

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

PSEUDONÁHODNÉ POSLOUPNOSTI V UWB SYSTÉMECH

DIPLOMOVÁ PRÁCE

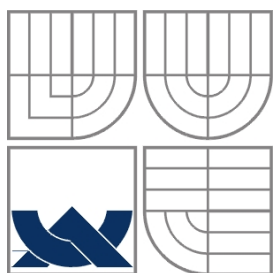
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

Bc. RICHARD LAŠKA

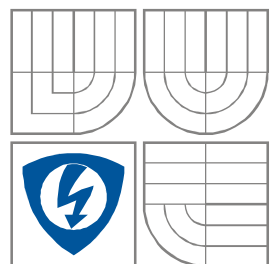
AUTHOR

BRNO 2008



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

PSEUDONÁHODNÉ POSLOUPNOSTI V UWB SYSTÉMECH

PSEUDO-RANDOM SEQUENCIES IN UWB SYSTEMS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

Bc. Richard Laška

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE

doc. Ing. Aleš Prokeš, Ph. D.

SUPERVISOR

BRNO, 2008

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Richard Laška
Bytem: Sucheniova 14/338 Třebíč 67401
Narozen/a (datum a místo): 7. května 1982 v Třebíči

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta [elektrotechniky a komunikačních technologií](#)

se sídlem [Údolní 53, Brno, 602 00](#)

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

[prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika](#)

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Pseudonáhodné posloupnosti UWB systémech

Vedoucí/ školitel VŠKP: doc. Ing. Aleš Prokeš, Ph. D..

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

v tištěné formě – počet exemplářů: 2

v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.

* hodící se zaškrtněte

2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: [30. května 2008](#)

.....

Nabyvatel

.....

Autor

Abstrakt

Tato práce pojednává o technologii UWB a současném stavu problematiky a trhu. Jsou zmíněny mezníky v historii této technologie, stejně tak jsou popsány principy komunikace a použitelné modulační metody. Dále se práce zabývá metodami mnohonásobného přístupu k médiu a souvislostmi mezi vhodným návrhem pseudonáhodné posloupnosti a obsazením frekvenčního pásma. Simulace obsahuje model kanálu UWB, kde jsou vytvořeny profily pro různé úrovně rušení. Je zde řešena pouze fyzická vrstva komunikace pro modulaci BPSK a metodu mnohonásobného přístupu uživatelů direct sequence. Výsledky simulací jsou na konci práce popsány pomocí chybovosti spoje a diskutovány v závěru.

KEYWORDS: UWB ; BPSK; Saleh-Valenzuela; Matlab; model kanálu

Abstract

This master's thesis deals with Ultra-wideband and reveals present stage of this technology and situation on marketplace. In this work I will mention the milestones of its history and describe main fundamentals of communication and modulation methods in UWB systems. This work provides an overview of methods in pseudo-noise code design. The practical part includes UWB system simulation based on BPSK modulation and Direct-sequence multi-access scenario. This work presents BPSK modulated signal behavior in UWB channel model, where AWGN noise and multi-path energy is taken into account. Only physical layer was tested. At the end of this thesis, the summary and conclusion simulation results will be discussed. Bit error rate characteristic is a product of this testing.

KEYWORDS: UWB ; BPSK; Saleh-Valenzuela; Matlab; channel model

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Pseudonáhodné posloupnosti v UWB systémech jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod	5
2.	Uplatnění UWB [18,19]	6
3.	Historie UWB [16,20,30]	7
3.1.	Standardizační obtíže UWB [15,18,19]	8
4.	Základní technologické principy UWB technologie [20, 25]	9
5.	Kmitočtová maska.....	10
6.	Gausův monopuls [20]	14
6.1.	Matematický popis :	14
6.2.	Obvodová realizace generátoru Gaussova monocyklu [14].....	15
7.	Modulační metody UWB [20].....	16
7.1.	Vlastnosti pulsních modulací [20].....	16
7.2.	DS-UWB (Freescale Semiconductor) [27].....	17
7.3.	TFI-MB-OFDM UWB (Intel) [1]	20
7.4.	IR-TH-PPM [20]	23
8.	Metody mnohonásobného přístupu v systémech UWB [20,24,25,26]	24
8.1.	Metoda TH	24
8.2.	Metoda DS.....	25
8.3.	Úvaha nad metodou TH -PPM.....	27
8.4.	Tradiční definice PN posloupnosti [20]	28
8.4.1.	Autokorelační funkce $R_a(\tau)$	28
8.4.2.	Korelační výkon CP	28
8.4.3.	Stupeň ortogonality (<i>OD</i>)	29
9.	Generování pseudonáhodné posloupnosti ([21]).....	29
10.	Typy komunikačních kanálů	34
10.1.	Vlastnosti přenosového kanálu.....	34
10.2.	Typy úniků [29].....	34

10.2.1.	Pomalý únik.....	34
10.2.2.	Rychlý únik	34
10.2.3.	Frekvenčně –neselektivní kanál (plochý).....	34
10.2.4.	Frekvenčně –selektivní únik.....	35
10.3.	Log.normal kanál [29].....	35
10.4.	AWGN kanál [12,13]	35
10.5.	Vícecestné šíření [12,13].....	37
10.5.1.	Rayleighův únikový kanál [12,13]	37
10.5.2.	Rician únikový kanál [12,13]	39
10.5.3.	UWB kanál [2,3,4,6,7,8,9,10,11]	40
10.6.	Dopplerův efekt [12,13,29]	48
11.	Formulace problému a postup řešení	49
11.1.	Vysílač.....	50
11.2.	UWB channel	50
11.2.1.	Popis generace reálného UWB kanálu	50
11.3.	Popis přijímače	52
11.4.	Modifikace systému použití MIMO antén	53
12.	Popis programu	55
12.1.	Generace užitečného signálu	55
12.2.	Dekodér a vyhodnocovač chybovosti	56
12.3.	Implementace kanálu UWB	57
13.	Výsledky simulací	60
13.1.	Vstupní datová posloupnost a její vlastnosti	60
13.2.	Výsledky chybovosti v kanálu AWGN	63
13.3.	Výsledky chybovosti v kanálu UWB	66
13.3.1.	Profil CM1	66
13.3.2.	Profil CM2.....	68

13.3.3. Profil CM3	69
14. Závěr.....	71
15. Seznam použité literatury	73
16. Seznam obrázků	75
17. Seznam tabulek	77
18. Seznam zkratk a příloh	78
18.1. Přílohy	78
18.2. Zkratky	78

1. Úvod

Bezdrátové technologie již mají v oblasti komunikační techniky v dnešní době nezastupitelné místo. Jejich význam s časem neklesá, naopak roste. Nejčastěji souvisí s praktičností použití nebo s uživatelským komfortem.

V první části diplomové práce se snažím odhalit souvislosti mezi jednotlivými systémy UWB a porovnat jejich vlastnosti s ohledem na konečného uživatele a robustnost použití. Odhalím přidělená kmitočtová pásma a zmíním jejich souvislost s návrhem systému. Rozeberu nejčastější metody generování posloupností pro oddělení uživatelů při přístupu k médiu a různorodé metody modulace, které se u těchto systémů používají.

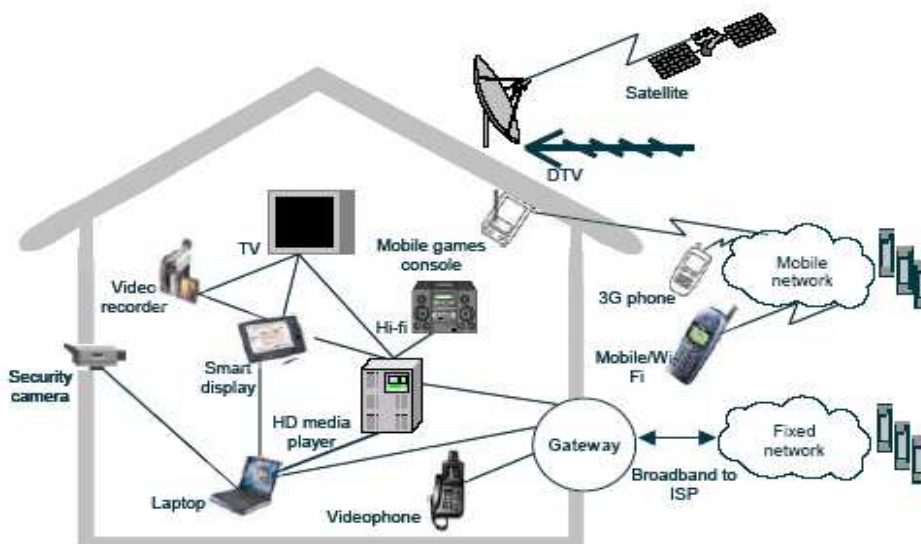
V části druhé se zaměřím na chování komunikačního systému v rušeném prostředí. Popíšu jednotlivé druhy komunikačních kanálů a jejich vhodnost použití pro systém UWB. Budu se věnovat fyzickému popisu vniku odrazů a vlivu na konečnou kvalitu signálu. Celou práci také prostupuje matematický popis jednotlivých signálových dějů.

V části třetí poté dospěji k návrhu simulačního systému, kdy si vyberu k realizaci jeden ze systémů a tento systém potom bude prodroben zkoumáním z hlediska odolnosti proti šumu AWGN a mnohocestného šíření v kanálu dle standardu **802.15.3a**.

Na závěr bude tento systém zhodnocen s doporučením pro další činnost, která by mohla být vyvíjena za účelem dalšího zlepšení systému. Model komunikačního řetězce bude vytvořen v programovém prostředí Matlab. Jeho výstupem by měly být průběhy signálu v jednotlivých místech komunikačního řetězce a charakteristika chybovosti spoje.

2. Uplatnění UWB [18,19]

UWB se může uplatnit všude tam, kde pro ni zůstalo volné místo na trhu, tedy tam, kde pro ni nechaly místo ostatní komunikační technologie. Díky svým výhodným vlastnostem se poté může dostat na místa, kde jsme doposud byli zvyklí na nám dobře známé bezdrátové technologie, například Bluetooth, Wifi, Wibree či Zigbee. UWB však může nahradit i technologie, kde byly používány pevné vodiče a z důvodu uživatelského pohodlí se více hodí použití bezdrátové technologie nebo kde lze UWB použít k přenosu velkých objemů dat po pevné lince kvůli vysoké efektivitě této technologie. S UWB se počítá také při náhradě rozhraní USB, kde množství kabelů připojených k počítači s rostoucím počtem zařízení vytváří nevzhledné a nepraktické chuchvalce. Dalším uplatněním UWB může být například přenos dnes velmi oblíbeného HD obsahu mezi multimediálním serverem a HDTV televizí nebo mezi počítačem a monitorem. Další možností je přenos dat mezi PDA a počítačem, mobilním telefonem a počítačem. Další zařízení mohou být tiskárny, scannery, přenos audia, kamery atd. Jednotlivá zařízení tak mohou být bezdrátově propojena do clusterů, clustery mohou už být propojeny pomocí vodičů a řízeny jedním multimediálním centrem domácnosti.



Obr. 2.1-Propojení spotřebičů do WPAN sítě [16]

Komunikační systémy

- prostředí CATV sítí (přenos bez rušení okolí), 1.2Gbps downstream, 480Mbps upstream
- WPAN sítě uvnitř budov
- Přenosové systémy se skrytým provozem – vojenské účely
- Venkovní komunikační systémy s nízkými výkony, náhrada Wifi

Radiolokační systémy

- Sledovací systémy s vysokou rozlišovací schopností
- Rádiové identifikační systémy
- Detektory a zobrazovače objektu v prostředí s neprostupnými překážkami (GPR-Ground penetrating radars, WPR-Wall penetrating radars, through wall imaging systems)
- Antikolizní radary v dopravě

3. Historie UWB [16,20,30]

Úplné základy technologie položil již samotný Marconi, když použil jako první kruhovou soustavu antén k prvnímu bezdrátovému přenosu přes Atlantický oceán. Kvůli technologickým obtížím na čas zvítězily úzko-pásmové selektivní systémy používající nosný kmitočet. Základní kámen porozumění šíření UWB pulsu položil roku 1901 Somerfeld svým zkoumáním difrakce časové domény. Technologie UWB se velmi rozšířila během druhé světové války, kdy na jejím základě byly vyvíjeny obranné systémy proti torpédům. Další vývoj i nadále probíhal za uzavřenými dveřmi vojenských laboratoří v Sovětském Svazu. Tehdy se začaly rozvíjet radarové systémy, které svůj provoz byly schopny utajit v okolním šumu.

Původní myšlenka ultra-širokopásmové technologie pochází z práce, která se týkala časové oblasti elektromagnetismu. V roce 1962 bylo zcela popsáno přechodné chování určité skupiny mikrovlnných sítí pomocí jejich odezvy na jednotkový impuls. Toto umožnil až příchod vzorkovacího osciloskopu (HP 1962) a vývoj technik, které byly schopné generovat pulsy kratší než 1 ns. Po sestrojení prvních širokopásmových vyzařovacích antén bylo již možno vyrobit první sdělovací systémy. Roku 1972 Robbins urychlil vývoj svým citlivým přijímačem pro krátké impulsy.

V civilním sektoru je technologie poprvé zmiňována v souvislosti s patentem G. F. Rosse, „Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortion for short base band pulse communication system,“ U.S. Patent 3 728 632, Apr. 17, 1973.

Označení technologie UWB se poprvé objevuje ve zprávě (Defense Advanced Research Projects Agency) „Assessment of ultra-wideband (UWB) technology,“ Ultra-Wideband Radar Rev. Panel, R-6280, Office of the OSD/DARPA, Washington, DC, July 13, 1990. Zpráva definovala rozdíl mezi běžně používanými radarovými systémy a detekčními systémy, kde se používají ultra-krátké pulsy a zaujímají frakcionální pásmo větší než 25 procent. Dalším mezním okamžikem je dokument FCC, který stanovuje podmínky komerčního použití:

- „FCC Rules, Part 15; FCC 02-48: FCC First Report and Order“, přijatý 14. února 2002.

V dalších letech následovaly dokumenty:

- FCC 03-33: FCC Memorandum Opinion and Order, z 13. února 2003
- FCC Second Report and Order, z 15. prosince 2004

3.1. Standardizační obtíže UWB [15,18,19]

V roce 2002 přišla firma Cypress Semiconductor s myšlenkou zavést na trh zařízení nového typu, které mělo být kombinací sběrnice USB a bluetooth, vžil se pro něj název wirelessUSB. Do této iniciativy se v roce 2004 přidal Intel a posléze k němu další firmy (Agere Systems, Hewlett-Packard, Microsoft, NEC, Philips Semiconductors a Samsung Electronics), až vznikla pracovní skupina **Wireless USB Promoter Group**. Tato iniciativa se snažila o standardizaci v rámci IEEE jako průmyslový standard. Pod IEEE k tomuto návrhu byla zřízena komise odborníků pod označením 802.15.3a. Na trhu se však objevila ještě další skupina firem v čele s Motorolou a FreeScale Semiconductor s názvem **UWB Forum**. Tato skupina se začala taktéž u IEEE snažit o průmyslový standard. Po technologické stránce šlo ze strany Intelu o Multiband **OFDM-UWB** pulsní schéma, ze strany Motoroly o **DS-UWB**. Firma Alereon pod záštitou Intel předvedla na půdě IEEE funkční prototyp OFDM-UWB zařízení s přenosovou rychlostí 480 Mb/s na vzdálenost 2 m. Ani to neurychlilo rozhodování IEEE. Na půdě IEEE je dvoukolový systém přijímání standardu, v prvním kole zvítězila Motorola s DS-UWB, pouze však 51 % hlasů, v druhém kole bylo potřeba pro vítězný návrh 75 %, což úplně zablokovalo hlasování o UWB na půdě IEEE. Ani jedna z organizací nelenila a snažila se svoje UWB přihlásit u jiné normalizační komise. To se povedlo Intelu, který se nejdříve sloučil s **WiMedia Alliance** a poté svoje UWB přihlásil u ECMA. Motorola se přihlásila u ISO. Oba standardy tedy budou na trhu současně. Za této situace se navíc objevila firma **Pulse-Link**. Ta se snaží prosadit svoji vlastní technologii CWave, která by nahrazovala na venkovním prostranství WIFI a uvnitř by fungovala jako bezdrátové propojení multimediálních zařízení, existuje i alternativa pro komunikaci po pevné lince, pro bezdrátovou variantu se počítá s rychlostí 1 Gbit/s. Firma Freescale s firmou Haier předvedly poté první výrobky DS-UWB, staly se jimi LCD digitální televize o velikosti 40 palců a kamera. Obě zařízení byla propojena pomocí jedno-pásmové varianty DS-UWB, přenosová rychlost 20 Mbit/s, s možností až 114 Mbit/s. Přenos byl bez jakýchkoliv zkreslení či zpoždění. K WiMedia Alliance se poté přidala 1394 Trade Association a vznikl bezdrátový FireWire. Technologie WiMedia Alliance spočívá v jakési konvergenční vrstvě (convergency layer) pracující nad MAC (Medium Access Control) a PHY (fyzickou vrstvou) UWB. Na konvergenční vrstvě je pak vytvořena PAL (Protocol Application Layer), která v podstatě představuje PHY a MAC pro samotný bezdrátový FireWire. Wireless USB prakticky funguje na stejném principu, obsahuje jen jinou vrstvu PAL. Díky stejné fyzické vrstvě si potom WirelessUSB a bezdrátový FireWire nebudou ve spektru konkurovat. Podobnou strategii se snažila zavést i Bluetooth SIG (Special Interest Group) u FreeScale, chtěli fungovat na fyzické vrstvě obou specifikací. Podle dostupných informací se [15] dohodli zatím jen s Intelem na vrstvě OFDM-UWB, kde by chtěli nabídnout zpětnou kompatibilitu i s Bluetooth I.generace. Tato druhá generace Bluetooth by měla pracovat nad hranicí 6 GHz a nabídnout přenosové rychlosti 100 Mbit/s na 10-15 m. Situace na trhu se nebyla po chuti skupině kolem DS-UWB, a proto přišla se svou obdobou WirelessUSB v podobě CableFree USB. Byly přímo představeny produkty, Belkin připravila CableFree Hub a firma Gefen představila Wireless USB Extender. Oba výrobky založené na DS-UWB měly konkurovat již uvedeným výrobkům OFDM-UWB, firma Wissair dříve uvedla WirelessUSB hub a vysílač. Ty komunikovaly rychlostmi 480 Mbit/s (do 3 metrů) a 110 Mbit/s (do 10 metrů) v pásmu 3.1-10.6 GHz, zaručena byla kompatibilita s USB 1.1 a 2.0.

Jako běžní uživatelé tedy můžeme na UWB jako technologii zapomenout, na trhu se bude pohybovat spíše pojmenovaná dle jiných technologií, které se jmenují podle vyšších vrstev komunikačního řetězce.

4. Základní technologické principy UWB technologie [20, 25]

Vývoj systémů na bázi UWB prochází v dnešní době překotným vývojem. Aby bylo možno tyto systémy nějakým způsobem rozdělit do kategorií, je třeba se zaměřit na jejich ideové fungování, systémy se od sebe realizací mnohdy velmi liší, ale základní technologické principy jsou dva:

- Systémy impulsní (IR – UWB)
- Systémy mnoho-pásmové (MB-UWB)

Jako první se objevily systémy impulsní. Nejlépe si vysvětlíme fungování systému UWB na **Shannonově** rovnici pro kapacitu systému:

$$C = B * \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.1)$$

kde:

C maximální přenosová rychlost [bit/sec]

B šířka pásma kanálu [Hz]

S výkon signálu [W]

N úroveň šumu [W]

Z tohoto vztahu je patrné, že kapacita kanálu je přímo úměrná šířce pásma kanálu a se snižováním poměru S/N klesá logaritmicky. To vede k myšlence zvyšovat kapacitu kanálu rychleji rozšiřováním pásma kanálu než poměrem S/N . Impulsní systémy UWB používají právě tento nápad.

K přenosu informace se v systémech UWB používají nanosekundové a kratší pulsy, které mají tvar derivace Gaussova pulsu a jejich spektrum je rozprostřeno přes široké rozmezí kmitočtů. Energie pulsu se tak rozprostře přes široké pole frekvencí v řádu GHz a tedy na konkrétní frekvenci není téměř provoz technologie UWB patrný. Z toho vyplývá i možnost použít tuto technologii v součinnosti s již existujícími úzko-pásmovými technologiemi, kde by se navzájem neovlivňovaly a spektrum by bylo lépe využito. Svou spektrální výkonovou hustotou se technologie při splnění určitých podmínek dostává pod hranici -40dBm/MHz.

5. Kmitočtová maska

Podmínky pro použití v komerčním sektoru stanovila, jak již bylo řečeno, ve svém dokumentu FCC [15,20]:

- šířka frakcionálního pásma je větší než 20%, při vyjádření podle vztahu:

$$\frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \cdot 100\% \geq 20 \quad (5.1)$$

kde

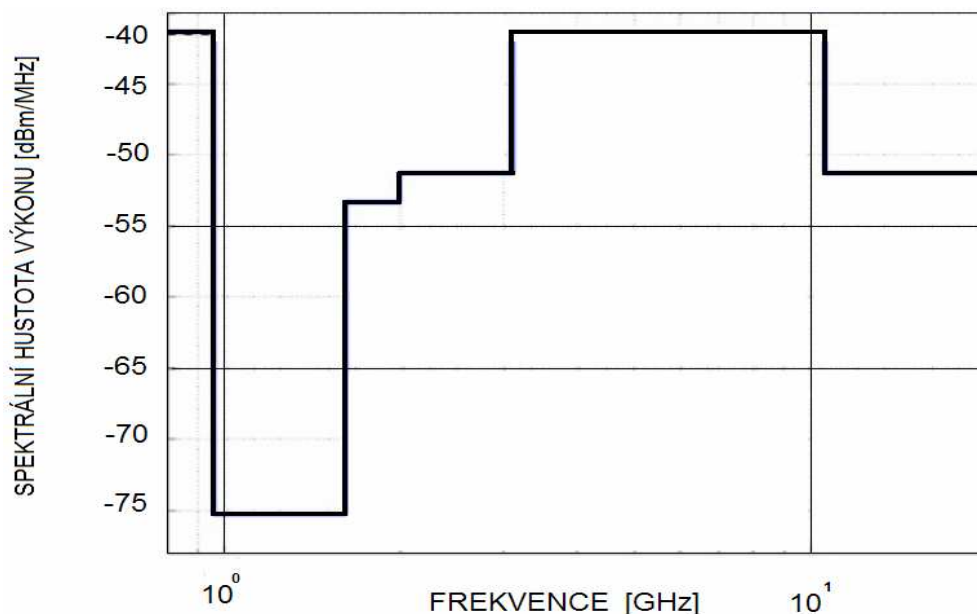
f_H horní kmitočet (pro útlum -10dB)

f_L dolní kmitočet (pro útlum -10dB)

- nebo šířka zabraného pásma je větší než 500MHz

Ambice na duální provoz s již existujícími systémy dostala trhlinu s prvními aplikacemi na bázi UWB, kdy se zjistilo, že otázka mezi-systémového rušení není tak jednoduchá, jak by mohla na první pohled vypadat.

Na základě dokumentu „FCC Rules, Part 15; FCC 02-48“ byla technologie UWB obecně poprvé povolena ve Spojených Státech. Zároveň byla stanovena zjednodušená spektrální maska uvedená na obr.5.1 pro vnitřní užití, kde maximální hodnota spektrálního výkonu je -41,3dBm/MHz.



Obr. 5.1– Spektrální maska v USA [30]

Pro provoz systému UWB bylo předběžně vyhrazeno pásmo 3,1 -10,6GHz, důvodem nasazení v tomto pásmu je, že existuje poznámka č. 5.340 Radiokomunikačního řádu ITU, jež stanovuje pásma kmitočtů, ve kterých je provoz zakázán nebo výrazně omezen:

- 1400– 1427 MHz
- 2690 – 2700 MHz s výjimkou vysílání uvedených v 5.422
- 10,68 – 10,70 GHz s výjimkou vysílání uvedených v 5.483
- 15,35 – 15,40 GHz s výjimkou vysílání uvedených v 5.511
- 23,60 – 24,00 GHz
- 31,30 – 31,50 GHz

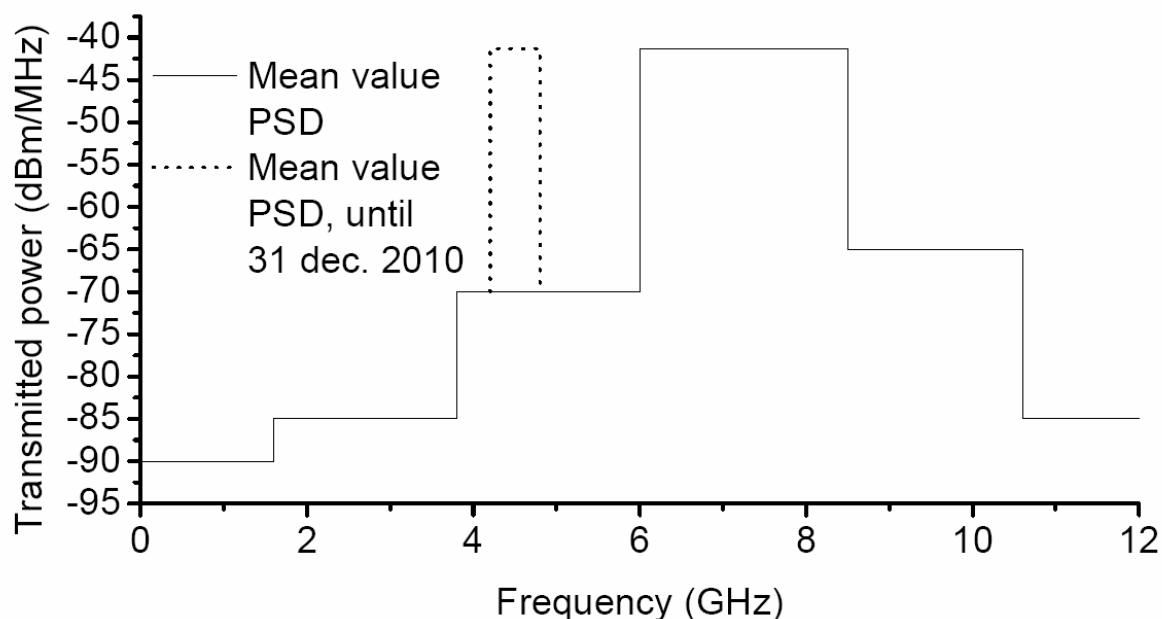
Rušení jiných systémů bylo hlavní překážkou většího rozšíření technologie UWB mezi více států. V Evropské Unii byli zvažovány regulační pravidla velmi obezřetně, sjednotily se v dokumentu o obecných pravidlech v zemích CEPT [17]:

ECC Report – 64, „THE PROTECTION REQUIREMENTS OF RADIOCOMMUNICATIONS SYSTEMS BELOW 10.6 GHz FROM GENERIC UWB APPLICATIONS“.

Byl zveřejněn na zasedání ECC v Helsinkách a jsou v něm uvedeny a posuzovány vzájemné interference systému UWB s následujícími službami:

1. Fixed Service (FS)
2. Mobile Satellite Service (MSS)
3. Earth Exploration Satellite Service (EESS)
4. Radio Astronomy Service (RAS)
5. Digital video broadcasting: DVB–T
6. Digital audio broadcasting: T–DAB
7. Bluetooth PAN a Radio LAN
8. Public Land Mobile Service (MS): IMT-2000
9. Radio Navigation Satellite Service (RNSS)
10. Fixed Satellite Service (FSS)
11. Amateur/Amateur Satellite Services (Amateur)
12. Meteorological Radars

Na základě mnoha měření, které proběhly pod patronátem zemí CEPT, byla navržena maska spektrální výkonové hustoty, jež uvedena v obr.5.2 .



Obr. 5.2– Navržená maska zemí CEPT a EU [15]

Výsledkem mnoha měření je, že limity pro spektrální výkonovou hustotu jsou mnohem přísnější než jak byly navrženy FCC, řádově o 20dBm/MHz.

Pro nás je ale nejdůležitější rozhodnutí Evropské komise [15], které přišlo v nejzazším možném termínu, kdy hrozila situace, že lidé začnou dovážet do Evropy první zařízení na bázi UWB a budou je používat nelegálně. Evropská komise vyšla z posudku organizace CEPT, u které byla expertiza objednána. S technologií UWB se počítá hlavně uvnitř budov, s venkovním použitím se také počítá, je však omezeno několika podmínkami.

- Nesmí být součástí "pevné" infrastruktury ani jiného "pevného" řešení, nesmí být připojena k žádné pevné vnější anténě, a nesmí být připevněna ani k žádnému autu či vlaku.
- Stejně tak je stanoveno pravidlo, že každé zařízení musí přestat vysílat, pokud do deseti sekund nedostane potvrzení od druhé strany, že jeho vysílání přijímá.

Stejně příznivé podmínky jsou také v pásmu 4.2 až 4.8 GHz, ale pouze dočasně, do konce roku 2010. Pak se tyto podmínky sjednotí pro celý rozsah od 3,8 do 6 GHz, a budou podstatně méně příznivé než pro pásmo 6 až 8,5 GHz. Maximum průměrného EIRP například klesne z -41,3 na -70 dBm/MHz, a EIRP ve špičce z 0 na -30 dBm/MHz. Stejně tak rozhodnutí pamatuje na zařízení podporující (tzv. mitigační) techniky, usilující o minimalizaci rušení jiných přenosů, a odlišuje je od zařízení která takové techniky nepodporují (různou úrovní max. EIRP). Nicméně v porovnání s tím, jaké podmínky platí pro používání UWB v USA, jsou zde určité odlišnosti. To bude znamenat, že výrobci budou muset své produkty upravovat pro USA a pro Evropu či alespoň budou muset umožnit jejich různé nastavení pro různé lokality. Ale obdobný problém existuje i u technologií Wi-Fi, kde se také poněkud liší počet frekvenčních kanálů, využitelných v USA a v Evropě (resp. v různých zemích Evropy).

