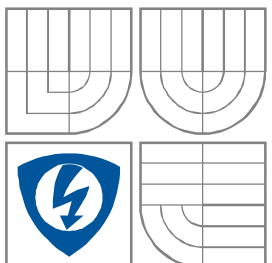


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODEL SYSTÉMU UMTS MODEL OF UMTS SYSTEM

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Milan Srdínko

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

BRNO, 2008

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Milan Srdínko
Bytem: Pohřebačka 73, Opatovice nad Labem, 533 45
Narozen/a (datum a místo): 11. ledna 1984 v Pardubicích

(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: Model systému UMTS
Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.
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.

* hodící se zaškrtněte

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.
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

Abstract

Spread Spectrum Communication techniques have been widely used in mobile and wireless communications. They have very beneficial features like antijam and security (noise-like character, pseudorandom codes usage). At first, the features of Spread Spectrum systems are described with emphasis on the Direct Sequence Spread Spectrum (DS-SS) scheme. Main specifications of UMTS system are also introduced.

The goal of this thesis was to create the model of a physical layer UMTS suitable for investigation of disturbing signals influences in Matlab Simulink. This model was used to measure how the Bit error rate (BER) is affected by the Processing gain and the Signal-to-noise ratio. Finally, two important charts which describe the relation of Bit error rate versus the Processing gain and the Signal-to-noise ratio have been plotted.

Keywords: UMTS, UTRA, CDMA, spread spectrum systems, physical layer simulation

Abstrakt

Systémy s rozprostřeným spektrem jsou velmi rozšířené v mobilních a bezdrátových komunikacích. Mají velmi výhodné vlastnosti jako např. odolnost proti rušení a odolnost proti detekci a odposlechu. V první části diplomové práce jsou uvedeny vlastnosti těchto systémů s důrazem na systémy s přímým rozprostřením DS-SS. Dále je uveden základní popis systému UMTS.

Úkolem této práce bylo vytvořit v prostředí Matlab Simulink model fyzické vrstvy systému UMTS, který by byl vhodný pro posouzení rušivých vlivů na přenášený signál. Pomocí vytvořeného modelu byly provedeny simulace, jejichž výsledky popisují závislost chybovosti BER na činiteli rozprostírání a poměru signál šum v přenosovém kanále.

Klíčová slova: UMTS, UTRA, CDMA, systémy s rozprostřeným spektrem, simulace na úrovni fyzické vrstvy

SRDÍNKO, M. *Model systému UMTS*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 67 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Model systému UMTS 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

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Stanislavu Hanusovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Obsah

1. ÚVOD	1
PŘEHLED VÝVOJE MOBILNÍCH BUŇKOVÝCH SYSTÉMŮ	1
2. ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI SYSTÉMŮ S MNOHONÁSOBNÝM PŘÍSTUPEM CDMA	4
2.1 <i>Metody mnohonásobného přístupu</i>	4
2.2 <i>Systémy s rozprostřeným spektrem</i>	6
2.2.1 <i>Systémy s přímým rozprostřením</i>	6
2.2.2 <i>Systémy s kmitočtovým skákáním</i>	16
2.2.3 <i>Systémy s časovým skákáním</i>	19
2.3 <i>Vícecestné šíření signálu</i>	20
2.4 <i>Použití systémů CDMA v buňkových sítích</i>	21
2.5 <i>Soft handover</i>	23
2.6 <i>Způsob spojení v buňkových sítích</i>	24
3. SYSTÉM UMTS	26
3.1 <i>Architektura systému</i>	27
3.2 <i>Rádiová přístupová síť UTRAN</i>	28
3.2.1 <i>Přehled transportních kanálů</i>	29
3.2.2 <i>Fyzické kanály</i>	30
3.3 <i>Rozprostírání, skramblování a modulace vyhrazených fyzických kanálů</i>	33
3.3.1 <i>Zpracování kanálů DPDCH/DPCCH v uplinku</i>	34
3.3.2 <i>Zpracování kanálů DPDCH/DPCCH v downlinku</i>	35
4. MODELOVÁNÍ SYSTÉMU UMTS V PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK	37
4.1 <i>Vysílač</i>	37
4.2 <i>Přijímač</i>	40
4.3 <i>Ovládání programu</i>	42
4.4 <i>Výsledky simulace</i>	45
4.4.1 <i>Přenos bez rušivých signálů</i>	45
4.4.2 <i>Chybovost v závislosti na počtu rušivých signálů</i>	46
4.5 <i>Vlastnosti autokorelačních a vzájemných korelačních funkcí používaných kódů</i>	48
4.6 <i>Návrh laboratorní úlohy</i>	52
5. ZÁVĚR	63
6. LITERATURA	64
SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK	65

1. Úvod

V posledních zhruba dvaceti letech náleží mezi nejrychleji se rozvíjející oblasti telekomunikací veřejná pozemní mobilní komunikace. Její nejdůležitější složkou jsou zatím veřejné celulární (buňkové) systémy, které zajišťují úplné pokrytí daného území (státu či kontinentu). Tyto systémy se začaly zavádět již asi před dvaceti lety, a to nejprve v různých analogových variantách označovaných jako „první generace“ (1G). V roce 1992 se začíná v Evropě provozovat jednotný digitální celulární systém GSM „druhé generace“ (2G). Ten se vyznačuje efektivnějším využitím frekvenčního spektra, kvalitnějším přenosem signálů a možností realizovat kromě hlasových přenosů ještě datové přenosy se základní přenosovou rychlostí 9,6 kbit/s. Přenosové rychlosti datových signálů byly dále zvyšovány na desítky kbit/s (GPRS, HSCSD), případně až stovky kbit/s (EDGE).

V současné době se v nejvyspělejších státech však již začínají prosazovat celulární systémy třetí generace (3G), které kromě přenosu řeči a rychlých dat umožní i přenos videa a nejrůznějších multimediálních informací, a to rychlostí až 2 Mbit/s. V Evropě je to standard UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), který se však zřejmě uplatní i v jiných světových regionech.

Přehled vývoje mobilních buňkových systémů

Systémy první generace

První generace mobilních buňkových systémů se objevily v 80. letech 20. století. Používali analogovou kmitočtovou modulaci a mnohonásobný přístup FDMA (*Frequency Division Multiple Access*). Tyto systémy byly navrhovány samostatně v jednotlivých státech a nebyly vzájemně slučitelné. Mezi nejúspěšnější patřil systém NMT (*Nordic Mobile Telephone*), TACS (*Total Access Communications System*) či AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*).

Systém NMT byl nejdříve používán ve skandinávských zemích. Starší verze využívala frekvenční pásmo 450 MHz a byla označována jako NMT-450, později byla uvedena NMT-900 pro pásmo 900 MHz. Tento systém byl dále převzat některými evropskými, asijskými a africkými zeměmi, podobně jako anglický TACS. V Severní Americe, ale také ve státech Jižní Ameriky, Novém Zélandu a Austrálii se rozšířil americký AMPS (pásmo 800 MHz).

Jiné systémy první generace byly využívány jen na území jednoho státu – v Západním Německu C-Netz a Radiocomm 2000 ve Francii.

Systémy druhé generace

Hlavní odlišností systémů druhé generace od generace první je využití digitálního zpracování signálu a použití časového multiplexu TDMA (*Time Division Multiple Access*). Díky tomu mají systémy 2G oproti systémům 1G tyto hlavní výhody [3]:

- efektivnější využití přidělených kmitočtových pásem a tím i vyšší provozní kapacita;
- vyšší kvalita spojení v nepříznivých pozemních rádiových kanálech;
- vysoká úroveň zabezpečení proti různým formám zneužití (odposlech apod.);

- menší rozměry, spotřeba a hmotnost mobilních radiostanic;
- rozšíření nabídky služeb (přenos krátkých textových zpráv, přístup na internet apod.).

Pro systémy 2G existují čtyři světové standardy: GSM (*Global System for Mobile Communications*), D-AMPS (*Digital – Advanced Mobile Phone System*), JDC (*Japan Digital Cellular*) a IS-95, více např. v [11].

Nejúspěšnějším a nejvíce používaným se stal standard GSM, který ve své základní verzi využívá frekvenční pásmo 900 MHz. Z tohoto standardu byly odvozeny systémy DCS-1800 (*Digital Cellular System 1800*, také známý jako GSM-1800) a PCS-1900 (*Personal Cellular System 1900*, také známý jako GSM-1900). Druhý je používán pouze v Severní Americe a Chile, DCS-1800 je používán v různých částech světa.

Významným zástupcem systémů 2G je americký IS-95, který využívá kódový multiplex CDMA (*Code Division Multiple Access*). Tento systém má řadu výhod, především možnost sdílení kmitočtových pásem s ostatními službami bez vzájemného rušení a odolnost proti interferencím. Z tohoto důvodu je kódový přístup CDMA použit v následujících generacích mobilních systémů třetí generace.

V souvislosti se systémy druhé generace se také hovoří o systémech 2,5G, které označují vylepšení 2G systémů, zejména zvýšení rychlosti pro datové přenosy. Jde o technologie GPRS (*General Packet Radio Service*), HSCSD (*High Speed Circuit Switched Data*) a EDGE (*Enhanced Data Rate for GSM Evolution*).

Systémy třetí generace

Třetí generace mobilních systémů byla navržena pro multimediální komunikaci - komunikace mezi uživateli je doplněna o obrázky a videa s vysokým rozlišením a přístup k jednotlivým informacím a službám je dosažen s vysokými přenosovými rychlostmi. Původní záměr organizace ITU-R (*International Telecommunications Union - Radio Communication Sector*) vytvořit celosvětový standard pro systémy 3G se nepodařilo prosadit a vyústil alespoň v obecně platná doporučení IMT-2000 (*International Mobile Telecommunication in the year 2000*). Hlavní požadavky lze shrnout do následujících bodů [3]:

- uvnitř budov při rychlosti mobilní stanice do cca. 6 km/h bude přenosová rychlost až 2048 kbit/s. V prostředí městské zástavby při rychlosti do 120 km/h bude přenosová rychlost signálu nejméně 384 kbit/s. Mimo města a při pohybu mobilního účastníka v rychlých mobilních prostředcích bude přenosová rychlost signálu nejméně 144 kbit/s;
- podpora celosvětové mobility;
- nezávislost vlastností a nabídky služeb IMT-2000 na použití technologie rádiového rozhraní;
- podpora služeb s přepínáním okruhů i přepínáním paketů;
- podpora multimediálních služeb v reálném čase.

Ve stejném roce, kdy byla poprvé komerčně spuštěna síť GSM (1991 ve Finsku) začala evropská instituce ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) práce na

standardizaci další generace mobilní telekomunikační sítě. Nový systém byl nazván *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS). Vývoj systémů 3G však neprobíhal pouze v Evropě, ale své standardy začaly vyvíjet také Spojené Státy, ale i Japonsko a později též Čína a Jižní Korea, viz [12].

Dle doporučení IMT-2000 byly definovány čtyři standardy rádiového rozhraní, z nichž jen jeden nepoužívá kódově dělený multiplex CDMA. Tento systém je založen čistě na časově děleném multiplexu TDMA a označuje se UWC-136 (*Universal Wireless Communications 136*). Ostatní systémy využívají kódově dělený multiplex s přímým rozprostíráním DS-CDMA (*Direct-Sequence CDMA*) a jsou to tyto [12]:

- cdma200;
- UMTS W-CDMA TDD (*Time Division Duplex*);
- UMTS W-CDMA FDD (*Frequency Division Duplex*).

Další text bude zaměřen pouze na poslední dva systémy, které jsou vyvíjeny organizací 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) pro použití v Evropě.

2. Základní vlastnosti systémů s mnohonásobným přístupem CDMA

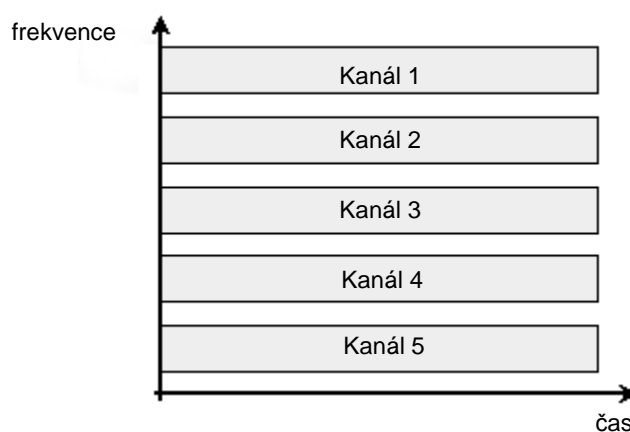
2.1 Metody mnohonásobného přístupu

Radiokomunikační systémy používají různé metody pro přístup velkého počtu účastníků do společného rádiového kanálu ve stejný čas. Základní metody (protokoly) mnohonásobného přístupu jsou - s deterministickým přístupem (*conflict free*) a stochastickým přístupem (*contention-based*). Deterministické přístupy používají metody přidělování, tj. každý uživatel má přidělenou určitou část přenosové kapacity – kanál. Tento kanál je poté rezervován pro vysílání/příjem po dobu komunikace. Oproti tomu protokoly se stochastickým přístupem neumožňují přidělování kanálů, uživatel musí o přenosovou kapacitu „soutěžit“. Tyto protokoly tedy musí řešit konfliktní situace – kolize mezi účastníky při současném pokusu o vstup do systému. Oba typy přístupů mají několik variant, jejich použití závisí na konkrétních požadavcích na přenos. Dále bude uvedeno rozdělení deterministických metod mnohonásobného přístupu, přehled stochastických metod lze nalézt např. v [3].

Hlavním rozdílem mezi typy protokolů s deterministickým přístupem je způsob vytvoření jednotlivých kanálů. Ve frekvenčně děleném multiplexu FDMA je kanál definován frekvenčním pásmem, v časově děleném multiplexu TDMA tzv. časovým slotem a v kódově děleném multiplexu CDMA rozprostíracím kódem.

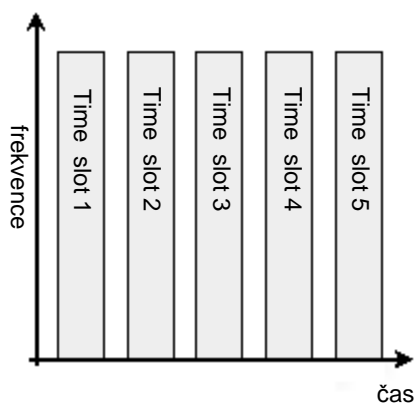
- Mnohonásobný přístup s kmitočtovým dělením FDMA.

Mnohonásobný přístup FDMA (obr. 2.1) je nejstarší metoda používaná již v analogových systémech. Každý účastník systému má přidělené určité kmitočtové pásmo (rádiový kanál), které ve stejnou dobu nemůže používat jiný účastník. Metoda je jednoduchá, neboť nevyžaduje žádnou synchronizaci. Nevýhodou je malé využití přenosové kapacity kanálu. Různí účastníci tedy mohou využívat systém současně ve stejnou dobu, každému je však přiřazen jiný rádiový kanál.



Obr. 2.1. Mnohonásobný přístup FDMA

- Mnohonásobný přístup s časovým dělením TDMA.

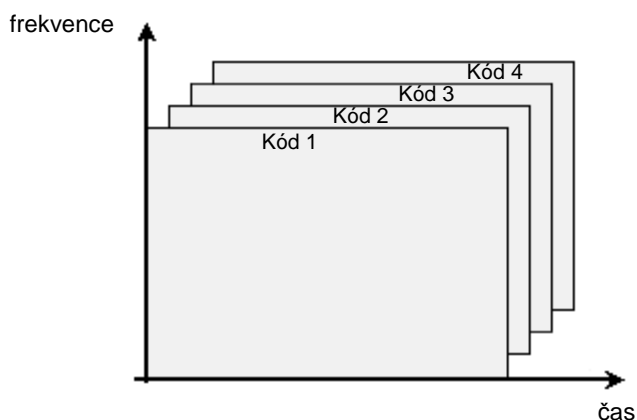


Obr. 2.2. Mnohonásobný přístup TDMA

U mnohonásobného přístupu TDMA (obr. 2.2) je každému účastníkovi přidělen v určitém kanálu pouze krátký časový úsek (*time slot*), který je součástí tzv. TDMA rámce, jež se cyklicky opakuje. Přenos tedy neprobíhá v čase spojitě, ale ve stejně dlouhých, pravidelně se opakujících časových úsecích. Na vysílací straně musí být signál časově komprimován a na přijímací straně musí být zpětnou expanzí upraven do původního stavu. Přístup TDMA vyžaduje složitější časovou synchronizaci. Různí účastníci využívají tedy stejný rádiový kanál systému, avšak každý v jiném časovém úseku.

- Mnohonásobný přístup s kódovým dělením CDMA.

U mnohonásobného přístupu CDMA jsou jednotliví účastníci rozlišeni individuálním pseudonáhodným (PN) kódem, který se ve vysílací používá k rozproštění vysílaného signálu do širokopásmové podoby. Používané kmitočtové pásmo mohou sdílet nejen ostatní účastníci systému, ale i jiné systémy pracující na odlišných principech. Na vstup přijímače se proto dostane kromě požadovaného signálu i řada signálů jiných. S pomocí stejného pseudonáhodného kódu, jaký byl použit ve vysílací, se však ze směsi signálů oddělí signál požadovaný. Přístup CDMA vyžaduje složitou synchronizaci a počet účastníků v kanálu je limitován úrovní interferenčních produktů v místě příjmu. Různí účastníci využívají tedy stejný rádiový kanál systému, komunikují současně, avšak jsou rozlišeni individuálními kódy.



Obr. 2.3. Mnohonásobný přístup CDMA

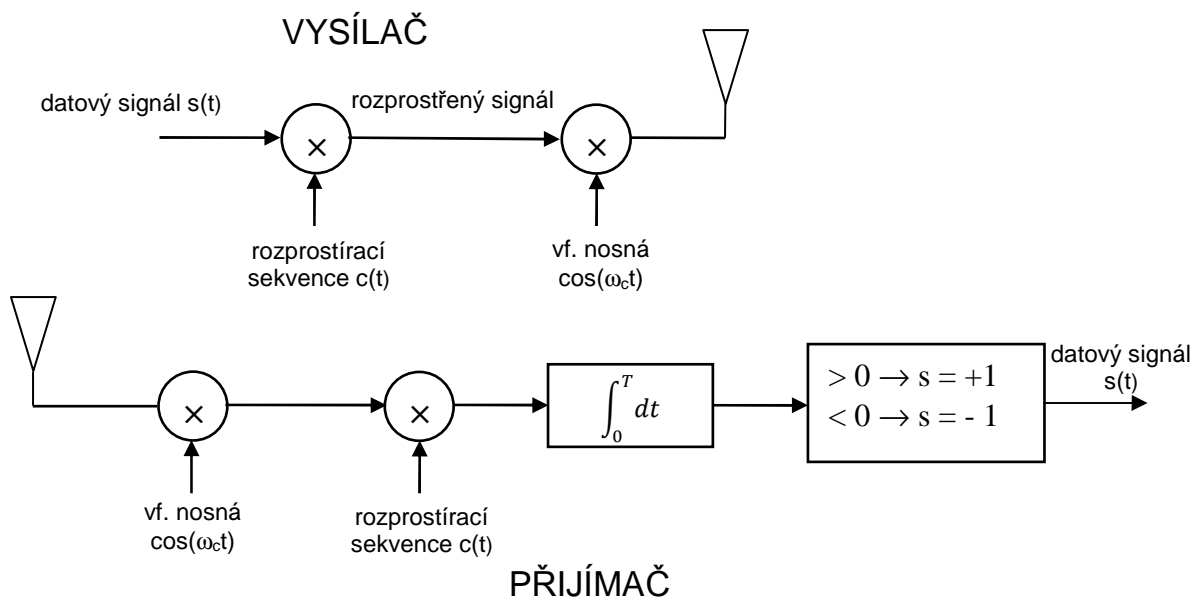
2.2 Systémy s rozprostřeným spektrem

Systémy CDMA jsou založeny na technice rozprostření spektra (spektrum rozprostřeného signálu je několikanásobně širší než by odpovídalo původnímu datovému signálu). Podle způsobu rozšíření spektra, rozlišujeme tedy několik typů CDMA

- s přímým rozprostřením – DS (*Direct Sequence*), obr. 2.3;
- s kmitočtovým skákáním – FH (*Frequency Hopping*);
- s časovým skákáním – TH (*Time Hopping*);
- hybridní – kombinace uvedených metod.

