K modulaci signálu se používá fázové klíčování PSK (Phase Shift Keying). Pro evropské pásmo 868 MHz se využívá dvoustavového fázového klíčování (BPSK, Binary Phase Shift Keying) a pro ostatní pásma se využívá čtyřstavového fázového klíčování s offsetem O-QPSK (Offset-Quadrature Phase Shift Keying). K rozprostření signálu se používá technologie přímého rozprostření spektra DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum).

RC2200DK-SPPIO ZigBee vývojový kit

Vlastnosti ZigBee modulu/převodníku RC2200AT-SPPIO

- Bezdrátový přenos dat standardem ZigBee/IEEE 802.15.4,
- šestnáctikanálový RF transceiver vysílající v ISM pásmu 2,45 GHz a využívající systém DSSS,
- integrovaná anténa součástí modulu RC2200AT,

- komunikace na vzdálenost až 100 m,
- rychlost přenosu v rádiovém prostředí až 250 kb/s,
- napájení 2,7 – 3,6 V, spotřeba max. 30 mA (při vysílání),
- UART rozhraní na pinech modulu RC2200AT,
- RS-232 rozhraní na desce kitu RC2200DK-SPPIO ZigBee,
- sériová komunikace rychlostmi 1,2 - 115,2 kBd,
- 16 digitálních a 8 analogových I/O (vstupů/výstupů) + 10-bit ADC/PWM ovládané přes ZigBee i UART,
- nastavení komunikačních parametrů převodníku AT příkazy přes RS-232 nebo UART,
- pracovní teplotní rozsah: -30 až +85 °C.



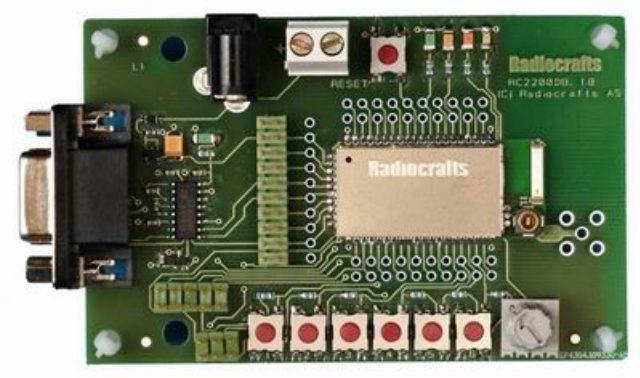
Obr. A.1: Bloková struktura ZigBee převodníku/modulu RC2200AT-SPPIO (převzato z [A1]).

Použití

- Bezdrátová náhrada a prodloužení sběrnic RS-232/RS-485,
- bezdrátový přenos údajů ze senzoru do řídícího systému,
- bezdrátové spínače/přepínače a měřící systémy,
- řízení motorů (PWM),
- přímé měření napětí A/D převodníkem na pinech modulu,
- spínání spotřebičů,
- dálkové řízení intenzity osvětlení,
- ovládání klimatizací,
- zabezpečovací technika atd.

RC2200DK-SPPIO vývojový kit

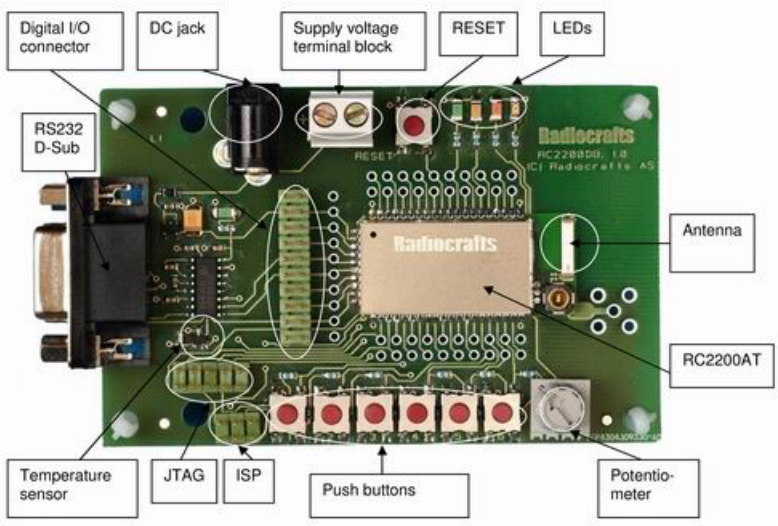
Mimo samotného ZigBee modulu/transceiveru, který je také v nabídce firmy MacroWeil, je pro první zkoušky praktičtější celý kit RC2200DK-SPPIO ZigBee (viz obrázek A.2). Ten umožňuje okamžité praktické nasazení ZigBee komunikace a bezdrátově přenášet libovolná data vysílaná zařízením se sériovým RS-232 (UART) rozhraním bez potřeby cokoliv programovat nebo vyvíjet. Stačí například jeden modul označený jako ROUTER připojit na RS-232 port inteligentního senzoru, zatímco druhý, označený jako KOORDINÁTOR, na sériový port PC. Poté je již možné přenášet data.



Obr. A.2: Obrázek převodníku RS-232/ZigBee firmy Radiocrafts (převzato z [A1]).