F [GHz]	EIRP [dBm/MHz] average	EIRP [dBm/MHz] peak
Pod 1.6	- 90.0	- 50.0
1.6 – 3.4	- 85.0	- 45.0
3.4 – 3.8	- 85.0	- 45.0
3.8 – 4.2	- 70.0	- 30.0
4.2 – 4.8	- 41.3 (-70.0)*	0.0 (-30)*
4.8 – 6.0	- 70.0	- 30.0
6.0 – 8.5	- 41.3	0.0
8.5 – 10.6	- 65.0	- 25.0
Nad 10.6	- 85.0	- 45.0

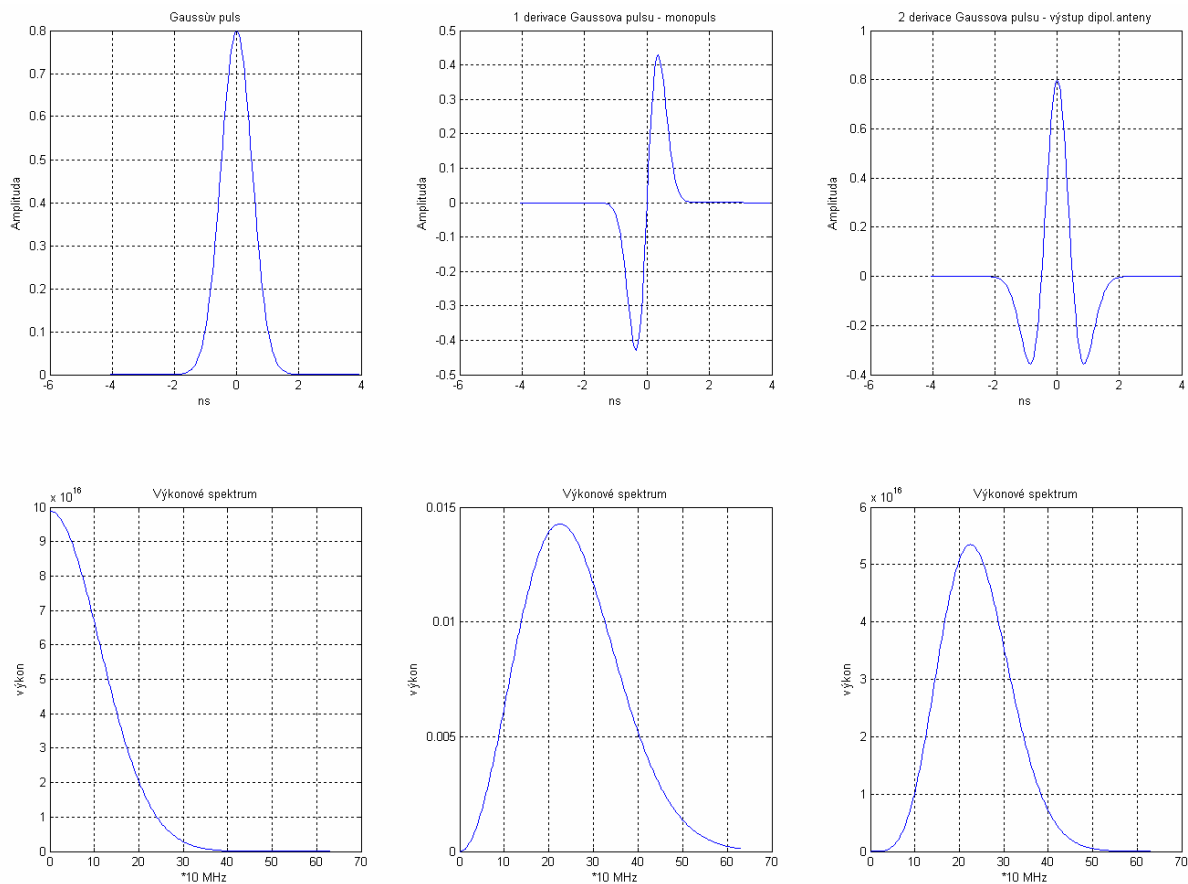
Tabulka 5.1 – Kmitočtové masky (* - od prosince 2010)

Dalším omezením je čas vysílání pro špičkové výkony (peak), doba vysílání nesmí překročit 5 % každé sekundy a 0,5 % každé hodiny. Evropská komise se vlastně snaží liberalizovat frekvenční pásmo tak, že nechává každému subjektu vlastnickému licenci k pásmu volnost výběru technologie. Tyto úpravy se měly v prvotním nástinu týkat těchto frekvencí:

- 470-862 MHz ;
- 880-915 MHz / 925-960 MHz;
- 1710-1785 MHz / 1805-1880 MHz;
- 1900-1980 MHz / 2010-2025 MHz / 2110-2170 MHz;
- 2500-2690 MHz ; 3.4-3.8 GHz.

6. Gaussův monopuls [20]

U technologie UWB se používá pro přenos informace Gaussův monopuls zobrazený na Obr.4, kde se nalézají i spektra tohoto signálu. Sekvence dat jsou pak tvořeny řadami těchto monopulsů, které jsou pozičně v čase, fázově nebo amplitudově modulovány. Gaussův monopuls neboli doublet vznikne derivací Gaussova pulsu. Druhá derivace Gaussova pulsu je průběh na dipólové anténě, tudíž přímo průběh, vyzařovaný do prostoru.



Obr. 6.1– Nahoře:Gaussův puls, první derivace, druhá derivace; Dole: Výkonová spektra

6.1. Matematický popis :

- Gaussův puls:

$$w(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (6.1)$$

kde σsměrodatná odchylka

- **Monopuls:**

$$w'(t) = A \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \left(-\frac{t}{\sigma^2} \right) \quad (6.2)$$

kde

A.....amplituda pulsu, záporné hodnoty značí obrácení orientace vlnky.

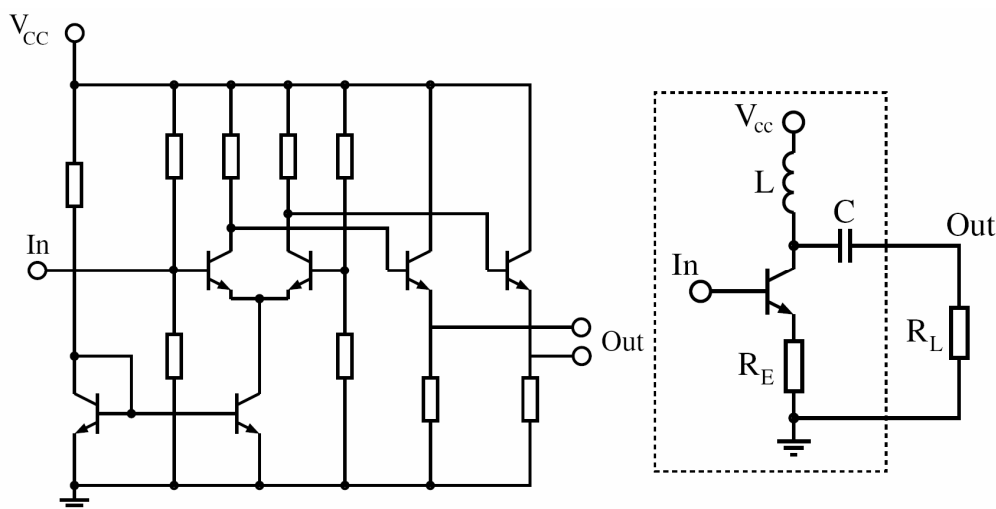
- **Výstup antény:**

$$w''(t) = A \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1 \right) \quad (6.3)$$

6.2. Obvodová realizace generátoru Gaussova monocyklu [14]

V praxi mohou být použity i vyšší derivace Gaussova pulsu až do čísla 5. Já se budu věnovat pouze první derivaci, která je schopná splnit striktní kritéria na obsazené frekvenční pásmo současně s odpovídajícím vyzařováním spektrální hustoty výkonu, a zároveň i požadavek na jednoduchý vysílač bez složitých filtračních obvodů pro splnění norem (které jsou běžné u jiných typů monopulsů).

Základní průběh signálu se v reálném vysílači UWB generuje způsobem, kdy jako první funkční blok lze použít generátor obdélníkového signálu. Realizace může probíhat pomocí klasického rozdílového zesilovače v realizaci jako proudové zrcadlo buzeného sinusovým signálem. Zde bude důležitý vysoký tranzitní kmitočet použitých tranzistorů. Výstup tohoto zesilovače bude potom veden do dalšího členu, kde bude realizováno tvarování samotného monocyklu pomocí rezonančního obvodu. Výsledný tvar signálu se pak velmi přibližuje tvaru Gaussova monocyklu.



Obr. 6.2– možné zapojení obvodu na tvorbu pulsů [14]

7. Modulační metody UWB [20]

Při výběru typu modulace v základním pásmu je třeba uvažovat mnoho aspektů, mezi něž patří zejména datový tok, složitost vysílače, frekvenční charakteristika a odolnost proti rušení úzkopásmových vysílačů v pásmu, mezisymbolové interference a odolnost proti chybám. Pro pulsní UWB se používá 5 základních modulací: **PAM**, **PPM**, **OOK**, **BPSK**, **4-BOK**. Další modulace mohou vzniknout kombinací modulací předešlých za účelem kompromisu vlastností mezi obvodovou složitostí a výkonem modulace (PPM-BPSK). V systémech TFI-OFDM-UWB od firmy Intel se používá modulace **DCM**, **QPSK** a **BPSK**, tyto modulace nejsou použity v součinnosti s vlnkami jako v systému DS-UWB, nejsou tedy pulsní, mezi těmito modulacemi a rádiovým prostředím je ještě **OFDM**. Budou detailněji popsány v podkapitole věnující se pouze tomuto systému.

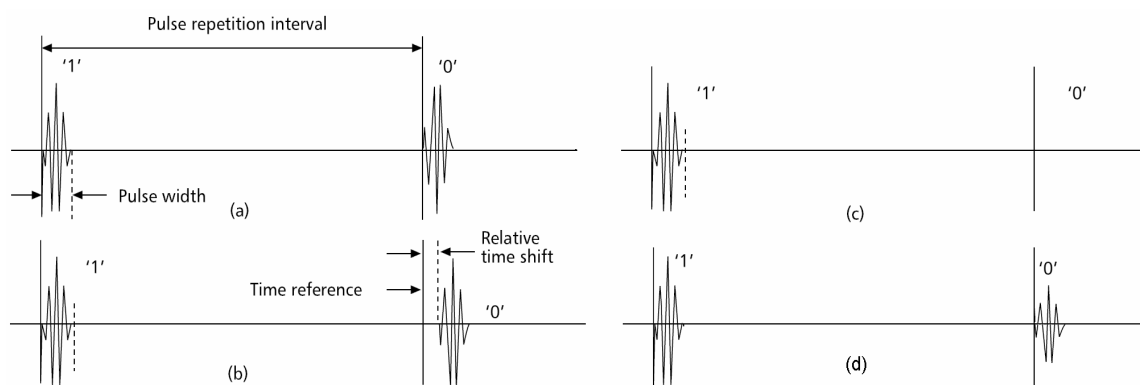
7.1. Vlastnosti pulsních modulací [20]

PPM – U této modulace je bit 1 reprezentován pulsem s nulovým zpožděním za referenční hodnotou, bit 0 pak pulsem se zpožděním τ za referenční hodnotou nebo se pro každý logický stav bere u τ s kladným či záporným znaménkem. U PPM modulace se používá ortogonální pulsní schéma, kdy UWB puls je ortogonální ke své časově posunuté verzi. Hodnoty časového posuvu pro jednotlivá schémata závisí na zvoleném tvaru pulsu a hodnoty posunu pro jednotlivé log.úrovně samozřejmě ovlivňují výkon systému.

PAM – Tato modulace používá pro log.1 puls s hodnotou 1 a pro log.0 puls s hodnotou obecně menší. Tato modulace bývá často zaměňována s BPSK modulací.

BSK – Zde se používá pro vyjádření log.1 UWB puls a pro log.0 puls stejné amplitudy, ale opačné fáze. Zajímavé je, že při uvažování Gaussova monopulsu první derivace a fáze klesající od $t=0$ s a derivaci napětí na vysílací dipólové anténě dojde k tomu, že AWGN šum vlastně působí na PAM modulaci, kde log.0 je kladná amplituda a log.1 je záporná amplituda, k další derivaci dojde na přijímací anténě.

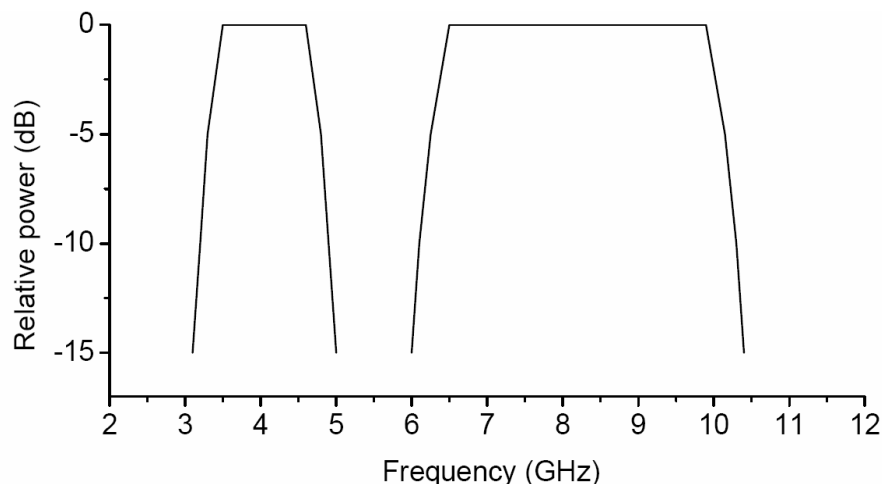
OOK – Modulace zobrazuje bit 1 pomocí UWB pulsu a bit 0 je vyjádřen neexistencí pulsu.



Obr. 7.1– Pulsní modulace (a-BPSK,b-PPM, c-OOK,d-PAM) [20]

7.2. DS-UWB (Freescale Semiconductor) [27]

Tento systém využívá dvě základní pásma, první 3,1–4,85 GHz, druhé potom 6,2–9,7GHz.



Obr. 7.2– Výkonové spektrum DS-UWB [27]

V každém pásmu je 6 jedinečných mikrobuňkových kanálů, kanály se liší použitou PN posloupností. Systém využívá buď BPSK nebo 4-BOK modulaci a ochrana dat je zajištěna pomocí FEC konvolučního kódování s poměrem $\frac{1}{2}$ nebo $\frac{3}{4}$, pro nejvyšší rychlosti pak 1. 4-BOK modulace se zde používá kvůli možnosti zrychlení komunikační rychlosti při použití iteračního dekódování technikou **Combined Iterative De-mapping and Decoding (CIDD)**. Při použití modulací BPSK či 4-BOK se z datových bitů tvoří symboly, které jsou poté pomocí vhodné PN posloupnosti zakódovány do série UWB pulsů. Tyto PN posloupnosti zároveň slouží jako CDMA tak i FDMA rozlišení, pro každý z šesti pikonetů v jednom ze dvou pásem má PN posloupnost různou délku, z návrhu PN pro **4-BOK** je však patrné, že PN posloupnosti se liší od jedné základní, použité na nejvyšším pikonetu, pouze o doplněné nuly v posloupnosti, což mění pouze frekvenční vlastnosti pikonetu (tabulka 7.3).

Metoda 4-BOK bude používána u DS-UWB při požadavku na vyšší datové toky, kde může poskytnout vyšší ochranu než s BPSK. Je ovšem volitelná, bude určena pro složitější zařízení kvůli vyšším HW nárokům, u DS-UWB bude v základu použita BPSK varianta. Vstupní datastream se rozdělí do dabitů, které potom určují, jakým způsobem se změní fáze monocyklu. Vytváří se zde z dvou vstupních bitů symbol o délce jednoho znaku. Ten je hned rozmítán PN posloupností pro konkrétní pikonet. Pro jednotlivé buňky tak bude mít PN posloupnost jinou délku, zde je nejkratší varianta PN. Delší varianty, pro nižší dat.toky, a tudíž i nižší frekvence, se tvoří tak, že se k základní PN o 2 znacích doplňují nuly.

Lépe lze porozumět tvorbě PN posloupnosti z následujících schémat a tabulek:

Datová rychlost [Mbps]	FEC rychlost	Délka kódu BPSK [-]	Délka kódu 4-BOK [-]	Symbolová rychlost
55	$\frac{1}{2}$	24	-	F_{chip}/L
110	$\frac{1}{2}$	12	-	F_{chip}/L
110	1	24	-	F_{chip}/L
220	$\frac{1}{2}$	6	12	F_{chip}/L
220	1	12	-	F_{chip}/L
330	$\frac{1}{2}$	4	8	F_{chip}/L
440	$\frac{1}{2}$	3	6	F_{chip}/L
440	1	6	12	F_{chip}/L
500	$\frac{3}{4}$	4	8	F_{chip}/L
660	1	4	8	F_{chip}/L
660	$\frac{1}{2}$	2	4	F_{chip}/L
1000	$\frac{3}{4}$	2	4	F_{chip}/L
1320	1	2	4	F_{chip}/L
1320	$\frac{1}{2}$	1	2	F_{chip}/L
2000	$\frac{3}{4}$	1	2	F_{chip}/L

Tabulka 7.1– Délky PN a rychlosti v systému DS-UWB [27]

Tabulka nám vysvětluje délky PN posloupností, symbolovou rychlost a délku opravného FEC kódu pro každou možnou rychlost a použitou modulační metodu. Při každém začátku komunikace dochází nejprve ke komunikaci nejnižší rychlostí 55 MBit/s, kdy je pro každý pikonet určen PN kód délky $L=24$, tento kód slouží jako zachytávací, je to iniciační komunikace vysílače a přijímače, přijímač si poté dle svých požadavků a kvality komunikačního kanálu zvolí, jakou rychlostí bude komunikovat. Poté se vyšlou kontrolní data, po nich se změní délka kódu PN na požadovanou délku dle rychlosti, vyšle se kontrolní sekvence, která odhalí možnosti kanálu, a nastaví se ekvalizace, která se u tohoto standardu běžně používá. Pak už probíhá normální komunikace.

V tabulce 7.2 jsou uvedena čísla pikonetů a příslušná střední frekvence a chipová rychlost. PN posloupnosti jsou pro použité dvě modulační metody různé délky. Chipová rychlost je vždy 3krát nižší pro každý pikonet, toto opatření se odráží v lepší schopnosti přijímače správně detekovat dle PN, o jaký pikonet se jedná, snižuje se tím podobnost použitých PN posloupností (které jsou velmi podobné např. pro 4-BOK).

Číslo kanálu pikonetu	Chip Rate [MHz]	Střední frekvence [MHz]	Číslo PN sekvence
1	1313	3939	1
2	1326	3978	2
3	1339	4017	3
4	1352	4056	4
5	1300	3900	5
6	1365	4094	6
7	2626	7878	1
8	2652	7956	2
9	2678	8034	3
10	2704	8112	4
11	2600	7800	5
12	2730	8190	6

Tabulka 7.2– Frekvence v systému DS-UWB [27]

vstupní data: Gray	vstupní data: Natural	L=12 kód	L=8 kód	L=6 kód	L=4 kód	L=2 kód
00	00	1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0	1,0,0,0	1, 0
01	01	0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0	0,0,0,0,1,0,0,0	0,0,0,1,0,0	0,0,1,0	0, 1
11	10	-1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0	-1,0,0,0,0,0,0,0	-1,0,0,0,0,0	-1,0,0,0	-1, 0
10	11	0,0,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0	0,0,0,0,-1,0,0,0	0,0,0,-1,0,0	0,0,-1,0	0, -1

Tabulka 7.3 - 4-BOK kódování [27]

- Výhody:

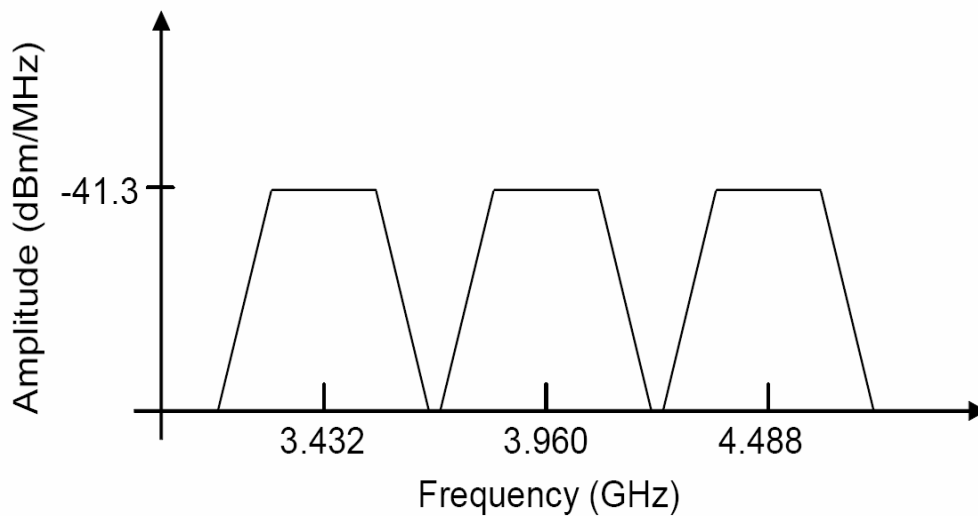
Dělení pásma mezi uživatele dle PN posloupnosti, jednoduchost.

- Nevýhody:

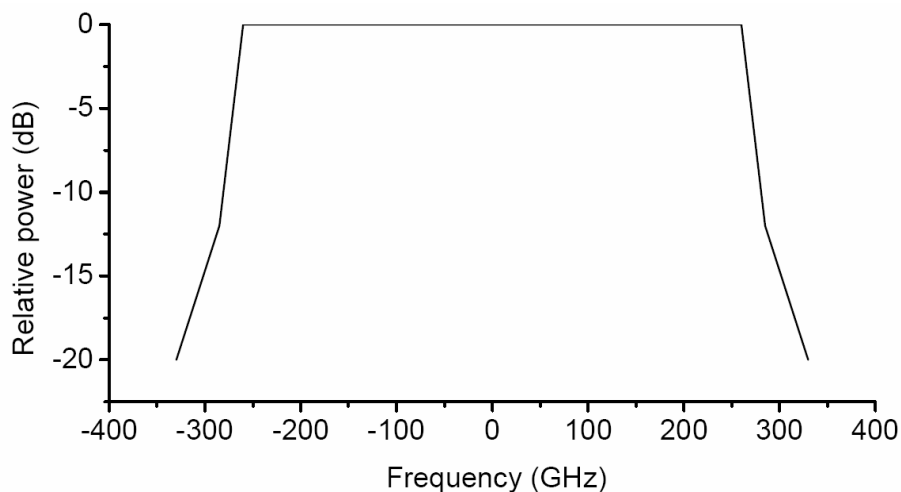
V časové doméně citlivost v podobě přeslechů, ve frekvenční doméně fázové nelinearity.

7.3. TFI-MB-OFDM UWB (Intel) [1]

Systém nepoužívá Gaussův monopuls, jedná se tedy o konvenční OFDM pouze s tou modifikací, kdy je pásmo OFDM kmitočtů znásobeno, použito vícekrát v pásmu 3.1-10.4GHz. Tento systém využívá rozdělení přiděleného OFDM pásma na jednotlivá sub-pásma po 528MHz, což je dle normy UWB větší než 500MHz. Do pásma 3.1-10.4GHz se tedy vejde 14 kanálů. Na každém z těchto kanálů se vysílá OFDM signál s 128 nosnými, s toho je 10 datových s modulací QPSK nebo DCM a s PN sekvencí, 12 pro synchronizaci frekvenčního offsetu a fáze s modulací BPSK a PN sekvencí, 10 je volných pro případné použití výrobcem (nepřístupno pro end-users), zbylých 6 nulových. Tento standard se dokáže lépe vyrovnat se zarušením komunikačního kanálu a také s vícecestným šířením signálu, na druhou stranu musí být přijímač složitější kvůli IFFT.

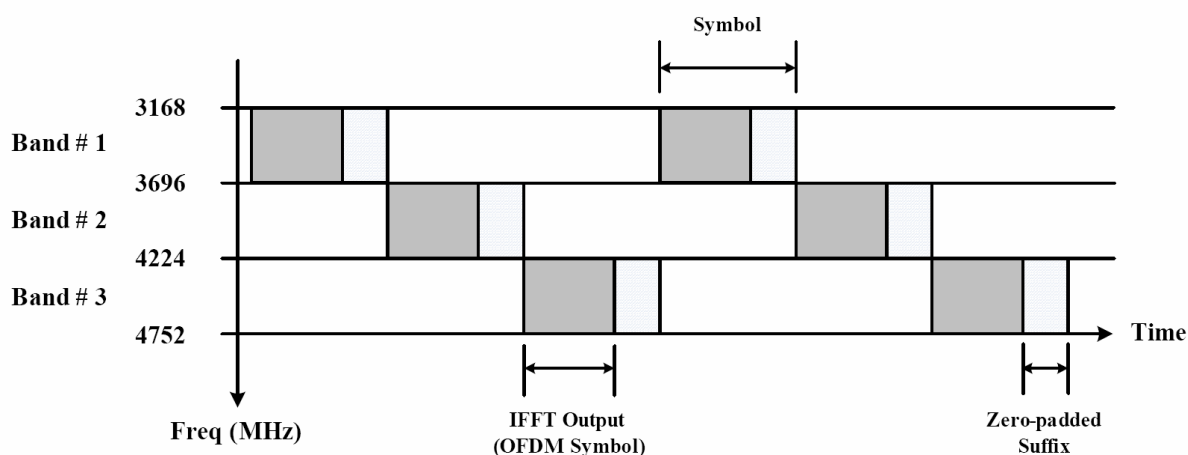


Obr. 7.3– Pásma v systému TFI-MB-OFDM [1]



Obr. 7.4 – Tvar OFDM pásma [1]

U této technologie se používá rozmítání jak v časové, tak i v frekvenční oblasti, pro různé podmínky v komunikačním kanálu je zde FEC kódování. MAC sub-vrstva zajišťuje buď isochronní či asynchronní přenosy dat, což je zajištěno kombinací CSMA (carrier sense multiple acces) a TDMA. Standard používá tři typy TFI (time-frequency interleaving). První je TFI, kdy je kódovaná informace rozložena přes tři sub-nosné OFDM signálu. Druhá je TFI2, kde je informace rozložena do dvou sub-nosných OFDM signálu, třetí je pak FFI, kde je informace přenášena pouze jednou sub-nosnou. Systém si pak tedy může volit na jaké sub-nosné bude vysílat nebo může také některé sub-nosné neobsadit. Naopak v případě zrušení kanálu může použít TFI, a tak velmi dobře využít přidělené pásmo.



Obr. 7.5– Rozmístění OFDM symbolů [1]

Používá se zde tzv. tone nulling, kdy se každý OFDM symbol označuje buď jako 1 nebo 0. Při označení 1 se OFDM symbol ponechá tak jak je, tzn. že přenáší užitečné informace a tone nulling se mu nevěnuje, při log.0 se vysílač rozhodne na dané sub-nosné nevysílat, což má za následek úsporu spektra a možnost pro další účastníky.

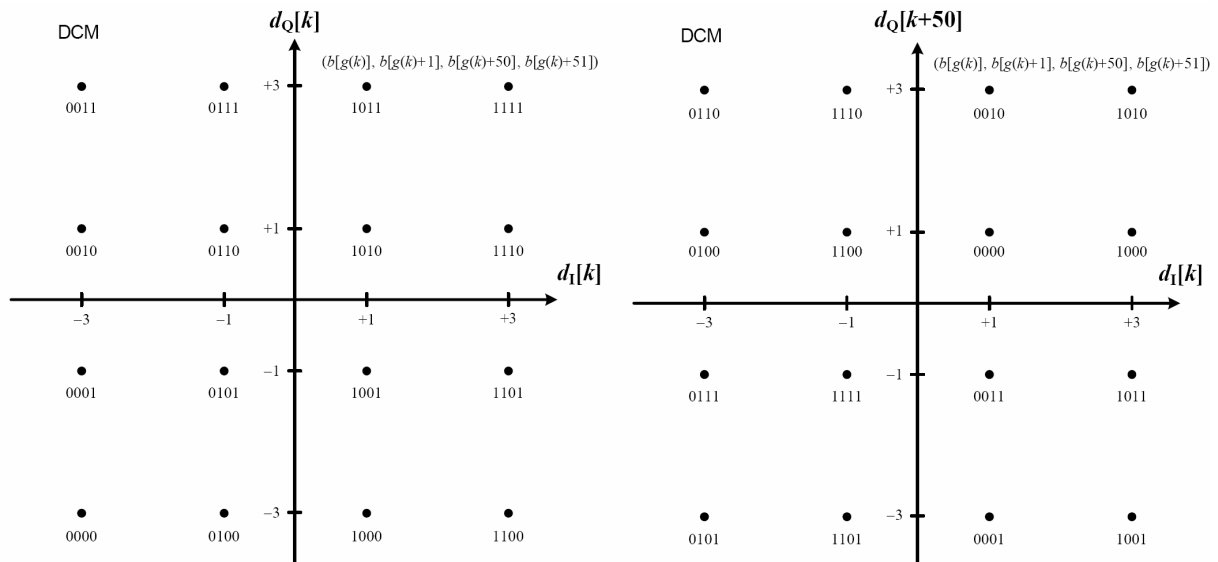
Při vyšších rychlostech (nad 320 Mb/s) se používá modulace DCM (Dual Carrier modulation), kde se vstupní datastream rozdělí do skupin po 200 bitech, a této skupině bitů je přidělena skupina 100 komplexních čísel. Postup je takový, že se tato skupina 200 bitů rozdělí na 50 skupin po 4 bitech, které jsou vybrány podle následujícího mapování.

Každá skupina 4 bitů je definována takto:

$$(b[g(k)], b[g(k)+1], b[g(k)+50], b[g(k)+51]), \quad kde \quad k \in [0,49] \quad (7.1)$$

$$g(k) = \begin{cases} 2k & k \in [0,24] \\ 2k + 50 & k \in [25,49] \end{cases} \quad (7.2)$$

Tyto 4 bity vybrané dle tohoto předpisu jsou potom v čtyřrozměrném konstelačním diagramu mapovány tak, že vzniknou dvě komplexní čísla $d[k]$ a $d[k+50]$. Tyto dvě čísla jsou potom normalizovány pomocí normalizačního faktoru, který je $1/\sqrt{10}$.



Obr. 7.6- Konstelační diagram DCM [1]

Bezpečnost

Jsou určeny dva druhy zabezpečení, žádné a silné. Zařízení spolu komunikují pomocí 4-cestné handshake komunikace, kdy si navzájem ověří bezpečnostní klíče. Standard používá jako kódování AES-128. Každé zařízení má přiřazeno jeden ze tří bezpečnostních módů, které určují jaké zařízení mohou mezi sebou komunikovat, dalším opatřením na zvýšení bezpečnosti je hlídání aktuálnosti přijatých dat, nikdy nejsou přijata stejná data. Jsou zde také zabezpečené a nezabezpečené pakety, o tom zda budou či nebudou použity, rozhoduje typ navázaného kontaktu mezi zařízeními (dle módu a požadavků jedné strany na zabezpečené spojení). Potom spolu dvě spojená zařízení sdílejí dočasný klíč.