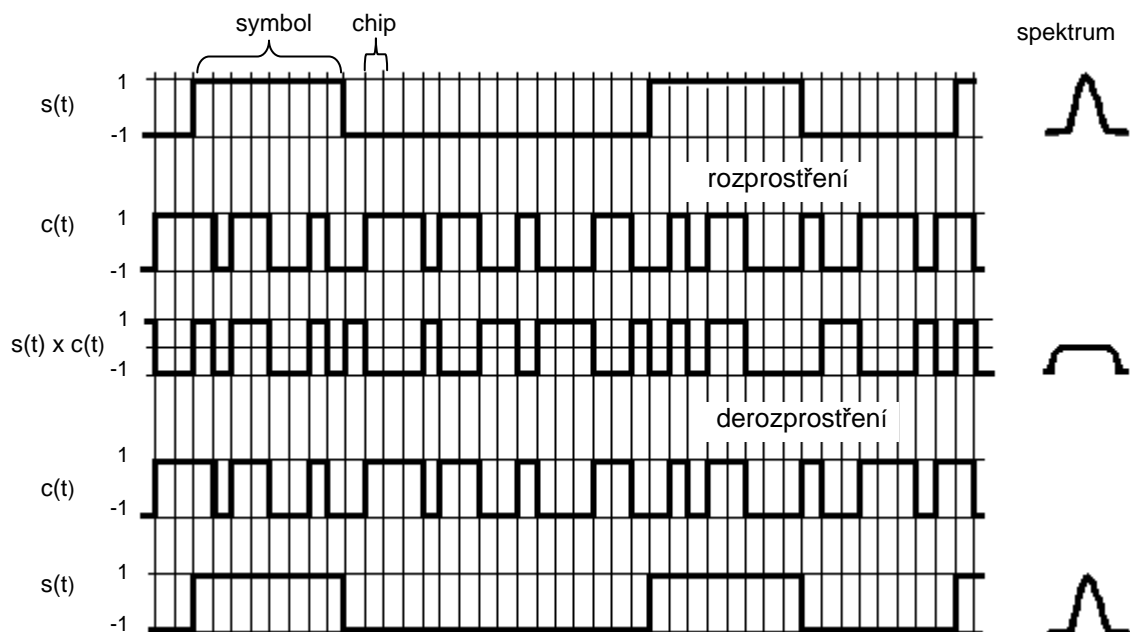
2.2.1 Systémy s přímým rozprostřením

Princip modulační techniky DS-SS (*DS Spread Spectrum*) při použití nejjednodušší digitální modulace BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) je zobrazen na obr. 2.4. Výstupní



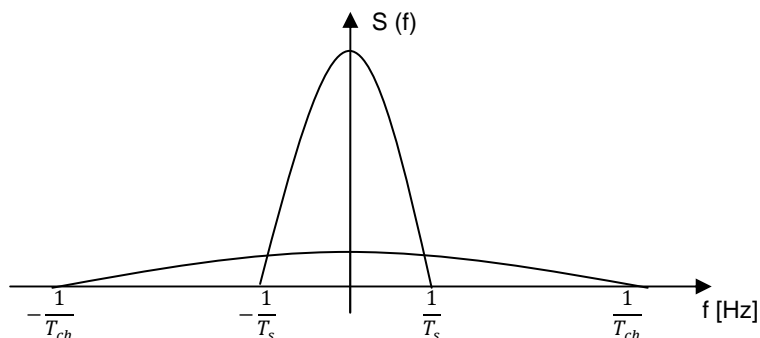
Obr. 2.4. Princip DS - SS

signál $s(t)$ je tvořen součinem (pokud mají oba signály formát bipolární NRZ, v případě unipolárního formátu součtem modulo-2) binárního signálu $s(t)$ s bitovou rychlostí f_s a rozprostírací sekvence $c(t)$ s mnohem větší bitovou rychlostí f_{ch} - časové průběhy signálů jsou zobrazeny na obr. 2.5. Bitová rychlost f_{ch} rozprostírací sekvence a rozprostřeného signálu se z důvodu vzájemného rozlišení označuje jako rychlost chipová (*chip rate*). Bity rozprostřeného signálu a rozprostírací sekvence se nazývají chipy. U výsledného signálu se po rozprostření signálu výrazně rozšíří spektrum a současně se sníží jeho spektrální výkonová hustota (obr. 2.6.). Poměr mezi šířkou pásma rozprostřeného širokopásmového signálu W a původního signálu B se nazývá činitel rozprostírání SF (*Spreading factor*). Na přijímací straně jsou provedeny operace opačné k operacím ve vysílači. Nejdříve je přijatý signál konvertován



Obr. 2.5. Časové průběhy v modulátoru a demodulátoru DS-SS

do základního pásma a poté derozprostřen násobením se shodnou posloupností $c(t)$ jako ve vysílači v přesném časovém synchronismu. Po derozprostření následuje integrátor (korelační



Obr. 2.6. Porovnání frekvenčních spekter rozprostřeného a původního signálu systému DS-SS

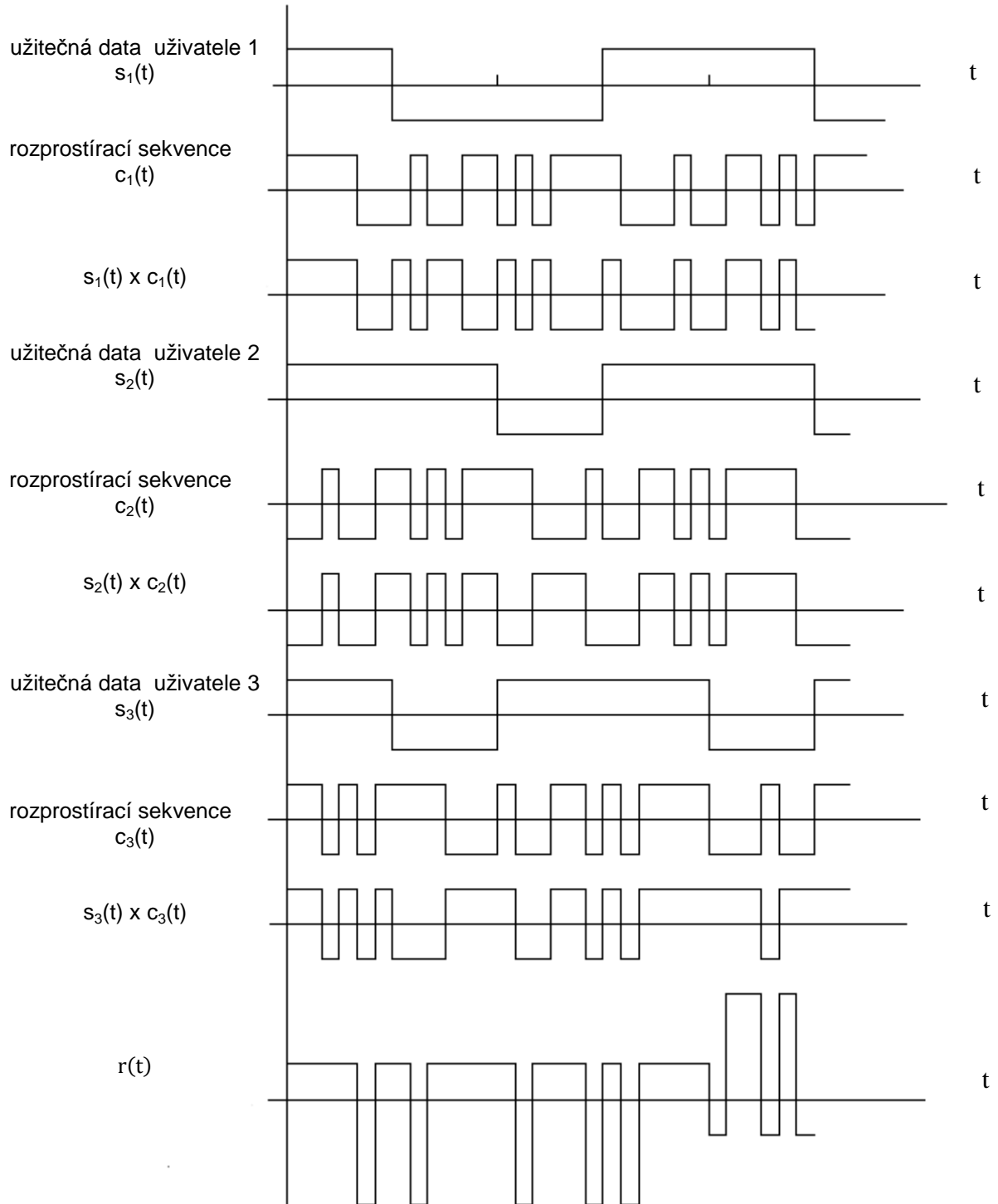
přijímač) a rozhodovací obvod. Použitím integrátoru dojde ke zlepšení poměru signálu k šumu (obr. 2.8) v závislosti na hodnotě činitele rozprostírání SF . Proto se činitel rozprostírání označuje také jako procesní zisk G_p (*Processing Gain*). Platí tedy

$$SF = G_p = \frac{W}{B} = \frac{f_{ch}}{f_s}. \quad (2.1)$$

Způsob obnovení užitečného signálu při přítomnosti dvou rušivých signálů (rozprostřených dat od jiných uživatelů) signálů je ilustrován na obr. 2.7 a obr. 2.8. Předpokládejme, že chceme na straně přijímače dekódovat data od uživatele I . Přijatý signál $r(t)$, který je tvořen součtem signálů všech tří uživatelů je nejdříve demodulován (derozprostřen, vynásoben identickou rozprostírací sekvencí c_I). Takto demodulovaný signál je po dobu jedné symbolové periody integrován a poté pomocí komparátoru obnoven jeho formát.

Jestliže je šum v kanálu zanedbatelný, můžeme psát pro součet všech tří signálů

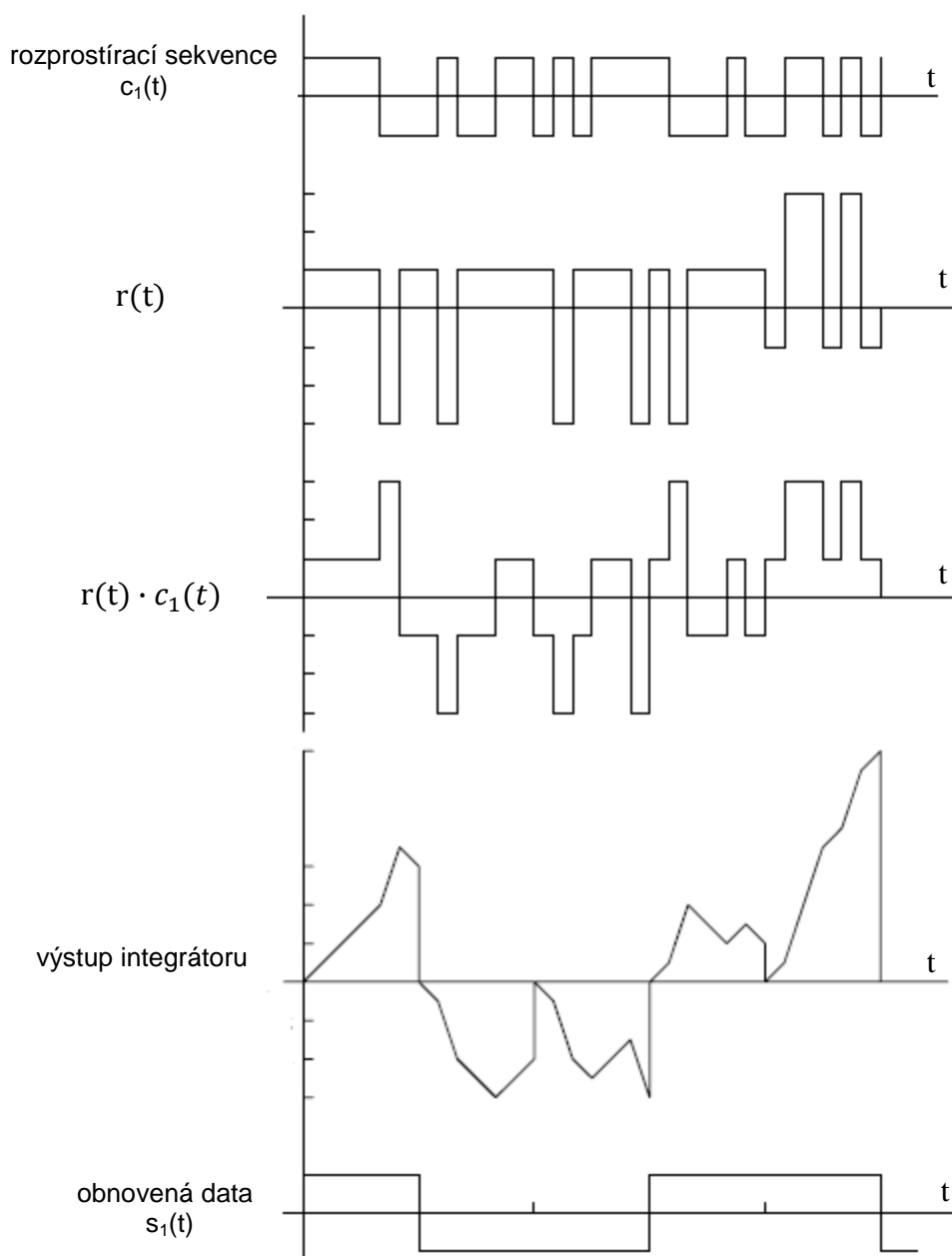
$$r(t) = \sum_{i=1}^3 s_i(t) \cdot c_i(t).$$



Obr. 2.7. Časové průběhy na vysílací straně systému

Násobíme-li nyní tento signál rozprostírací sekvencí $c_1(t)$ prvního uživatele, dostaneme

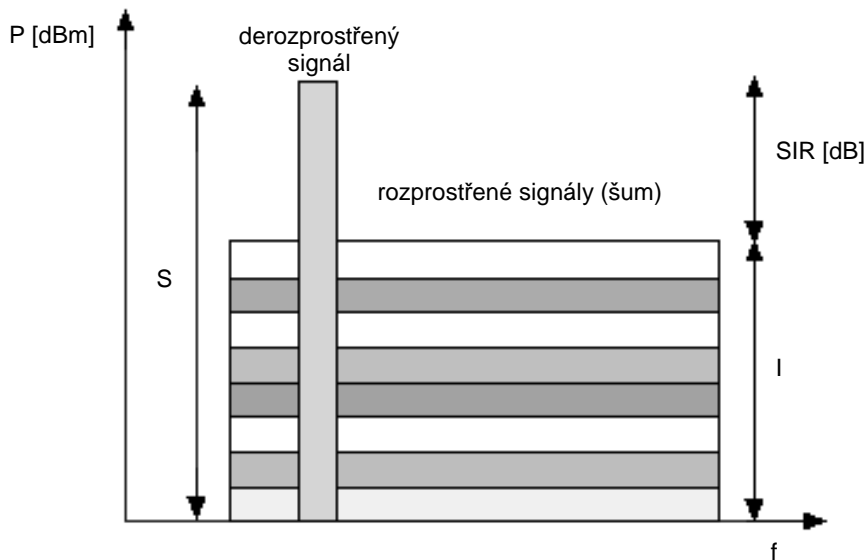
$$r_1(t) = c_1(t) \cdot \sum_{i=1}^3 s_i(t) \cdot c_i(t) = s_1(t) \cdot c_1(t) \cdot c_1(t) + s_2(t) \cdot c_1(t) \cdot c_2(t) + \\ + s_3(t) \cdot c_1(t) \cdot c_3(t).$$



Obr. 2.8. Časové průběhy na přijímací straně systému

Rozprostírací kódy mají nízkou vzájemnou korelaci (viz. dále), díky čemu se druhý a třetí člen v rovnici neuplatní a na výstupu tedy získáme signál $s_1(t)$, který se shoduje se signálem

vyslaným. Je tedy vidět, že v jednom rádiovém kanálu může existovat více signálů bez vzájemného ovlivňování. Proces derozprostření při větším počtu rušivých signálů je znázorněn na obr. 2.9. Tyto širokopásmové rušivé signály je možné považovat za šum a jejich součet je dána celková úroveň interferencí I . Aby bylo možné signál v přijímači obnovit, musí být úroveň interferencí I nižší, než je úroveň derozprostřeného signálu S . Tento poměr se označuje SIR (*Signal to Interference Ratio*).



Obr. 2.9. Derozprostření signálu

Aby bylo možné rozprostřené signály na straně přijímače obnovit, musí být použité kódy vzájemně ortogonální. Požadujeme tedy, aby pro vzájemnou korelační funkci dvou kódů c_1 a c_2 s libovolným vzájemným časovým posunem n platilo

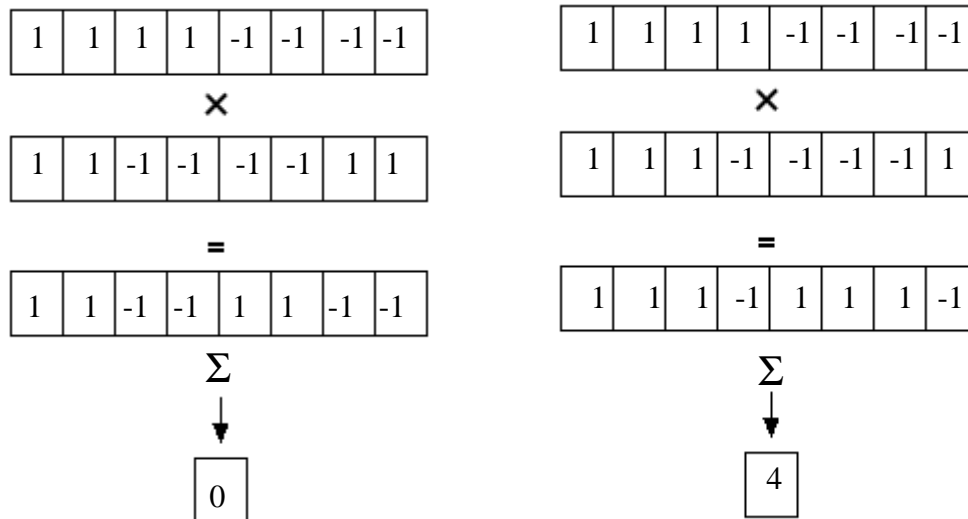
$$R_{i,k}(n) = \sum_{m=1}^N c_i(m) \cdot c_k(m+n) = 0 \quad (2.2)$$

Tuto rovnici lze obecně splnit pouze pro nulové časové posuny $n = 0$, tedy při přesné časové synchronizaci. Té však nelze při praktickém použití dosáhnout a je nutné použít další kódy s odlišnými vlastnostmi. Konkrétně v systému UMTS jsou používány dva odlišné typy kódů. Jsou to kódy rozprostírací (*spreading codes, channelization codes*) a skramblovací (*scrambling codes*).