Testované kity RC2200DK-SPPIO ZigBee obsahují následující bloky (viz obrázek A.3):

- **ZigBee modul RC2200AT** - jeho součástí je MCU AVR ATmega 128L a IEEE 802.15.4 RF tranceiver 2,4 GHz Chipcon CC2420,
- **Napájecí modul** - tvořený koaxiálním a svorkovým napájecím konektorem pro 6 V se stabilizátorem a indikační zelenou LED (síťový napáječ je součástí balení kitu),
- **Resetovací tlačítko**,
- **Ovládací tlačítka pro řízení programu**,
- **Indikační LED**,
- **Regulační potenciometr**,
- **ISP a JTAG konektory**,
- **RS-232 blok** - tvořený převodníkem RS-232/TTL (UART) a 9pinovým D-SUB konektorem.



Obr. A.3: Rozložení bloků na vývojovém kitu převodníku (převzato z [A1]).

A.3 Postup měření

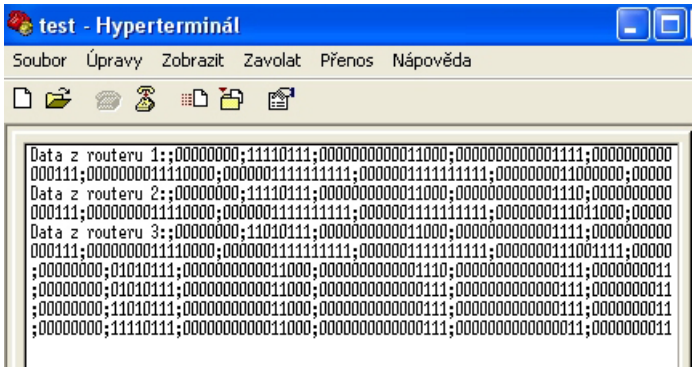
ad 1. Spusťte program MATLAB a do jeho pracovního okna zadejte příkaz `bertool`. Dle způsobu zpracování signálů v systému ZigBee (uvedeno v teoretickém úvodu) proveďte teoretickou analýzu BER v závislosti na C/N [dB] v rozsazích hodnot -5 až 20 dB. Výsledné grafy exportujte a přiložte ke zprávě o měření.

ad 3. Nejprve je nutné provést konfiguraci ZigBee modulů. Připojte moduly k PC1 a PC2. Dále připojte napájení modulů. K PC1 je připojen modul plnící funkci koordinátora, k PC2 je připojen modul plnící funkci routeru. Na obou počítačích spusťte program Hyperterminál. Nejprve je nutné nastavit defaultní konfiguraci (19200 kb/s, 8 bitů, 1 stop bit, parita a řízení žádné). Resetujte oba moduly stiskem červeného tlačítka. Moduly se nyní přihlásí výzvou `STATUS1`. Zadejte příkaz `+++`. Nyní je modul připraven na konfiguraci pomocí AT příkazů (zobrazí se výzva `STATUS5`).

Na PC1 (koordinátor) zadejte příkaz `AT32=1`. Na PC2 (router) zadejte `ATS3=2`. Na obou počítačích pomocí dotazu `ATS4?` získejte vnitřní 64bitovou MAC adresu modulu. Obě tyto adresy si poznamenejte. Příkazem `ATS5=xx-xx-xx-xx-xx-xx-xx-xx` se zadá adresa modulu, se kterým se bude komunikovat.

ad 4. Příkazem `ATO` se vrátíte z příkazového režimu do režimu datového přenosu. Odezvou systému je zobrazení hlášky `STATUS6`. Dále proveďte reset koordinátora (hlášení `STATUS3, STATUS2`) i reset routeru (hlášení `STATUS4, STATUS2`). Proveďte přenos ASCII znaků pomocí terminálu. Přepněte se opět do příka-

zového režimu a nastavte RF kanály ($f_{\text{nosná}} = 2410\,\text{MHz}$). Proveďte opět test funkčnosti přenosu dat.



Obr. A.4: Ukázka přenosu znaků v programu Hyperterminál (převzato z [A1]).

ad 5. Opakujte předchozí krok, ale nyní si navíc zobrazte frekvenční spektrum signálu pomocí spektrálního analyzátoru. Obrázek přiložte k protokolu o měření.

ad 6. Odstraňte antény z obou modulů a modul PC1 připojte k programovatelnému atenuátoru. Výstup z atenuátoru připojte pomocí koaxiálního kabelu k modulu PC2. Na obou počítačích si spusťte program MATLAB. V pracovní složce k úloze naleznete bitmapový obrázek. Proveďte přenos obrázku pomocí ZigBee modulů při postupném zvyšování útlumu atenuátoru. Po každém přenosu proveďte načtení přeneseného obrázku příkazem `load();` a analýzu chybně přenesených bitů obrázku vzhledem k referenčnímu pomocí příkazu: `errors=sum(sum(xor(referencni,preneseny)));`
Do tabulky si poznamenejte počet chybně přenesených bitů pro každé nastavení atenuátoru. Výslednou závislost chybných bitů na hodnotě útlumu vyneste do grafu.

A.4 Literatura

A1 Škurek, P.: *Univerzální převodník RS-232/ZigBee - Test HW serveru* [online]. Dostupné z: http://hw.cz/Firemni-clanky/Macroweil/ART1456-Univerzalni...-prevodnik-RS-232-ZigBee—Test-HW-serveru.html

A2 – *Katalogový list k modulu RC2200AT-SPPIO* [online]. Dostupné z: http://hw.cz/pdf/RC2200AT-SPPIO_Data_Sheet_0_4.pdf