Hibernace

Zařízení jsou schopna přejít do stavu hibernace. Několik posledních super-frames dávají o svém úmyslu vědět okolí, poté se odmlčí, nepodávají žádné požadavky, několik period super-frames před probuzením pak poslouchají okolí, potom dají vědět okolí, že se navracejí z hibernace .

Vzdálenosti mezi USB zařízeními a jinými zařízeními

Jde zejména o mobilní telefony a GPS zařízení, vzdálenost měření je 60 cm, pro GPS je povoleno snížit jejich SNR o 0.5 dB, pro mobilní telefony o 1 dB. Celkový odstup je od mobilní techniky 7 dB a od GPS 3,5 dB.

Výhody:

Dělení spektra mezi uživatele, menší citlivost na neideální vlastnosti antén (zesílení, změny fáze, skupinové zpoždění), větší bezpečnost, větší frekvenční a časová diversita.

Nevýhody:

složitost kvůli FFT a IFFT

7.4. IR-TH-PPM [20]

Mezi nejstarší metody patří systém **Impulse Radio** TH-PPM, kde se používá PPM modulace v kombinaci s TH (time hopping) přístupovou metodou pro rozlišení účastníků. U této metody bylo třeba zachycovat výkon v širokém rozmezí kmitočtů, dalším problémem bylo špatné zachytávání odražených signálů na jednom rádiovém kanálu. Výhodou pak je jednoduchost přijímače, není třeba výkonnější HW (kvůli FFT, IFFT, A/D převod). Tento systém se zdá v této době překonaný, v praxi se neuchytil. Byl nahrazen dalšími metodami robustnějšími co se týče odolnosti proti rušení a ceně.

8. Metody mnohonásobného přístupu v systémech UWB [20,24,25,26]

Mezi nejdůležitější metody mnohonásobného přístupu v UWB systémech patří timehopping, což znamená skákání v čase, a direct sequence. Timehopping bude dále uváděn pod zkratkou TH a direct sequence pod zkratkou DS. Existují samozřejmě i další metody.

8.1. Metoda TH

V pulsních systémech je pracovní perioda pulsů jen málo využita. To znamená, že vysílač je neaktivní (zavřený) po většinu symbolové periody, a narůstají tak ztráty. Mnohonásobný přístup nebo také více účastníků může být do existujícího UWB systému přidáno umístěním dalších pulsů do pracovní periody vysílače, musí být ale zajištěno, aby nedošlo ke katastrofální kolizi jednotlivých pulsů. Toto může být zajištěno vhodnou skákající sekvencí, která bude určovat, pro jakého účastníka je v rámci jednoho rámce určen ten který puls. V TH UWB systémech se tak dělí každý datový rámec na N_h pulsů (chipů) o délce T_c . Každý účastník indexovaný k má přiřazen svůj vlastní osobní náhodný časový posuv $\{h_{k,n}\}$ pro jednotlivý rámec. Pro $\{h_{k,n}\}$ platí $(0 \leq \{h_{k,n}\} < N_h)$. Tento časový posuv se počítá od referenční hodnoty, která je vhodně zvolena. Adresovatelný TH časový posuv musí být vždy menší než délka trvání rámce. K -tý puls tedy přichází v $h_{k,n} * T_c$.

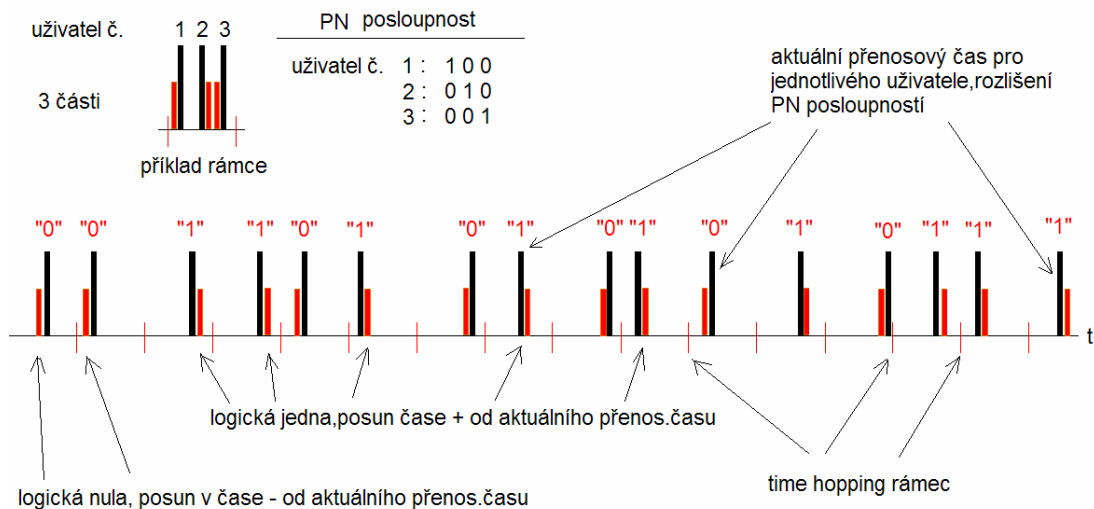
Vyjádření signálu účastníka při mnohonásobném přístupu metodou TH

$$S_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} * b_{k,n}^0 P \left(\begin{array}{c} t - nT_b - h_{k,n}T_c - \frac{\tau}{2} \\ (1 - b_{k,n}^1) \end{array} \right) \quad (8.1)$$

kde

E_b	energie na 1 bit	n	bitový index
$b_{k,n}^0, b_{k,n}^1$	informační bity	T_b	bitový interval
T_c	délka trvání 1 chipu	$p(t)$	funkce pulsu UWB

Pro TH-PAM platí, že když je nastaven $B_{k,n}^1$ do 1, tak $B_{k,n}^0 = \{-1; 1\}$ přenáší informaci. Pro TH-PPM platí, že když je nastaven $B_{k,n}^0$ do 1, tak $B_{k,n}^1 = \{-1; 1\}$ přenáší informaci. Pseudonáhodná posloupnost $\{h_{k,n}\}$ tedy jednoznačně identifikuje uživatele.



Obr. 8.1– Princip metody TH-PPM

Z obrázku je patrné, že data jsou kódována pomocí vlnky, jejíž pozice je závislá na binární hodnotě dat. Logická 1 může být reprezentována časovým posuvem vlevo, logická 0 pak posuvem vpravo. Každý uživatel má pomocí PN posloupnosti určeno, ve kterém časovém úseku se jeho soukromá data nachází. Každý uživatel tak zjednodušeně řečeno skáče v čase dle svojí PN posloupnosti a nachází tak svoje data.

Posloupnost by měla být navržena tak, aby spolu uživatelé neměli společné vlnky. Nejčastěji se používá PN posloupnost o délce 32.

8.2. Metoda DS

Lze ji také použít v součinnosti s PPM či PAM modulací. Využívá se zde toho, že do modulátoru PAM (PPM) vstupují symboly, reprezentované jako série pulsů (chip sekvence). Takto vzniklé symboly (sekvence chipů) jsou znovu pulsně (pozičně) či amplitudově modulovány. Pro binární signalizaci lze pro signál k -tého uživatele napsat matematický vztah:

$$S_k(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \sqrt[2]{E_b} * b_{k,n}^0 P \left(\sum_{i=0}^{N_c-1} a_{k,i} P \left(\frac{t - n * T_c - i * T_c}{-\frac{\tau}{2} (1 - b_{k,n}^1)} \right) \right) \quad (8.2)$$

n bitový index

E_b energie na 1 bit

N_c chipů/symbol

$a_{k,i}$ i -tý puls k -tého uživatele

$B_{k,n}^0, B_{k,n}^1$ informační bity

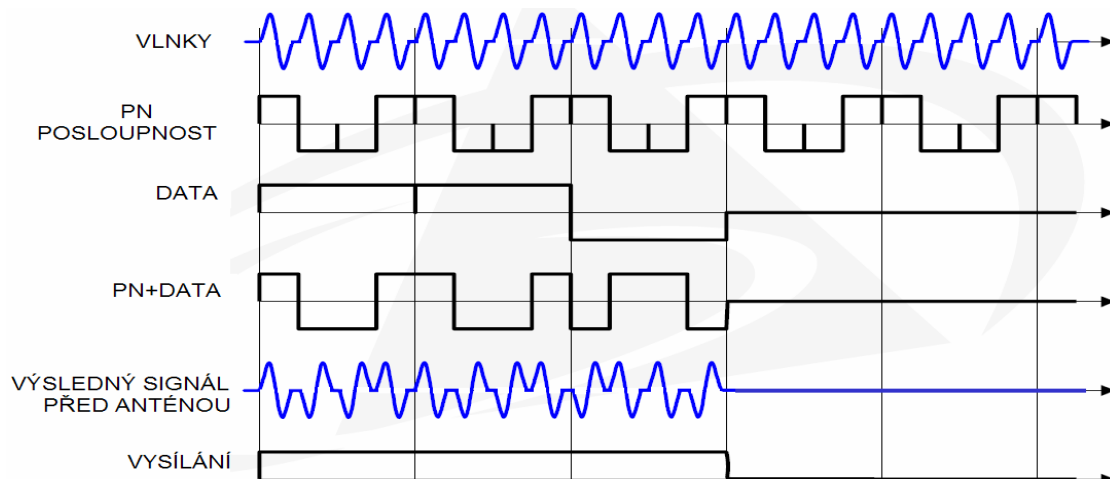
T_c délka trvání 1 chipu

N_c chip pseudonáhodné sekvence $\{a_{k,0}, \dots, a_{k,(N_c-1)}\}$ jednoznačně identifikuje uživatele. $N_c * T_c$ musí být menší než symbolová perioda. Musí být také zajištěno, aby délka pulsu T_p byla kratší než chipu T_c . Pro binární DS-PPM je informační bit 1 reprezentován sérií pulsů s žádným zpožděním, opačně je to pro bit 0.

Pro DS-PPM platí, že když je nastaven $B_{k,n}^0$ do 1, tak $B_{k,n}^1 = \{-1; 1\}$ přenáší informaci. Pro DS-PAM platí, že když je nastaven $B_{k,n}^1$ do 1, tak $B_{k,n} = \{-1; 1\}$ přenáší informaci.

Stejně jako u jednoho uživatele existuje u DS-PPM optimální časový posun. τ je doba posunu, která se pohybuje při zaručení ortogonality v rozmezí $(0 < \tau < T_b)$. Optimální pak je doba τ_{opt} , při které je zaručena minimální korelace mezi jednotlivými symboly a která se řídí předpisem $(0 < \tau_{opt} < T_p)$.

Metoda DS nepoužívá PN posloupnost pouze k oddělení (šifrování) dat jednotlivých účastníků. Posloupnost je použita také k frekvenčnímu oddělení jednotlivých uživatelů a tím rozprostírá spektrum. Délka posloupnosti může být pro každého uživatele jiná, aby byli odděleni i frekvenčně. Délka posloupnosti v systémech UWB se pohybuje od 2 do 32 znaků. U této metody lze využít známé m-sequence, Goldovy sekvence i Kasami sekvence, či Hadamardovy kódy.

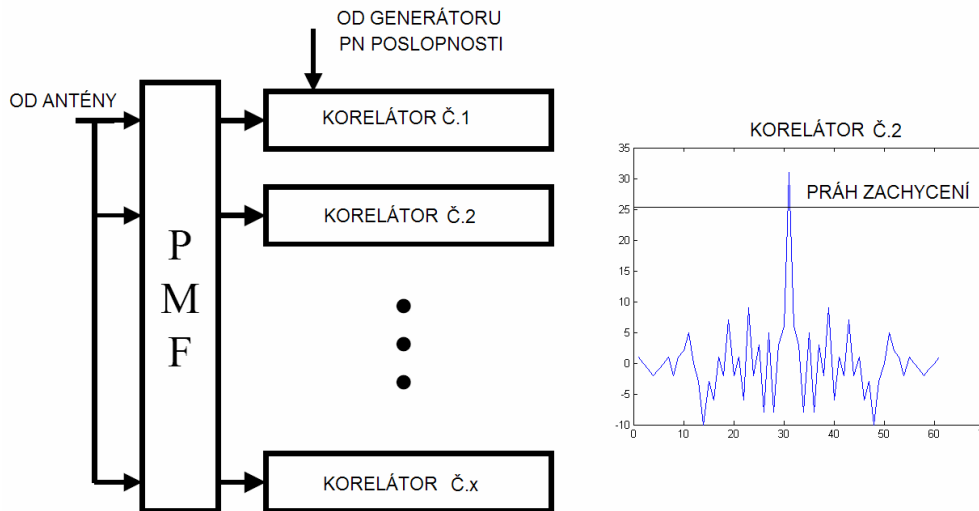


Obr. 8.2-princip DS metody [25]

Na obrázku je vidět, jak tato metoda funguje. Pseudonáhodná posloupnost má mnohem větší chip-rate než datová posloupnost. Nejdříve se vynásobí data s PN posloupností. Poté se dle zvolené modulační metody (na snímku DS-BPSK) modulují na sérii Gaussových monopulsů (nebo jejích vyšších derivací).

Signál je zde zachycován obdobným způsobem jako v CDMA komunikačním systému. Data jsou zachycena do vyrovnávací paměti, poté probíhá korelační výpočet v několika korelátoch najednou. Zjišťuje se vzájemná korelace mezi přijatou posloupností a posloupností konkrétního uživatele, pro kterého jsou data určena. Tyto korelátoři jsou běžně nahrazeny IMF (imperfect matching filter). Pokud jsou posloupnosti shodné, objeví se

v korelační charakteristice „peak“, který při shodě přesahuje vhodně zvolený práh, nejčastěji 0,8* maximální hodnota. Maximální hodnota závisí na délce použité PN posloupnosti. Poté při přijetí (detekci onoho peaku) dojde k opětovnému vynásobení PN posloupností v signalizaci (-1;1) s přijatou posloupností, což zajistí obnovení dat. V potaz se samozřejmě musí brát dvounásobná derivace signálu při průchodu vysílací a přijímací anténou.



Obr. 8.3- Korelační vysílač

8.3. Úvaha nad metodou TH -PPM

U metody TH je v rámci (frame) přesně určeno, kolik uživatelů může systém používat zároveň, to však také vede k tomu, že pokud nejsou všichni uživatelé, tak je systém nevyužit, nehospodář dobře s přiděleným spektrem. Další věcí je, že v jeden okamžik nemůže být systém využit více uživateli, protože by došlo k jejich kolizi, měli by stejná data. To klade na návrh PN posloupnosti pro metodu TH nároky v podobě ortogonalitu kódu a zároveň jeho náhodnosti co se týče frekvenční charakteristiky. Takové chování bude mít pro rozumnou délku kódu (do 32) jen omezené množství kombinací, což ovšem nevádí, protože počet uživatelů nemusí být vysoký. Předpoklady může splňovat výběr z Hadamardových kódů, kde se snažíme vybrat tak, aby kódy splňovaly vhodně i frekvenční požadavky na kvalitní rozptření ve spektru. Jedním extrémem návrhu může být výběr kódu dle Sudoku hry. Při použití matice 9x9 je vygenerováno 9 kódů pro 9 uživatelů. Dle podmínky přístupu k médiu je vše v pořádku, pokud se však podíváme do spektra takového systému pokud je zaplněn všemi devíti uživateli, uvidíme pouze spektrum Gaussova monopulsu a na něm nabalena jednotlivá data uživatelů, nedojde zde k dobrému rozptření přes frekvenční spektrum. Je tedy třeba možné vyhradit pro frame 16 bitů, prvnímu uživateli přidělit bit 1, druhému bit 2 a 3, třetímu 4,5,6, čtvrtému 7,8,9,10 ..atd. Dojde tak rozptření spektra, každý kód má jinou frekvenci. Problémem je, že uživatelé mají vlastně různé rychlosti komunikace. Nejvyšší má uživatel s nejdelším kódem. Nebo lze použít pro každého jinou střední frekvenci monocyklu. Problémem této metody v kombinaci s modulací PPM je, že systém má problémy s rušením vlivem odrazů. Systém je velmi citlivý na časovou synchronizaci vysílače a přijímače.

8.4. Tradiční definice PN posloupnosti [20]

Je to posloupnost čísel, která je použita k násobení s datovou sekvencí a k rozmítání spektra datové sekvence. Pseudonáhodná posloupnost binárních hodnot $\{a_n\}$ splňuje tyto kritéria:

8.4.1. Autokorelační funkce $R_a(\tau)$

$$R_a(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{a}_n \hat{a}_{n+\tau} = \begin{cases} N, & \tau \equiv 0 \\ c, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (8.3)$$

kde

$$\hat{a}_n = (-1)^{(a_n)} \in \{-1; 1\} \quad \text{binární bipolární formát kódu}$$

$$\hat{a}_n \in \{1; 0\} \quad \text{binární formát kódu}$$

8.4.2. Korelační výkon CP

$$CP\{a_n\} = \sum_{\tau=1}^{N-1} \{R_a(\tau)\}^2 \quad (8.4)$$

kde

CP korelační výkon a_n posloupnost

R_a autokorelační funkce posloupnosti N délka posloupnosti

Pro výkon systému je velmi důležitý zisk. Ten závisí na délce zvolené posloupnosti. Čím větší je zisk, tím větší je výkon systému. Na druhé straně důležitým faktorem ovlivňujícím výkon je průměrná doba zachytávání kódu v přijímači. Tato doba závisí na pravděpodobnosti zachycení správného znaku a na pravděpodobnosti zachycení znaku špatného. CP- korelační výkon je součet čtverců autokorelačních koeficientů pseudonáhodné posloupnosti. Pokud je kód dlouhý, nedojde k zachycení před příchodem odrazů.

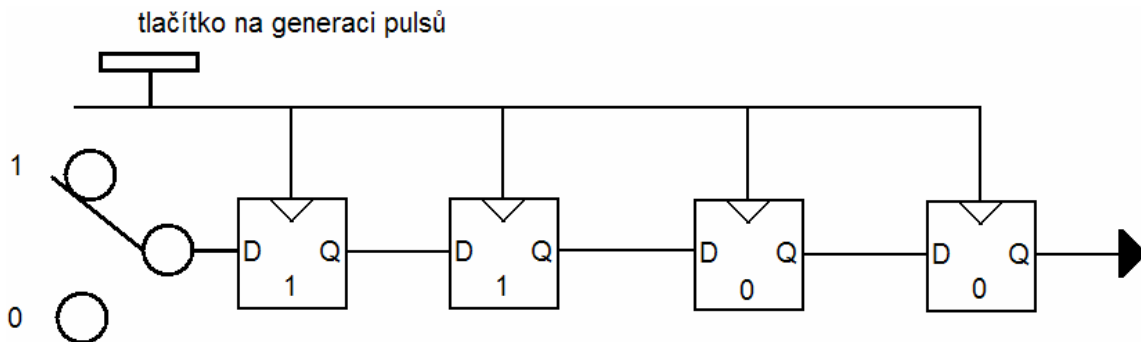
8.4.3. Stupeň ortogonality (OD)

$$OD\{a_n\} = \frac{\{R_a(0)\}^2}{CP\{a_n\}} \quad (8.5)$$

Když bude $R_a(\tau)$ malé, výkon systému bude větší, OD se bude blížit 1. OD je měřítkem výkonu systému, čím větší hodnota, tím větší předpokládaný výkon.

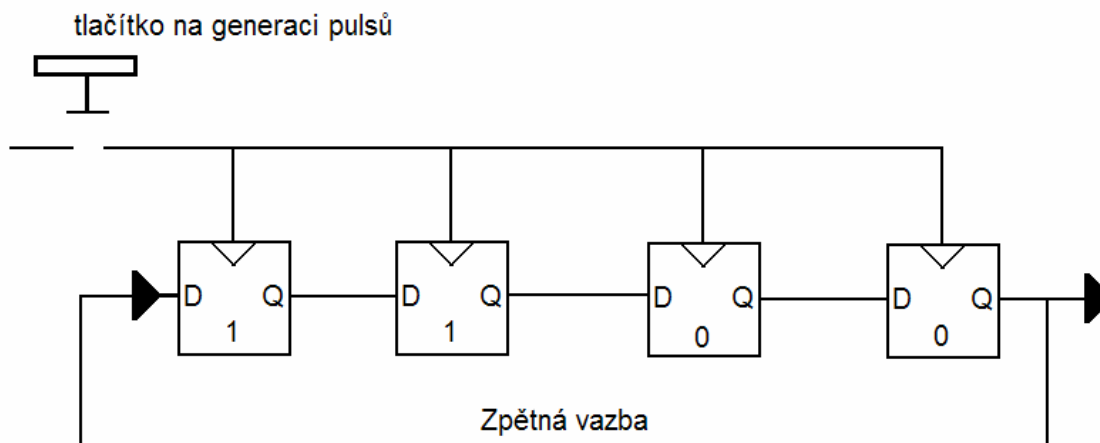
9. Generování pseudonáhodné posloupnosti ([21])

Nejjednodušším způsobem generace je použití posuvných registrů. Ty pak tvoří lineární rekurzivní systém, který obsahuje členy časového zpoždění, kombinační členy a členy, tvořící zpětnou vazbu.



Obr. 9.1– Posuvné registry

Každý registr má vstup D a výstup Q. Ty jsou pak připojeny k ostatním registrům. Na vstup prvního registru se přivádí počáteční posloupnost, dlouhá stejně jako počet registrů. Po příchodu hodinového signálu se log.hodnota z D přepisuje na Q. Po 4 taktech tedy jsou již v našem případě registry zaplněny vstupní posloupností. Naše zapojení má pouze zpožďovací členy, je tedy potřeba zapojení doplnit i členy kombinačními a zpětnou vazbou.



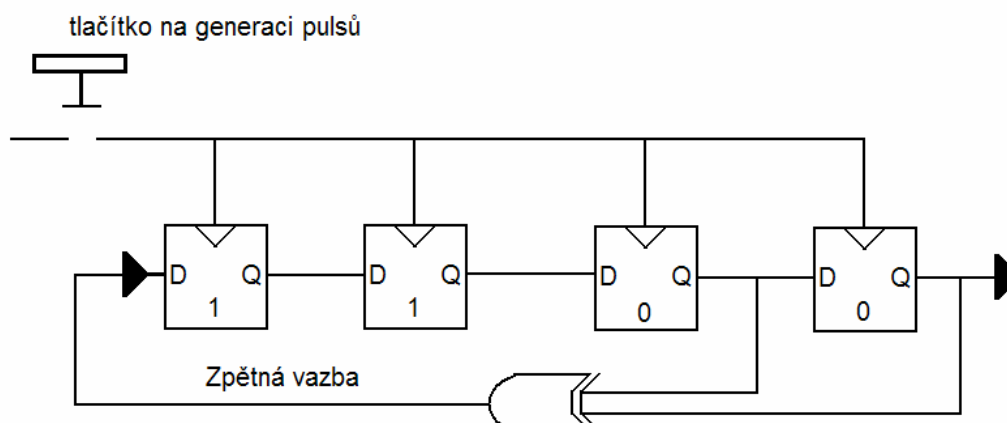
Obr. 9.2– Zavedení zpětné vazby

V tomto zapojení se bude vždy po stisku tlačítka clock opakovat vstupní posloupnost 1100. Délka této posloupnosti bude stejně dlouhá jako počet registrů. Doplněním logickými kombinačními členy lze generovat posloupnosti větší délky, než jen o délce rovné počtu registrů. Jako nejčastější funkce se používá log. XOR funkce, která realizuje modulo-2 součet.

$$1 + 0 = 1 \qquad 0 + 0 = 0 \qquad (9.1) \ (9.2)$$

$$0 + 1 = 1 \qquad 1 + 1 = 0 \qquad (9.3) \ (9.4)$$

Na další straně je tzv. Out-of-Line zapojení, kdy se XOR zapojuje do cesty zpětné vazby. Když se XOR nachází přímo v cestě signálu na výstup, tak se konfigurace nazývá In-Line.



Obr. 9.3- Umístění XOR logického členu out-of-line

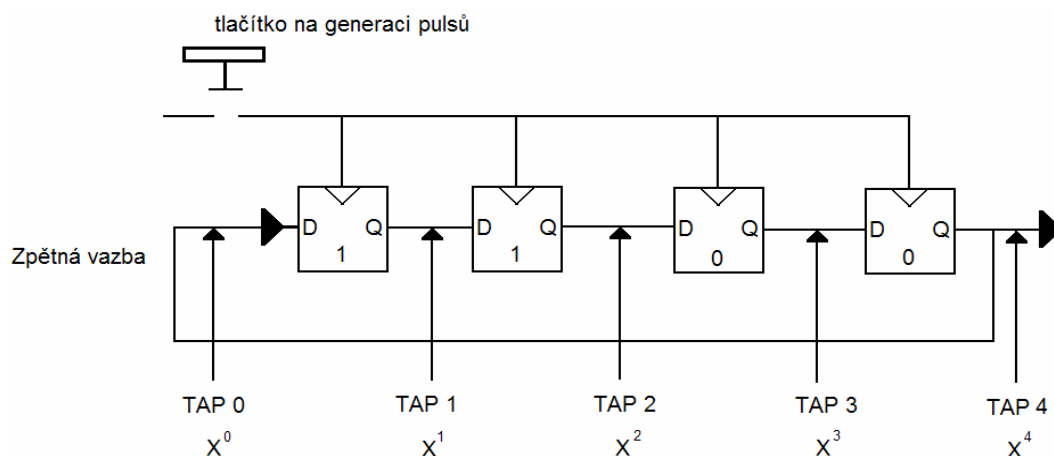
Toto zapojení je schopno generovat $(2^n - 1)$ posloupností o délce 4 bity.

Pořadí	1 registr	2 registr	3 registr	4 registr
* 1	1	1	0	0
2	0	1	1	0
3	1	0	1	1
4	0	1	0	1
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
8	1	1	1	1
9	0	1	1	1
10	0	0	1	1
11	0	0	0	1
12	1	0	0	0
13	0	1	0	0
14	0	0	1	0
15	1	0	0	1
*16	1	1	0	0

Tabulka 9.1- Kombinace posloupností, generované LFSR (4 registry, *-iniciační posloupnost)

Různá zapojení jsou schopna generovat různé posloupnosti, záleží zejména na zapojení logických členů a iniciační posloupnosti. Pro větší délku posloupností se použije více registrů.

Důležitým parametrem takového generátoru je kromě vstupní posloupnosti také zapojení vstupů logického XOR, tedy odkud se berou hodnoty. Tento parametr nazveme TAP. Vyjadřuje počet signálem projitých registrů. Tento parametr lze vyjádřit jako exponent nad X v rovnici, vyjadřující stavy registrů.



Obr. 9.4– Místa pro zavedení zpětné vazby v generátoru

V tabulce jsou uloženy všechny možné kombinace zapojení vstupů XOR logického členu. Důležitou vlastností je, že se vždy musí do XOR členu přivést signál z posledního posuvného registru. Jsou zde také vidět 2 posloupnosti s délkou 15, což odpovídá 2^n-1 pro $n=4$. Tyto posloupnosti se nazývají m-sekvence (o maximální délce).

Bit1	Bit2	Bit3	Bit4	HEX	Přirozená délka	Vyjádření polynomem
0	0	0	1	8h	4	X^4+1
0	0	1	1	Ch	15*	X^4+X^3+1
0	1	0	1	Ah	6	X^4+X^2+1
0	1	1	1	Eh	0	$X^4+X^3+X^2+1$
1	0	0	1	9h	15*	X^4+X+1
1	0	1	1	Dh	0	X^4+X^3+X+1
1	1	0	1	Bh	0	X^4+X^2+X+1
1	1	1	1	Fh	5	$X^4+X^3+X^2+X+1$

Tabulka 9.2– zapojení vstupů XOR

Sekvence o maximální délce mají unikátní vlastnosti, které je předurčují k použití v komunikačních systémech. Nejdůležitější vlastností je autokorelace. Když je počítána korelace mezi dvěma posloupnostmi stejné délky a jestliže jsou stejné, vyjde při zasynchronizování korelace rovna 1. Pokud nejsou zasynchronizovány, vyjde korelace $\frac{1}{2}$. Tato vlastnost velmi zjednodušuje situaci přijímači při zachytávání a sledování příchozího signálu. Pro různé délky posloupností existují v literatuře zapojení registrů pro dosažení m-sekvencí. Lze také vycházet z tabulek, které jsou přímo součástí nápovědy Matlabu.

Produktové sekvence [28]

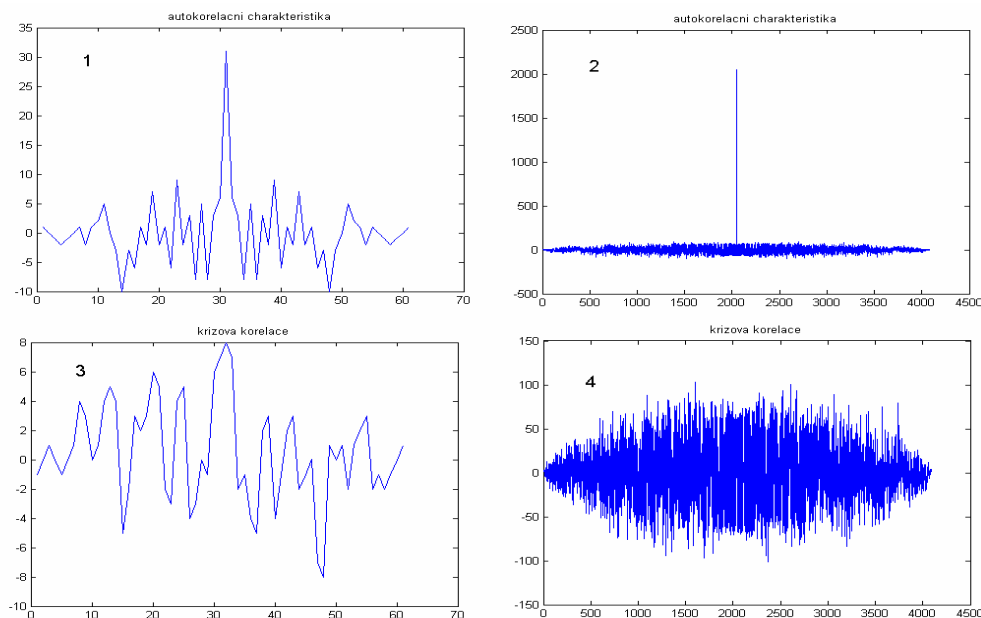
Vzniknou jako produkt XOR logického členu, na jehož vstupy jsou přiváděny sekvence z minimálně dvou LRS generátorů. Tyto minimálně 2 kódy se nazývají factor codes. Kód na výstupu se poté nazývá produkt code. Délka tohoto kódu je pro stejné délky factor kódů stejná jako délka jednoho z factor kódů. Pokud jsou délky factor codes různé, výsledná délka je dána násobkem délky obou factor kódů.