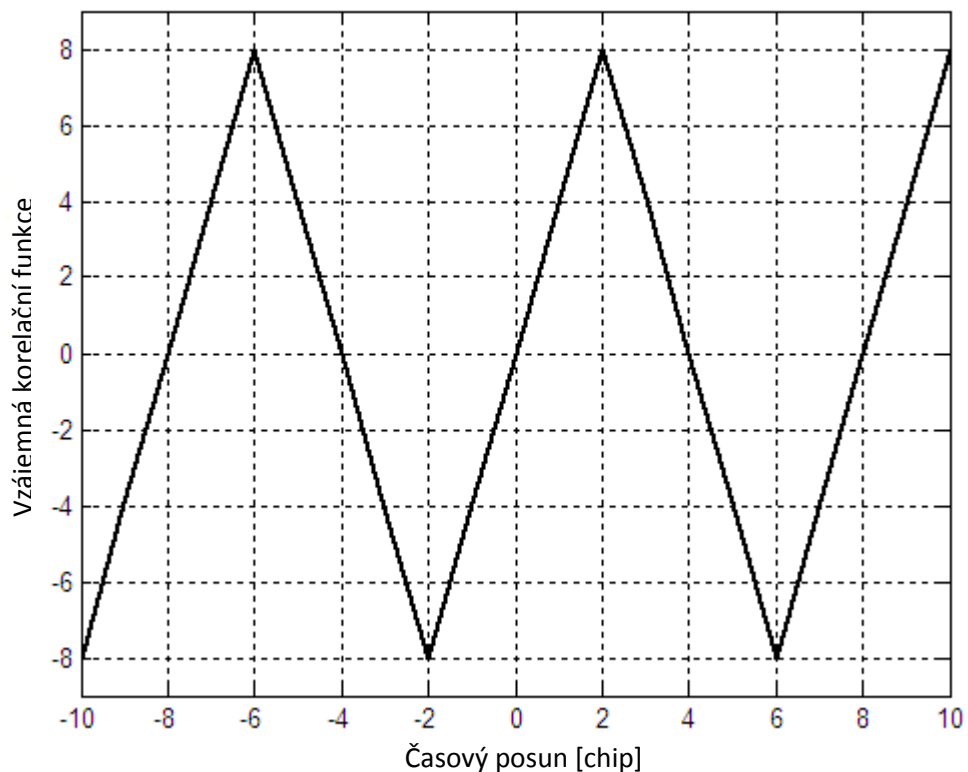
Rozprostírací kódy

Pro odlišení jednotlivých kanálů se používají ortogonální kódy s proměnnou délkou OVFSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*), které jsou tvořeny tzv. Walshovými funkcemi proměnné délky [6]. Základní vlastností těchto funkcí je jejich ortogonalita – jestliže jsou dvě různé funkce stejné délky spolu násobeny a integrovány přes jejich délku (korelovány), výsledek je roven nule. Tato vlastnost je pro dvě funkce o délce osmi chipů znázorněna na obr. 2.10 vlevo. Přiřadíme-li tedy na vysílací straně dvěma uživatelům různé Walshovy funkce jako rozprostírací kódy, můžeme je derozprostřením na přijímací straně

opět oddělit. Posuneme-li však jednu z funkcí například o jeden chip, součet hodnot po vzájemném vynásobení již bude různý od nuly (obr. 2.10 vpravo). Tyto funkce jsou tedy ortogonální pouze při nulovém vzájemném časovém posunu. Vzájemná korelační funkce, která udává hodnoty korelace pro různé časové posunutí je na obr. 2.11. Z jejího průběhu je zřejmé, že pro posun ± 2 a ± 6 chipů nabývá vysokých hodnot a může proto docházet k interferencím mezi jednotlivými uživateli.

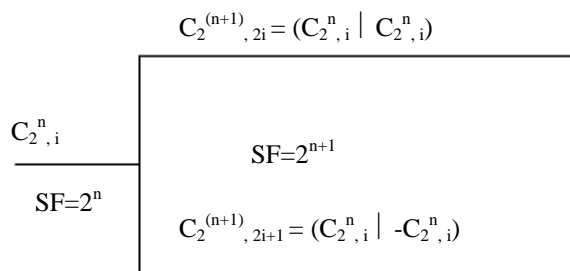


Obr. 2.10. Korelace Walshových funkcí



Obr. 2.11. Vzájemná korelační funkce Walshových funkcí

V systému UMTS jsou rozdílné bitové rychlosti signálu dosahovány použitím Walshových funkcí s rozdílnou délkou. Po rozprostření signálu je každý bit datového signálu reprezentován určitým počtem chipů. Poměr chipové a bitové rychlosti je roven činiteli

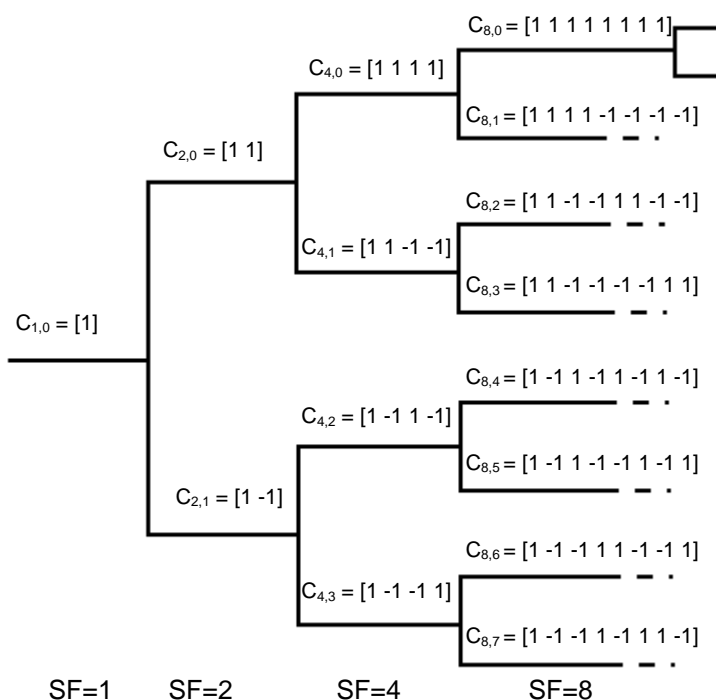


Obr. 2.12. Generování rozprostíracích kódů

rozprostírání SF (*Spreading Factor*). Rozprostírací kódy lze znázornit pomocí stromové struktury, kde každý kód o délce N může být použit k získání dalšího kódu o délce $2N$. Kód s vyšším SF získáme dvojnásobným zkopírováním výchozího kódu do horní větve; do spodní větve zkopírujeme jednou kód původní a u druhé kopie změnímme znaménko (obr. 2.12). Označení kódů je $C_{x,y}$, kde x značí délku kódu nebo SF a y index

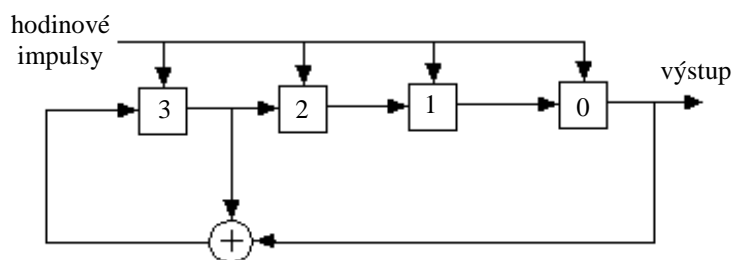
kódu a zároveň počet průchodu nulou. Systém UMTS používá rozprostírací kódy s délkou od 4 do 512 chipů, strom pro generování těchto kódů je na obr. 2.13. Kódy, které leží v různých větvích tohoto stromu jsou ortogonální. Nesmíme však volit kódy nacházející se na stejné cestě od počátku C_{10} (jestliže např. vybereme ze stromu na obr. 2.13. kód $C_{8,7}$, nesmíme již volit kódy $C_{4,3}$ a $C_{2,1}$, ale také $C_{16,14}$, $C_{16,15}$ atd.), protože tyto kódy nejsou ortogonální a mohlo by docházet k nežádoucím interferencím. Tímto způsobem je možný počet kódů použitelných v jednom okamžiku omezen.

Jak bylo uvedeno, výhodných vlastností Walshových funkcí lze využít pouze při dokonalé časové synchronizaci. Při zpoždění signálu (např. vícecestným šířením) by došlo ke zvýšení interferencí díky nenulovým hodnotám vzájemné korelační funkce. Z tohoto důvodu je nutné pro oddělení kanálů z různých zdrojů použít tzv. skramblovací kódy, které mají nízké (ideálně nulové) hodnoty vzájemných korelačních funkcí pro nenulové časové posuvy.



Obr. 2.13. Strom pro generování OVSF kódů

Skramblovací kódy



Obr. 2.14. LFSR registr pro generování PN sekvencí

Základním stavebním prvkem skramblovacích kódů jsou PN sekvence (*Pseudo – Noise sequences*). Tyto sekvence jsou generovány pomocí lineárního zpětnovazebního posuvného registru LFSR (*Linear Feedback Shift Register*). Způsob zapojení zpětných vazeb udává tzv.

generující polynom (rozsáhle o této problematice teoreticky pojednává [6]). Na obr. 2.14 je zobrazen čtyřstupňový LFSR, u kterého jsou výstupy ze stupňů 3 a 0 sečteny (modulo-2) a přivedeny zpět na stupeň 3. Generující polynom pro toto zapojení má tvar $g(x) = x^4 + x^3 + 1$. Počáteční stav (*initial conditions*) všech stupňů je 1. Po příchodu prvního hodinového impulsu se stav stupňů změní na hodnoty 0, 1, 1 a 1, při dalším 1, 0, 1, 1 atd. Po příchodu 15. hodinového impulsu bude stav stupňů opět 1, 1, 1, 1 a hodnoty stavů se budou opakovat. Výstupní sekvenci je možno odebírat z kteréhokoliv stupně, pro stupeň 0 je následující: 1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0. Stejná sekvence, ovšem s jiným zpožděním bude generována i pro jiné počáteční stavy (s výjimkou, kdy by byly počáteční stavy všech registrů rovny nule). Protože je výstupní sekvence periodická, ale s náhodným rozložením bitů, nazývají se takovéto kódy jako pseudonáhodné (*pseudo-random*).

V uvedeném příkladě se generovaná sekvence opakuje po 15 hodinových impulsích. Její perioda je tedy 15 bitů, což je maximální možná hodnota, kterou lze u čtyřstupňového posuvného registru dosáhnout. Sekvence s maximální možnou délkou $2^n - 1$ (kde n je počet stupňů registru) se nazývají jako m-sequence (*maximal sequence, maximum-length sequence*). Délku sekvence určuje zapojení zpětných vazeb – generující polynomy určující m-sequence mají specifické vlastnosti. Tabulky těchto polynomů lze nalézt např. v [6].

Sekvence vygenerovaná v LFSR registru dle obr. 2.14 má v jedné periodě 8 jedniček a 7 nul – jejich počet se liší o 1. Dále má uvažovaná sekvence jeden běh délky 4 (**1 1 1 1 0.**), jeden běh délky 3 (**..0 1 0 0 0.**), dva běhy délky 2 (**..0 1 1 0 0 1 ..**) a podobně 4 běhy délky 1. Tyto vlastnosti lze dle [2] zobecnit v následující vlastnosti m-sequencí:

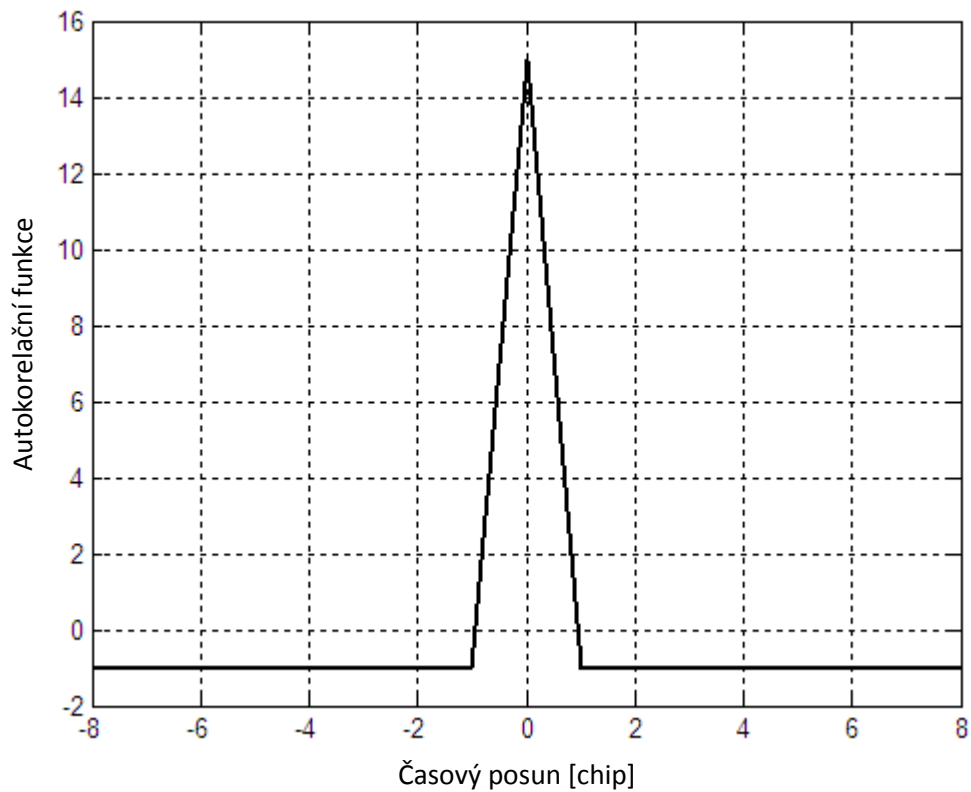
- V úplné periodě $P = 2^n - 1$ se celkový počet jedniček a nul liší nejvýše o 1.
- Existuje 2^{n-1} běhů za sebou jdoucích jedniček a nul, 2^{n-2} běhů délky 1, 2^{n-3} běhů délky 2, 2^{n-4} běhů délky 4, atd. Existuje vždy jeden běh nul délky $(n-1)$ a jeden běh samých jedniček délky n .
- Autokorelační funkce $C(j)$ periodické sekvence $\{b_n\}$ s periodou N , která je pro sekvence nabývající hodnot $+1$ a -1 definována

$$R_{i,i}(n) = \sum_{m=1}^N c_i(m) \cdot c_i(m+n), \quad (2.3)$$

nabývá pouze dvou hodnot

$$R_{i,i}(n) = \begin{cases} N, & \text{jestliže } n = 0 \\ -1, & \text{jestliže } 0 < n < N. \end{cases} \quad (2.4)$$

Grafické znázornění autokorelační funkce je na následujícím obrázku. Maximální hodnoty nabývá v okamžiku, kdy sekvence začíná. Díky tomu lze jednoznačně určit začátek sekvence a využít ji pro synchronizaci přijímače.



Obr. 2.15. Autokorelační funkce PN sekvence

Vzájemná korelační funkce dvou m-sekvencí c_i a c_k , která je definována vztahem

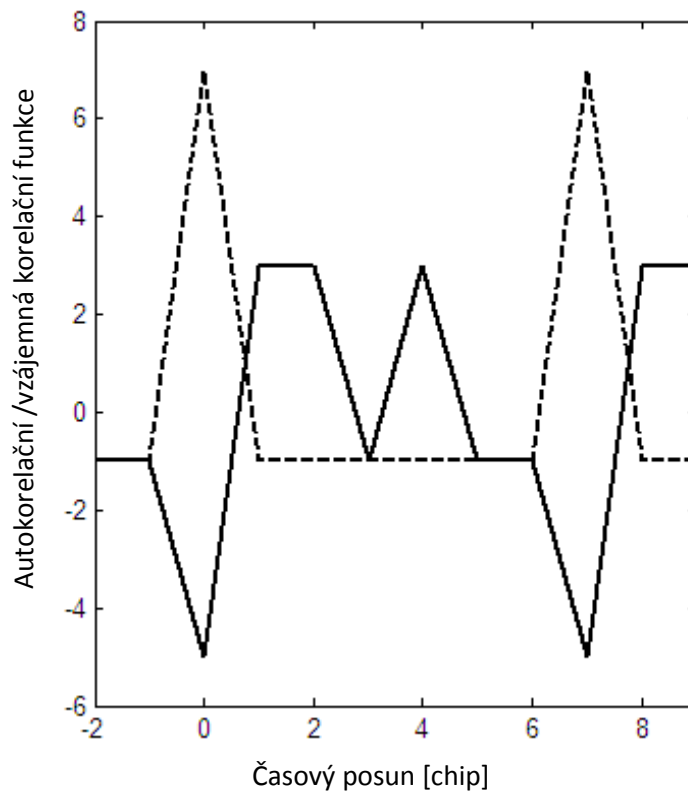
$$R_{i,k}(n) = \sum_{m=1}^N c_i(m) \cdot c_k(m+n). \quad (2.5)$$

Mějme např. dvě m-sekvence délky $P=7$: $S_1 = (1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1)$ a $S_2 = (-1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1)$. Pro první dvě hodnoty jejich vzájemné korelační funkce platí:

$$\begin{array}{r} R_{1,2}(0) \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \\ \times \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \\ \hline -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \end{array} \Rightarrow R_{1,2}(0) = -5$$

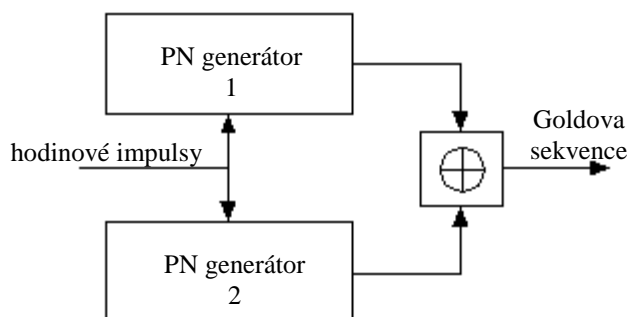
$$\begin{array}{r} R_{1,2}(1) \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \\ \times \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \\ \hline 1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \end{array} \Rightarrow R_{1,2}(1) = 3.$$

Obdobně je možno vypočítat ostatní hodnoty. Průběh vzájemné korelační funkce je na obr. 2.16 plnou čarou, čárkovaně je zobrazena autokorelační funkce sekvence S_1 . Z tohoto grafu je patrné, že maximální hodnota autokorelační funkce sekvence S_1 je velmi blízká hodnotám vzájemné korelační funkce sekvencí S_1 a S_2 . Jestliže se chce uživatel synchronizovat pomocí vyhledání špičky autokorelační funkce sekvence S_1 , může dojít k nesprávné synchronizaci díky relativně vysokým hodnotám vzájemné korelační funkce sekvencí S_1 a S_2 (S_2 je přidělen jinému uživateli).



Obr. 2.16. Autokorelační a vzájemná korelační funkce PN sekvencí

Nevhodné vlastnosti vzájemné korelační funkce PN sekvencí je možno odstranit



Obr. 2.17. Generátor Goldových sekvencí

použitím tzv. Goldových sekvencí (*Gold Sequences*). Goldovy sekvence vzniknou sečítáním modulo-2 dvou PN sekvencí stejné délky, ale generovaných různými LFSR registry (s různými generujícími polynomy) podle obr. 2.17. Je-li délka obou PN sekvencí $P = 2^n - 1$, výsledná sekvence má opět délku periody rovnu P . Zpožděním jedné PN sekvence získáme jinou Goldovu sekvenci, celkem tedy P různých sekvencí - to je další výhoda, protože počet m -

sekvencí N jednotlivých délek P je velmi omezen jak je vidět z tabulky 2.1 [6].