Goldovy sekvence [28]

Jsou to sekvence, které vzniknou jako produktové kódy dvou různých m-sekvencí se stejnou délkou. Další důležitou skupinou jsou tzv. preferované páry Goldových sekvencí. Jejich důležitou vlastností je, že jejich křížová korelace nabývá pouze 3 hodnot. To je důležité u systému, kde existuje ve spektru více kódů, a my potřebujeme nejdříve zachytit jeden z nich. Takový kód se pak zvolí za preferovanou posloupnost. Tyto páry lze získat z jedné m-sekvence délky N vzorkováním každého s-tého prvku tak, aby vznikla druhá m-sekvence stejné délky. Jestliže $\text{gcd}(N,s)=1$, je posloupnost preferovaná Goldova (jsou prvočísla).

Vlastnosti PN posloupností v návaznosti na generaci PN pro DS-UWB

U těchto posloupností je třeba, aby jejich autokorelační charakteristika dostatečně informovala přijímač o zachycení správných dat, což je ovlivněno zejména délkou použité posloupnosti, při malé délce PN posloupnosti je hůře rozpoznatelný vrchol na autokorelační charakteristice, ale přijímač nemusí mít velkou paměť na vzorky. Při velké délce PN posloupnosti naopak je třeba větší paměť na vzorky, ale PN posloupnost je poměrně dobře identifikována. Další důležitou vlastností je vhodný výběr PN posloupností tak, aby křížová korelace byla co nejmenší, a byla tak malá šance, že dojde k chybnému rozpoznání správné PN posloupnosti, k chybnému příjmu dat.



Obr. 9.5- 1) autokorelace-(délka PN=5); 2) autokorelace-(délka PN=2047); 3) křížová korelace-(délka PN=5); 4) křížová korelace-(délka PN=2047).

10. Typy komunikačních kanálů

10.1. Vlastnosti přenosového kanálu

Při přenosu signálu rádiovým kanálem dochází k jeho degradaci útlumem šířením, různými odrazy od překážek, aditivním šumem, přijímaný signál může být zpožděn fázově vlivem různé délky cest jednotlivých signálů, v přijímači se pak vhodným způsobem tyto zarušené a poškozené signály sčítají tak, aby výsledný signál měl co nejvyšší kvalitu. V přenosovém kanálu se může vyskytovat také Dopplerův efekt. Další možné dělení je při vícecestném šíření, kdy může mít vysílač přímou cestu k přijímači nebo přímá cesta neexistuje, a komunikace probíhá pouze pomocí odrazů. Komunikační kanál by měl zahrnovat všechny jevy v souvislosti s přenášeným signálem, které mohou mít vliv na kvalitu signálu. Speciálním případem překážky u technologie UWB může být při vnitřním použití i odraz a pohlcení lidským tělem.

BER – je tzv. bit error rate, vyjadřuje poměr chybně přijatých bitů vůči správným. Běžně je komunikační spoj schopen komunikovat do hodnot řádově $BER=10^{-3}$. Tento ukazatel se pak mění v závislosti na rychlosti spoje, velikosti rušení (E_b/N_0), množství uživatelů, odrazech...

Běžným zvykem pak je využít všech možností k minimalizování BER v komunikačním řetězci.

10.2. Typy úniků [29]

10.2.1. Pomalý únik

Vzniká jako následek útlumu po cestě signálu. Nejčastějším případem je únik vlivem velkých kopců, budov atd. kdy dochází k značnému stínění. Časová změna v kanálu je relativně velká oproti časům v jednotlivých periodách přenášeného signálu, tudíž změny fáze a amplitudy jsou relativně stejné přes celou užitečnou periodu signálu. Tento druh úniku modeluje namátkou **Log. Normal channel**.

10.2.2. Rychlý únik

Sem spadají téměř všechny ostatní typy úniků. Časová změna v kanálu je tak malá, že má vliv i na amplitudu a fázi v rámci užitečné periody signálu. Vznikají jako následek odrazů, pohybujících se předmětů, aditivního šumu, interference v přijímači při příjmu odražených signálů. (**AWGN, Rician, Rayleigh, Dopplerův jev, Nakagami, Weibull, S-V**)

10.2.3. Frekvenčně –neselektivní kanál (plochý)

Zkreslení vlivem kanálu má pásmo širší než pásmo přenášené informace, tudíž frekvenční zkreslení přenášené informace je konstantní pro celou datovou posloupnost.

(**AWGN**)

10.2.4. Frekvenčně –selektivní únik

Zde má kanál nižší frekvenční šířku než přenášené informace, tedy jednotlivé frekvenční složky přenášené kanálem, budou mít různé zkreslení.

(Rician, Rayleigh, Dopplerův jev, Nakagami, Weibull, S-V)

10.3. Log.normal kanál [29]

Matematické vyjádření:

$$L = L_0 + 10\gamma * \log_{10} \frac{d}{d_0} + X_G \quad (10.1)$$

kde

L celkový útlum [dB]

L_0 útlum ve vzdálenosti d_0 [dB]

d délka cesty signálu [m]

d_0 poměrová délka při měření útlumu prostředí [běžně 1Km]

γ činitel pohlcení vlivem vzdálenosti [dB/km]

X_g Vliv Gaussova rozložení, mean=0, σ dle tabulek, hodnoty dle měření (různé f, ϵ_r)

10.4. AWGN kanál [12,13]

Je to nejjednodušší typ přenosového kanálu, kde dochází k superpozici užitečného signálu a šumu. Tento šum má Gaussovské rozdělení amplitudy, bývá také nazýván bílý, frekvenčně není selektivní. Tento šum vniká jako produkt chvění a pohybu elektronů vlivem nenulové teploty. Zdrojem může být například Slunce. V našem případě bude informace vyjádřena jako vektor hodnot a k ní bude přičten šum v podobě náhodné posloupnosti, která bude mít hodnoty dle zvoleného poměru SNR v odpovídajícím poměru a amplitudy se budou měnit dle Gaussova rozložení. Výsledný vektor hodnot přichází do přijímače.

Přijatý signál v přijímači lze vyjádřit jako:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (10.2)$$

kde

$r(t)$ přijatý signál

$s(t)$ vyslaný signál

$n(t)$ signál šumový.

Pravděpodobnost přijetí správného signálu zarušeného AWGN šumem pak je:

$$p_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-(x-m_x)^2/2\sigma^2} \quad (10.3)$$

kde

m_x střední hodnota σ^2 rozptyl.

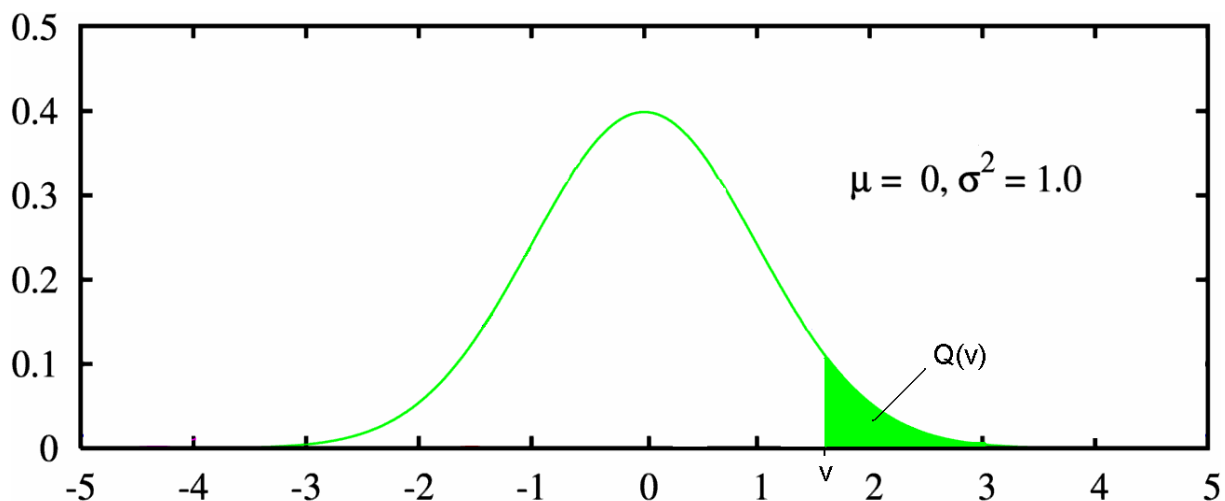
Speciálním případem je, když bude střední hodnota nulová a rozptyl jedna, poté hovoříme o tzv. normovaném rozdělení:

$$p_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-x^2/2} \quad (10.4)$$

Další důležitou veličinou popisující pravděpodobnost příjmu je tzv. Q-funkce. Vyjadřuje pravděpodobnost přijetí náhodného znaku (hodnoty) X větší než v, význam je naznačen v obrázku normálního rozložení. Dalším typem vyjádření poměrů při příjmu je tzv. complementary error function- **Erfc**.

Q-funkce

$$Q(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_v^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (10.5)$$



Obr. 10.1-Rozdělení PST normálního rozložení (μ -střední hodnota, σ^2 -rozptyl)

Erfc – funkce

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-x^2} dx \quad (10.6)$$

Tyto dvě funkce mají mezi sebou vztah:

$$Q(v) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2}}\right) \quad (10.7)$$

Při použití 2-stavové modulace (BPSK, PAM, PPM, OOK) lze potom odvodit, že pravděpodobnost chyby je:

$$P(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (10.8)$$

kde

E_b vyjadřuje výkon užitečného signálu

N_0 vyjadřuje výkon šumu.

10.5. Vícecestné šíření [12,13]

V reálném prostředí není situace tak ideální jak u AWGN kanálu. Při šíření se signál odráží od různých překážek a šíří se několika cestami, kdy na každé z nich dochází k náhodnému dopravnímu zpoždění a náhodnému fázovému natočení. Také dochází vlivem možné vzájemné rychlosti k Dopplerovu jevu, kdy se liší frekvence vyslaného a přijatého signálu.

10.5.1. Rayleighův únikový kanál [12,13]

Až do tohoto okamžiku jsme uvažovali, že mezi přijímačem a vysílačem je přímá viditelnost, tudíž existuje minimálně přímá cesta. Taková situace mnohdy také neodpovídá reálným podmínkám. Mezi přijímačem a vysílačem stojí překážka, která brání signálu projít přímou cestou. Potom je přijatý signál pouze superpozicí signálů odrazů. Lze jej potom vyjádřit následující rovnicí:

$$r(t) = \sum_{i=1}^l \beta_i e^{j\Phi_i(t)} \tilde{s}(t - \tau_i(t)) \quad (10.9)$$

kde

\tilde{s} značí signál z vysílače

β_i útlum na i-té cestě mezi vysílačem a přijímačem

Φ_i změna fáze na i-té cestě

τ_i dopravní zpoždění na i-té cestě

Předpokladem pravdivosti vztahu je to, že vlastnosti kanálu popsané pomocí parametrů β_i , Φ_i , τ_i závisí pouze na časovém rozdílu t_1-t_2 , tj. na dopravním zpoždění. Dalším předpokladem je, že úniky v jednotlivých cestách jsou mezi sebou nekorelované.

Signál přijatý v přijímači lze vyjádřit jako součet reálné a imaginární složky:

$$r = x + jy \quad (10.10)$$

kde

x reálná část

jy imaginární část signálu

Amplituda přijatého signálu je pak:

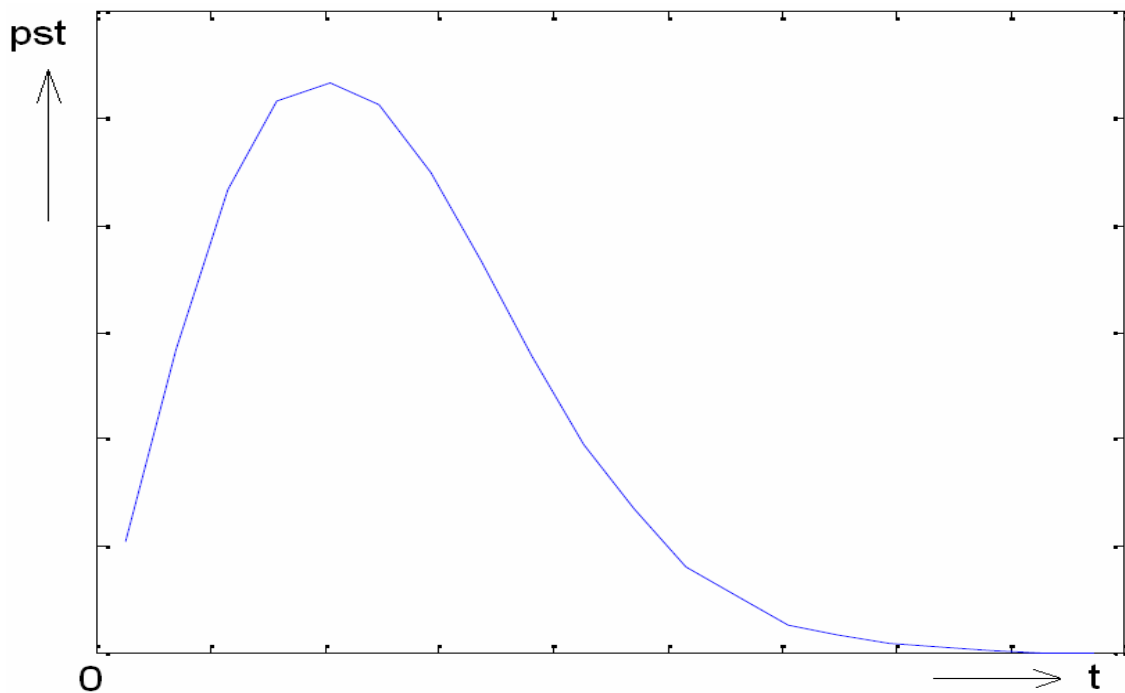
$$|r| = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (10.11)$$

Amplituda má tedy Gaussovské rozdělení, zatímco pravděpodobnost příjmu tohoto signálu má rozdělení Rayleighovské:

$$p(|r|) = \frac{|r|}{\sigma^2} e^{-\frac{|r|^2}{2\sigma^2}} \quad (10.12)$$

kde

σ je rozptyl hodnot



Obr. 10.2– Rayleighovo rozdělení [12]

10.5.2. Rician únikový kanál [12,13]

Vznikne z Rayleighova když existuje přímá cesta mezi vysílačem a přijímačem. Důležitým parametrem pak je, jaký poměr je mezi výkon přímé cesty a výkonem odrazů. Tento parametr se nazývá Rice k-faktor.

$$k = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (10.13)$$

kde

A^2 výkon přímé cesty σ rozptyl hodnot kolem přímé cesty.

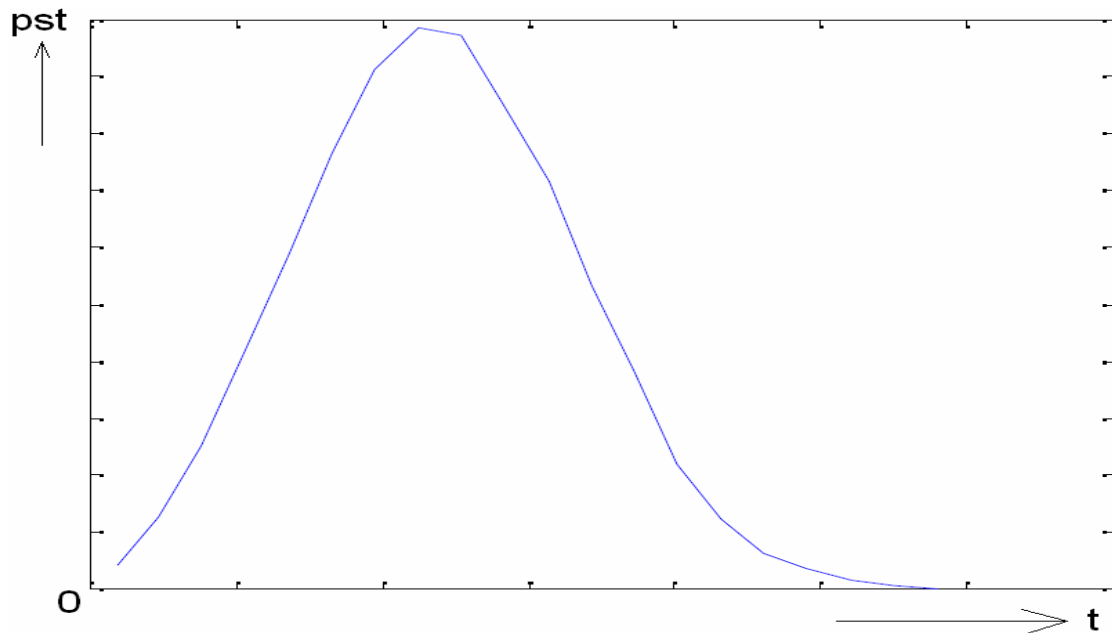
Pravděpodobnost příjmu se potom dá vyjádřit jako:

$$p(|r|) = \frac{|r|}{\sigma^2} e^{-\frac{|r|^2 + A^2}{2\sigma^2}} I_0 \frac{|r|A}{\sigma^2} \quad (10.14)$$

kde

I_0 Besselova funkce imaginárního argumentu.

Při zastínění přímé cesty dojde k vynulování členu A , výraz přejde v Rayleighovo rozložení.



Obr. 10.3– Rician rozdělení [12]

10.5.3. UWB kanál [2,3,4,6,7,8,9,10,11]

Předpokladem takového kanálu je to, že impulsní odezva vysílací a přijímací antény je plochá přes celé pro nás zajímavé pásmo kmitočtů. Tedy že přijatý signál není závislý na reálných vlastnostech antén.

Nejčastěji bývá UWB model přenosového kanálu popisován pomocí své impulsní odezvy :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (10.15)$$

Kde:

α_l útlum na cestě l , kde může být tento útlum komplexní

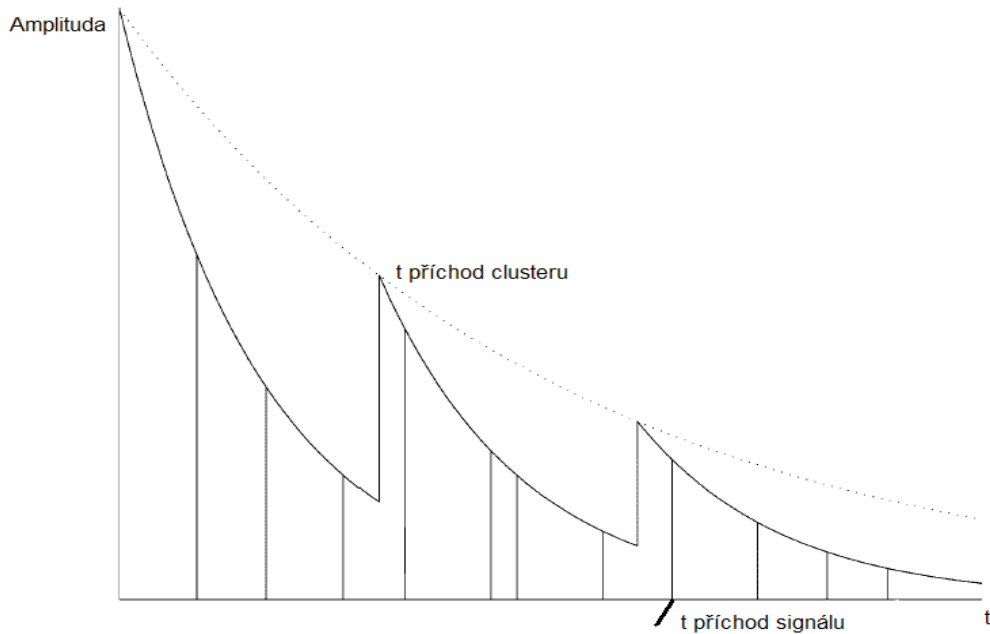
τ_l náhodné zpoždění cesty l

L počet odražených signálů braných v úvahu

$\delta(t)$ Diracův puls.

Empirickým měřením bylo zjištěno, pro UWB signál nelze použít Rayleighův model kanálu, protože důležitých hodnot výkonu v přijímači (běžně hranice -10 dB od max.hodnoty)

nabývají i signály z cest o počtu vyšším než 6, běžně se pohybují kolem 30 užitečných cest (NLOS). Nejlepší aproximací se jeví kanál Saleh-Valenzuela (S-V) modifikován tak, že nepoužívá jako model distribuce útlumu Rayleigh model, ale Log-normal model. V modelu S-V je předpoklad, že signály z jednotlivých cest nelze očekávat v každém vzorkovacím intervalu výstupního signálu, ale tyto signály přicházejí v clusterech. Tento model je pak popsán pomocí dvou Poissonových rozložení, kde jedno se věnuje prvním hodnotám příchodu každého clusteru z jednotlivých odrazů (obálka cest ve výkonovém profilu) a druhé hodnotám v rámci každého paprsku.



Obr. 10.4– Příchod signálů v clusterech (S-V model) [2]

Impulsní odezva kanálu se potom modifikuje takto:

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (10.16)$$

Model je popsán matematicky pomocí PST příchodu signálu v čase takto (2-násobná Poisson distribuce):

$$\begin{aligned} p(T_l | T_{l-1}) &= \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \\ p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) &= \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \end{aligned} \quad (10.17)$$

kde

K počet cest braných v úvahu

L počet clusterů braných v úvahu

k index označení čísla cesty

l index označení clusterů

Λ frekvence příchodů clusterů

λ frekvence příchodů paprsků v rámci každého clusteru

T_l čas příchodu první cesty l -tého clusteru

$\alpha_{k,l}$ koeficient útlumu každé cesty

$\tau_{k,l}$ časové zpoždění k -tého signálu z k -té cesty, počátek času je v T_l

i index realizace

X_i reprezentace log-normálního útlumu (shadowing)

Koeficient útlumu každé cesty lze rozepsat jako:

$$\alpha_{k,l} = P_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (10.18)$$

kde

$p_{k,l}$ nabývá hodnot $[-1; +1]$, což odráží vliv náhodné změny polarity při odrazu

ξ_l log-normální útlum přiřazen k úniku v rámci jednoho clusteru

$\beta_{k,l}$ únik způsobený v rámci každého paprsku (ray)

Log-normální útlum potom může být buď reálná veličina nebo komplexní. Pokud je brána jako komplexní veličina, tak se log-normální útlum vyjádří jako:

$$\alpha_{k,l} = P_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} e^{-j\phi_{k,l}} \quad (10.19)$$

Kde $\phi_{k,l}$ je náhodná veličina s normálním rozložením v rozmezí přípustných hodnot fáze $[0;2\pi]$. Častěji se však u technologie UWB uvádí pouze reálný útlum bez komplexních koeficientů, které jsou běžné u úzko-pásmových systémů.

Podmínky svázanosti velkého a malého úniku jsou takovéto:

$$20 \times \log(\xi_l \beta_{k,l}) \approx Normal(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (10.20)$$

což lze přepsat jako

$$\left| \xi_l \beta_{k,l} \right| = 10^{(\mu_{k,l} + n1 + n2) / 20} \quad (10.21)$$

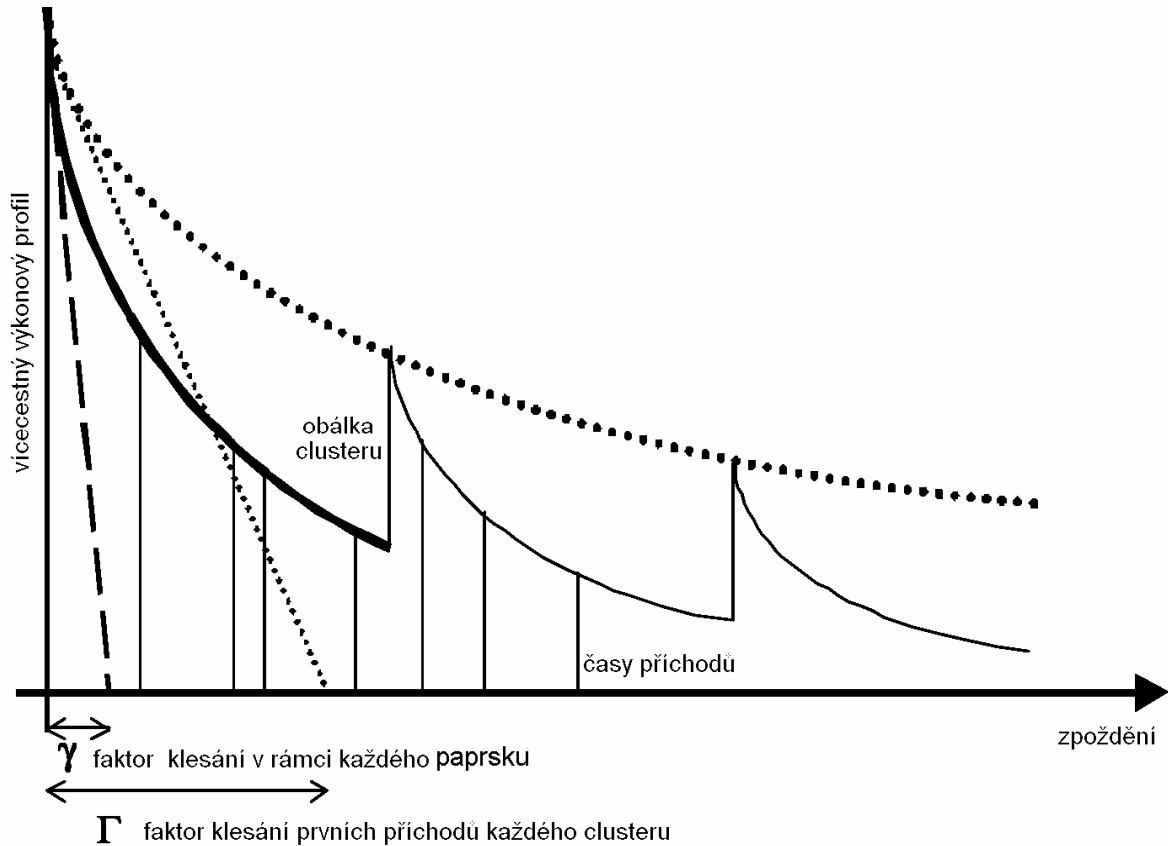
kde $n1$ a $n2$ mají normální rozložení s nulovou střední hodnotou a rozptylem na sobě nezávislým (obvykle je rozptyl pro $n1$ a $n2$ stejný), pro únik na každý cluster a paprsek. Zde model trochu zjednodušuje situaci, protože se ukazuje, že pro malá zpoždění existuje závislost mezi časy příchodu paprsků a clusterů. Neboli že pro kratší časy zpoždění signálu lze očekávat kratší časy příchodů clusterů a paprsků. Naplňuje to tak předpoklad, že při malém zpoždění existuje pouze několik rozumných cest mezi vysílačem a přijímačem, se zvětšujícím se zpožděním se tento počet cest také zvětšuje. Model 802.15.3a však za účelem zjednodušení situace tento aspekt nebere v potaz.

Dalšími parametry tohoto UWB kanálu jsou Γ a γ , jež vyjadřují míru klesání v rámci počátečního příchodu clusteru a také v rámci každého paprsku. Tyto hodnoty se nejběžněji získávají pomocí měření reálného kanálu. Při takovém měření se nejčastěji změní výkonový profil kanálu, z něhož se potom extrahují parametry kanálu. Při logaritmickém vyjádření časové osy lze zjistit tyto dva důležité parametry pomocí metody nejmenších čtverců jako proložení přímkou pro exponenciální klesání v rámci každého paprsku a v rámci klesání počátečních příchodů paprsků (obálka clusteru).

Chování výkonového profilu lze potom popsat pomocí přijaté energie:

$$E \left[\left| \xi_1 \beta_{k,l} \right|^2 \right] = \Omega_0 e^{-T_l / \Gamma} e^{-\tau_{k,l} / \gamma} \quad (10.22)$$

Což odpovídá popisu, kdy klesá exponenciálně výkon každého clusteru s časovým zpožděním a také klesá exponenciálně výkon paprsků v rámci každého clusteru se zpožděním.



Obr. 10.5– Parametry obálky clusteru

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_l / \Gamma - 10\tau_{k,l} / \gamma}{\ln 10} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (10.23)$$

Posledním útlumem nad každým časem je útlum stíněním:

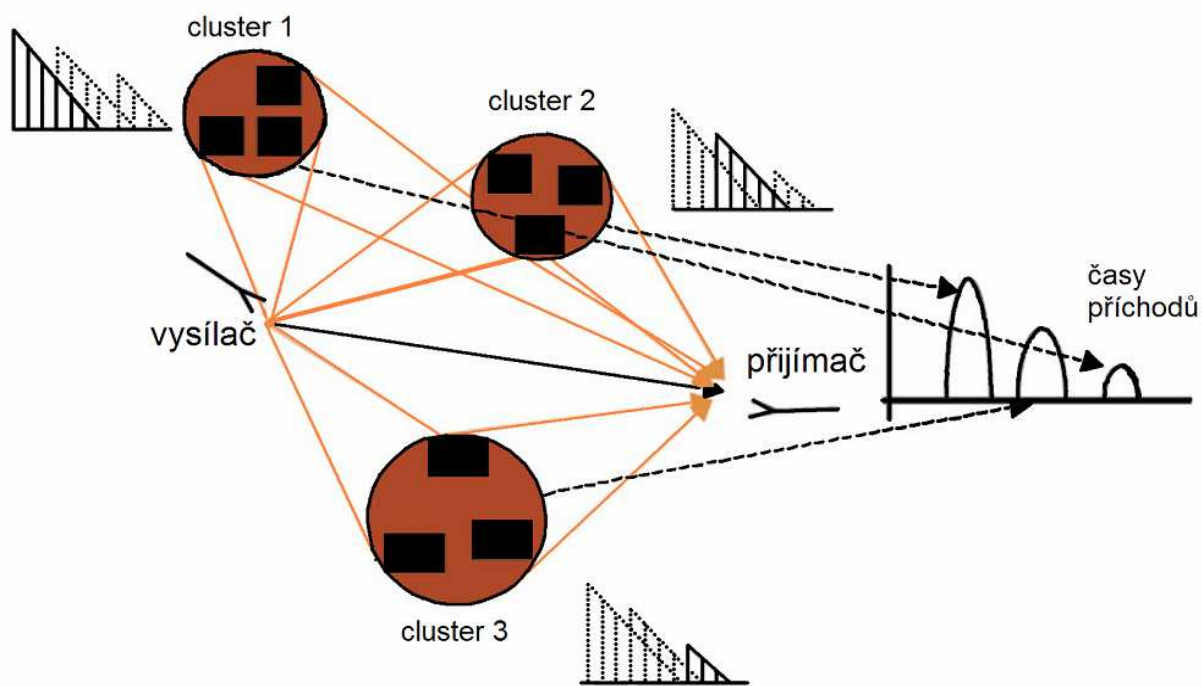
$$20\log_{10}(X_i) \approx \text{Normal}(0, \sigma_x^2) \quad (10.24)$$

Kde má útlum normální rozložení s nulovou střední hodnotou, rozptyl má hodnoty běžně kolem 4dB pro vnitřní užití.