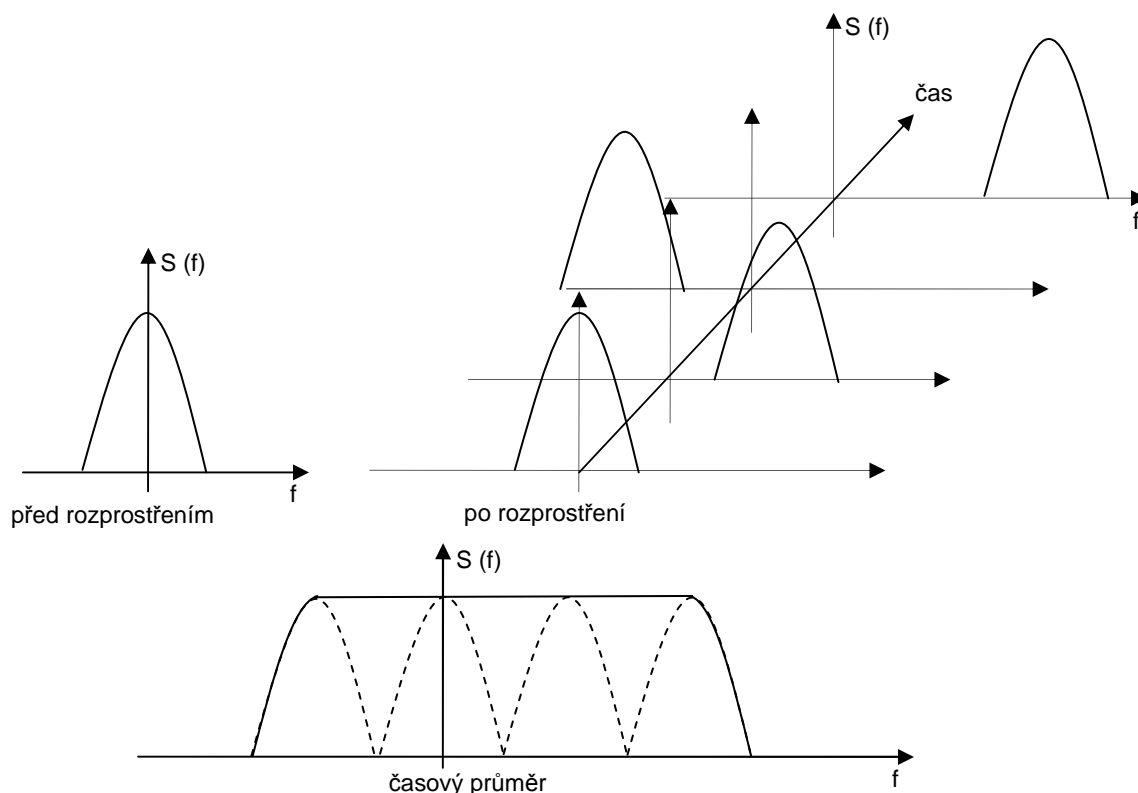
Výhodných vlastností vzájemných korelačních funkcí Goldových sekvencí dosáhneme použitím tzv. preferovaných párů (*preffered pairs*) generujících polynomů. V tomto případě platí, že nejvyšší hodnota vzájemné korelační funkce Goldových sekvencí není vyšší než minimální hodnota vzájemné korelační funkce použitých m-sekvencí [6].

n	$P=2^n-1$	$N_{m-sek}(n)$
2	3	1
3	7	2
4	15	2
5	31	6
6	63	6
7	127	18
8	255	16
9	511	48
10	1023	60

Tab. 2.1. Počet m-sekvencí v závislosti na délce P

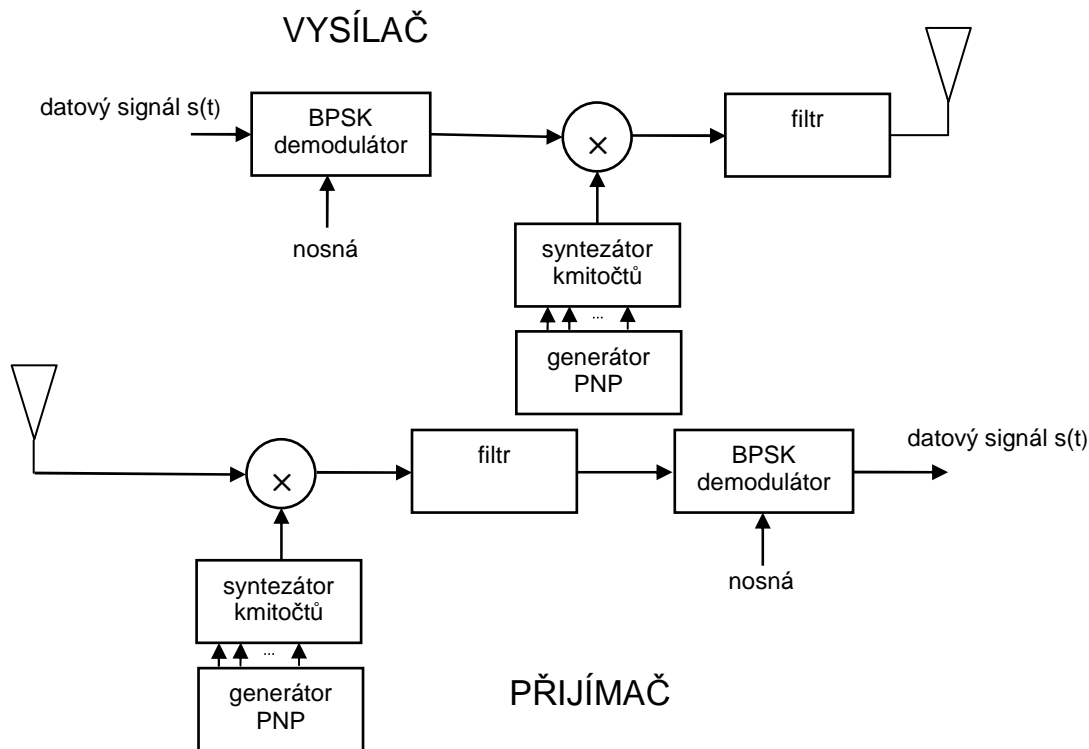
2.2.2 Systémy s kmitočtovým skákáním

Dalším způsobem rozptřeni spektra je tzv. kmitočtové skákání. V těchto systémech, označovaných FH-SS, je frekvence vysokofrekvenční nosné vlny periodicky měněna velkým počtem diskretních hodnot N v daném frekvenčním pásmu. Tímto „skákáním“, které může mít pseudonáhodný charakter, je frekvenční pásmo rozšířeno v závislosti na N (obr. 2.18). Výhodou je odolnost proti odposlechu a proti rušení, protože jedno frekvenční pásmo je používáno pouze po určitou dobu (úměrná hodnotě $1/N$) z celkového času komunikace.



Obr. 2.18. Znázornění frekvenčního spektra systému FH-SS

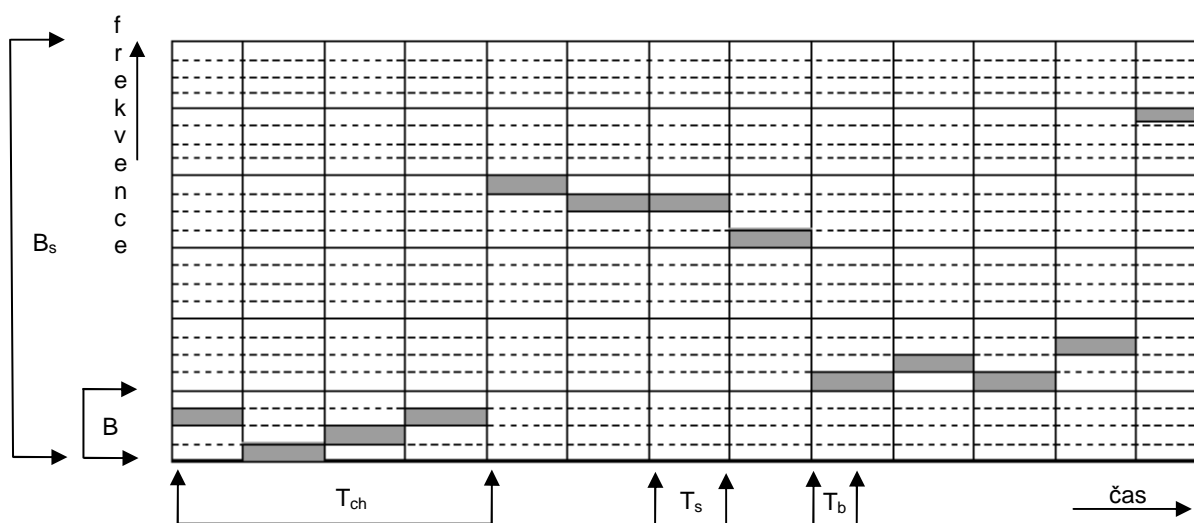
Schéma modulátoru a demodulátoru je opět pro modulaci BPSK znázorněno na obr. 2.19. Modulovaná data jsou násobena „skákaající“ nosnou vlnou, která se mění s chipovou periodou T_{ch} . V přijímači je původní signál získán inverzním postupem k operacím ve



Obr. 2.19. Princip FH - SS

vysílači. Rozšíření spektra je tedy uměrné počtu použitých frekvencí N a nezávisí na hodnotě T_{ch} jak je tomu u DS-SS. Chipová perioda, může být z tohoto důvodu vyšší i nižší v porovnání s bitovou periodou T_b (případně symbolovou periodou T_s v případě použití vícestavových modulací).

Platí-li $T_{ch} > T_s$, jedná se o tzv. pomalé kmitočtové skákání (*slow frequency hopping*).

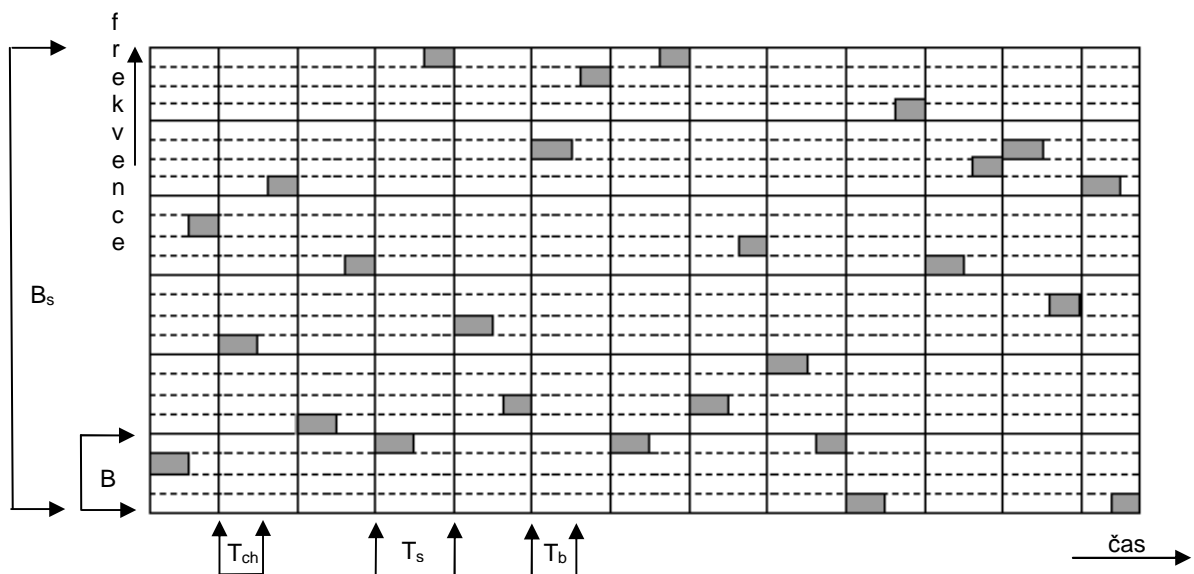


Obr. 2.20. Znázornění pomalého kmitočtového skákání

Na obr. 2.20 je znázorněno obsazené frekvenční pásmo v závislosti na čase s uvažováním jak datové modulace tak kmitočtového skákání. Zvolme $T_{ch} = 4T_s$, $N=6$ a modulaci 4-FSK ($T_b =$

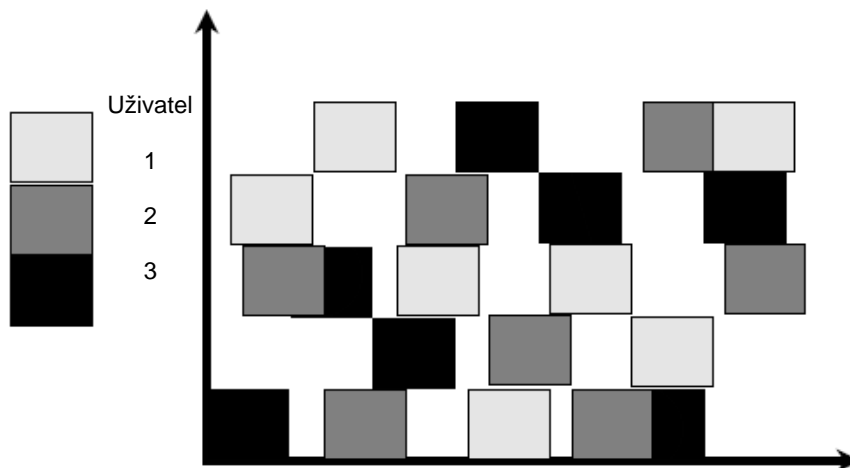
$T_s/2$). Dále označme potřebnou šířku pásma 4-FSK modulace B a šířku rozprostřeného spektra B_s . Je vidět, že každých T_s sekund je frekvence změněna na jeden ze čtyř symbolů v závislosti na vstupních datech. Navíc je každou periodu T_{ch} změněna frekvence v závislosti na pseudonáhodné posloupnosti, která řídí kmitočtové skákání.

Je-li naopak $T_{ch} < T_s$, jedná se o rychlé kmitočtové skákání (*fast frequency hopping*), které je zobrazeno na obr. 2.21 se stejnými parametry jako pro pomalé kmitočtové skákání. Rychlé kmitočtové skákání má výhodnější vlastnosti proti pomalému, protože poskytuje frekvenční diverzitu na úrovni symbolů.



Obr. 2.21. Znázornění rychlého kmitočtového skákání

Při rozptření s kmitočtovým skákáním je možno obdobně jako u systémů s přímým rozptřením použít odlišné PN kódy a tím umožnit komunikaci více uživatelů. Odlišné kódy způsobí odlišné frekvence jednotlivých skoků, může však docházet ke kolizím (obr. 2.22). Kolizím je možno předcházet pouze dokonalou časovou synchronizací.

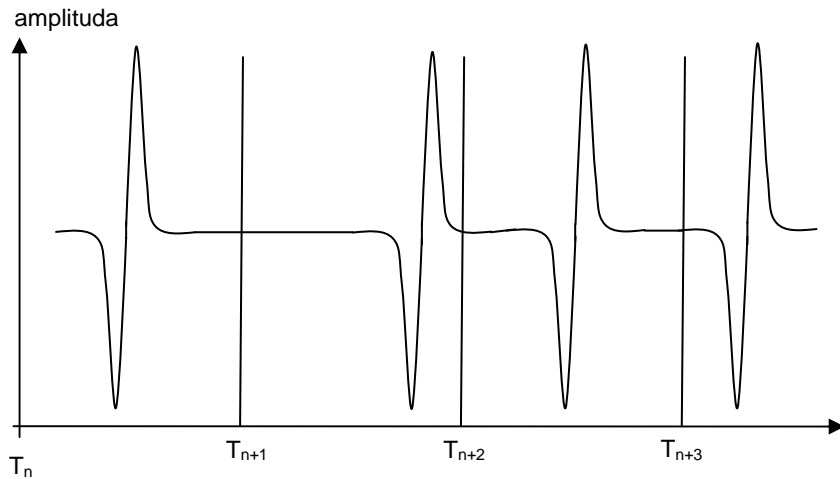


Obr. 2.22. Kolize v systému FH-SS

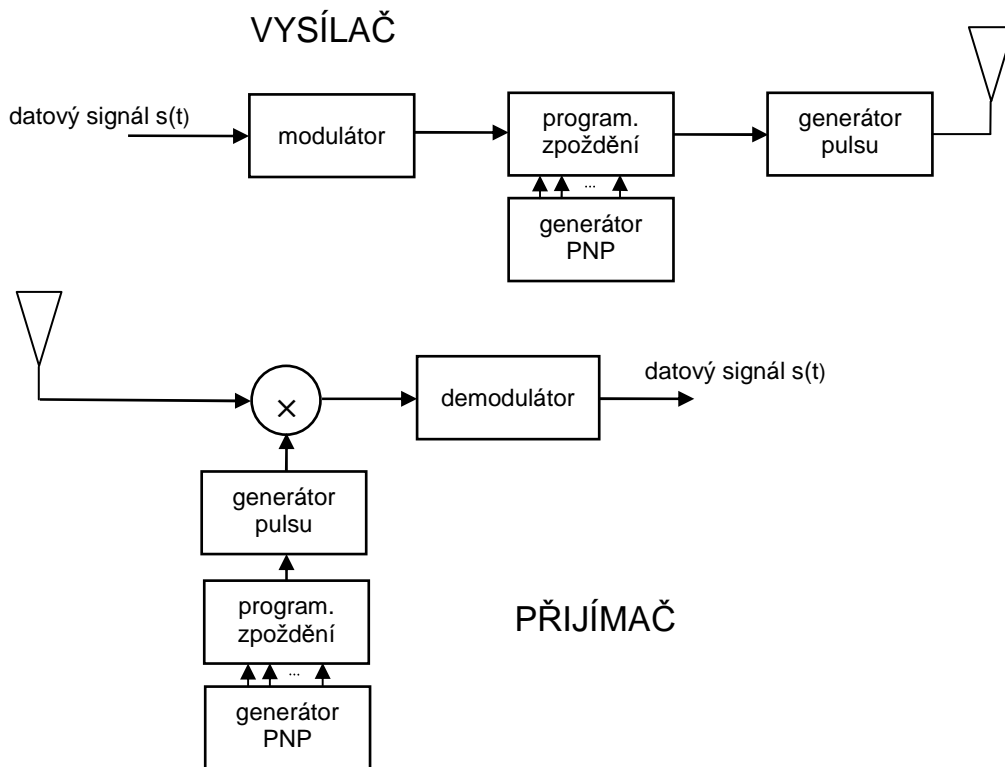
2.2.3 Systémy s časovým skákáním

V systémech s časovým skákáním je vysílán krátký puls, který je polohově modulovaný v závislosti na datovém signálu. Používají se speciální impulsy (Gaussovy monocykly), viz [18]. Frekvenční spektrum impulsu o délce trvání 0,5 ns zabírá pásmo od 1GHz do 3 GHz se střední frekvencí 2GHz. Dalším časovým posunutím v rámci dlouhého

časového intervalu podle pseudonáhodného kódu (obr. 2.23) dojde ke změně spektra, které má charakter bílého šumu. Možné provedení blokové schématu TH systému je na obr. 2.24.



Obr. 2.23. Časový průběh signálu v systému TH-SS



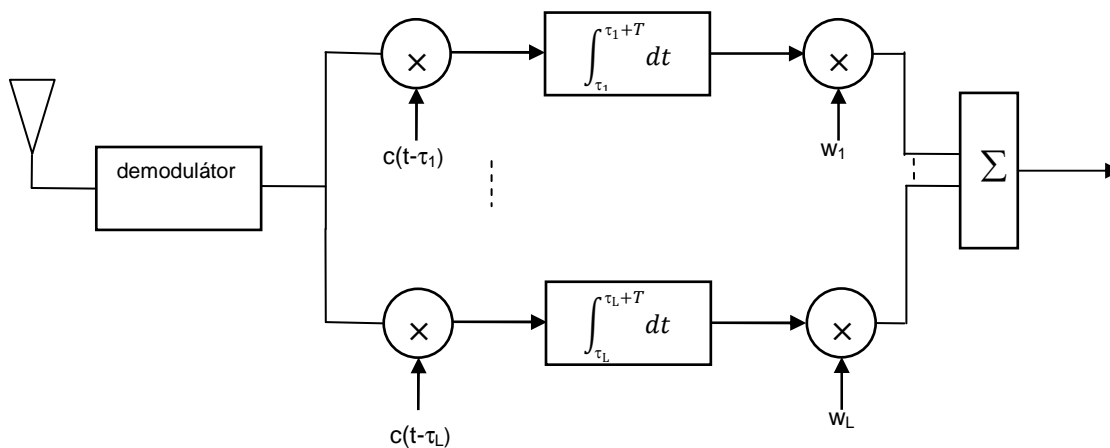
Obr. 2.24. Princip TH - SS

2.3 Vícecestné šíření signálu

Širokopásmové systémy poskytují některé výhody, kterých není v úzkopásmových systémech možno využít. Je to především snížení vlivu úniku a využití vícecestného šíření signálu.

Signál přijatý anténou mobilní stanice se skládá z množství vln, které jsou rozdílným způsobem odrazeny a zpožděny. Při pohybu mobilní stanice se hodnoty útlumu a zpoždění s časem mění a úroveň signálu kolísá. Pokud je šířka pásma přenášeného signálu malá v porovnání s koherentní šířkou pásma [3], rozdílné kmitočtové složky jsou ovlivňovány stejným způsobem a mění se v čase stejným způsobem. V místě příjmu dochází k jejich skládání a dochází k úniku, který se označuje jako plochý (*flat fading*). Je-li naopak šířka pásma přenášeného signálu větší než koherentní šířka pásma, vlastnosti jednotlivých frekvenčních složek jsou postihovány rozdílným útlumem a rozdílným fázovým posuvem – dochází k frekvenčně selektivnímu úniku. Při skládání těchto vzájemně nezávislých (nekorelovaných) frekvenčních složek může docházet ke snížení počtu úniků.

Použitím vysokých chipových rychlostí je délka chipové periody T_c (0,2604 μ s pro $f_{chip}=3,84$ Mchip/s) nižší než doby zpoždění signálu při vícecestném šíření. To by vyvolalo v tradičních systémech rušivé jevy, ale v systémech s rozprostřeným spektrem poskytuje výhody. Využívá se výhodných vlastností autokorelačních funkcí PN sekvencí (obr. 2.15), jejichž hodnoty jsou pro větší časová zpoždění než jedna chipová perioda velmi malé. Z tohoto důvodu mohou být jednotlivé zpožděné signály v korelačním přijímači identifikovány a při vhodném zpracování umožňují diverzitní příjem. Zpoždění způsobené vícecestným šířením tedy musí být větší než chipová perioda, ale také menší v porovnání se symbolovou periodou aby nedocházelo k intersymbolovým interferencím ISI. Přijímač, který



Obr. 2.25. Přijímač RAKE

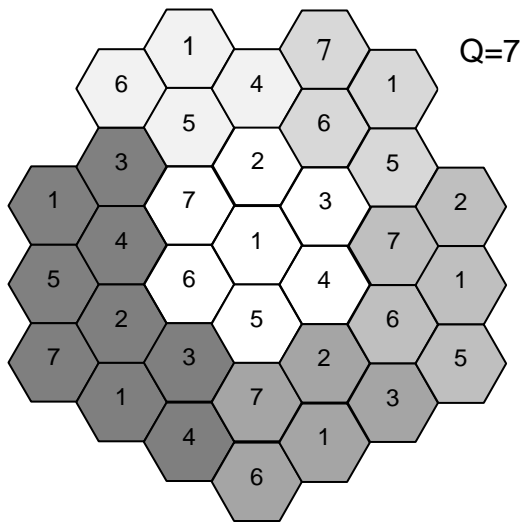
umožňuje zpracování takových signálů se nazývá přijímač RAKE (obr. 2.25). Předpokládejme, že přijatý signál je tvořen L složkami, které jsou vzájemně zpožděny o více než T_c . V každé větvi (*finger*) je přijatý signál vynásoben PN kódem zpožděným v závislosti na zpoždění τ_L . Dále je zpracován v korelačním přijímači (maximalizace poměru signál/šum) a sečten se signály v ostatních větvích s vahou w_L . Tyto váhy mohou mít ve všech větvích stejnou hodnotu, nebo se mohou měnit v závislosti na poměru signál/šum v jednotlivých větvích.

Maximální využitelný počet použitelných větví L je omezen v závislosti na rozptylu zpoždění (*delay spread*, [3]). V městském prostředí leží jeho hodnota v rozmezí 0,25-2,5 μs [18], pro system UMTS je tedy využitelný počet větví L 1-10.

Diverzitní příjem způsobený vícecestným šířením výrazně ovlivňuje vlastnosti systémů s rozprostřeným spektrem. Podle [18] je hodnota E_b/N_o nutná pro příjem signálu BPSK s chybovostí 10^{-3} při použití přijímače RAKE s $L=4$ rovna 10 dB, při $L=2$ potom 14 dB. Při nepoužití přijímače RAKE ($L=1$) je $E_b/N_o = 24$ dB.

2.4 Použití systémů CDMA v buňkových sítích

Efektivní hospodaření s frekvenčním spektrem umožňuje buňkové (celulární) uspořádání sítě, znázorněné na obr. 2.26. V tomto uspořádání je obsluhovaná oblast rozdělena na buňky (*cells*), skupiny buněk se nazývají svazky (*clusters*). Přidělený počet kanálů K je vhodně



Obr. 2.26. Buňková struktura sítě

rozdělen do každé z buněk, získáme tedy K/Q skupin kmitočtů (*sets*), kde Q označuje počet buněk ve svazku (*reuse factor*) – na obr 2.26 je $Q=7$. Protože výkon přijímaného signálu klesá exponenciálně se vzdáleností od vysílače, může být stejná skupina kmitočtů použita až po určité vzdálenosti, aby nedošlo k nežádoucím interferencím. Minimální vzdálenosti mezi buňkami se stejnou skupinou kmitočtů (*co-frequency cells*) je dána $D = \sqrt{3Q}d_r$, kde d_r je poloměr buňky a $Q = i^2 + ij + j^2$ (i, j jsou celá čísla) [11].

Pro stanovení vlivu interferencí v buňkových sítích se vyšetřuje poměr

nosná/interference = C/I (*Carrier to Interference*), na kterém je závislá chybovost signálu BER (*Bit Error Rate*). Vezmeme-li v úvahu pouze nejbližší buňky se stejnou skupinou kmitočtů, lze pro poměr C/I v downlinku psát (se zanedbáním tepelného šumu)

$$\frac{C}{I} = \frac{P_r}{\sum_{k=1}^6 I_k}, \quad (2.4)$$

kde P_r je výkon přijímaného užitečného signálu a I_k je výkon signálu přijímaného od k -té buňky. S uvážením, že přijímaný výkon klesá s hodnotou d^α , kde d je vzdálenost přijímače od vysílače a α je mocninný koeficient závislejší na prostředí [6] (obvykle $2 \leq \alpha \leq 6$), platí dle [11] pro nejhorší možný případ na hranici buňky, tj. $d = d_r$ a při předpokladu stejného vysílacího výkonu každé základnové stanice P_t

$$\frac{C}{I} = \frac{\frac{P_t}{d_r^\alpha}}{\sum_{k=1}^6 \frac{P_t}{D_k^\alpha}} = \frac{d_r^{-\alpha}}{6D^{-\alpha}} = \frac{d_r^{-\alpha}}{6(\sqrt{3Q}d_r)^{-\alpha}} = \frac{(\sqrt{3Q})^\alpha}{6}. \quad (2.5)$$

Předpokladem bylo, že vzdálenost k -té základnové stanice je rovna minimální vzdálenosti $D_k = D$, $\forall k$. Zvýšením parametru Q dojde ke zvýšení C/I (snížení BER), ale také snížení počtu kanálů v jednotlivých buňkách.

Uvažujme nyní samostatný systém, která využívá mnohonásobný přístup FDMA, příp. TDMA. Má k dispozici šířku pásma B_T a potřebná datová rychlost pro jednoho uživatele je R_u . Neuvažujeme-li ochranná pásma a předpokládáme-li pro jednoduchost $B_u \equiv R_u$ platí pro kapacitu systém FDMA [11]

$$K_{FDMA} = \frac{B_T}{B_u} = \frac{B_T}{R_u}. \quad (2.6)$$

Obdobně, kapacita TDMA systému s celkovou přenosovou rychlostí R_b^s

$$K_{TDMA} = \frac{R_b^s}{R_u} = \frac{B_T}{R_u}. \quad (2.7)$$

je stejná jako pro FDMA. Jsou-li tyto samostatné systémy použity v buňkovém uspořádání, je počet využitelných kanálů N zmenšen v závislosti na hodnotě faktoru Q

$$N_{TDMA/FDMA} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{B_T}{R_u}. \quad (2.8)$$

V systémech CDMA se používá ve všech buňkách stejné pásmo kmitočtů, tj. $Q=1$ (*universal frequency reuse*). V ideálním případě nevznikají žádné interference uvnitř buňky, stejně jako v sousedních buňkách (při dosažení dokonalé časové synchronizace jsou všechny kódy oddělující jednotlivé kanály ortogonální). Dokonalé časové synchronizace však nelze vždy dosáhnout, např. v uplinku nebo při zpoždění mnohacestným šířením, a proto dochází k interferencím (vzniku rušivých signálů). Protože je v systémech s rozprostřeným spektrem hodnota C/I po demodulaci zvětšena v závislosti na činiteli rozprostírání SF , je chybovost BER závislá na parametru E_b/I_0 (normovaný poměr signál/interference). Při uvažování vzniku rušivých signálů pouze uvnitř buňky (*intra-cell interference*) s K účastníky (kanály) a se zanedbáním tepelného šumu platí [3], [6]

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{C}{I} \cdot \frac{B_T}{R_u} = \frac{C}{I} \cdot SF = \frac{S \cdot SF}{\sum_{i=2}^K I_i}. \quad (2.9)$$

Vztah 2.9 uvažuje obecnější situaci, kdy je výkon užitečného signálu S odlišný od výkonu rušivých signálů I_i . Při ideálním řízení výkonu lze předchozí vztah zjednodušit na tvar

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{SF}{K-1}. \quad (2.10)$$

Z tohoto vztahu je zřejmé, že zvýšením činitele rozprostírání SF při konstantních hodnotě K se zvýší hodnota parametru E_b/I_0 a tím zároveň klesne chybovost BER přenášeného signálu. Jinými slovy, čím vyšší činitel rozprostírání zvolíme, tím vyšší mohou být rušivé interference pro zachování požadované chybovosti BER . Vyjádřením počtu uživatelů K získáme kapacitu systému CDMA pro požadovanou hodnotu E_b/I_0 ($\approx BER$)

$$K_{CDMA} = \frac{SF}{\frac{E_b}{I_0}} + 1 \approx \frac{SF}{\frac{E_b}{I_0}}. \quad (2.11)$$

Další úpravou 2.11 získáme výraz

$$K_{CDMA} = \frac{SF}{\frac{E_b}{I_0}} + 1 = \frac{B_T}{R_u} \cdot \frac{1}{\frac{E_b}{I_0}} + 1 \approx \frac{B_T}{R_u} \cdot \frac{1}{\frac{E_b}{I_0}} \quad (2.12)$$

vhodný pro porovnání ze vztahy 2.6 a 2.7. Je zřejmé, že kapacita systému CDMA je v porovnání se systémy TDMA/FDMA nižší (požadujeme, aby $E_b/I_0 > 1$).

Uvážení interferencí z ostatních buněk (*inter-cell interference*) I_o a zavedením parametru f , který charakterizuje úroveň interferencí, získáme z 2.10

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{SF}{K - 1 + I_o} = \frac{SF}{(K - 1)(1 + \frac{I_o}{K - 1})} = \frac{SF}{(K - 1)(1 + f)}. \quad (2.13)$$

Vyjádřením K získáme počet možných kanálů při omezení interferencemi z ostatních buněk

$$K_{CDMA} = \frac{SF}{\frac{E_b}{I_0}(1 + f)} + 1 \approx \frac{SF}{\frac{E_b}{I_0}(1 + f)} = \frac{B_T}{R_b} \cdot \frac{1}{\frac{E_b}{I_0}(1 + f)}. \quad (2.14)$$

Srovnáním tohoto vztahu se vztahem pro kapacitu systému TDMA/FDMA (2.8) zavedeme faktor Q_{eff} (*effective reuse factor*) $Q_{eff} = (E_b/I_0)(1+f)$ a získáme možný počet kanálů CDMA

$$N_{CDMA} = \frac{1}{Q_{eff}} \frac{B_T}{R_u}.$$

Kapacita systémů TDMA/FDMA je tedy snížena v závislosti na parametru Q , který je pro navržený systém neměnný a je dán požadavkem na mnohonásobné využití skupiny kmitočtů v obsluhované oblasti. Naproti tomu u systémů CDMA je kapacita omezena pouze interferencemi, jejichž velikost se mění a dochází tedy i ke změně kapacity (velikosti buňky). Tento jev se nazývá *cell-breathing* [2]. Použití jednoho pásma kmitočtů v celé obsluhované oblasti umožňuje použití tzv. měkkého handoveru (*soft-handover*) (viz. dále).

2.5 Soft handover

Při pohybu účastníka v buňkovém uspořádání sítě je nutné udržovat spojení i při přechodu z jedné buňky do druhé. Procedura, která umožňuje změnu obsluhované základnové stanice se nazývá handover (HO). Handover je také možno použít v případě, kdy nedojde ke změně základnové stanice, ale změní se pouze frekvenční kanál či timeslot. V systémech TDMA/FDMA musí být spojení nejdříve zrušeno a poté znovu sestaveno s novou základnovou stanicí (pokud nechceme využívat dva různé kanály současně a snižovat tím kapacitu). Takový handover, při kterém dochází ke krátkodobému přerušení spojení se nazývá *hard-handover*. Při jeho použití vzniká riziko, že při přeladování mobilní stanice dojde k přerušení spojení.

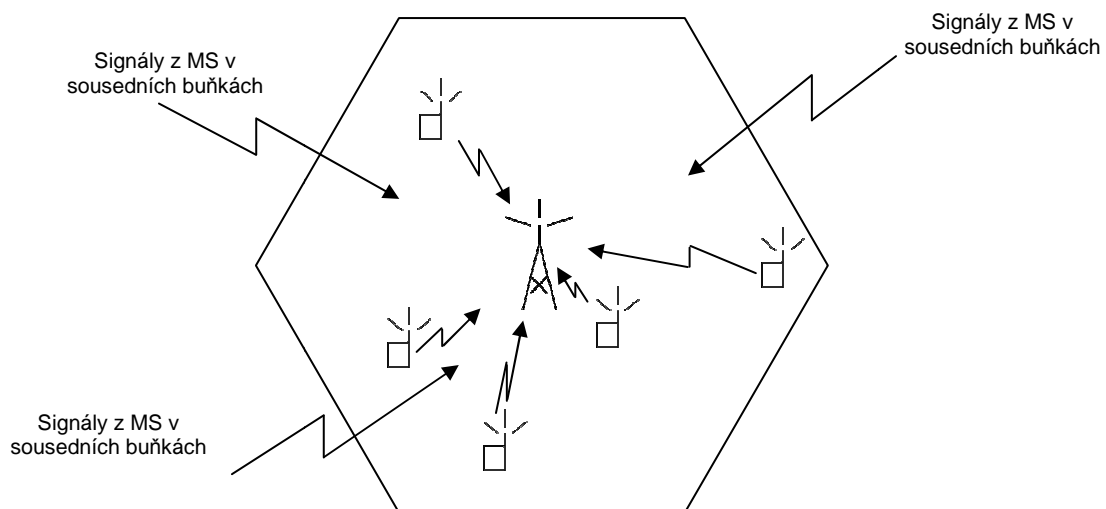
Protože v systémech CDMA je v sousedních buňkách použito stejných frekvenčních pásem, je možno využít *soft handover* (SHO). Při SHO je nejdříve sestaveno spojení s novou základnovou stanicí a teprve poté je spojení zrušeno - snižuje se tak pravděpodobnost přerušení spoje při provádění handoveru.

Další výhodou SHO je vznik tzv. *makrodiverzity*. Systémy CDMA poskytují základní diverzitu při příjmu odražených signálů pomocí přijímače RAKE. Lze tak eliminovat *Rayleighův únik* (kolísání intenzity přijímaného signálu v závislosti na pohybu přijímače a/nebo překážek). Jako ve všech bezdrátových systémech se však projevuje tzv. *log-normal zastínění* [3] způsobené zastíněním terénními překážkami, budovami atd., proti kterému je použití přijímače RAKE neúčinné. Protože při SHO je udržováno spojení s několika základnovými stanicemi současně, je při zastínění signálu z jedné základnové stanice velká pravděpodobnost, že signály z ostatní zastíněny nebudou.

2.6 Způsob spojení v buňkových sítích

Po uvedení základních vlastností systémů CDMA je možné popsat jejich typické vlastnosti při použití v buňkových sítích. Ty jsou odlišné pro *uplink* UL (vzestupná trasa od mobilní stanice MS k základnové stanici) a *downlink* DL (sestupná trasa od základnové stanice k mobilní stanici).

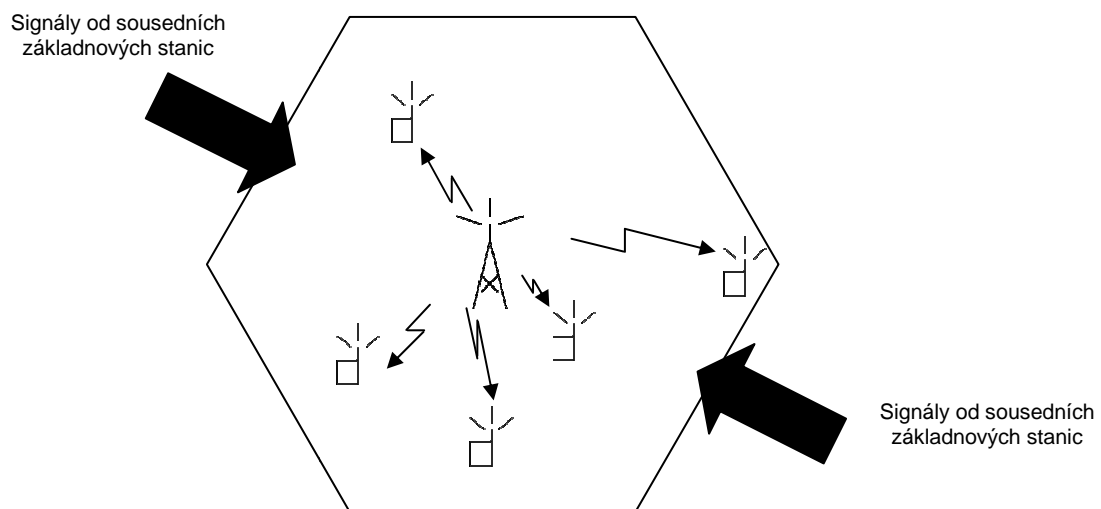
Situace v UL je znázorněna na obr. 2.27. Synchronizaci mezi přicházejícími signály je složité dosáhnout, a proto budeme předpokládat, že signály nejsou vzájemně ortogonální.



Obr. 2.27. Znázornění uplinku

Interference pocházející jak z vlastní tak z okolních buněk jsou tvořeny součtem velkého množství signálů s malým výkonem. Dochází tak k jevu průměrování interferencí (*interference averaging* [19]), díky kterému nemusí být systém navržen pro nejhorší teoreticky možnou hodnotu interferencí.

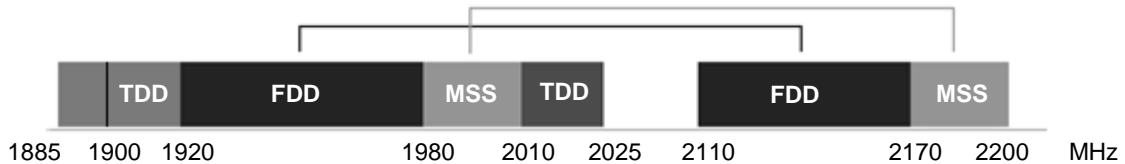
V DL (obr. 2.28.) jsou všechny signály vysílány současně, z důvodu mnohacestného šíření však dochází k jejich zpoždování a interferencím mezi jednotlivými kanály v rámci jedné buňky. Na rozdíl od UL jsou rušivé signály z ostatních buněk tvořeny malým množstvím signálů s relativně velkým výkonem a nedochází zde k jejich průměrování. Dalším rozdílem mezi UL a DL je v provedení *soft-handover*. V UL je *soft-handover* dosažen pouhým přijímáním signálu od mobilní stanice různými základnovými stanicemi a dalším předáním ke zpracování. V DL je nutné vytvořit zvláštní kanál s jedinečným ortogonálním kódem, čímž je snižována kapacita systému.