Na základě tohoto modelu **802.15.3a** bylo navrženo několik scénářů možných kanálů pro LOS, NLOS a několik typů interiérů. Tyto scénáře jsou pojmenovány CM1, CM2, CM3, CM4. Jejich specifikace je uvedena na další straně v tabulce. CM1 (LOS, L<4m), CM2(NLOS, L<4m), CM3 (NLOS, L∈ (4;10) m), CM4 (silná čas.disperze $\tau_{rms}=25\text{nS}$).

charakteristika	CM1	CM2	CM3	CM4
τ_m [nS]	5,05	10,38	14,18	-
τ_{rms} [nS]	5,28	8.03	14,28	25
NP10dB		35		
Λ [1/nS]	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
λ [1/nS]	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ [-]	7,1	5,5	14,0	24,0
γ [-]	4,3	6,7	7,9	12
σ_1 [dB]	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
σ_2 [dB]	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
σ_x [dB]	3	3	3	3

Tabulka 10.1– Profily kanálu 802.15.3a a jejich parametry



Obr. 10.6– Fyzikální princip vzniku odrazu v kanálu S-V [10]

V tabulce jsou seřazeny hodnoty změřené ve skutečném prostředí firmou Intel, pro střední frekvenci 6GHz a pro separaci přijímače a vysílače 1-20m.

parametry	Line of sight	Non line of sight
τ_m [nS] - střední hodnota	4	17
τ_{rms} [nS] - rozptyl	9	15
Počet cest pro pokles o 10dB	7	35
Λ [1/nS]	1/60	1/11
λ [1/nS]	4	20/7
Γ	16	16
γ	1,6	8,5
σ [dB] – rozptyl Gauss.noise	4,8	4,8

Tabulka 10.2– Parametry změřené firmou Intel [2]

Při zkoumání vlivu počtu vzorků na počet cest odrazů vyjde najevo, že čím vyšší je vzorkovací frekvence přijímače co se týče časového rozlišení, tím vyšší je objevený počet cest nad prahem 10 dB. Proto čím kvalitnější bude přijímač, tím kvalitněji bude schopen obnovit signál příjmem více odrazů. Běžně se výkon zachycený nad prahem 10 dB pohybuje pro LOS kolem 65 % a pro NLOS kolem 69 %.

Další pozornost je třeba věnovat vlivu antén na schopnost příjmu signálu [11]. Při uvážení mnohacestného šíření signálu je situace složitá, neboť na frekvenci řádově 3-8 GHz mají antény již malou směrovost, která se ještě se zvyšující frekvencí snižuje a její hodnoty se běžně pohybují kolem 10°, v případě použití více antén se tedy šance zachycení vyššího výkonu zlepšit pouze nepatrně. Možností je umístění antén do kruhového rozložení, kde 360° je rozděleno mezi počet antén. V navrhovaném vnitřním užití UWB technologie není možno počítat se znalostí polohy přijímače vůči vysílači (a tedy směru příchodu signálu LOS), tudíž pravděpodobnější scénář bude takový, kde se počítá pouze s příjmem odrazů (NLOS). V běžné místnosti dochází ke stínění přímé cesty postavami, nábytkem a dalšími předměty. Experimentálně bylo zjištěno, že při příjmu odrazů a použití více antén je nejvýhodnější umístit antény vedle sebe vzdálené od 2-6 palců dle frekvence. Souvisí to s prostorovou korelací UWB signálu. K dekorelaci signálu dochází (experimentálně změřeno) v závislosti na frekvenci a scénáři kanálu (NLOS-LOS). V následující tabulce jsou uvedeny délky, kdy už je únik nekorelovaný, a použití více antén má smysl.

F [GHz]	{LOS} L [palec = 2,54cm]	{NLOS} L [palec = 2,54cm]
3	2	7
5	4	4
7	-	3
8	6	-

Tabulka 10.3– Vzdálenosti antén pro nekorelovaný únik

V tabulce je vidět, že pro LOS se dekorelace chová přesně opačně oproti předpokladu, že se zvyšující se frekvencí by délka dekorelace měla klesat při předpokladu vyzařovacího úhlu antény nezávislého na frekvenci.

10.6. Dopplerův efekt [12,13,29]

Při vzájemném pohybu vysílače a přijímače, nebo také překážky, od které se signál odráží, dochází k časovému rozdílu šíření vln s informací, což má za následek, že se zvyšuje či snižuje frekvence vysílaného signálu. Tento jev může v mezním případě (při nevhodném návrhu systému) způsobit ztrátu informace. Proto musí být v komunikačním systému počítáno s odchylkou frekvence dle předpokládaného využití tak, aby ani při mezní vzájemné rychlosti nedošlo ke změně frekvencí nad stanovenou mez. Při běžné komunikaci v určitém pásmu dochází tedy vlivem tohoto efektu k rozšíření pásma přenášeného signálu. Zejména pak tehdy, když dochází k vícecestnému šíření, signál přichází z různých směrů s různým Dopplerovým posunem. Dlužno podotknout že v případě UWB pro vnitřní použití jsou rychlosti vysílače a přijímače tak nízké (řádově max. jednotky km/h), že lze Dopplerův jev zanedbat.

11. Formulace problému a postup řešení

V předchozích kapitolách jsem se zevrubně věnoval technologii UWB co se týče použitých modulačních metod, přístupových technik k médiu v případě více uživatelů, používaných způsobů rozdělení spektra u existujících systémů a typů komunikačních kanálů pro UWB. Pro simulaci UWB komunikačního kanálu jsem si vybral popis v časové oblasti, kde je chování UWB technologie více názorné co se týče změn signálu při průchodu reálným kanálem. V reálném kanále dochází ke konvoluci příchozího signálu s impulsní odezvou kanálu, následně při příjmu se ještě přidává k signálu aditivní bílý šum. Simulace komunikačního systému bude vytvořena v prostředí Matlab, který je robustním nástrojem pro práci s maticemi a obsahuje mnoho užitečných funkcí pro simulaci reálného komunikačního kanálu.

Na začátku komunikačního řetězce budu uvažovat data již dostatečně náhodná svou povahou, aby mohla vstupovat do fyzické vrstvy a pak do komunikačního kanálu. Budu tedy simulovat pouze fyzickou vrstvu, přenosový kanál a pokusím se dekodovat data v přijímači. V každém místě komunikačního kanálu budu zobrazovat časové průběhy a výkonová spektra, po dekodování uvedu poměr BER pro různé frekvence s náležitými PN posloupnostmi, pro více uživatelů, pro různou míru rušení komunikačního kanálu šumem AWGN a pak i pro uvažované odrazy v kanálu blízkém reálnému UWB kanálu.

Při modelování vysílače, komunikačního kanálu a přijímače se nevyhnu určitým ústupkům v přesnosti vlivem zjednodušení situace při simulaci. Následující parametry nebudou brány v potaz nebo budou zjednodušeny:

- zisk přijímací a vysílací antény není uvažován
- není brána v potaz frekvenční selektivita antén
- není brána v potaz směrová charakteristika antén
- není řešena spektrální výkonová hustota UWB, tj. vyzařování do spekter jiných systémů
- není brán v potaz realizovatelný tvar Gaussova monopulsu, je ideální
- simulace je optimalizována za účelem zjištění BER, přijímač je jednoduchý
- výkon Gaussova monopulsu je normalizován, amplituda je před derivací rovna jedné
- řešena modulace BPSK (inspirace v DS-UWB –FreeScale Semiconductor)
- vzorkování v přijímači dosahuje lepších kvalit, než dnes dostupné reálné přijímače (100GHz)

11.1. Vysílač

Pro zjištění chybovosti BER spoje je potřeba vyšší počet datových bitů. Nejprve jsem počítal s délkou 1024, ale objevil se i požadavek na měření vzájemného působení všech kanálů, což znamená, že by měla mít výsledná realizace v čase pro různé pikonety stejnou délku. Proto budou mít všechny pikonety různou délku datové posloupnosti. Dále bude před datovou posloupností připojena zachytávací posloupnost ACQ, jež bude mít za úkol identifikovat první příchozí cestu, musí mít výborné autokorelační vlastnosti. Při korelaci zachyceného signálu by se měl na charakteristice objevit 'peak', který by měl mít v případě shody hodnotu 1, jinak by se hodnota měla pohybovat kolem hodnoty 0,5. Délka posloupnosti ve vlnkové reprezentaci by tedy měla být $ACQ + (data * \text{délka PN kódu kanálu})$. BER charakteristika pak bude počítána pouze z datové posloupnosti.

Dalším krokem je volba počtu uživatelů, ke kterým se vysílá z jednoho vysílače, potažmo z více vysílačů, obě možnosti jsou pravděpodobné. Dále bude použit kódový multiplex mezi uživateli, pokud bude více uživatelů, bude kód zvolen tak, aby ve spektru uživatelé měli při nezaplnění celého pásma mezi sebou volné pikonety, toto bude porušeno až při úplném zaplnění, tj. plném počtu uživatelů. Po seřazení do posloupností lze přistoupit k modulaci do BPSK, počet vzorků musí být výrazně vyšší než jenom dvojnásobek frekvence pikonetu (kvůli aliangingu), protože by vlnky byly zkresleny ve svém průběhu. Vzniknou tak soubory vzorků pro každého uživatele reprezentující jeho data. Tyto soubory vzorků jsou před vysílací anténou sečteny (pouze pokud jsou původem z jednoho vysílače, pokud jsou z jiného vysílače, budou sečteny až na přijímací anténě) a poté proběhne derivace, což odpovídá vlivu dipólové antény.

11.2. UWB channel

11.2.1. Popis generace reálného UWB kanálu

Reálný UWB kanál bude popsán jednak pomocí svého výkonového profilu, jenž vyjadřuje PST příchodu signálu v určitém čase, a také pomocí útlumu na každé z uvažovaných cest mezi přijímačem a vysílačem. Pokud se podíváme na parametry již dříve definovaného UWB kanálu dle použitých parametrů, tak pro výkonový profil to jsou $\Lambda, \lambda, \Gamma, \gamma$ a τ_m, τ_{rms} . Pro útlum každé cesty signálu potom vstupují parametry:

1. útlum v rámci paprsku $\text{Normal}(0, \sigma_1=3,39\text{dB})$
2. útlum v rámci clusteru $\text{Normal}(0, \sigma_2=3,39\text{dB})$
3. útlum v rámci celého kanálu..Xi..někde značen jako log-normální útlum závislý na vzdálenosti přijímač-vysílač, někde jako $\text{Normal}(0, \sigma_x=3\text{dB})$

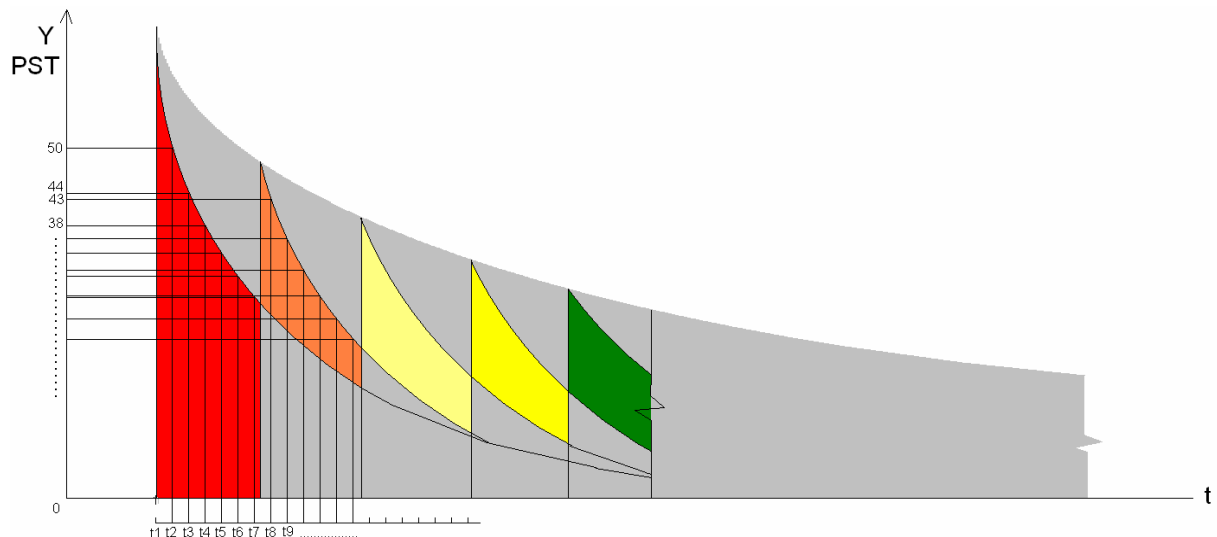
Budu zde vycházet tedy z toho, že nejprve vygeneruji v souladu s výkonovým profilem a v souladu s $NP=10$ dB sadu cest signálu, jež budou definovány časovým zpožděním v každé z cest a poté pro každou cestu vygeneruji útlum v souladu s nulovou střední hodnotou a rozptylem dle tabulek pro clustery a paprsky (jejich útlum v dB sečtu) a pak následně aplikuji útlum celého kanálu, zde jsou dvě možnosti; buď použiji také normální rozložení se střední hodnotou 0 nebo dle definice log-normal kanálu v závislosti na

vzdálenosti. U těchto dvou možností použijí stejný rozptyl dle dříve uvedených tabulek pro UWB kanál.

Generace časových zpoždění

Výkonový profil se určuje způsobem, kdy posíláme z vysílače jednu realizaci Gaussova monocyklu a v přijímači zjišťujeme, v jakých časech se nám objevuje výkon. Tato procedura se opakuje tak dlouho, až máme představu, v jakých časech častěji a v jakých méně často signál přichází a také tak dlouho, pokud nedosáhneme rozumného počtu cest při splnění námi požadovaného NP (hranice rozpoznání výkonu-ovlivněno šumovým prahem-citlivostí přijímače). Pokud budu uvažovat, že výkonový profil bere v potaz pouze příchody v čase a není v něm zahrnut vliv útlumu v každé z cest, lze dle něj pomocí dále popsaného postupu generovat časy pro různé cesty signálu.

Postup vychází z grafické reprezentace výkonového profilu. Časová osa jednotlivých příchodů je rozdělena na stejné díly dle uvažovaného rozlišení a dle NP, potom v každém z těchto časů je odečtena **y-hodnota**, jež odpovídá PST příchodu v tomto čase. Vzniká tak dvourozměrné pole hodnot.



Obr. 11.1– způsob generace časů zpoždění jednotlivých cest

Jedna hodnota pole je časové zpoždění, druhá hodnota pole je hodnota odpovídající PST tohoto času. Při výběru cesty budu předem znát počet cest, jež jsou potřeba pro daný profil, pro dosažení NP (například 10dB). Ideou je vytvoření množiny časů Q_t , kde čas odpovídá času zpoždění v dané cestě a počet prvků s daným časem **hodnotě y** z výkonového profilu pro daný čas. Potom se pouze náhodně z této množiny vybere chtěný počet cest, časy pak odpovídají PST příchodů v čase. Na tyto cesty se poté aplikuje ještě útlum a jsou pak připraveny na vstup hodnot odpovídajících signálu vstupujícího do kanálu.

$$Q_t = \{50 * t_1; 44 * t_2; 38 * t_3; 35 * t_4; \dots; 43 * t_8; 36 * t_9; \dots; x * t_n\} \quad (11.1)$$

Vzorkovací krok by měl být úměrný době sestupu každého clusteru a paprsku, aby odrazil dostatečně jejich exponenciální průběh.

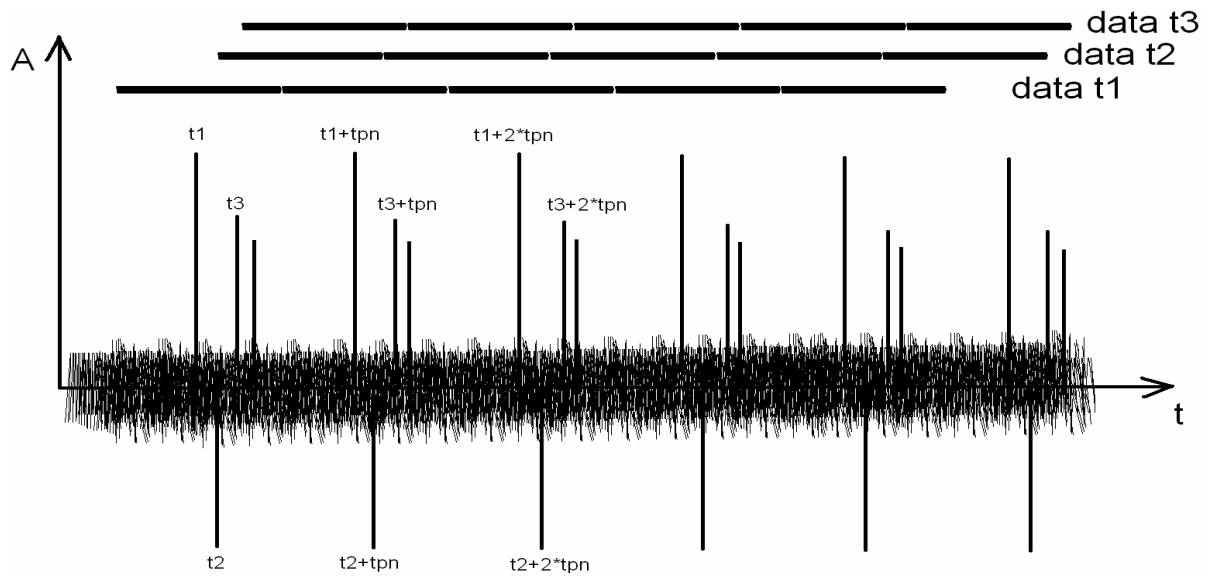
Alternativním způsobem může být vyjádření časové osy jako $\ln t$, potom nemá klesání exponenciální průběh, ale lineární, avšak časy potom nemají lineární rozložení podél časové osy.

11.3. Popis přijímače

Do přijímače přicházejí data náhodně rozmístěna po časové ose vlivem odrazů, dále je kanál zarušen AWGN šumem a také signály ostatních uživatelů. Jediným vodítkem k obnově vyslaných dat je PN kód a ACQ kód pro každého uživatele. Toho lze využít korelací ACQ posloupností se signály přijatými na anténě. Budu zde využívat toho, že u modulace BPSK dojde při přechodu z vysílací antény do okolního prostoru k derivaci, změna fáze se změní na změnu polaritu signálu tak, že kladná počáteční fáze způsobí po derivaci hlavní výchylku v rámci vlnky do záporných hodnot, pro počáteční kladnou fázi je tomu naopak. Na tento signál se potom aplikuje rušení vlivem zpoždění, vlivem AWGN a také vlivem ostatních uživatelů. Já budu dekódovat data bez derivace na přijímací anténě, neboť je to výhodnější z důvodu rozhodovací úrovně, ta je v našem případě přesně uprostřed intervalu pro logickou nulu (1) či jedna (-1), tudíž je to nula.

Přijímač je v našem případě z důvodu jednoduchosti výpočtu BER koncipován tak, že je zachycena celá realizace příchozího signálu v plné délce. Ta je potom připravena na další analýzu. Pokud známe ACQ posloupnost pro daného uživatele, můžeme zjistit počátek přenosu dat. Provedeme korelační výpočet mezi známou ACQ posloupností a příchozím signálem. Pokud nasouváme ACQ posloupnost na příchozí signál od jeho prvních časů, tak při nalezení bodu zachycení kódu dojde v korelační charakteristice k významnému vrcholu, který značí přesný čas t shodný s časem prvních dat od první cesty. Protože se časy vlivem odrazů v rámci jedné cesty a jedné posloupnosti realizací vlnek nemění, můžeme předpokládat příchod dalšího vrcholu v korelační charakteristice v čase $t_x = t + t_{pn}$ kde t_{pn} je doba trvání PN posloupnosti. Pokud data přijdou dříve než v tento čas, jde o první příchod v rámci druhé cesty atd. Takto můžeme zaznamenat časy příchodů všech pro nás zajímavých cest. Důležité je provádět korelační výpočet i pro invertované PN posloupnosti z důvodu náhodné změny polarity vlivem odrazu. Násobením s PN posloupností lze v tyto nalezené časy nalézt data, která budou pro různé cesty různě zkreslena. Potom můžeme aplikovat jeden ze způsobů výpočtu celkových konečných dat. Možné způsoby jsou namátkou prostý průměr nebo výběr pouze pár cest s ohledem na sílu signálu. Výsledkem je datová posloupnost, která je připravena na porovnání s datovou posloupností vyslanou z vysílače. Základem je dekódování první cesty, další cesty se pokusím dekódovat následně, pokud to nebude výpočetně neúnosné.

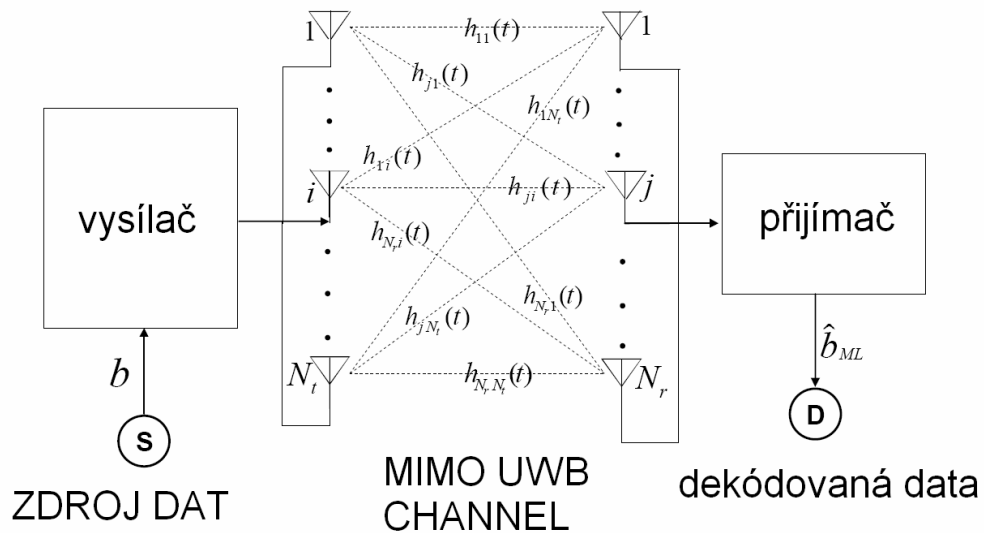
V Obrázku 11.2 je naznačeno v jakých místech by se objevily vrcholy v korelační charakteristice, Tato situace bohužel není moc reálná, protože PN kód uživatele nemá tak dobrou autokorelační charakteristiku jako kód ACQ, proto v případě odrazů je nejdůležitější zachycení ACQ kódu pro časovou synchronizaci ještě před příchodem jiných odrazů.



Obr. 11.2– Vrcholy korelace mezi PN a příchozím signálem

11.4. Modifikace systému použití MIMO antén

Při použití více vysílacích a přijímacích antén budu uvažovat, že signál se šíří od každé vysílací antény ke každé přijímací anténě.



Obr. 11.3– Šíření signálu v MIMO kanálu

Data jsou po přípravě na vyslání do SISO kanálu znásobena počtem vysílacích a přijímacích antén. Vznikne tak soubor vektorů, které reprezentují signál na každé cestě mezi anténami, a které jsou vyslány do okolního prostoru. Při použití rozestavení vysílacích antén vzdálených od sebe v řadě několik cm pro nekorelovaný únik a v případě použití pro zvýšení diverzity příjmu, se tedy vysílá z antén stejný signál. Kanály mezi přijímací a vysílací anténou tak mají různé realizace, tudíž musí být pro každou možnou cestu generován nový model kanálu se svými hodnotami zpoždění pro cesty odrazů a svými hodnotami útlumu a rozptylu. Na straně přijímací antény pak dojde k sečtení realizací od všech vysílacích antén. Také se zde aplikuje AWGN šum. Počet vysílacích a přijímacích antén jsem volil mezi počtem 1-4. Větší počet by zbytečně zpomaloval již tak náročné výpočty a také nebyl realizovatelný v případě malých zařízení, kde jsme omezeni rozměry. Počítal jsem tedy s tím, že odrazy budou mezi sebou na různých anténách různé.

12. Popis programu

12.1. Generace užitečného signálu

Simulace probíhá, jak již bylo řečeno v prostředí Matlab. Simulátor chování systému UWB je vytvořen jako běžný skript m-file. Na jeho začátku je třeba zadat několik důležitých parametrů, které určují výsledné chování systému a typ zarušení v komunikačním kanále. Předně je třeba zadat kolik kanálů (frekvencí) se vyskytuje v komunikačním kanále. Potom se pomocí dalšího řetězce specifikuje, které kanály budou dekodovány. Lze nastavit i konfiguraci MIMO systému, tedy kolik je vstupních antén pro každého uživatele v kanálu, a kolik má přijímacích antén uživatel přijímající data. Dále je třeba zadat čas po který bude simulace v reálném čase probíhat, tedy čas vykreslování signálu, který ovlivňuje délku datové posloupnosti a samozřejmě i přesnost vypočteného BER. Dále se nastavuje pro simulaci AWGN kanálu od jaké hodnoty šumu bude simulace probíhat. Duálně se dá nastavit i hranice šumu zastavení simulace. Dalším nastavením lze zapnout simulaci odrazů. V této simulaci je třeba nastavit další parametry, které ale budu specifikovat až v kapitole pojednávající přímo o simulaci kanálu s odrazy. V dalším kroku je možno nastavit PN posloupnosti pro zachycení a pro běžnou datovou komunikaci. Zde jsou dvě možnosti, jednou je použití PN kódů, které jsou užity v systému DS-UWB, tedy obsahující nuly nebo lze tyto PN posloupnosti upravit do signalizace (+1;-1). Tato možnost skýtá větší kódový zisk při dekodování. Lze samozřejmě použít i jiné kódy. Dále se nastavují jednotlivé frekvence kanálů-pikonetů. Při návrhu systému jsem se inspiroval u DS-UWB, převzal jsem jak frekvence jednotlivých chipů, tak i nosné frekvence pro jednotlivé kanály, které jsou v systému DS-UWB trojnásobné vůči rychlosti chipů, a jsou určeny průběhem základní vlnky Gaussova monocyklu. Z času vykreslování signálu je spočtena délka datové posloupnosti, zde jsem ponechal bezpečnostní rezervu, aby i za vykreslenou datovou posloupností zbylo dostatek místa pro odrazy, posunuté, zeslabené a fázově přetočené verze původního signálu. Simuluji tedy kanál s reálnými koeficienty. Dále jsou vygenerována data pro každého uživatele, vstupujícího do komunikačního kanálu. Před datovou posloupností je připojena ACQ posloupnost pro pokus a zachycení v přijímači. Použitý vzorkovací kmitočet signálu je 100GHz, protože při nižších hodnotách docházelo k postupnému degradování tvaru vlnky. Z času pro vykreslení a vzorkovacího kmitočtu lze vypočítat vektor časů, který vlastně reprezentuje časovou osu, jednotlivé vzorky. Posléze bude tato časová posloupnost použita pro generaci jednotlivých vlnek reprezentujících jednotlivé chipy. Je zde použita funkce **pulstran**, která je schopna do časů dle vektorů času umístit různé tvarové funkce.

```
y1 = pulstran(t,L1,@gmonopuls,fc1);           %generace logických nula
y11 = -1*pulstran(t,H1,@gmonopuls,fc1);      %generace logických nula
y1k=y1+y11;                                  %secteni log.0 , log.1
ak1=diff(y1k);
```

Zde se mi nepodařilo nastavit funkci **pulstran** bezchybně, z mě neznámého důvodu jsem nebyl schopen použít možnost nastavovat pro každou vlnku zvlášť její zesílení pomocí vektoru, který vstupuje jako parametr do funkce **pulstran**. Proto je tato operace řešena jako součet dvou průběhů, jeden reprezentuje logické jedničky, druhý logické nuly.

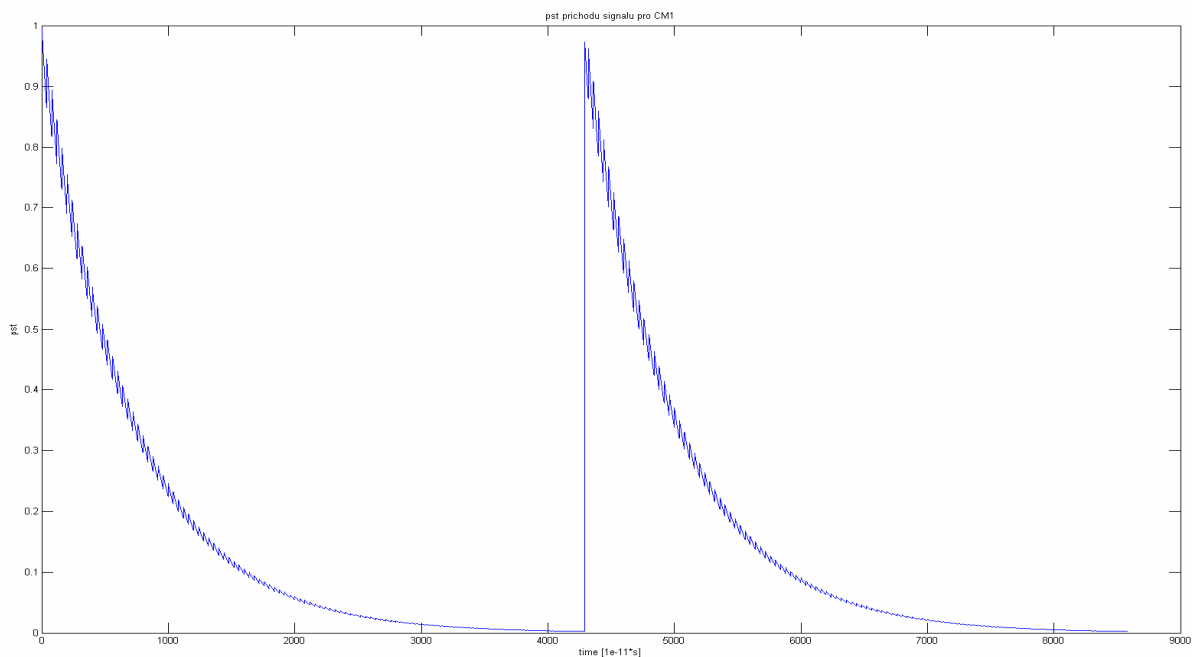
Výsledný průběh je třeba derivovat přes celý časový úsek, abych mohl simulovat derivaci průběhu na výstupní anténě. Časová osa musí být zkrácena kvůli derivaci o jedna. Dále je zde vypočtena záložní kopie průběhu, ze které se budou v kanále zarušeném odrazy počítat jednotlivé realizace odrazů. Za zmínku také stojí proměnná **vaha**, která má důležitý význam pro kanál s odrazy, zde si řekněme pouze to, že určuje útlum hlavní cesty signálu, tedy signálu, který přijde do přijímače jako první. Popsané operace s generací signálu jsou vytvořeny pro všechny realizace uživatelů a pro všechny kanály v případném MIMO kanálu.