Obr. 2.28. Znáznění downlinku

3. Systém UMTS

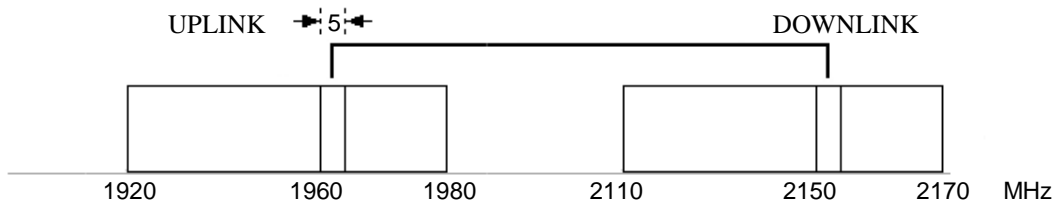
Systému UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) jsou vyhrazena kmitočtová pásma v okolí 2 GHz (obr. 3.1). Kmitočtové spektrum se skládá z jednoho párového pásma (1920-1980 MHz a 2110-2170 MHz) a nepárových pásem (1885-1900 MHz a 2010-2025 MHz). V rámci UMTS je počítáno i s využitím satelitní části systému pro dosažení globálního pokrytí řídice obydlených nebo nedostupných oblastí. Pásma 1980-2010 MHz a 2170-2200 MHz jsou proto určena pro družicovou část systému MSS (*Mobile Satellite Service*). Kmitočtové pásmo 1885-1900 MHz je určeno pro přístup pomocí systému DECT.



Obr. 3.1. Kmitočtové pásmo systému UMTS

Jako metoda mnohonásobného přístupu je použita technika DS-SS, jejíž princip byl uveden v předchozích kapitolách. Podle způsobu řešení duplexního provozu rozlišujeme dva základní koncepty, jejich parametry jsou shrnuty v tab. 3.1 [4]:

- FDD (*Frequency Division Duplex*) – symetrický přenosový kanál. V horním i dolním párovém pásmu (obr. 3.2) jsou vytvořeny kanály s šířkou kmitočtového pásma 5 MHz. Duplexní odstup kanálu pro *uplink* a *downlink* je 190 MHz.



Obr. 3.2. Kmitočtový duplex FDD

- TDD (*Time Division Duplex*) – asymetrický přenosový kanál. UL i DL se uskutečňuje na stejné frekvenci, ale v různém čase.

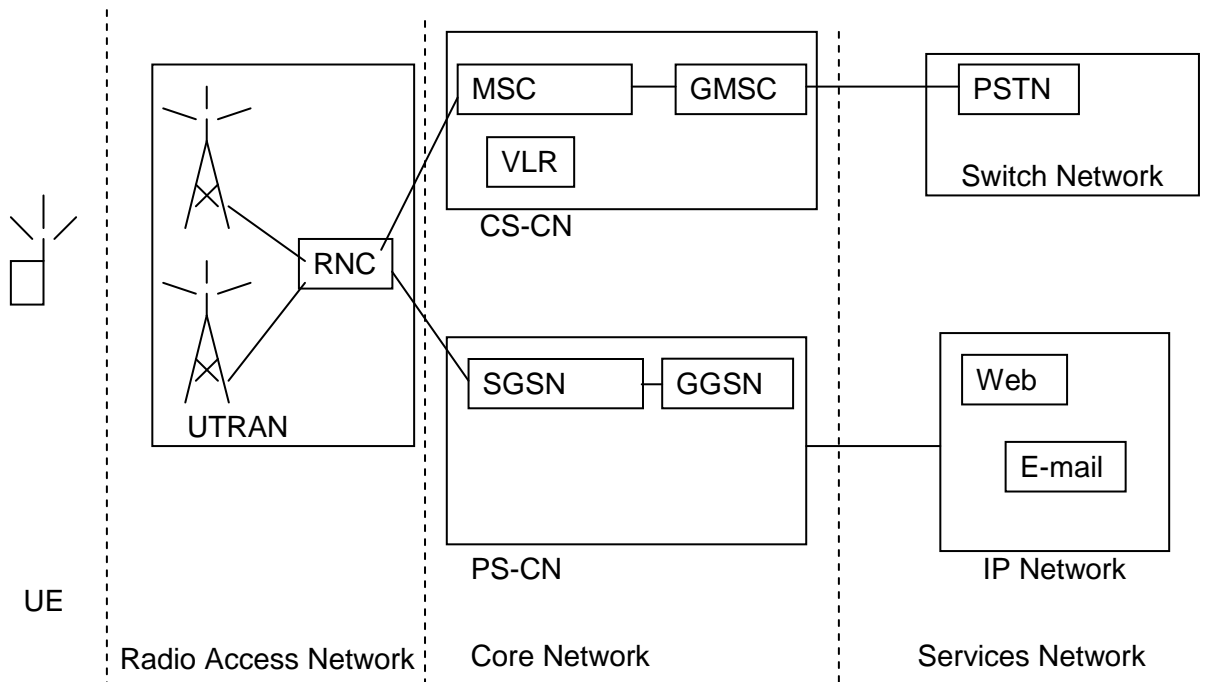
	Časově dělený duplex	Frekvenčně dělený duplex
způsob mnohonásobného přístupu	TDMA, CDMA (FDMA)	CDMA (FDMA)
duplexní technika	TDD	FDD
šířka pásma kanálu	5 MHz	
chipová rychlost	3,84 Mchip/s	
protichybové zabezpečení FEC	konvoluční kódování R=1/2 nebo 1/3; turbo kódování	
modulace	QPSK	
intra-frequency handover	hard handover	soft a softer handover
inter-frequency handover	hard handover	

Tab. 3.1. Parametry jednotlivých duplexních přístupů

Režim TDD je vhodný pro asymetrické vysokorychlostní přenosy, a proto bude využit především pro pokrytí uvnitř budov. Režim FDD je využit pro velkoplošné pokrytí městské a venkovské zástavby.

3.1 Architektura systému

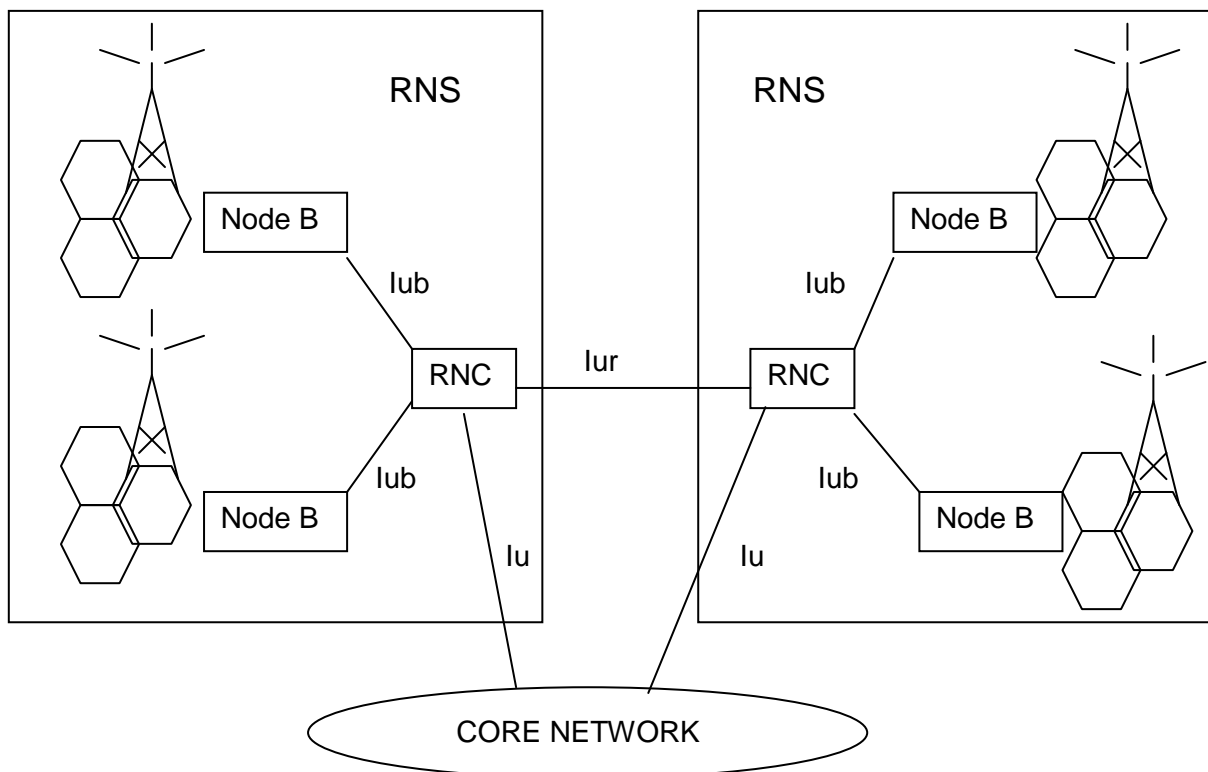
Zjednodušený model architektury systému UMTS (obr. 3.3) je možné rozdělit na dvě hlavní části – páteřní síť CN (*Core Network*) a rádiová přístupová síť RAN (*Radio Access Network*). Pozemní rádiové rozhraní se nazývá UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*), mobilní stanice se označuje jako uživatelské zařízení UE (*User Equipment*).



Obr. 3.3. Základní architektura systému UMTS

Páteřní síť CN řídí provoz a spojení v systému. Z funkčního hlediska je rozdělena na doménu paketově přepojovaných služeb PS (*Packet Switched*) a doménu komutovaně přepojovaných služeb CS (*Circuit Switched*). Uživatelské zařízení UE může pracovat v jednom ze tří provozních režimů podle připojení k těmto doménám. Je-li připojeno pouze k doméně CS, resp. PS pracuje v módu CS (*Circuit Switch Mode*), resp. módu PS (*Packet Switched Mode*). UE může být také připojeno současně k oběma doménám, v tomto případě označujeme mód PS/CS. Ostatní součásti CN mají funkci obdobnou jako v systému GSM (pro CS) a GPRS (pro PS), viz. [1].

Úkolem přístupové sítě UTRAN (obr. 3.4) je propojení UE s ostatními částmi sítě. UTRAN se skládá z několika rádiových subsystémů RNS (*Radio Network Subsystem*). Každý RNS obsahuje jednu řídicí jednotku RNC (*Radio Network Controller*). RNC ovládá jednu nebo více základnových stanic *Node B*, což je ekvivalent BTS (*Base Transceiver Station*) systému GSM. *Node B* jsou k RNC připojené přes *Iub* rozhraní. Rádiové rozhraní mezi *Node B* a UE je označené jako *Uu*. Novým prvkem, který se v systému GSM nevyskytoval je rozhraní *Iur* mezi jednotlivými RNC. Toto rozhraní se využívá při uskutečňování procedury *soft handover*.

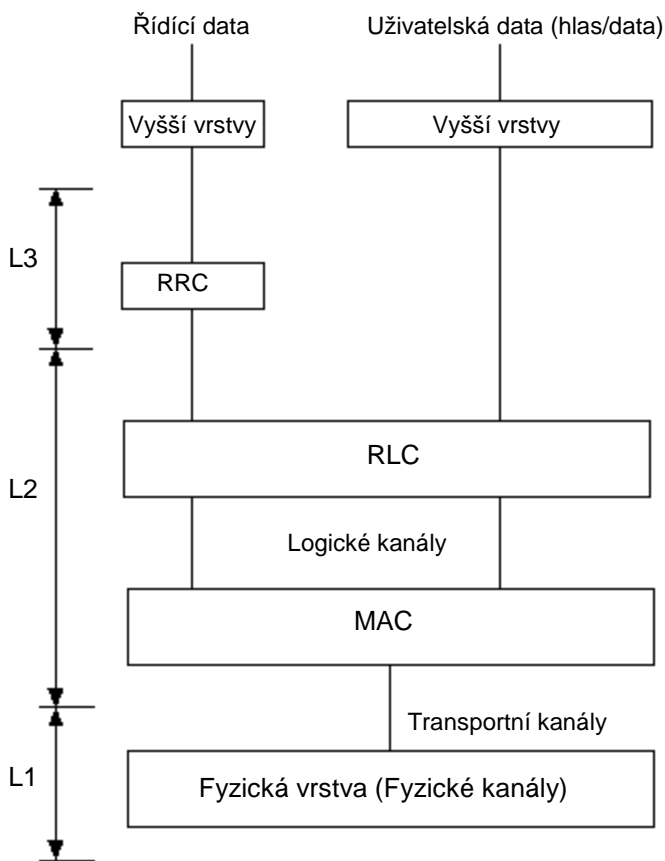


Obr. 3.4. Rádiová přístupová síť UTRAN

3.2 Rádiová přístupová síť UTRAN

V dalším textu bude věnována pozornost rádiové přístupové síti UTRAN systému UMTS, která plní tyto hlavní funkce [4]:

- řízení makrodiverzity a *soft-handover*;
- detekce chyb v transportních kanálech, následná signalizace k vyšším vrstvám;
- FEC kódování/dekódování transportních kanálů;
- multiplexování transportních kanálů;
- mapování transportních kanálů do fyzických;
- modulace a rozprostírání / demodulace a derozprostírání fyzických kanálů;
- frekvenční a časová (chipová, bitová, slotová, rámcová) synchronizace;
- měření potřebných údajů (např. *SIR*, *FER*, úroveň interferencí);
- řízení výkonu ve vnitřní smyčce (*inner loop*);
- vysokofrekvenční zpracování signálu.



Obr. 3.5. Vrstvový model UTRAN

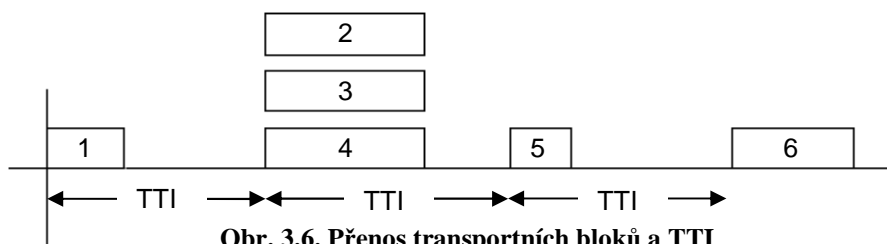
V systému UMTS je použita architektura vycházející z vrstevného modelu OSI, mezi jednotlivými vrstvami probíhá přenos dat přes definované rozhraní. Na obr. 3.5 je zobrazen vztah mezi fyzickou vrstvou a ostatními vrstvami. Fyzické kanály (*Physical Channels*) jsou určeny pro vysílání datových signálů přes fyzickou vrstvu *L1* (*Physical Layer*), tedy rádiové rozhraní. Funkce fyzické vrstvy vykonává *Node B*, ostatní vrstvy jsou obsaženy v *RNC*. Spojení s vrstvou *L2* zabezpečují transportní kanály (*Transport Channels*). Vrstva *L2* se skládá ze dvou subvrstev – *MAC* (*Media Access Control*) a *RLC* (*Radio Link Control*), mezi kterými jsou definovány logické kanály (*Logical Channels*). Existuje několik druhů samostatných logických kanálů (pro uplink, downlink či obousměrný přenos) rozdělené podle druhu přenášených dat (uživatelská / řídicí).

Součástí vrstvy *L3* (*RNL – Radio Network Layer*) je *RRC* (*Radio Resource Control*) sloužící pro přenos řídicích dat.

Řídící data mohou být generována vyššími vrstvami, nebo samotnou *RRC*. Přenos dat v systému UMTS lze zjednodušeně popsat následovně: uživatelská data (např. domény *PS*) zakódovaná dle protokolů vyšších vrstev (*TCP* na transportní vrstvě a *IP* na síťové vrstvě) jsou přes vrstvu *L2* předány do fyzické vrstvy, kde jsou data dále zpracována – zabezpečením dopředným kódováním *FEC* (*Forward Error Coding*), prokládáním, rozprostřením ortogonálními kódy, skramblováním a modulací na vysokofrekvenční nosnou vlnu. Opačnými postupy je zpracován přijímaný signál. Dalšími funkcemi fyzické vrstvy jsou multiplexování transportních kanálů, mapování transportních kanálů do fyzických, synchronizace a řízení výkonu. Vlastnostmi fyzické vrstvy se budou podrobněji zabývat následující kapitoly.

3.2.1 Přehled transportních kanálů

Data z vyšších vrstev UTRAN jsou do fyzické vrstvy přenášena pomocí transportních bloků přes transportní kanály. Velikost bloku (dána počtem bitů) se v různých transportních kanálech liší, je možno také přenášet několik transportních bloků ve stejném kanále. Tyto bloky se označují jako sady transportních bloků (*transport block set*).



Obr. 3.6. Přenos transportních bloků a TTI

Časový interval mezi příchody dvou sad transportních toků se nazývá *TTI* (*Transmission Time Interval*), obr. 3.6. Formát transportního toku závisí na typu

služby – pro hlas každá sada transportních bloků obsahuje pouze jeden transportní blok, při přenosu dat může sada transportních bloků obsahovat více transportních bloků. Hodnota TTI je také proměnná, pro hlasové služby nabývá hodnot 10 ms nebo 20 ms, pro datové spojení může nabývat hodnot 10/20/40/80 ms.

Informace o transportních blocích se přenáší v transportním formátu TF (*Transport Format*), který obsahuje dynamickou a semistatickou část. Dynamická část (*Dynamic Parts*) udává velikost transportního bloku v bitech a počet bloků v sadě, zatímco semistatická část specifikuje TTI a typ použitého kanálového kódování.

Rozlišují se dva druhy transportních kanálů – vyhrazené transportní kanály DCH (*Dedicated transport CHannels*), které náleží vždy jen jednomu účastníkovi a společné (*common*) transportní kanály, které jsou sdíleny všemi účastníky v buňce. Přehled transportních kanálů s jejich stručným popisem je uveden v tab. 3.2.

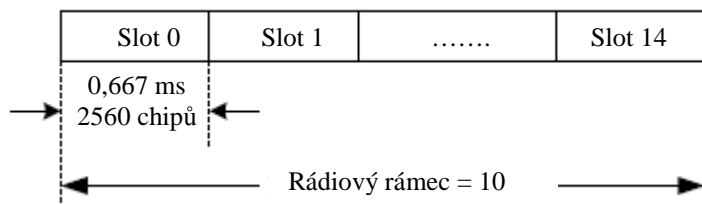
Transportní kanál	Směr	Funkce
DCH (<i>Dedicated Channel</i>)	UL/DL	Přenos uživatelských a řídicích dat.
BCH (<i>Broadcast Channel</i>)	DL	Vysílání systémových informací a informací specifických pro danou buňku do celé buňky. Každý UE musí obsažené informace přijmout před přihlášením do sítě.
PCH (<i>Paging Channel</i>)	DL	Vysílání pagingových informací do jedné nebo více buněk.
FACH (<i>Forward Access Channel</i>)	DL	Vysílání řídicích informací a malých objemů dat.
RACH (<i>Random Access Channel</i>)	UL	Vysílání řídicích informací a přenos malého objemu dat. Přiřazený fyzický kanál vysílá obsažené informace v náhodný okamžik, existuje riziko kolize.
CPCH (<i>Common Packet Channel</i>)	UL	Přenášení uživatelských dat. Pracuje podobně jako RACH.
DSCH (<i>Downlink Shared Channel</i>)	DL	Přenášení uživatelských a řídicích dat, přidružen k jednomu nebo několika DCH.

Tab. 3.2. Přehled transportních kanálů

3.2.2 Fyzické kanály

Ve fyzické vrstvě jsou definovány základní dva druhy fyzických kanálů – pro frekvenčně dělený duplex FDD a pro časově dělený duplex TDD (viz výše). V následujícím textu bude uveden přehled kanálů pro FDD. Podrobný popis kanálů pro systém TDD, které se od kanálů pro FDD mírně odlišují, lze nalézt v [17].

Na úrovni fyzické vrstvy jsou transportní kanály mapovány do fyzických kanálů. Data jsou pro vysílání přes rádiové rozhraní rozdělena do rádiových rámců o délce 10 ms. Rámec se skládá z 15 slotů, každý z nich trvá 0,667 μ s. Protože je chipová rychlost konstantní 3,84 Mchip/s, každý slot obsahuje 2560 chipů. Struktura rádiového rámce je na obr.3.7.



Obr. 3.7. Struktura rádiového rámce

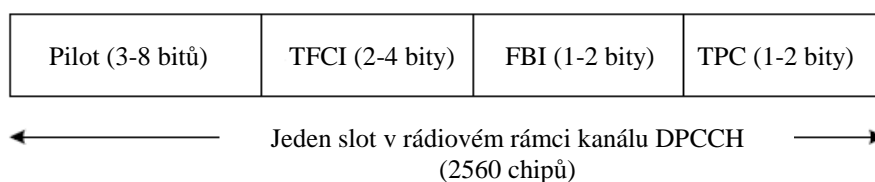
rychlost je $640 / (10 \text{ ms}) = 64 \text{ kbit/s}$. Podobně, je-li SF roven hodnotě 256, přenosová rychlost je 1 kbit/s. Přenosová rychlost se tedy mění v závislosti na hodnotě SF a počtu přidělených slotů v rádiovém rámci.

Fyzické kanály je možno dělit dle různých hledisek. Podle směru přenosu je dělíme na kanály přenášené v uplinku a downlinku. Dále je můžeme dělit na kanály společné a vyhrazené. Společné fyzické kanály (*Common Physical Channels*) jsou sdíleny všemi nebo skupinou UE. Vyhrazené fyzické kanály (*Dedicated Physical Channels*) jsou přiděleny pro jednotlivá rádiová spojení. Podle přenášené informace se fyzické kanály rozdělují na kanály sloužící pro přenos uživatelských dat nebo dat potřebných pro řízení systému.

Fyzické kanály přenášené v uplinku

Vyhrazené fyzické kanály v uplinku (*Uplink Dedicated Physical Channels*) se dělí dle přenášené informace na:

- Uplink DPDCH (*Dedicated Physical Data Channel*) – určen pro přenos uživatelských dat – transportní kanál DCH. Při komunikaci UE – *Node B* může být v jednom okamžiku sestaveno jedno nebo několik spojení s různými hodnotami přenosové rychlosti (různou hodnotou SF). SF může nabývat hodnot 256, 128, 64, 32, 16, 8 nebo 4. Odpovídající bitová rychlost je 15, 30, 60, 120, 240, 480 nebo 960 kbit/s.
- Uplink DPCCCH (*Dedicated Physical Control Channel*) – tento kanál přenáší řídicí informace s pevným činitelem rozprostírání $SF = 256$, tedy rychlostí 15kbit/s. Jeden slot v rádiovém rámci obsahuje tyto čtyři položky (obr. 3.8).
 - Pilotní bity (*Pilot*) – vysílány pro měření podmínek v rádiovém kanálu pro účely řízení výkonu.
 - TFCI (*Transport Format Combination Identifier*) – určuje formát dat, která jsou současně vysílána v DPDCH. Nemusí být vždy použit.
 - FBI (*Feedback Information*) – přenáší informace, které vyžadují zpětnou vazbu z UE do UTRAN. Nemusí být vždy přenášeno.
 - TPC (*Transmit Power Control*) – přenáší informace nutné k řízení výkonu.



Obr. 3.8. Struktura slotu rádiového rámce DPCCCH v uplinku

Společné fyzické kanály pro přenos transportních kanálů jsou následující, jejich podrobný popis lze nalézt v [4]:

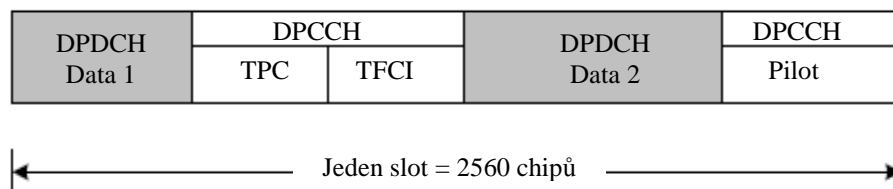
- PRACH (*Physical Random Access Channels*) – slouží k přenosu transportního kanálu RACH. Mobilní stanice používají tento kanál pro přenos signalizace, např. žádost o spojení hovoru, případně pro přenos malého objemu dat (alfanumerické zprávy apod.). Přístupový mechanismus je založen na principu *Slotted Aloha* [3]. Kanál je rozdělen na 15 slotů ve dvou po sobě jdoucích rádiových rámcích, doba trvání každého rámce je tedy 5120 chipů. Mobilní stanice může vysílat pouze na začátku určených slotů, tzv. *access slots*.
- PCPCH (*Physical Common Packet Channel* - přenáší kanál CPCH způsobem DSMA-CD (*Digital Sense Multiple Access – Collision Detection*) [3]. Vysílání je možno pouze na počátku určených slotů, podobně jako při vysílání kanálu PRACH. Okamžiky vysílání jsou vztaženy k přijímanému kanálu BCH.

Fyzické kanály přenášené v downlinku

Vyhrazené fyzické kanály v downlinku (*Downlink Dedicated Physical CHannels*) se dělí podobně jako v uplinku na:

- Downlink DPDCH.
- Downlink DPCCH.

Tyto kanály jsou vysílány pomocí časově děleného multiplexu (obr. 3.9). Kanál DPCCH přenáší mimo FBI stejné signály jako v uplinku. Bitová rychlost je opět proměnná a závisí na hodnotě činitele rozprostírání. V downlinku se hodnota SF může pohybovat v rozsahu od 4 do 512 (bitová rychlost 1920 kbit/s až 15 kbit/s).



Obr. 3.9. Struktura slotu rádiového rámce DPCH

Podrobný popis společných fyzických kanálů pro přenos v downlinku je opět v [4].

3.3 Rozprostírání, skramblování a modulace vyhrazených fyzických kanálů

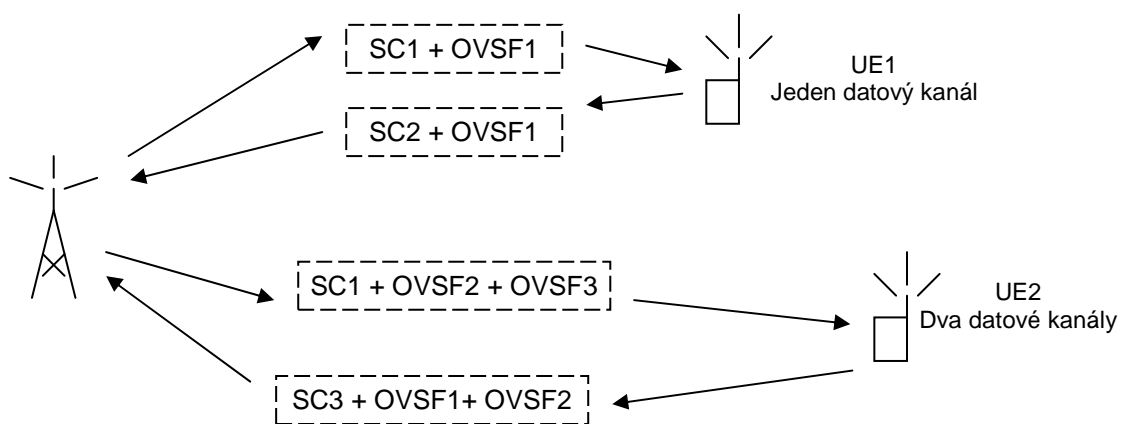
V systém UMTS probíhá úprava signálu ve dvou fázích. Nejdříve jsou všechny fyzické kanály (s výjimkou synchronizačního kanálu SCH v *downlinku*) rozprostřeny jedinečným rozprostíracím kódem (viz. kap. 2.2.1). Tyto kódy jsou ortogonální a díky tomu mohou být kanály v přijímači (vysílači) opět odděleny. Chipová rychlost rozprostíracího kódu je stálá ($f_{ch} = 3,84$ Mchip/s) a mnohonásobně vyšší než bitová rychlost signálu f_b , na který se rozprostírací proces aplikuje a dochází tedy k rozprostření spektra.

V dalším kroku jsou takto rozprostřené kanály sečteny a skramblovány jedinečnou skramblovací sekvencí. Tato sekvence má chipovou rychlost rovněž 3,84 Mchip/s, takže nedochází k dalšímu rozšíření spektra. Proces skramblování slouží k oddělení signálů z různých zdrojů. Význam uvedeného kódování pro UL a DL je shrnut v tabulce 3.3. Protože se způsob zpracování v uplinku i downlinku liší, bude pro oba směry popsán odděleně.

	Spreading	Scrambling
Uplink	Oddělení fyzických kanálů od jednoho UE	Rozlišení jednotlivých UEs
Downlink	Oddělení jednotlivých uživatelů v jedné buňce (Node B)	Rozlišení buněk

Tab. 3.3. Zpracování signálu v systému UMTS

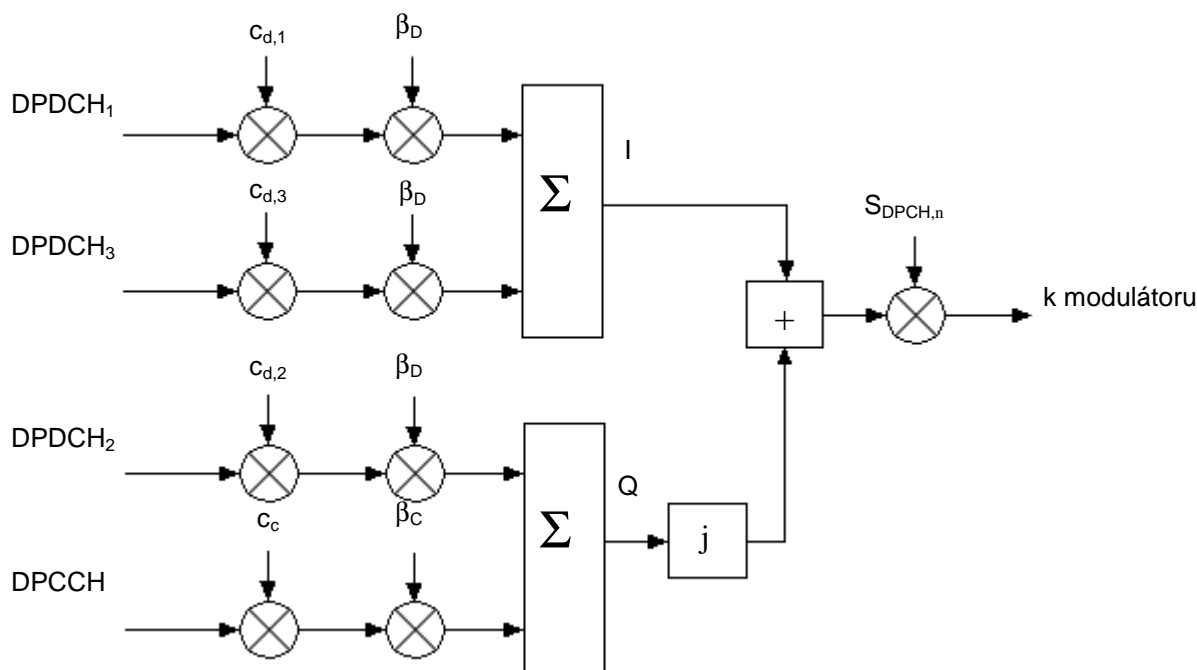
Konkrétní spojení jednoho Node B s dvěma UE je na obr 3.10. *Node B* je identifikován vlastním skramblovacím kódem SC1. Každý z datových kanálů v DL je kódován OVFSF kódy, které jsou vzájemně ortogonální (OVFSF1, OVFSF2, OVFSF3). V UL má každý UE svoji vlastní skramblovací sekvenci, která ho identifikuje (SC2, SC3). Pro kanálové kódování může UE použít jakýkoli OVFSF kód. UE1 může tedy stejně jako UE2 použít kód OVFSF1. Díky tomu vznikají v systému interference, které omezují možný počet uživatelů v UL. Naproti tomu je pro DL omezujícím faktorem konečný počet ortogonálních kódů.



Obr. 3.10. Přiřazení kódů pro UL a DL

3.3.1 Zpracování kanálů DPDCH/DPCCH v uplinku

Na obr. 3.11 je zobrazen proces rozprostírání a skramblování tří kanálů DPDCH a jednoho kanálu DPCCH. Celkem je možno současně vysílat paralelně šest kanálů DPDCH (kanály značené DPDCH₁, DPDCH₃, DPDCH₅ ve větvi I a DPDCH₂, DPDCH₄, DPDCH₆ ve větvi Q) a jeden kanál DPCCH. Kanál DPCCH je rozprostřen kódem c_c a n -tý kanál DPDCH



Obr. 3.11. Zpracování signálu v uplinku

(DPDCH_{*n*}) kódem $c_{d,n}$. Vlastnosti rozprostíracích kódů byly uvedeny v kap. 2.3, podle [5] je přidělení rozprostíracích kódů pro kanály DPDCH a DPCCH následující:

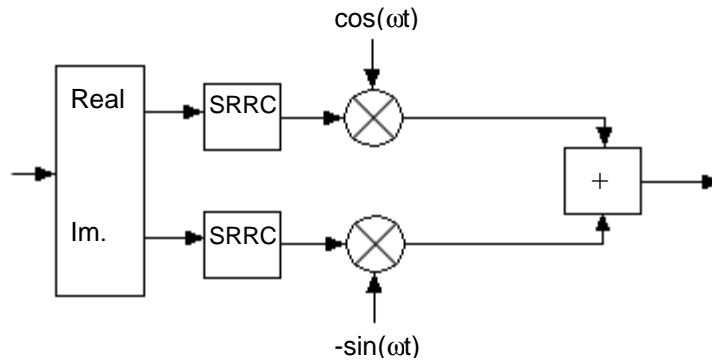
- Kanál DPCCH je vždy rozprostírán kódem $c_c = C_{ch,256,0}$.
- V případě, že je přenášen jediný kanál DPDCH, je rozprostřen kódem $c_{d,1} = C_{ch,SF,k}$, kde SF je použitý činitel rozprostírání a $k = SF/4$.
- Je-li přenášen více kanálů DPDCH, mají všechny kanály shodný činitel rozprostírání SF=4. Kanál DPDCH_{*n*} je rozprostřen kódem $c_{d,n} = C_{ch,4,k}$, kde $k=1$ pro $n = \{1,2\}$, $k=3$ pro $n = \{3,4\}$ a $k=2$ pro $n = \{5,6\}$.

Při různých hodnotách SF se mění i výkonová úroveň signálu v jednotlivých kanálech. Proto musí být ještě před sečtením v obou větvích I a Q upraveny výkonové úrovně pomocí koeficientů β_D pro DPDCH β_C pro DPCCH. Hodnoty těchto koeficientů nabývají hodnot v rozmezí 0-1 s krokem 1/15 a jedna z těchto hodnot je vždy 1. Sečtením větví I a Q vznikne komplexní sekvence, která je následně násobena komplexním skramblovacím kódem $S_{DPCH,n}$, který má vlastnosti Goldových kódů, viz kap. 2.2.1. Používají se dva druhy kódů – dlouhé (*long codes*) s délkou 38400 chipů (tj. 10 ms) a krátké (*short codes*) s délkou 256 chipů.

Dlouhé kódy jsou vytvořeny následujícím způsobem. Nejdříve jsou pomocí LFSR registrů (obr. 2.14) generovány dvě *m*-sekvence s generujícími polynomy $f_1(x) = x^{25} + x^3 + 1$ a $f_2(x) = x^{25} + x^3 + x^2 + x + 1$. První dlouhá sekvence ($c_{long,1,n}$) je tvořena součtem (modulo 2) těchto sekvencí. Druhá sekvence ($c_{long,2,n}$), je tvořena posunutím první o 16 777 232 chipů. Pomocí těchto sekvencí je pak vytvořen komplexní skramblovací kód. Krátký skramblovací

kód je vytvořený operacemi se třemi sekvencemi (každý používá LFSR registr s osmi stupni a generujícími polynomy osmého řádu), podrobnější informace např. v [5].

Skramblovaný signál je přiveden do QPSK modulátoru (obr. 3.12). Nejdříve je rozdělen na reálnou a imaginární část a v každé části je samostatně tvarován filtrem SRRC (*Square-Root Raised Cosine*) a poté vynásoben nosnou vlnou. Sečtením vznikne výsledný modulovaný signál, který má díky vlastnostem komplexní skramblovací sekvence specifické

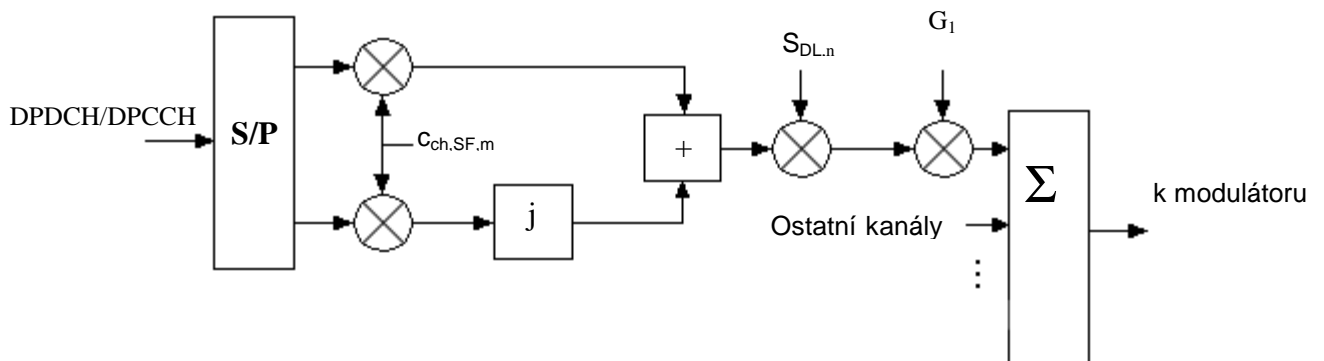


Obr. 3.12. Blokové schéma modulátoru

vlastnosti. Tato modulace se nazývá HPSK (*Hybrid Phase Shift Keying*), někdy označovaná jako OCQPSK (*Orthogonal Complex QPSK*), viz [21]. Výhodou této modulace je snížení hodnoty poměru maximálního výkonu ke střednímu výkonu PAR (*Peak to Average Ratio*) a z toho vyplývající vyšší účinnost (nižší spotřeba) koncového zesilovače UE.

3.3.2 Zpracování kanálů DPDCH/DPCCH v downlinku

Odlišně dochází k zpracování fyzických kanálů v downlinku (obr. 3.13). Fyzické kanály DPDCH/DPCCH, které jsou multiplexovány dle obr. 3.9, jsou rozděleny v sérioparalelním převodníku do větví I a Q. Signály v obou větvích je poté rozprostřeny stejným rozprostíracím kódem $c_{ch,SF,m}$. Tyto kódy jsou stejné jako pro uplink. Po rozprostření jsou kanály sečteny a skramblovány komplexním skramblovací sekvencí $S_{DL,n}$ a násobeny váhovacím koeficientem G_1 . Tento signál je možné sečíst s ostatními stejně zpracovanými kanály a poté modulovat v modulátoru QPSK dle obr. 3.12.