12.2. Dekodér a vyhodnocovač chybovosti

Pro zpracování v přijímači jsou všechny signály konvertovány do proměnné **prijem**, která je široká jako počet přijímacích antén v případě MIMO a dlouhá stejně jako vstupující časový úsek signálu již ve vysílači. Do této proměnné se ukládají jak signály z přijímače, tak také odrazy všech cest které se mohou šířit mezi vysílací a přijímací anténou. Postupně se tedy na přijímací anténě zachytí všechny signály. Zde jsem si zjednodušil situaci v otázce dekódování, neboť již neprovádím další derivaci na přijímací anténě, ale využívám toho, že v komunikačním kanále se šíří vlnky v podobě jakési PAM modulace, kdy se Gaussův monocykl s rostoucí amplitudou od času $t=0$ na vysílací anténě vlivem derivace překonvertoval na puls se zápornou největší amplitudou, pro Gaussův puls pak naopak. Běžně pak maximální hodnota pro vlnku v jejím středu je dvounásobná oproti opačně polarizovaným postranním vlnkám. Obecný detekovaný bit (chip) zde tedy bude dekódován jako logická nula, pokud je přijatá hodnota ve vzorkovacím čase větší jak 0, pokud je menší jak nula, tak je dekódován jako logická jedna. Dalším elementem který vstupuje do výpočtu hodnoty je detekce i dalších signálů, přijatých dalšími přijatými anténami. Nad každým chipem se tak násobí vzorkovaná hodnota s PN posloupností a výsledek se sčítá do proměnné, která se nuluje po projití detekčních časů pro danou délku PN posloupnosti. Proto pokud bude PN posloupnost delší, tak krátkodobé výchylky signálu jsou zahrnuty do výpočtu, ale protože je součtů více, není jejich vliv tak patrný, chybovost se tak značně zmenšuje. Postup kdy do tohoto výpočtu nad PN posloupností vstupují i součty z jiných realizací bude důkladněji probrán v diskusi nad výkonem MIMO systému. Výsledný datový bit je tedy určen dle hodnoty celkového součtu nad PN posloupností. Pokud je větší jak nula, tak je datový bit logická nula a naopak pokud je menší jak nula. Vzniklá posloupnost bitů je poté porovnávána s původními daty daného uživatele a je vypočtena chybovost pro daný kanál. Celá posloupnost těchto příkazů, majících za cíl dekódování, je vložena do cyklu, kde se na signál reprezentující signál na přijímací anténě (anténách) aplikuje AWGN šum s předem definovanou úrovní rušení v dB. Dlužno podotknout, že celý systém dekódování je postaven na předpokladu, že jsme schopni bezpečně a přesně poznat okamžik, kdy má přijít okamžik vzorkování. Bereme tedy za předpoklad, že acquisition code má dokonalé vlastnosti a i při velmi nízkých hodnotách SNR bude schopen na korelační charakteristice vytvořit dostatečně velký 'peak', tedy signál o čase synchronizace. Obecně by tímto způsobem šly zjistit i časy jednotlivých odrazů, ale ty mají různou amplitudu a tak se nemusí projevit dostatečně, pokud nebudou detekovány, mohou způsobit rušení užitečného signálu. Zachycovací posloupnost může svůj výkon v korelačním výpočtu zvýšit pomocí své délky a své autokorelační charakteristiky, ale délka je u systému UWB kritická, neboť první odrazy dorazí do přijímače nedlouho po prvním příchodu signálu, a tedy tato posloupnost nemůže být dlouhá příliš.

12.3. Implementace kanálu UWB

Kanál je inspirován modelem založeným na S-V , tedy na modelu, kde se příchod signálu řídí příchodem paprsků a clusterů. Jsou implementovány tři profily tohoto kanálu CM1, CM2, CM3. Nastavení parametrů a proměnných pro testování je umístěno ve střední části m-file skriptu. Nastavuje se zde statistika průměrného času příchodu signálu, rozptyl tohoto příchodu, frekvence příchodů clusterů, paprsků, exponenciální konstanta pro nastavení klesání v rámci clusteru a paprsku. Také jsou zde uvedeny rozptyly pro útlum každé cesty, paprsku a útlumu. Další parametry jsou nastaveny experimentálně, jsou to počet cest pro jednotlivou realizaci odrazu, tedy celkový počet cest braných v úvahu. Tyto počty cest jsou větší než počet cest v modelu UWB , protože jejich skutečný počet v modelu je omezen hranicí útlumu 10dB od hlavní složky. Proto byla tato hodnota nastavena experimentálně, celkový počet cest je přibližně dvakrát větší než počet cest s výkonem nad útlum 10dB. Pro každý profil se tak nastaví jiné hodnoty těchto parametrů. Při definování PST příchodu signálu jsem si zjednodušil situaci, PST příchodu signálu v rámci clusteru a v rámci paprsku jsem bral pouze v rámci času daného paprsku, při příchodu dalšího clusteru (paprsku) je již PST předchozího clusteru (paprsku) nulová. Dalšího zjednodušení situace jsem se záměrně dopustil při modelování útlumu každého paprsku a cesty. Při příchodu signálu v určitém čase spadá původem do jednoho paprsku a jednoho clusteru (při uvažování prvního zjednodušení), pokud přijde jiný signál (cesta) namátkou ve stejném clusteru, tak náhodně zvolený útlum dle rozptylu se střední hodnotou 0 a rozptylem dle profilu by měl být sdílen těmito dvěma časy. V mém případě bude každému z nich přidělena náhodně jiná hodnota útlumu.



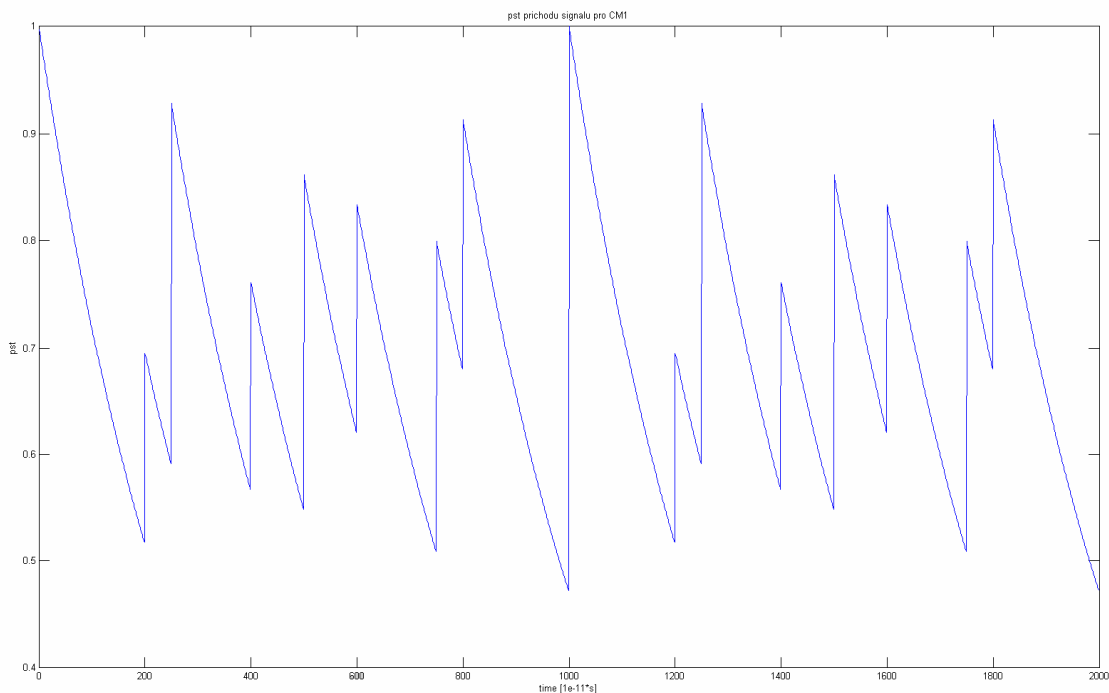
Obr. 12.1– CM1 profil, PST příchodu signálu v čase, průběh zvýrazněn

Abych modeloval vliv jak tohoto rozdělení, tak hodnot středního času a rozptylu času, nechal jsem spolu vždy násobit normální rozložení pro statistiku naměřených hodnot (střední hodnota, rozptyl) a PST příchodu signálu v čase dle S-V modelu. Výsledná charakteristika je potom uvažována pouze v rozmezí, kde nabývá nenulových hodnot, tedy přesněji hodnot kde

normální rozložení klesá pod 1% amplitudy (zjištěno z grafů). Tedy je vlastně určena normálním rozložením. Z toho je odvozen další použitý parametr **cluster**, který určuje čas vykreslování a také vlastně čas pro další výpočty. Poté je časová osa v rozmezí času od prvního příchodu $t=cluster$ rozdělena v rozumném počtu na stejné dílky času, kde proběhne vzorkování vzniklého průběhu. Na základě hodnoty z průběhu je do množiny časů (dále bude osvětleno) vložen čas vzorkování, a je vložen právě tolikrát, aby jeho počet v množině odrážel PST jeho příchodu. Dále je připraveno pole pro dále generované útlumy a nyní generované časy zpoždění odrazů. Ve vektoru mám tedy nachystané časy, ty potom pomocí funkce Matlabu **randerr**, která na náhodnou pozici zapíše jedna, vyberu v počtu přibližně dvakrát vyšším než počet skutečných cest s útlumem pod 10dB.

Dalším parametrem odrazu je jeho útlum. Jak již bylo dříve uvedeno, budou útlumy nezávislé na původu v clusteru, je zde použita trojnásobně funkce **lognrnd**, která vrací hodnotu dle parametrů rozptyl a střední hodnota.

Dle hodnoty v každé položce pole útlumu a zpoždění se do originální realizace USB signálu přičítá její zeslabená a zpožděná verze. Je zde počítáno i s náhodnou změnou polarity cesty při odrazu. Vzniklé realizace jsou uloženy v proměnné **ans**, která má rozměry dle počtu cest mezi anténami a na každou s cest ještě připadá velký počet odrazů. Tyto realizace již beze změny směřují k přijímači kde jsou pak sečteny na přijímacích anténách.



Obr. 12.2- CM2 profil, PST příchodu, F-ray podobné F-cluster, zvýrazněno

Na Obr.12.2 je vidět PST příchodu v jednotlivých paprscích a clusterech, protože jsou dosti blízké doby jejich příchodů, tak budou časy příchodů značně kolísat, dojde k velkému rozptylu hodnot, což koresponduje s hodnotami střední doby příchodu a hlavně z rozptylem.

V souvislosti s použitím MIMO antén je potřeba říci, že program umožňuje buď generování nového kanálu pro každou realizaci signálu v případě že chceme zkoumat statistické vlastnosti UWB kanálu nebo lze nastavit systém tak, že kanál je vygenerován pouze jednou (ovládá proměnná **genkan**), pro další realizace je použit kanál se stejnými hodnotami vygenerovanými v rámci předchozího kroku, tento postup je vhodný v případě naší snahy porovnat např. chybovost při použití MIMO antén nebo pouze konfigurace 1X1. Tento kanál potom musí být vygenerován v konfiguraci např. 4X4, což byla maximální konfigurace, kterou jsem mohl vzhledem ke svým možnostem HW schopem simulovat. Při takové konfiguraci je vygenerováno pole útlumů a časů o rozměrech:

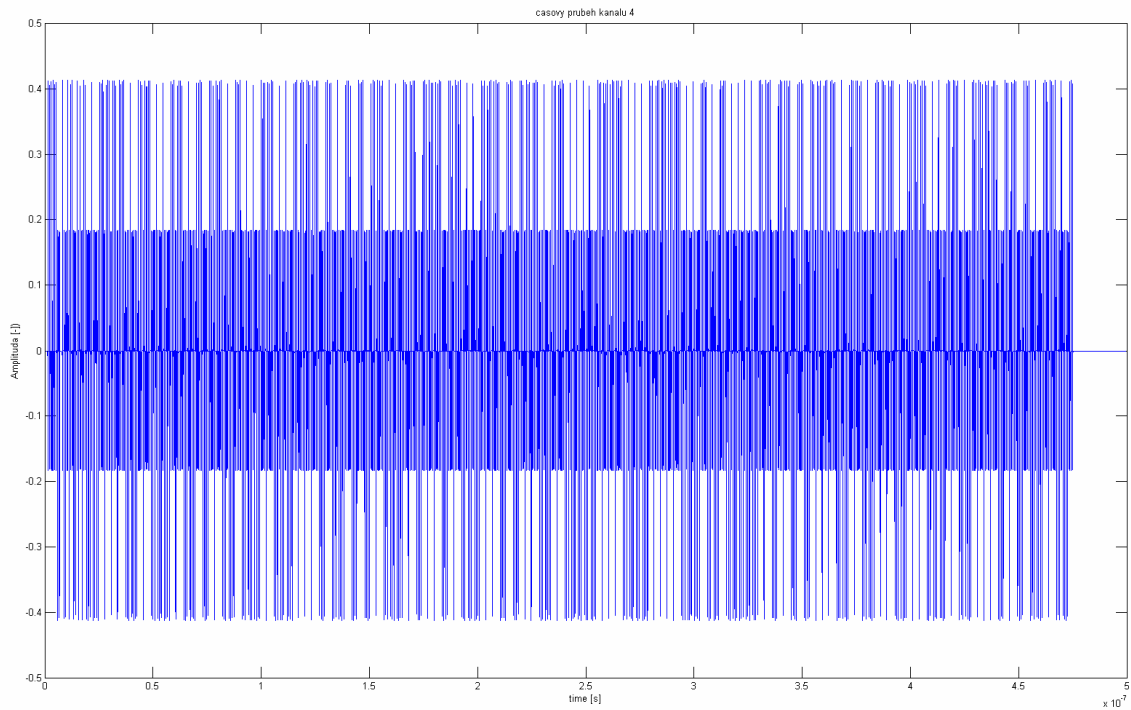
$$N = (\text{počet antén na vstupu}) * (\text{počet antén na výstupu}) * (\text{počet uvažovaných cest})$$

Pokud uvažujeme nejhorší případ MIMO 4X4 a profil CM2, můžeme se dostat k číslu 800, když jsi ještě uvědomíme souvislost s počtem vzorků na rozumnou délku datové posloupnosti s ohledem na malou systematickou chybu výpočtu BER (tato chyba je rovna 1/počet bitů datové posloupnosti), je jasné že simulace zabírá mnoho procesorového času. Potom je následně z tohoto pole vybírán přesný počet hodnot pro každou z nižších konfigurací antén (1X1, 1X2, 2X2, 2X4). To znamená že pole nebývá využité celé, což koresponduje s tím že v případě nižší konfigurace systém nevyužije všech dostupných cest mezi vysílačem a přijímačem.

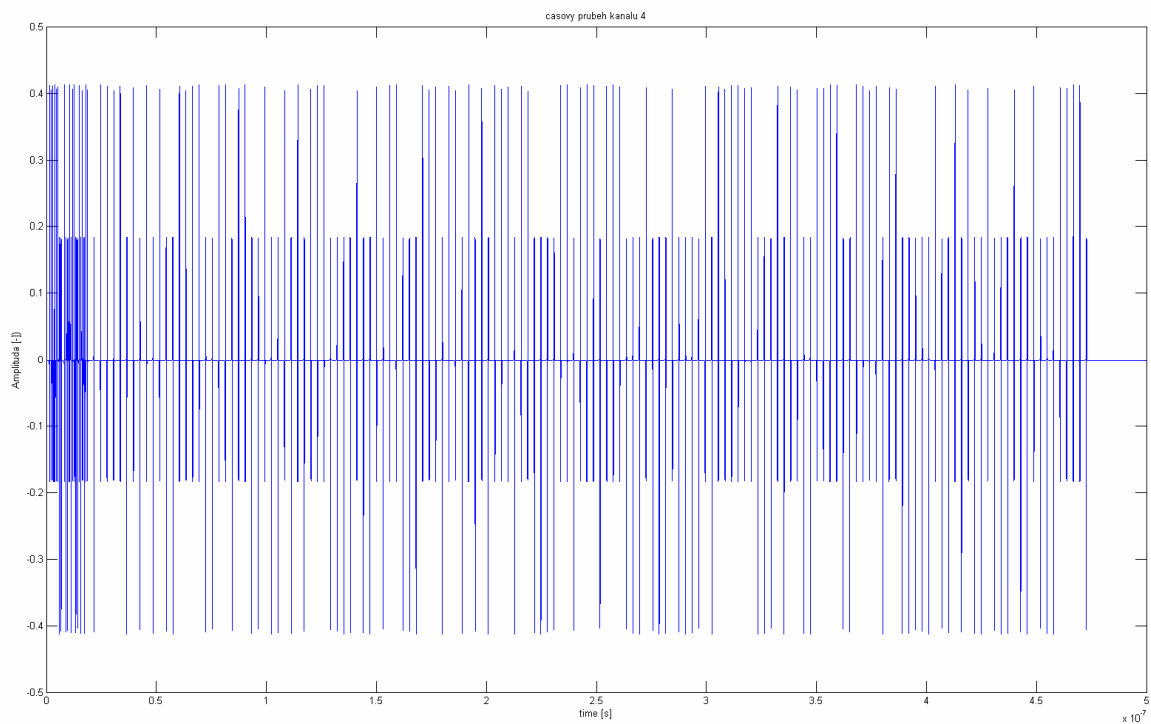
V případě nastavení simulace odrazů je velmi důležitý parametr **vaha**. Program je koncipován tak, že pro každý kanál je generována posloupnost hodnot reprezentující datovou posloupnost. Tato posloupnost je poté zdvojená, jedna realizace je použita nezeslabená pro výpočet hodnot jednotlivých odrazů, druhá je použita zeslabena parametrem **vaha** jako referenční, tedy ta na které se provádí výpočty BER. Tento parametr simuluje útlum na první cestě, který má být statisticky modelován stejně jako odrazy, pouze s tím rozdílem, že na NLOS scénář s trojitým lognormálním rozložením, pro případ LOS pouze s jedním lognormal rozložením. V mém případě jej nastavuji po krocích, abych mohl zkoumat statistiku kanálu. Pokud by se tomuto základnímu odrazu přidělila moc malá hodnota (okolo 0.1), dojde k tomu, že systém již není schopen dekodovat data, není schopen určit BER jinak než kolem 0,5, prostě začne jen hádat. Jiné silnější odrazy s vhodným útlumem a vhodným časem padnou přímo do vzorkovacího intervalu a vzhledem ke svojí hodnotě způsobí buď sečtení kladné či záporné, a to dle své náhodné změny fáze při odrazu od překážky. Tato možnost není u této základní dekodovací posloupnosti brána v úvahu z hlediska zjednodušení dekodování. Čím více se hodnota **vaha** blíží k hodnotě 1, tím méně vstupuje do chybovosti vliv odrazů a tím více vstupuje do popředí vliv AWGN šumu. Více k této věci bude v popisu simulací.

13. Výsledky simulací

13.1. Vstupní datová posloupnost a její vlastnosti

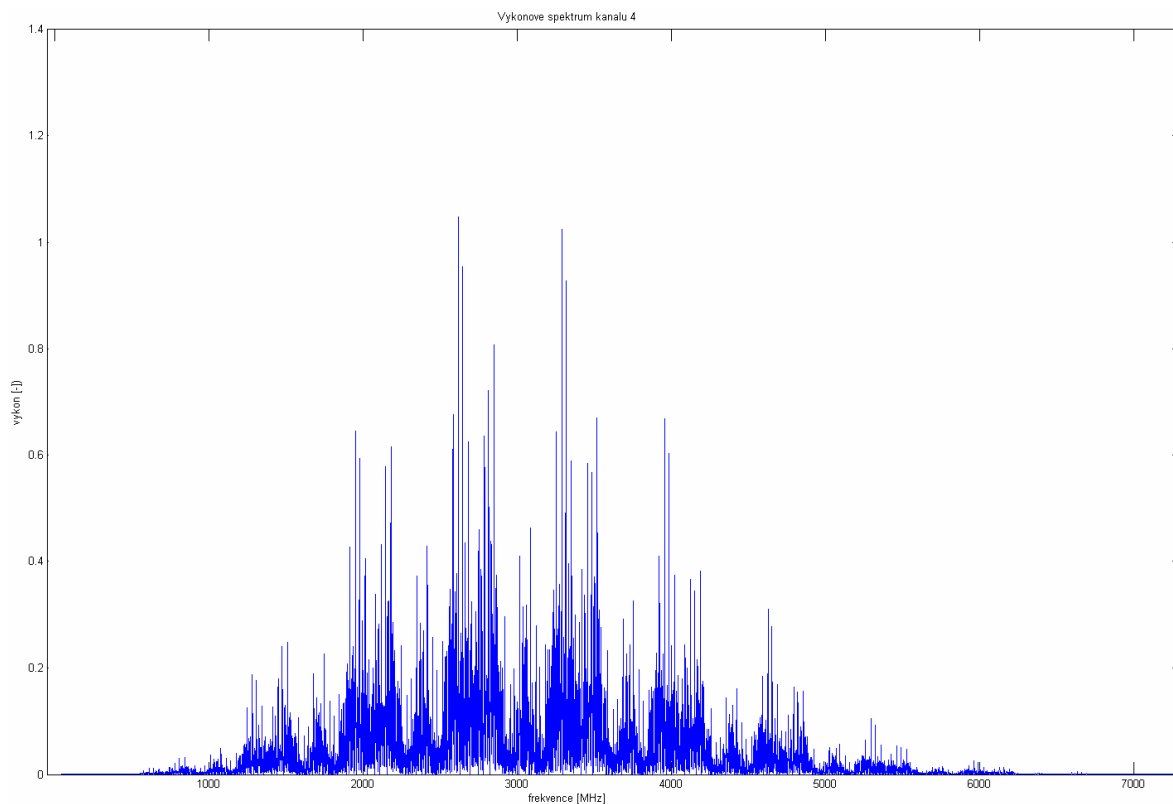


Obr. 13.1– Vstupní datová posloupnost kanálu 4, PN signalizace +1;-1

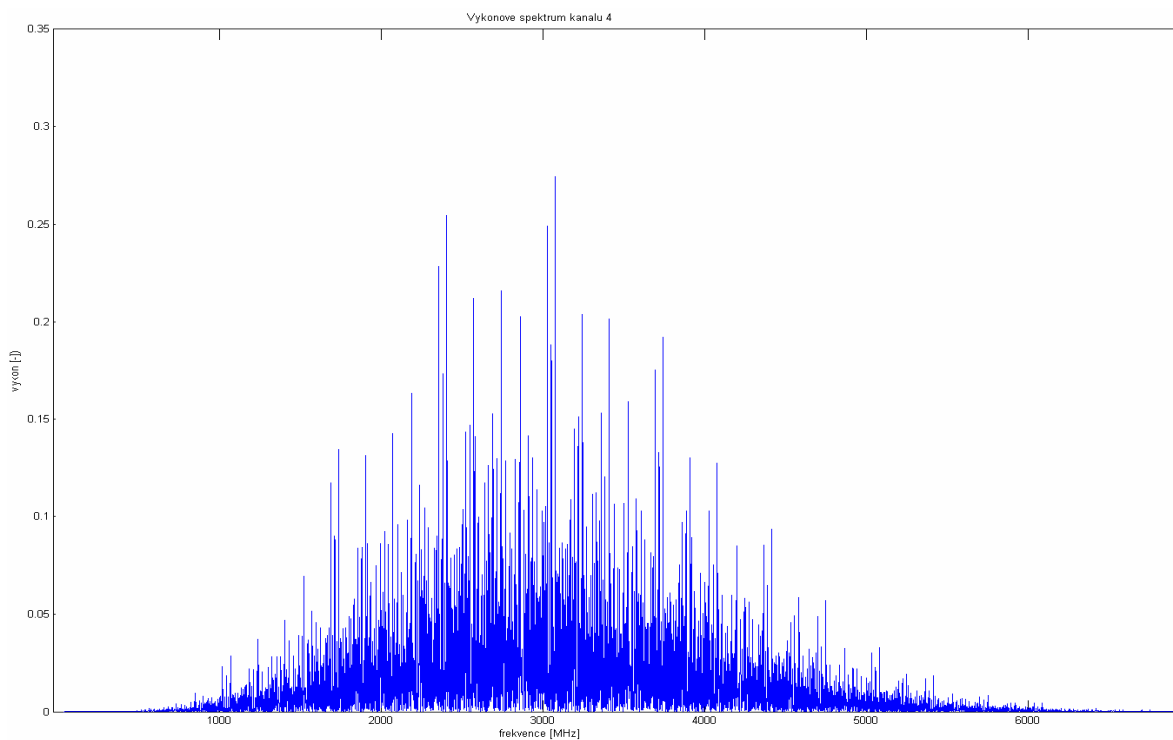


Obr. 13.2– Vstupní datová posloupnost kanálu 4, PN signalizace +1;0

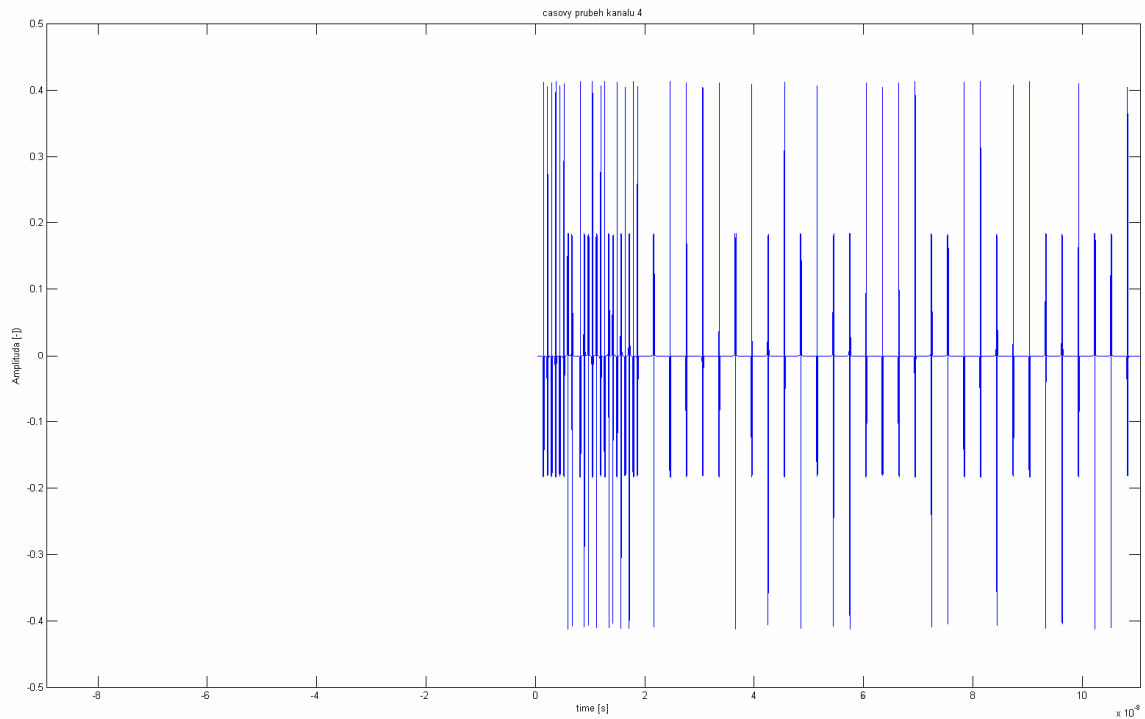
Na obrázku 13.2 je pěkně vidět, jak se změní plnění v časové oblasti, náhodnost dat se tím zvýší, lze to vidět i z následujících odpovídajících spekter obou typů signalizace. Lze také vidět na počátku posloupnosti zachytávací kód, který bude zobrazen v detailu na obr. 13.5.



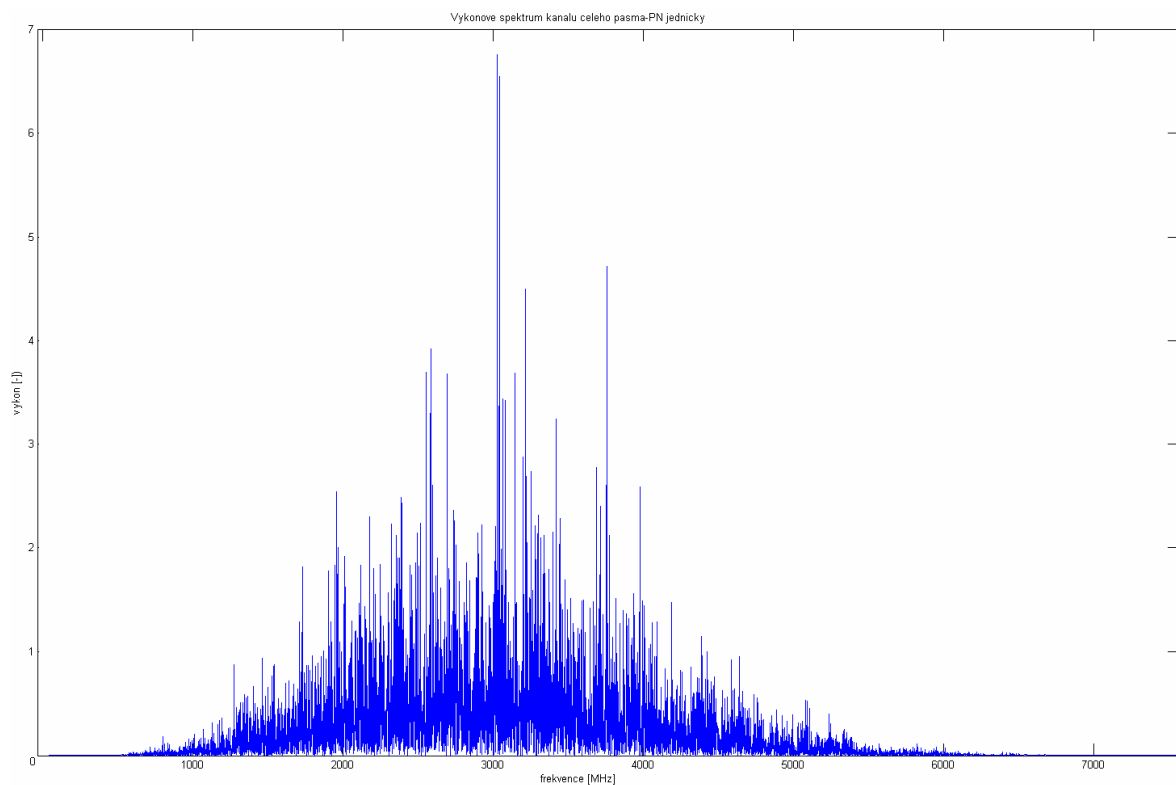
Obr. 13.3– Spektrum vstupní posloupnosti kanálu 4 ,PN signalizace +1;-1



Obr. 13.4– Spektrum vstupní posloupnosti kanálu 4, PN signalizace +1;0



Obr. 13.5– Detail zachytávacího kódu uvnitř realizace posloupnosti kanálu 4



Obr. 13.6– Výkonové spektrum celého spodního bandu (6 kanálů)

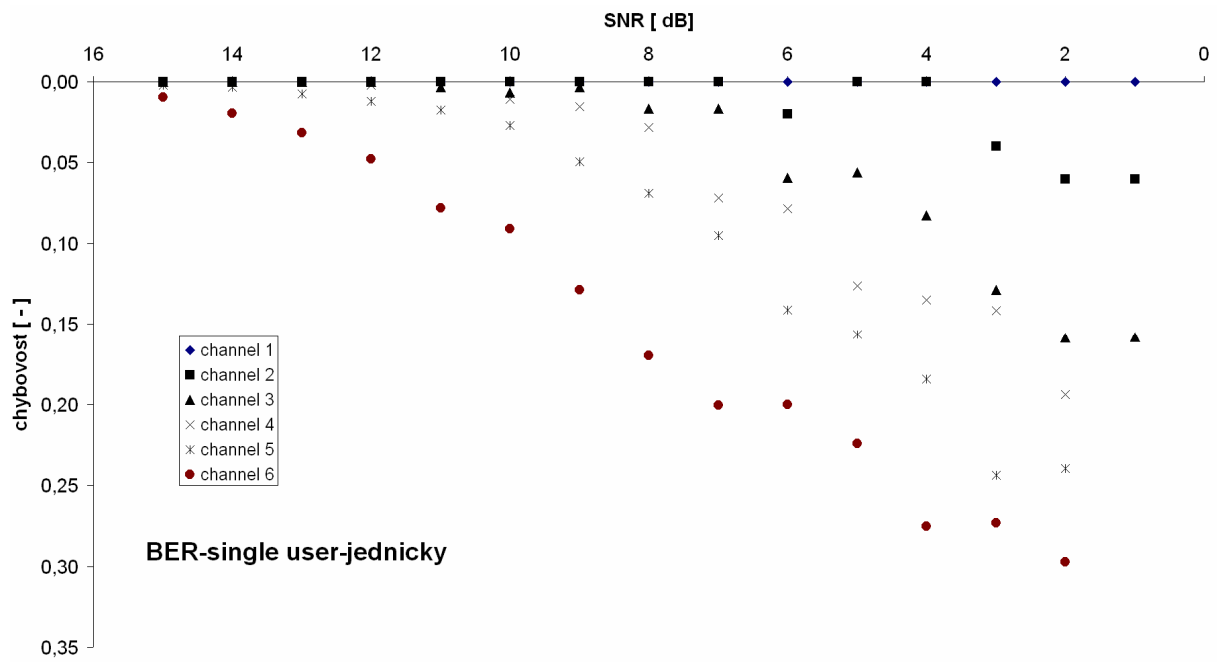
Na obrázku 13.6 je pěkně vidět, jak si jednotlivé více energeticky plné frekvence sedlí mezi sebe, takže výkonová charakteristika neobsahuje chudá a bohatá energetická pásma, pokud je použita signalizace PN +1;0, tak je rozprostření spektra ještě lepší a neobsahuje takových maximálních hodnot uprostřed. Kolem 6GHz opravdu dosahuje výkonu malých hodnot – viz.Obr. 7.2.

13.2. Výsledky chybovosti v kanálu AWGN

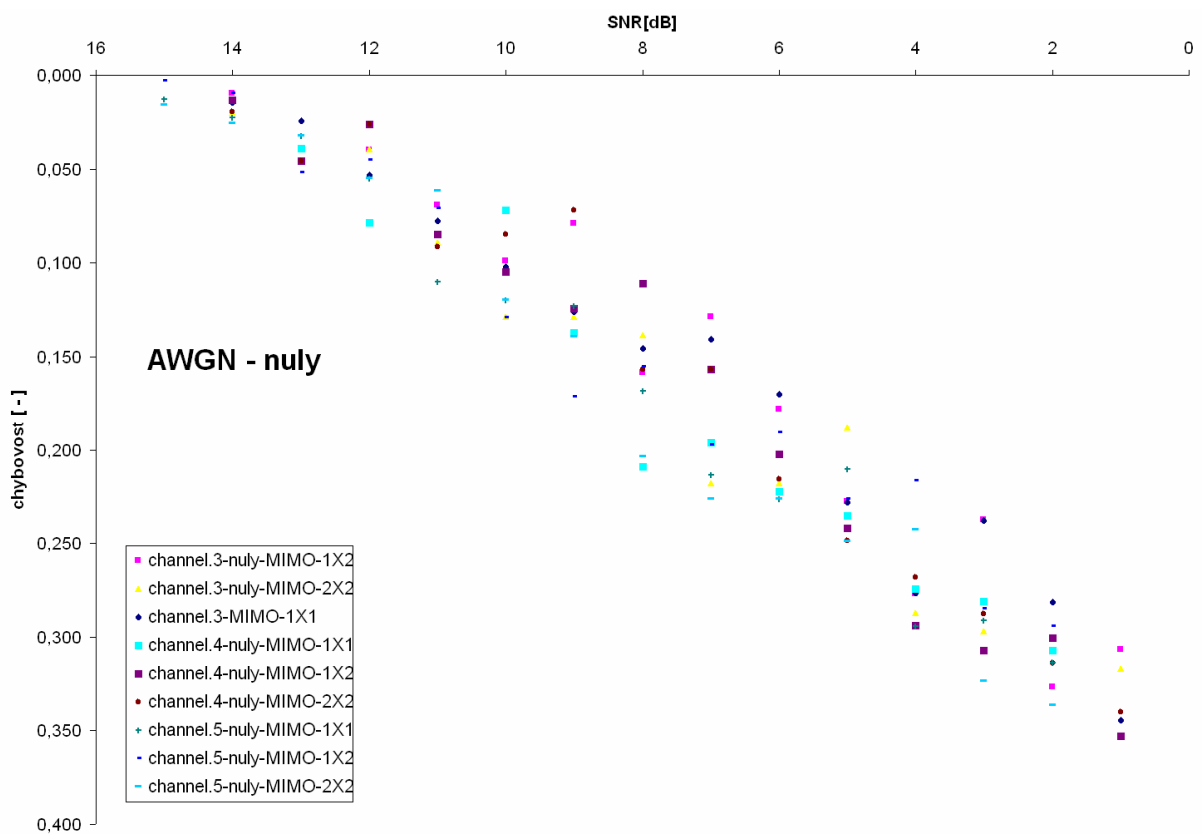
V kanálu AWGN jsem simuloval několik testovacích scénářů, předně pro každý kanál se signalizací PN 1;0 i se signalizací 1;-1. Další testovací scénáře byli při plném bandu také s různou signalizací, potom jsem testoval vzájemnou chybovost při plném bandu s hodnotou AWGN šumu odstup 200dB, což je vlastně izolace kanálů z hlediska vzájemné chybovosti.

Samostatnou kapitolou simulace byla její náročnost. Všechny výpočty charakteristik BER u AWGN šumu a UWB kanálu trvaly na třech počítačích s výkonnými procesory s dvěma jádry přibližně 48 hodin. Proto byli charakteristiky měřeny pouze jednou za účelem zjištění základních tvarů a průběhů. Vzhledem ke koncepci ,kdy jsem chtěl vykreslovat pro každou realizaci kanálu stejnou délku v čase, je proměnná přesnost chybovosti, kde nejmenší rozlišitelný dílek je jeden bit, ten potom určuje přesnost BER charakteristiky. Přesnost je tedy jeho převrácená hodnota. V mém případě jsem vždy analyzoval úsek 1 μ S signálu, což pro kanál č.1 je 53 datových bitů, pro kanál č.6 pak 1341. Proto pro nižší kanály má BER charakteristika větší rozptyl hodnot. Dalším důsledkem malé délky a tím pádem omezené přesnosti je ,že jsem se musel kvůli rozumným hodnotám charakteristiky posunout do pásma, kde už by komunikace nejspíš nebyla možná. Chybovost se pak pohybuje mezi chybou měření a hodnotou typicky kolem 0,33 pro kanál č.6, nižší kanály mají obvykle hodnoty nižší (zejména pro signalizaci PN +1;-1 , kdy lze využít délku kódu). Proto také program nevypisuje hodnoty BER v podobě grafu, ale pouze jako čísla, neboť při simulaci je potřeba kontrolovat průběh a jeho rychlost, při spletní nastavení konfigurace kanálu by pracoval počítač nadarmo, aby nám po několika desítkách minut ukázal chybovost 50% (což se mi samozřejmě také stalo ☺). Pro simulaci AWGN je nejhorší variantou samotné vzorkování výstupního signálu , kdy se prochází jeden vzorek za druhým v cyklu, který proběhne tolikrát, kolik hodnot odstupů SNR chceme změřit. Pro odrazy v profilech CM1, CM2 a CM3 je nejnáročnější samotná tvorba průběhu signálu pro přijímací anténu (antény) . Výpočet potom probíhá stejnou rychlostí jako v případě výpočtu chybovosti. Samozřejmě záleží také na počtu cest, takže pro scénáře simulace MIMO antén v konfiguraci 4X4 a počítání CM2 profilu musel být opravdu vyhrazen speciálně dlouhý čas. **Matlab** je sice schopen rozdělit úlohu mezi více jader, ale není schopen zatížit jádra na 100% (nejspíš kvůli způsobu programování kdy nejsou použity funkce a operace se signálem probíhají za sebou). Matlab tak pracoval na 6 jádrech zároveň.

Na další straně na obrázku 13.7 je charakteristika chování v kanálu AWGN v případě samotného uživatele, signalizace PN +1;-1. Jak je vidět z obrázku, tak má nejhorší chybovost kanál šest, který má nejvyšší komunikační rychlost, nejnižší potom kanál č.1, který je navržen pro komunikaci v rušeném prostředí s mnoha odrazy a má délku PN kódu L=24. Z obrázku je také patrná nepřesnost, zvětšující se směrem k nižším kanálům. Je také potřeba brát v potaz náhodnost děje generace AWGN šumu. Graf ukazuje hodnoty pouze z jednoho měření a tedy nebudu charakteristiky ani prokládat čarou.

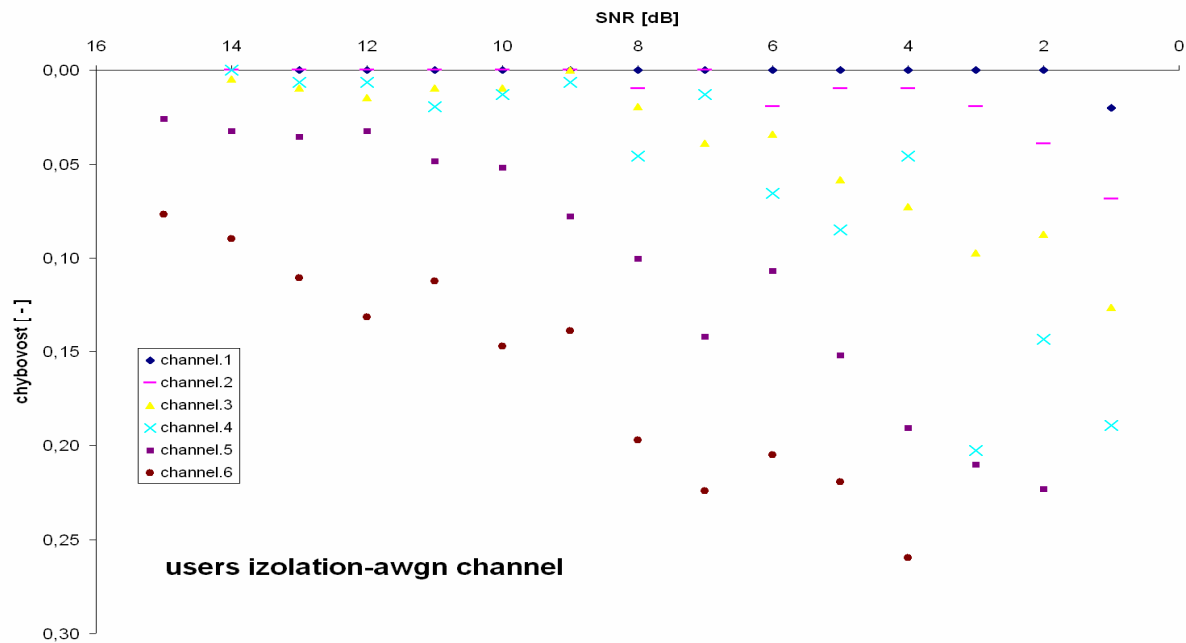


Obr. 13.7– Charakteristika pro AWGN a signalizaci PN +1;-1 , samotný uživatelé



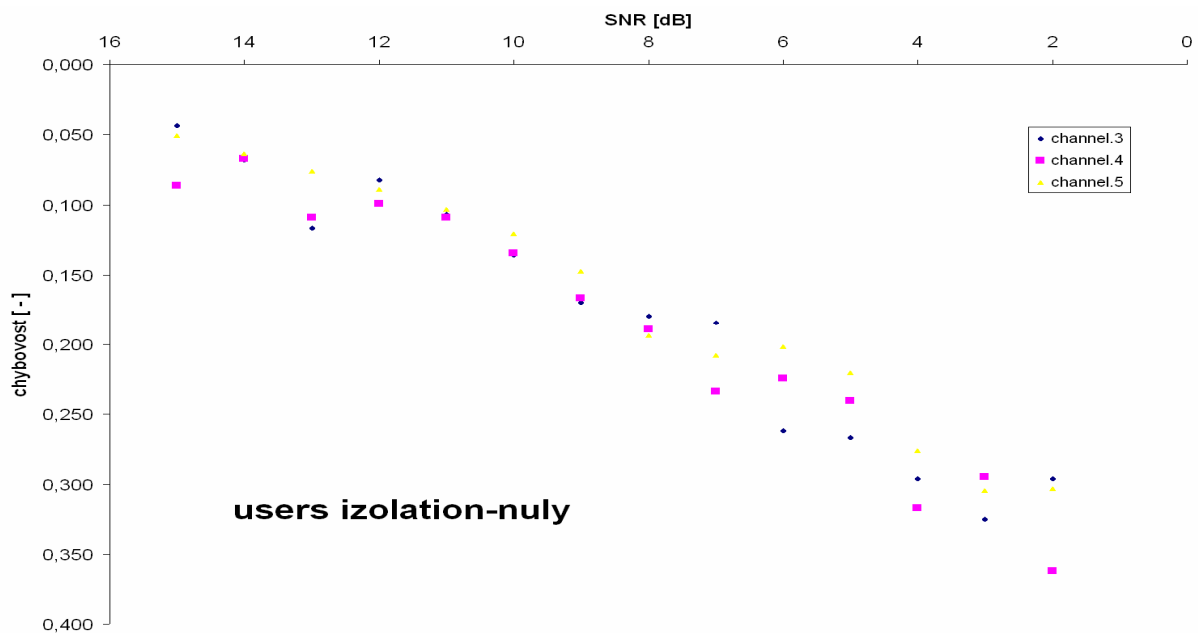
Obr. 13.8– Charakteristika pro AWGN a signalizaci +1;0 , samotný uživatelé

Jak je vidět z charakteristiky na obrázku 13.8 , v případě použití kódu PN složeného pouze s jedničkami a nulami se každý kanál nezávisle pohybuje v mezích jako kanál č.6, tedy nevyužívá vůbec opravy pomocí kódu kanálu. Při použití MIMO antén nedošlo k zlepšení chybovosti. Protože je v dekodéru nad každou PN posloupností dělán součet, tak MIMO systém ani nemůže poměr chybovosti zlepšit, neboť hodnoty šumu na přijímacích anténách jsou náhodné a náhodný součet pak je také náhodný. Na dalších obrázcích 13.9 a 13.10 jsou charakteristiky pro plný kódový multiplex, tedy plný band.



Obr. 13.9– Plný multiplex, signalizace PN +1;-1

Oproti scénáři, kdy se v kanále přenášel signál pouze jednoho uživatele, se zhoršila výrazně chybovost u uživatele s číslem 6.

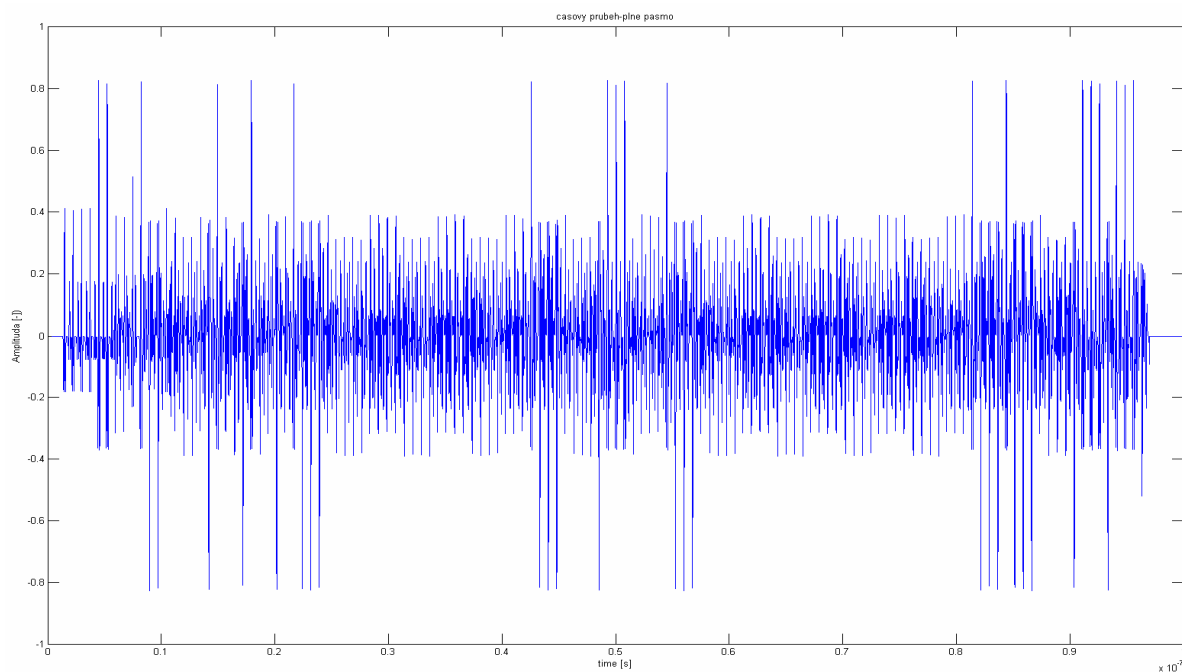


Obr. 13.10– Plný multiplex, signalizace PN 1;0

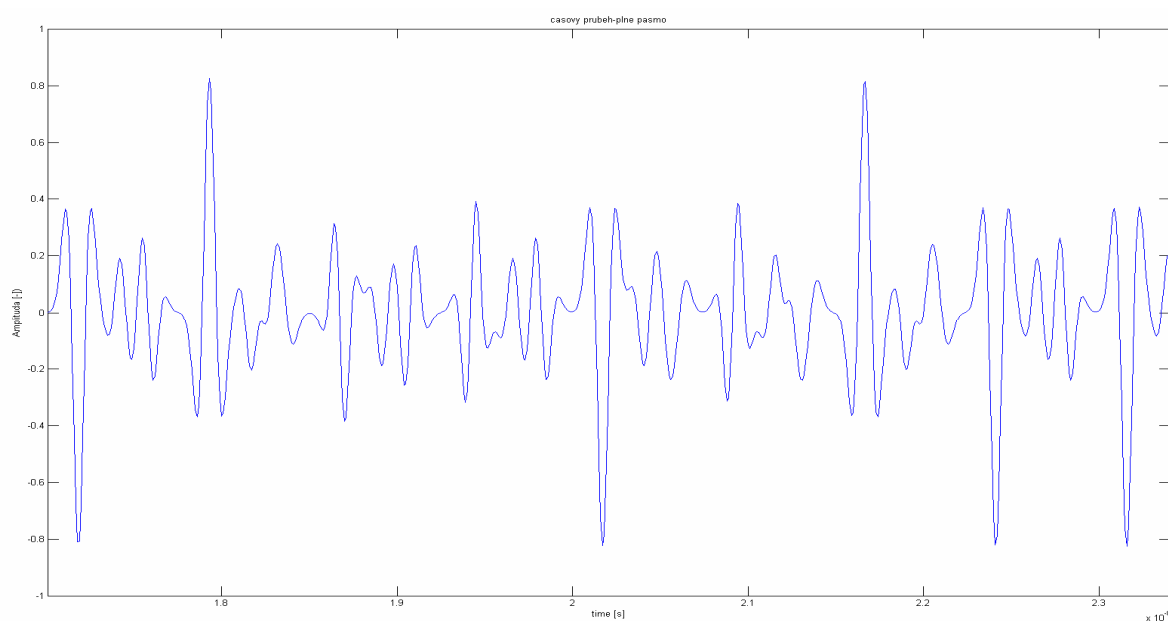
V případě vzájemné chybovosti kanálů se signalizací PN +1;0 lze pouze konstatovat, že kanály mají, aspoň v případě kanálů, u kterých je použita signalizace +1;0 (3,4,5), stejnou vzájemnou chybovost a pohybují se ve stejných mezích.

13.3. Výsledky chybovosti v kanálu UWB

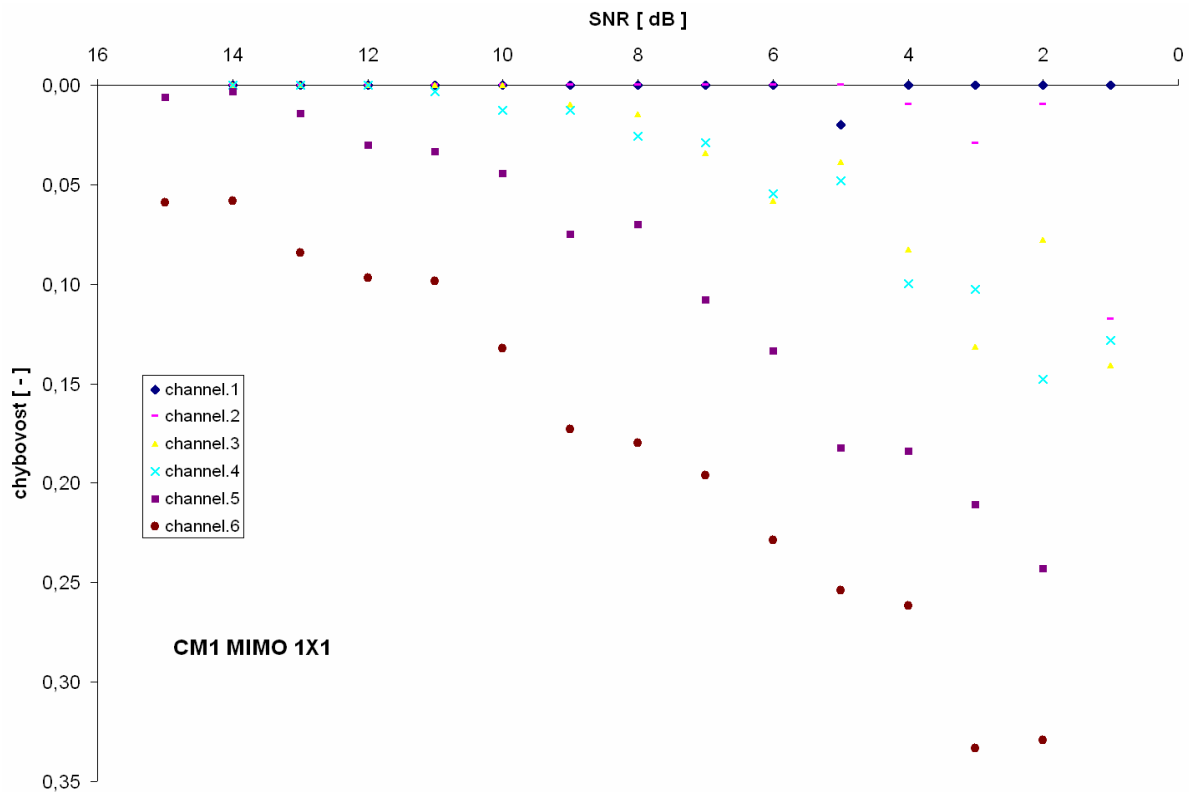
13.3.1. Profil CM1



Obr. 13.11– Časový průběh v kanále CM1 – makro



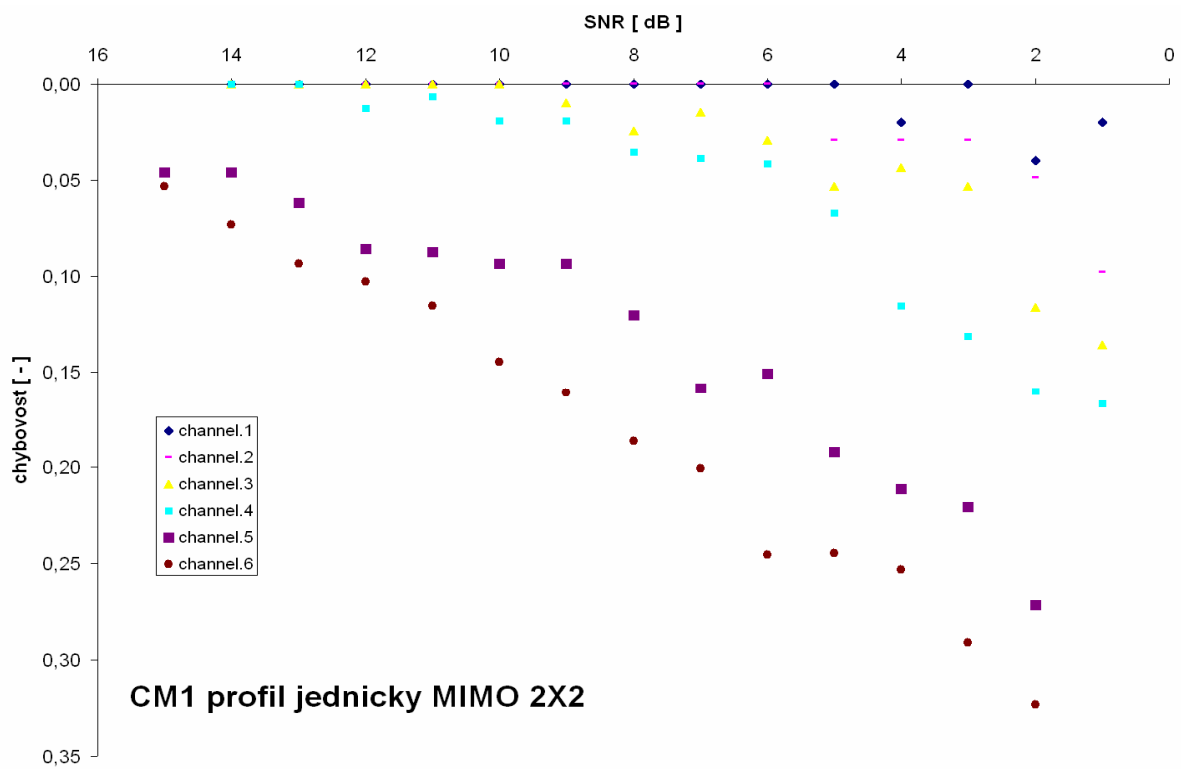
Obr. 13.12– Časový průběh v kanále CM1 – detail



Obr. 13.13– Chybovost v kanále UWB profil CM1

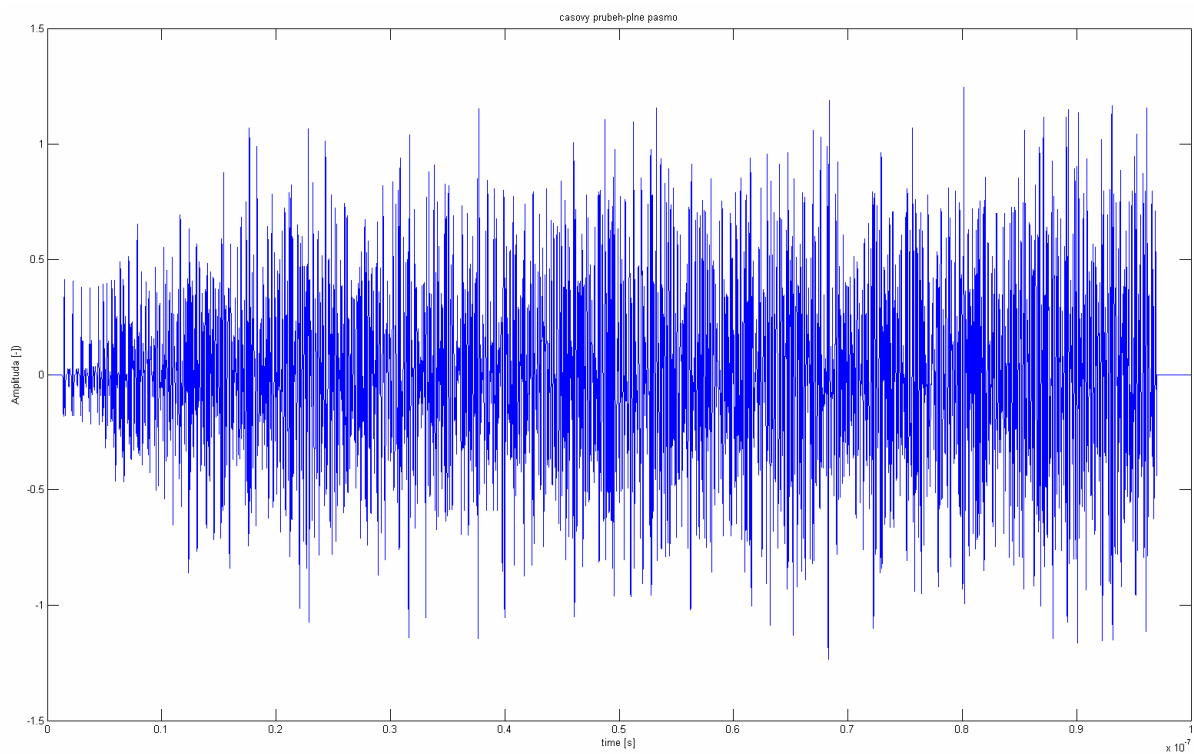
Při simulaci v kanálu CM1 stejně jako u dalších profilů UWB byly odrazy použity v kombinaci s AWGN šumem. Jak je vidět z obrázku 13.13, chování všech kanálů jako v AWGN, pouze kanál č.6 již vykazuje mnohem větší chybovost, malý rozptyl časů příchoďů odrazů již na něj působí, protože nemá svůj PN kód, tak nemůže účinně této chybě zabránit. Ostatní kanály mají také zvýšenou chybovost, ale není to tak nápadné.

V dalším grafu 13.14 je uveden stejný profil CM1, je zde však použita konfigurace MIMO antén 2X2. Chybovost se zdá podobná, u kanálu č.5 je dokonce horší. Tato chyba je způsobena nevhodným návrhem generování jednotlivých časů a útlumů pro systém. U MIMO konfigurace totiž dojde k situaci, kdy je vygenerována matice zpoždění a útlumů a tato matice dle modelu UWB obsahuje stejný průměrný počet silných útlumů a stejný počet kritických časů jako v konfiguraci 1X1. Použití pouhého součtu hodnot nad několika výstupními korelátory již nestačí na eliminaci odrazů, je potřeba dokonalejší rozhodovací logika. Pokud bychom chtěli porovnat MIMO systém a systém v konfiguraci 1X1, tak by bylo potřeba provést podstatně větší soubor měření a použít vždy stejný model pro 1X1, tak i pro vyšší konfiguraci (třeba 2X2). Dalším aspektem je, že hodnoty v grafech byli měřeny s nastavením proměnné **vaha**, určující sílu signálu z první cesty, která je značně optimistická. Pokud bych použil hodnotu **vaha** namátkou 0.3, tak bude situace mnohem reálnější, hodnoty však budou mít velký rozptyl, na odhalení závislosti bude potřeba mnoho měření, které však nemohu vzhledem ke svým možnostem HW provést. Experimentálně jsem zkoušel při nastavené proměnné **vaha** na hodnotu 0.2 provést pár měření ve stejné realizaci kanálu pro podmínku, že se vyskytovala silná složka odrazu i v časech pro 1X1. Výsledkem bylo, že MIMO systém v konfiguraci vyšší než 1X1 měl téměř vždy lepší chybovost. Nejlepší postup pro testování by byl, když bychom vygenerovali matici pro 4X4 a tu použili i pro 1X1 s tím, že po každém měření by se hodnoty uvnitř náhodně promíchaly. Tak jak je teď systém navrhnut, vybírá pro rozložení 1X1 hodnoty pořád z počátku matice pro 4X4.



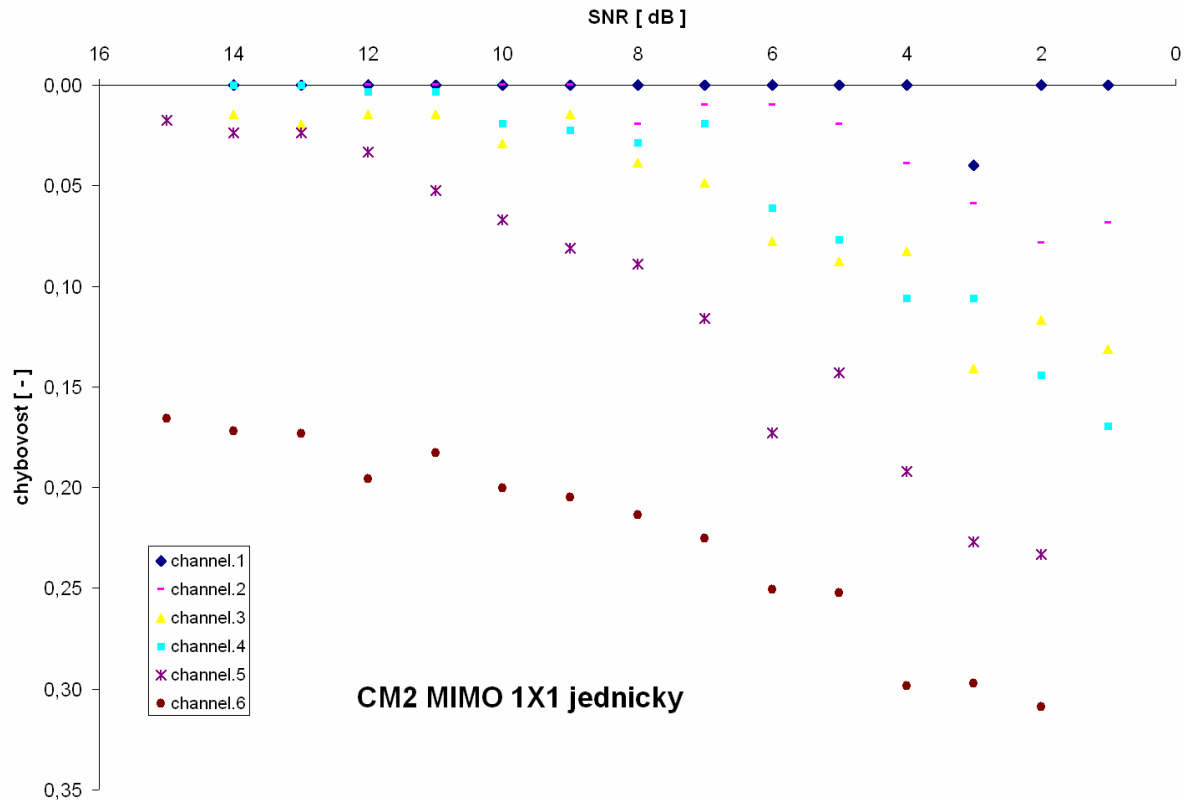
Obr. 13.14– CM1 profil, konfigurace MIMO 2X2

13.3.2. Profil CM2



Obr. 13.15– CM2 profil , pohled na signál v přenosovém kanálu-makro

V profilu CM2 se již nachází v kanálu mnohem více cest , které mohou ovlivnit dekódovaná data. Proto i chybovost podstatně vzrůstá, dosahuje nárůstu v porovnání s profilem CM1 hlavně v kanále č.6. Tento kanál se v charakteristice BER úplně oddělil od ostatních kanálů, je jasné, že v tomto profilu nemůže přenos takovouto rychlostí fungovat.

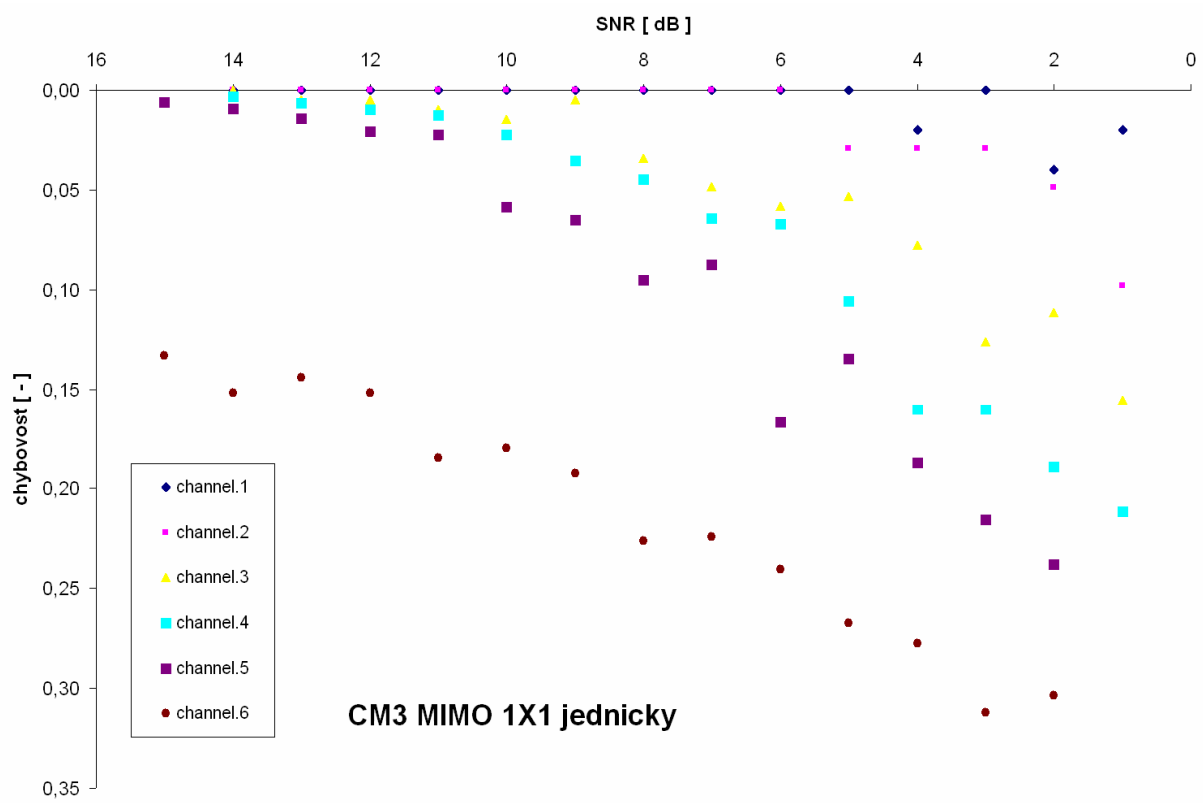


Obr. 13.16– CM2 profil- Charakteristika BER

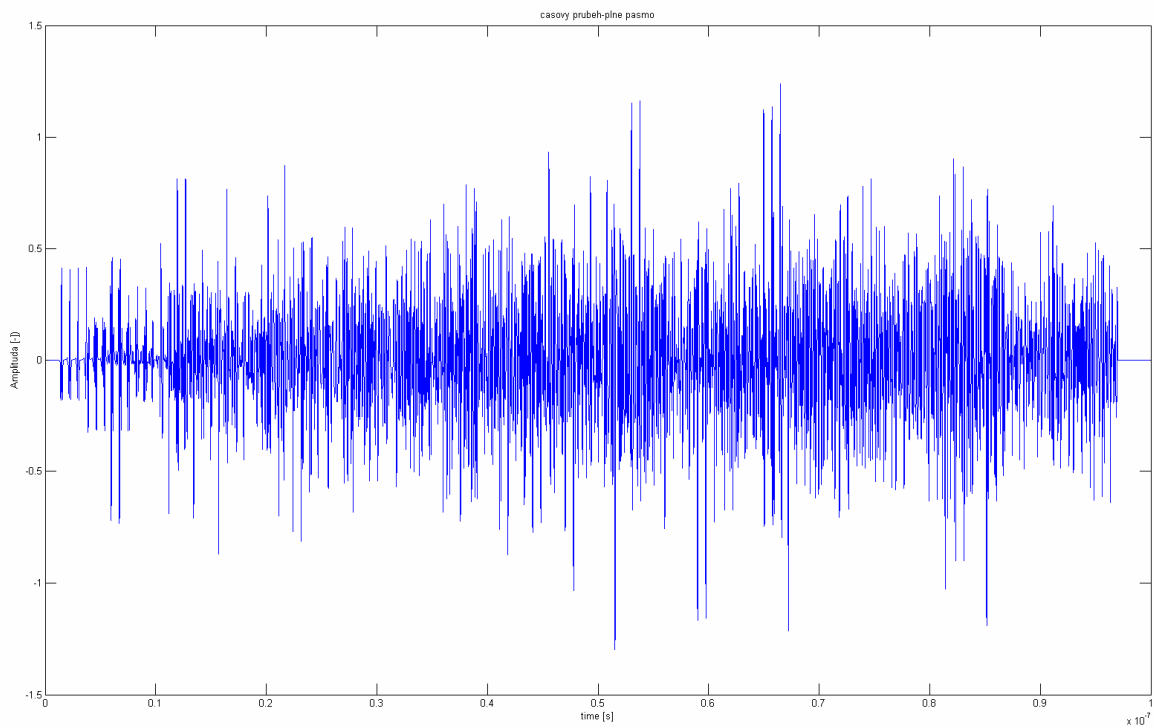
Tento profil je co se týče chybovosti nejhorší testovaný, předpokladem je , že profil CM4, který nebyl testován by byl ještě horší, s vyšší chybovostí.

13.3.3. Profil CM3

Tento profil dosahuje co se týče chybovosti výsledků hodnot, které jsou mezi profilem CM1 a CM2. I v časové oblasti je možno vidět, že hodnoty nekolísají tolik jako v profilu CM2. V BER charakteristice zůstává i nadále oddělen kanál č.6, který bude v podobném prostředí nepoužitelný. Ostatní kanály zůstávají co se týče hodnot na stejném místě. Z hodnot v BER charakteristice pro kanál č.1 je vidět, že je schopen komunikace při velmi ztížených podmínkách, proto bývá použit na základní komunikaci, nastavení dalších parametrů, testovací sekvence atd.



Obr. 13.17– CM3 profil- BER charakteristika



Obr. 13.18– CM3 –časový průběh

14. Závěr

V této práci jsem si dal za cíl navrhnout testovací systém pro technologii UWB s metodou mnohonásobného přístupu Direct Sequence v součinnosti s modulací BPSK. Práce byla částečně pojata jako recenze systému od firmy FreeScale, byli zkoušeny jejich parametry systému. Signály UWB byli testovány v modelu komunikačního kanálu dle standardu **802.15.3a**, který byl primárně určen pro systém IR-UWB, lze jej ale také bez výhrad použít. Systém byl testován na odolnost proti úniku AWGN šumem v přenosovém kanálu a také na odolnost proti vícecestnému šíření. Oba dva rušivé vlivy se podařilo simulovat, charakteristiky pro AWGN odpovídají jednoduchosti modulace, neboť BPSK je jedna z nejjednodušších. Také vyšší chybovost odpovídá tomu, že nebyla použita žádná metoda ochrany dat před vstupem do komunikačního kanálu. Testy ukázaly, že systém je velmi odolný proti rušení AWGN šumem hlavně na nižších kanálech, kde je použita pseudonáhodná posloupnost délky 24, v silně zašuměném prostředí je systém použitelný i na kanále č.2 s délkou kódu 12. Ostatní vyšší kanály s čísly 3 až 6 jsou určeny pro komunikaci v méně náročném prostředí vyšší rychlostí. U systému DS-UWB od firmy FreeScale jsou ve specifikaci použity kanálové kódy se signalizací 1;0, které vykazují podstatně horší vlastnosti než při signalizaci 1;-1 v otázce chybovosti, kdy lze využít kódový výkon. Ale opačnou stranou mince je, že tento systém se signalizací 1;0 dosahuje nižších hodnot spektrální výkonové hustoty. Při simulaci byla odhalena větší náročnost výpočtů než se kterou se předem počítalo, což se odrazilo v menším počtu naměřených dat. Aby mohly být charakteristiky změřeny, muselo se měření přesunout do pásma chybovosti, kde nevádí nižší přesnost chybovosti s důvodu menšího počtu datových bitů, ze kterých se chybovost určuje. Přesnost měření byla pro každý kanál jiná, nejmenší přesnost byla pro kanál č.1, kde byla testována na počtu 53 datových bitů. Chyba tedy je pro tento kanál téměř 2%. Pro vyšší kanály se potom snižuje. Pokud bychom chtěli tuto chybu zmenšit, je třeba věnovat více času měření, nastavit větší délku měřeného úseku signálu. Situace je potom více než kritická při výpočtu chybovosti v případě odrazů, kdy je počet cest pro jednu cestu signálu násoben počtem odrazů. V profilu CM2 tak vzniká pro jednu cestu 60 dalších realizací se statistickými a útlumovými parametry podobnými standardu **802.15.3a**. Simulace chování systému v profilu CM1 ukázala, že tento profil je z hlediska chybovosti při odrazech pro systém nejvíce přijatelný. Nejvíce jsou odrazy postiženy kanály, kde je použita PN posloupnost délky dva a jedna, což jsou pátý a šestý kanál. Nižší kanály se zdají být tímto profilem nepostiženy. Vyšším profilem co se týče chybovosti je CM3, který již kanálem bez přímé viditelnosti. Zde se již situace zhoršuje i pro další nižší kanály. Kanál č.6 se již od ostatních v charakteristice zcela oddělil. Nejhorším je pak profil CM2, kde je i z časové reprezentace signálu patrné silné rušení. V charakteristice se od kanálů 1-4 odděluje kanál pět a následuje v sestupu kanál šest, V tomto kanále je velmi podobná frekvence příchodu clusterů a paprsků, což má za následek velký rozptyl časů příchodů. S velkým rozptylem roste šance, že se silný odraz dostane do synchronizace s časem odrazu, ze kterého momentálně dekódujeme data- v našem případě vždy ten první. Toto by se dalo odstranit současným dekódováním více realizací odrazů. Stačilo by se na začátku komunikace zaměřit na zjištění časů příchodů několika nejsilnějších odrazů. Při jejich dekódování bychom mohli kombinovat zjištěná data navzájem například dle síly signálu odrazu. Takový postup by mohl vést k velkému snížení chybovosti. Podmínkou však je, že silné odrazy nesmí přijít v úzkém rozmezí časů srovnatelných s délkou zachytávacího kódu, jinak by bylo odhalení všech silných odrazů dle korelace nemožné. Také je třeba odhalovat silné odrazy i pro opačnou polaritu signálu.

V případě použití více vyzařovacích a přijímacích antén nedošlo v AWGN kanálu k žádnému pozorovatelnému zlepšení. V případě odrazů signálu jsem zlepšení očekával, ale nedostavilo se. Dokonce v profilu CM1 došlo v kanálu č.5 k velkému zhoršení. Problémem je, že model kanálu byl navržen s důrazem na zkoumání statistických charakteristik kanálu. Při každém novém bodu charakteristiky je generován nový model kanálu. Pravděpodobnost výskytu silných složek je pro velký soubor hodnot útlumů u MIMO systému vyšších konfigurací (2X2, 4X4) stejná jako pro malý soubor v konfiguraci 1X1. Proto bude-li systém navržen jen k dekódování prvního příchodu, bude chybovost pro MIMO 1X1 vycházet podobně jako MIMO vyšších konfigurací antén. Když bychom ale byli schopni zavést dokonalejší logiku rozhodování o použití méně postiženého signálu z jedné z antén na úkor druhé více zarušené, ještě v kombinaci s odhalováním jednotlivých odrazů každé realizace, chybovost by se měla výrazně snížit.

Technologie UWB má dle mého názoru před sebou velkou budoucnost a určitě si zaslouží vyšší pozornost než je jí momentálně věnována. Informace jsou však těžko dostupné.

15. Seznam použité literatury

- [1] **ECMA-368.pdf** – Standard ECMA-368, dostupné na adrese: <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-368.pdf>
- [2] Jeff Foerster and Qinghua Li, **UWB Channel Modeling Contribution from Intel**, dostupné na webu: http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02279r0P802-15_SG3a-Channel-Model-Cont-Intel.doc
- [3] Enzo Baccarelli, Mauro Biagi, Cristian Pelizzoni, Nicola Cordeschi , **Optimal MIMO UWB-IR Transceiver for Nakagami-fading and Poisson-Arrivals**, dostupné na adrese: <http://www.academypublisher.com/jcm/vol03/no01/jcm03012740.pdf>
- [4] Hongsan Sheng, Roy You, Alexander M. Haimovich, **Performance Analysis of Ultra-Wideband Rake Receivers with Channel Delay Estimation Errors**, dostupné na webu: <http://www-ec.njit.edu/~haimovic/publication/ShengCISS04.pdf>
- [5] Birgit Kull, Sven Zeisberg, **UWB Receiver Performance Comparison**, dostupné na webu: <http://www.whyles.org/files/public/IWUWBST2004-kull-zeisberg.pdf>
- [6] Magnus Karlsson, **Ultra-wideband Antenna and Radio Front-end Systems**, dostupné na webu: http://www.diva-portal.org/diva/getDocument?urn_nbn_se_liu_diva-10338-1_fulltext.pdf
- [7] J., R., Foerster, M. Pendergrass, A., F., Molisch, **A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication**, dostupné na webu: <http://www.merl.com/papers/docs/TR2003-73.pdf>
- [8] A., Chehri, P., Fortier, P., M., Tardif, **Large Scale Fading and Time Dispersion Parameters of UWB Channel in Underground Mines**, dostupné na webu: <http://www.hindawi.com/RecentlyAcceptedArticlePDF.aspx?journal=IJAP&number=806326>
- [9] **UCAN Cluster Contribution UWB Channel Modeling**, dostupné na webu: ftp://ftp.cordis.europa.eu/pub/ist/docs/ka4/cluster_ucanchannel.pdf
- [10] J., Chuang, S., Bashir, D., G., Michelson, **Automated Identification of Clusters in UWB Channel Impulse Response**, dostupné na webu: <http://bul.ece.ubc.ca/Cluster%20ID%20presentation-1.pdf>
- [11] L., Rusch, C., Prettie, D., Cheung, Q., Li, M., Ho, **Characterization of UWB Propagation from 2 to 8 GHz in a Residential Environment**, dostupné na webu: http://www.intel.com/technology/comms/uwb/download/Channel_JSAC02_sub_LR.pdf
- [12] Zhiwei Zeng, **Digital Communication Via Multipath Fading Channel**, dostupné na webu: <http://www.ee.iastate.edu/~russell/cpre537xf00/Projects/Zeng.pdf>
- [13] Anonym, **Narrowband fast fading**, dostupné na webu: http://www.aws.cit.ie/mklepal/AntennasAndPropagation/Slides_NarrowbandFastFading.pdf
- [14] Jochen Dederer, Andreas Trasser and Hermann Schumacher, **A SiGe Monocycle Impulse Generator for Impulse Radio Ultra-Wideband Applications**, dostupné na webu: http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14694/Final_Papers/GM0055-F.pdf
- [15] Viviane Reding, **Commission o the European Communities**, dostupné na webu: http://ec.europa.eu/information_society/policy/radio_spectrum/docs/ref_docs/uwb_04_orig_web.pdf

- [16] J.,Kramosil Ing. ,**Bezdrátové a kabelové UWB technologie**,dostupné na webu:
<http://www.home.karneval.cz/00000104/uwb/par2005.ppt>
- [17] **The Protection Requirements of Radiocommunications Systems below 10.6 GHz from Generic UWB Applications**, Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT),dostupné na webu: <http://www.ero.dk/doc98/Official/pdf/ECCREP064.pdf>
- [18] Rita Pužmanová, CSc., Ing., MBA, Články na www.lupa.cz , uloženo na DVD, přístupné i na webu
- [19] Petr Murmak,Václav Vašek,Igor Viduna,David Ježek, Články na www.cdr.cz , přístupné na webu i na DVD
- [20] Qiu, R.C.; Liu, H.; Shen, X.; **Ultra-wideband for multiple access communications**, Communications Magazine, IEEE Volume 43, Issue 2, Feb 2005 Page(s):80 – 87
- [21] Richard Schwarz; **An Introduction to Linear Recursive Sequences in Spread spectrum Systéme**
- [22] Aether Wire & Location, Inc. , Robert Fleming; Cherie Kushner; **Rapid UWB Signal Acquisition**
- [23] Charles Gervasi; Jwalant Dholakia; **Performance Prediction, Evaluation and comparison of UWB Multiple Access Schemes**
- [24] Prof. Jari Linnati, University of Oulu; **Ultra Wide Band Systems**
- [25] Paul Withington ; **Ultra –Wide Band Radio**
- [26] Ian O'Donnell, Mike Chen, Stanley Wang, Bob Brodersen; Berkeley Wireless Research Center, University of California, Berkeley; **UWB Transceiver Prototype**
- [27] R., Fisher, R., Kohno, M., Mc Laughlin, M., Welborn, **DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a**,(on-line),dostupné na webu:
<http://www.decawave.com/15-04-0137-05-003a-merger2-proposal-ds-uwu-update.doc>
- [28] **Matlab - Help**
- [29] <http://en.wikipedia.org/wiki/Fading>
- [30] Jan Kramosil Ing., **Ultra-širokopásmové systémy (UWB)**, dostupné na DVD

16. Seznam obrázků

Obr. 2.1-Propojení spotřebičů do WPAN sítě [16]	6
Obr. 5.1- Spektrální maska v USA [30].....	10
Obr. 5.2- Navržená maska zemí CEPT a EU [15].....	12
Obr. 6.1- Nahoře:Gaussův puls, první derivace, druhá derivace; Dole: Výkonová spektra	14
Obr. 6.2- možné zapojení obvodu na tvorbu pulsů [14]	15
Obr. 7.1- Pulsní modulace (a-BPSK,b-PPM, c-OOK,d-PAM) [20].....	16
Obr. 7.2- Výkonové spektrum DS-UWB [27].....	17
Obr. 7.3- Pásmo v systému TFI-MB-OFDM [1]	20
Obr. 7.4 - Tvar OFDM pásma [1].....	20
Obr. 7.5- Rozmístění OFDM symbolů [1].....	21
Obr. 7.6- Konstelační diagram DCM [1].....	22
Obr. 8.1- Princip metody TH-PPM.....	25
Obr. 8.2-princip DS metody [25]	26
Obr. 8.3- Korelační vysílač	27
Obr. 9.1- Posuvné registry	29
Obr. 9.2- Zavedení zpětné vazby	30
Obr. 9.3- Umístění XOR logického členu out-of-line.....	30
Obr. 9.4- Místa pro zavedení zpětné vazby v generátoru	32
Obr. 9.5- 1) autokorelace-(délka PN=5); 2) autokorelace-(délka PN=2047); 3) křížová korelace-(délka PN=5); 4) křížová korelace-(délka PN=2047).	33
Obr. 10.1-Rozdělení PST normálního rozložení (μ -střední hodnota, σ^2 -rozptyl)	36
Obr. 10.2- Rayleighovo rozdělení [12].....	39
Obr. 10.3- Rician rozdělení [12].....	40
Obr. 10.4- Příklad signálů v clusterech (S-V model) [2].....	41
Obr. 10.5- Parametry obálky clusteru	44

Obr. 10.6– Fyzikální princip vniku odrazu v kanálu S-V [10].....	46
Obr. 11.1– způsob generace časů zpoždění jednotlivých cest.....	51
Obr. 11.2– Vrcholy korelace mezi PN a příchozím signálem.....	53
Obr. 11.3– Šíření signálu v MIMO kanálu.....	53
Obr. 12.1– CM1 profil, PST příchodu signálu v čase, průběh zvýrazněn.....	57
Obr. 12.2- CM2 profil, PST příchodu, F-ray podobné F-cluster,zvýrazněno	58
Obr. 13.1– Vstupní datová posloupnost kanálu 4, PN signalizace +1;-1	60
Obr. 13.2– Vstupní datová posloupnost kanálu 4, PN signalizace +1;0	60
Obr. 13.3– Spektrum vstupní posloupnosti kanálu 4 ,PN signalizace +1;-1	61
Obr. 13.4– Spektrum vstupní posloupnosti kanálu 4, PN signalizace +1;0	61
Obr. 13.5– Detail zachytávacího kódu uvnitř realizace posloupnosti kanálu 4	62
Obr. 13.6– Výkonové spektrum celého spodního bandu (6 kanálů)	62
Obr. 13.7– Charakteristika pro AWGN a signalizaci PN +1;-1 , samotní uživatelé... ..	64
Obr. 13.8– Charakteristika pro AWGN a signalizaci +1;0 , samotní uživatelé	64
Obr. 13.9– Plný multiplex, signalizace PN +1;-1.....	65
Obr. 13.10– Plný multiplex, signalizace PN 1;0	65
Obr. 13.11– Časový průběh v kanále CM1 – makro.....	66
Obr. 13.12– Časový průběh v kanále CM1 – detail	66
Obr. 13.13– Chybovost v kanále UWB profil CM1.....	67
Obr. 13.14– CM1 profil, konfigurace MIMO 2X2	68
Obr. 13.15– CM2 profil , pohled na signál v přenosovém kanálu-makro.....	68
Obr. 13.16– CM2 profil- Charakteristika BER	69
Obr. 13.17– CM3 profil- BER charakteristika	70
Obr. 13.18– CM3 –časový průběh	70

17. Seznam tabulek

Tabulka 5.1 – Kmitočtové masky (* - od prosince 2010)	13
Tabulka 7.1– Délky PN a rychlosti v systému DS-UWB [27].....	18
Tabulka 7.2– Frekvence v systému DS-UWB [27].....	19
Tabulka 7.3 - 4-BOK kódování [27]	19
Tabulka 9.1- Kombinace posloupností, generované LFSR (4 registry, *-iniciační posloupnost)	31
Tabulka 9.2– zapojení vstupů XOR	32
Tabulka 10.1– Profily kanálu 802.15.3a a jejich parametry.....	45
Tabulka 10.2– Parametry změřené firmou Intel [2]	46
Tabulka 10.3– Vzdálenosti antén pro nekorelovaný únik	47

18. Seznam zkratek a příloh

18.1. Přílohy

Příloha č.1 - BER CHARAKTERISTIKY.xls , přiloženo na DVD

Příloha č.2 - UWB_simulace.m , skript Matlab, přiloženo na DVD

Příloha č.3 - Generator.m , skript Matlab, přiloženo na DVD

18.2. Zkratky

UWB	ultra-wide band
BER	bit error rate
EU	European Union
EIRP	equivalent isotropically radiated power
PAN	personal area network
SNR	signal to noise ratio
TFI	time-frequency interleaving
TH	time hopping
PPM	pulse position modulation
OFDM	orthogonal frequency division multiplex
DCM	dual carrier modulation
ACQ	acquisition
HDTV	high density television
CATV	cabel television
WIFI	wireless fidelity
HD	high density
USB	universal serial bus

PHY	physical layer
MAC	medium access control
PST	pravděpodobnost
FEC	forward error code
BPSK	biphase shift keying
IFFT	inversal fast fourier transform
QPSK	quadrature phase shift keying
MIMO	multiple input multiple output
SISO	single input single output
PSD	power spectral density
4-BOK	4 state bi-orthogonal keying
CDMA	code division multiple acces
FDMA	frequency division multiple acces
TDMA	time division multiple acces
S-V	Saleh-Valenzuela
HW	hardware
LFSR	linear feedback shift register
XOR	exclusive or
OOK	ON OFF keying
NP	normal path
LOS	line of sight
NLOS	non line of sight
LAN	local area network