Obr. 3.13. Zpracování signálu v downlinku

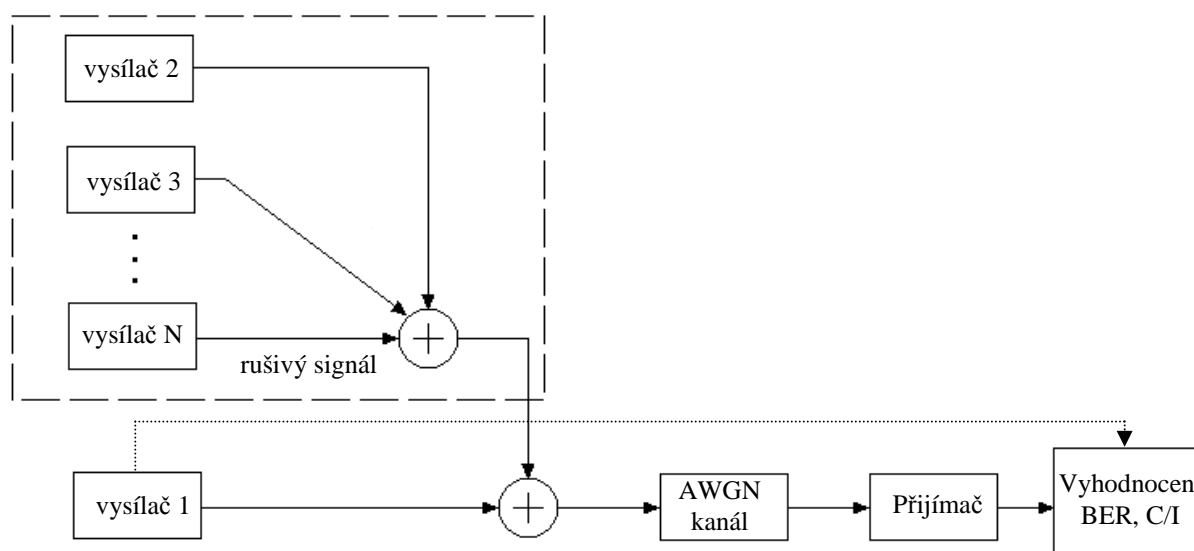
V downlinku jsou použity dlouhé skramblovací kódy generované obdobně jako v uplinku, generující polynomy jsou však 18. řádu. Existuje tedy $2^{18} - 1 = 262\,143$ Goldových kódů číslovaných 0 až 262 142. Pro zrychlení vyhledávací procedury UE je z těchto kódů použito pouze 8192 značených $n = 0, 1, \dots, 8191$. Tyto kódy jsou rozděleny do 512 sad (sets), jak je ukázáno na obr. 3.14. Každá sada se skládá z jednoho primárního skramblovacího kódu (primary scrambling code) a 15 sekundárních (secondary scrambling codes). Primární a sekundární kódy mají mezi sebou jednoznačný vztah, tj. m-tý primární kód určuje m-tou sadu sekundárních kódů ($m = 0, \dots, 511$). Každá sada je dále rozdělena do 64 skupin (groups), které obsahují jeden primární skramblovací kód a $15 * 8$ sekundárních kódů. Každé buňce v systému je přidělen právě jeden primární skramblovací kód a několik sekundárních kódů ze stejné sady.

	512 prim. kódů (k=0)	512 * 15 sek. kódů (k=1...15)
skupina 0	sada ₀ = {S _{dl,0} , S _{dl,1} , ... S _{dl,k} , ... S _{dl,15} }	
	sada ₇ = {S _{dl,112} , S _{dl,113} , ... S _{dl,112+k} , ... S _{dl,127} }	
skupina j, j=0..63	sada _{j*8} = {S _{dl,16*i} , S _{dl,16*i+1} , ... S _{dl,16*i+k} , ... S _{dl,16*i+15} }	
	sada _{j*8+7} = {S _{dl,16*(i+7)} , S _{dl,16*(i+7)+1} , ... S _{dl,16*(i+7)+k} , ... S _{dl,16*(i+7)+15} }	
skupina 63	sada ₅₀₄ = {S _{dl,8064} , S _{dl,8065} , ... S _{dl,8064+k} , ... S _{dl,8079} }	
	sada ₅₁₁ = {S _{dl,8176} , S _{dl,8177} , ... S _{dl,8176+k} , ... S _{dl,8191} }	

Obr. 3.14. Rozdělení skramblovacích sekvencí v downlinku [15]

4. Modelování systému UMTS v prostředí Matlab Simulink

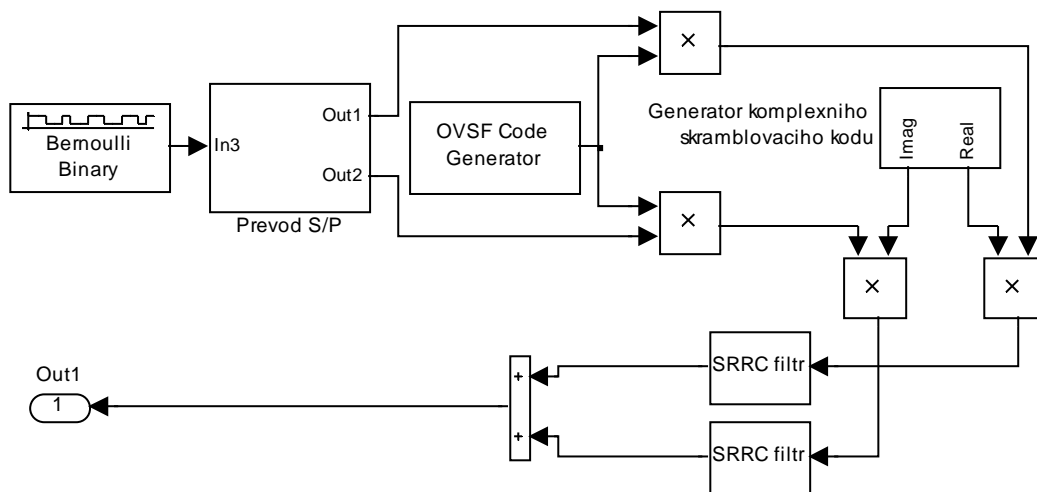
Úkolem diplomové práce bylo vytvořit v programovém prostředí Matlab Simulink model fyzické vrstvy systému UMTS vhodný pro posouzení vlivu rušivých signálů na chybovost přenášeného užitečného signálu. Blokové schéma modelu pro downlink je na obr. 4.1. K rozprostřenému a skramblovanému signálu vysílače 1 (užitečný signál) jsou přičteny rušivé signály od ostatních uživatelů. Tento signál je přiveden do AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) kanálu s definovanou hodnotou SNR (*Signal to Noise Ratio*). Výstup AWGN kanálu je přiveden do přijímače, kde dojde k derozprostření/deskramblování a následně k výpočtu chybovosti signálu BER (*Bit Error Rate*) a poměru výkonu užitečného signálu k výkonu interferencí *C/I*. V následujících kapitolách bude popsána realizace jednotlivých bloků a způsob nastavování jejich parametrů. Většina použitých speciálních funkčních bloků se nachází v knihovně Simulinku pod označením *Communication Blockset*.



Obr. 4.1. Blokové schéma modelu

4.1 Vysílač

Zapojení bloků pro rozprostření a skramblování datového signálu je na obr. 4.2. Jde o realizaci blokového schéma na obr. 3.13. Data určená pro vysílání jsou generována náhodně pomocí bloku *Bernoulli Binary Generator*, který generuje unipolární datový signál s nastavitelnou pravděpodobností nul (*Probability of a zero*). Bitová rychlost se nastavuje pomocí parametru *Sample Time*. Bitová rychlost generovaného signálu se bude měnit v závislosti na nastavení bloku pro generování rozprostíracího kódu OVFSF. Aby bylo možno při operaci se signály použít prosté násobení, je nutné převést generovaný unipolární signál na bipolární dle pravidla „log 0“ → „1“ a „log 1“ → „-1“. Tato operace je provedena pomocí bloku *Unipolar to Bipolar Converter* s parametrem *Polarity* nastaveným na hodnotu *Negative*. Tento blok je obsažen v bloku *Prevod S/P*, v kterém jsou generovaná sériová data převedena na paralelní formu vhodnou pro další zpracování.



Obr. 4.2. Blokové schéma vysílače

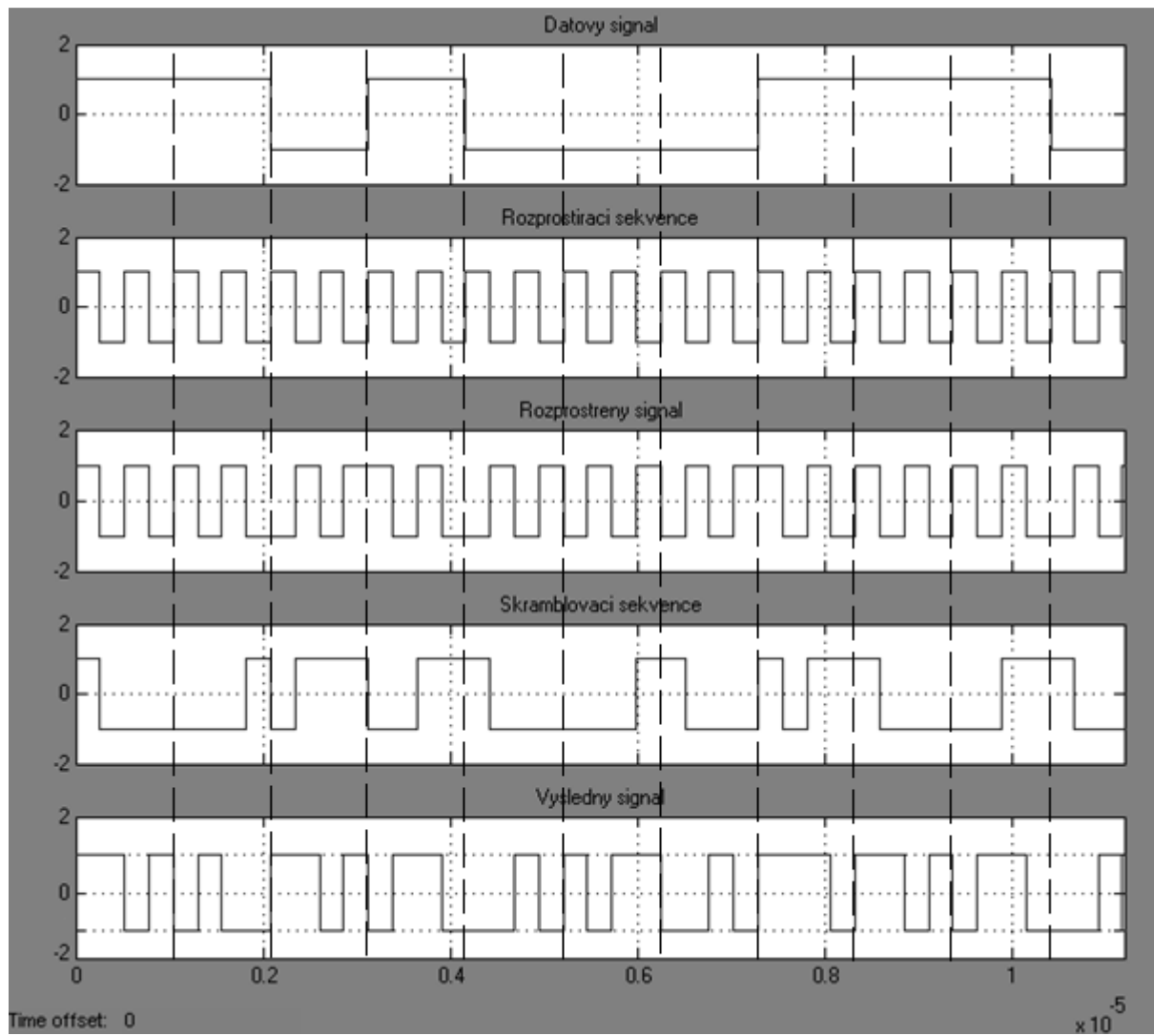
Dále jsou data rozprostírána vynásobením s rozprostíracím kódem. Rozprostírací kód pro kanálové kódování je generován blokem *OVSF Code Generator*. Tento blok generuje ortogonální kódy z kódového stromu (obr. 2.13.). Atributy tohoto bloku jsou - *Spreading Factor SF*, *Code Index* a *Sample Time*. Vzorkovací perioda je pro systém UMTS rovna chipové periodě, tedy $(3,84 \cdot 10^6)^{-1}$ s. Je-li kód generovaný tímto blokem použit pro rozprostření náhodného signálu, musí být jeho bitová rychlost (parametr *Sample Time* u bloku *Bernoulli Binary Generator*) rovna hodnotě $(3,84 \cdot 10^6 / SF)$ bit/s.

Skramblování rozprostřeného signálu je provedeno komplexními Goldovými kódy, které jsou vytvořeny v *Generatoru komplexního skamblovacího kódu*. Tento blok obsahuje dvojici bloků *Gold Sequence Generator* jejichž parametry jsou nastaveny dle [5] a výstupem je reálná a imaginární část skramblovací sekvence. Skramblovaný signál je poté filtrován *SRRC (Square Root Raised Cosine)* filtrem s roll-off faktorem $\alpha = 0,22$ [20]. Simulace probíhá v základním pásmu, a proto není provedeno násobení nosnou vlnou.

Uživatelsky nastavitelné parametry vysílače jsou následující:

- SF, nabývající hodnot 4, 16, 32, 64, 128, 256 nebo 512.
- Index OVSF kódu v rozsahu 0, 1..SF-1.
- Index primárního skramblovacího kódu (viz. obr. 3.14) v rozsahu 0..511.

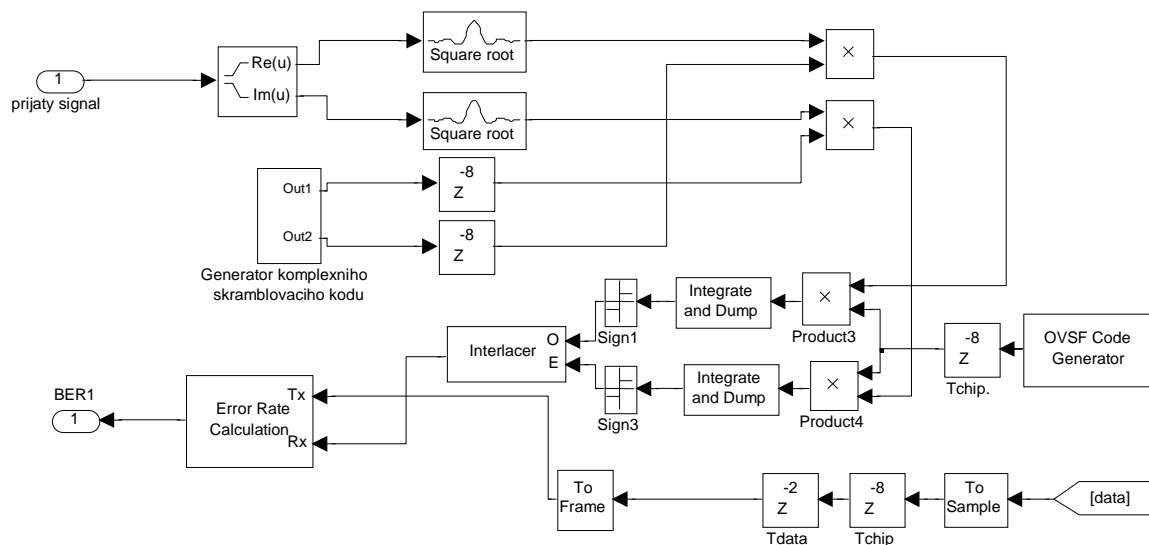
Časové průběhy v reálné větvi jednotlivých částí vysílače při použití rozprostíracího kódu $C_{4,2}$ jsou na obr. 4.3.



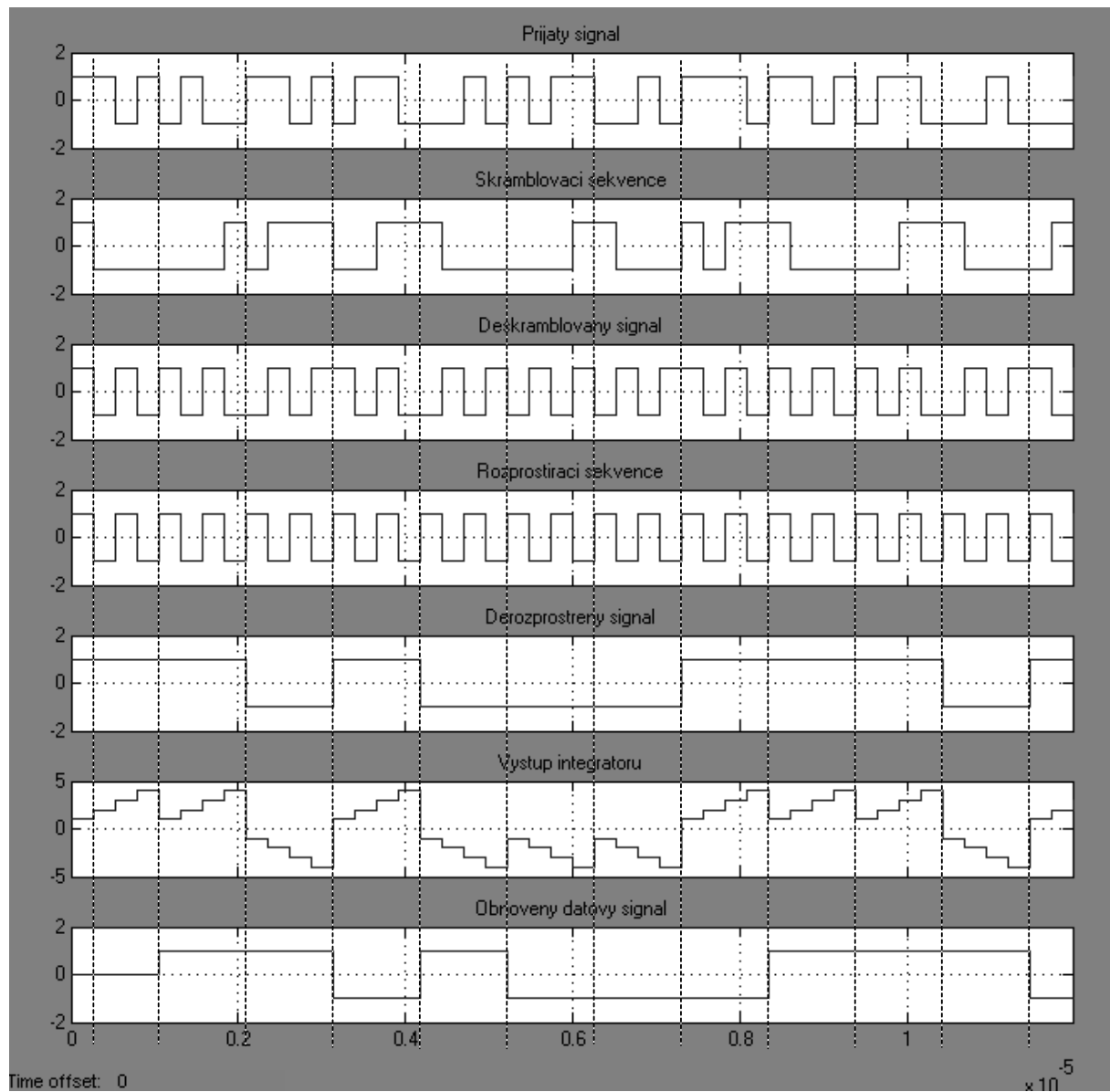
Obr. 4.3. Časové průběhy signálu ve vysílači

4.2 Přijímač

Přijímaný signál je nejdříve rozdělen na reálnou a imaginární část a poté v každé větvi I a Q filtrován identickým SRRC filtrem jako ve vysílači. Dále je vynásoben komplexním skramblovací kódem a rozprostíracím kódem – oba kódy je nutno zpoždit o osm chipových period (kompenzace zpoždění vzniklého použitím vysílacího a přijímacího SRRC filtru). Derozprostřený a deskramblovaný signálu je po dobu trvání jednoho bitu akumulován v integrátoru (*Integrate and Dump*), takže na konci bitové periody je úroveň signálu za integrátorem zvýšena v závislosti na činiteli rozprostírání SF. Na výstupu integrátoru je zapojen komparátor, který na konci každé bitové periody rozhoduje, zda byl přijat symbol „1“ nebo „-1“. Výstupní signál je porovnáván v bloku *Error Rate Calculation* se zpožděným původním vysílaným bitovým signálem. Vyhodnocení signálu dle obr. 4.3 po průchodu kanálem s nulovou úrovní interferencí je na obr. 4.5.



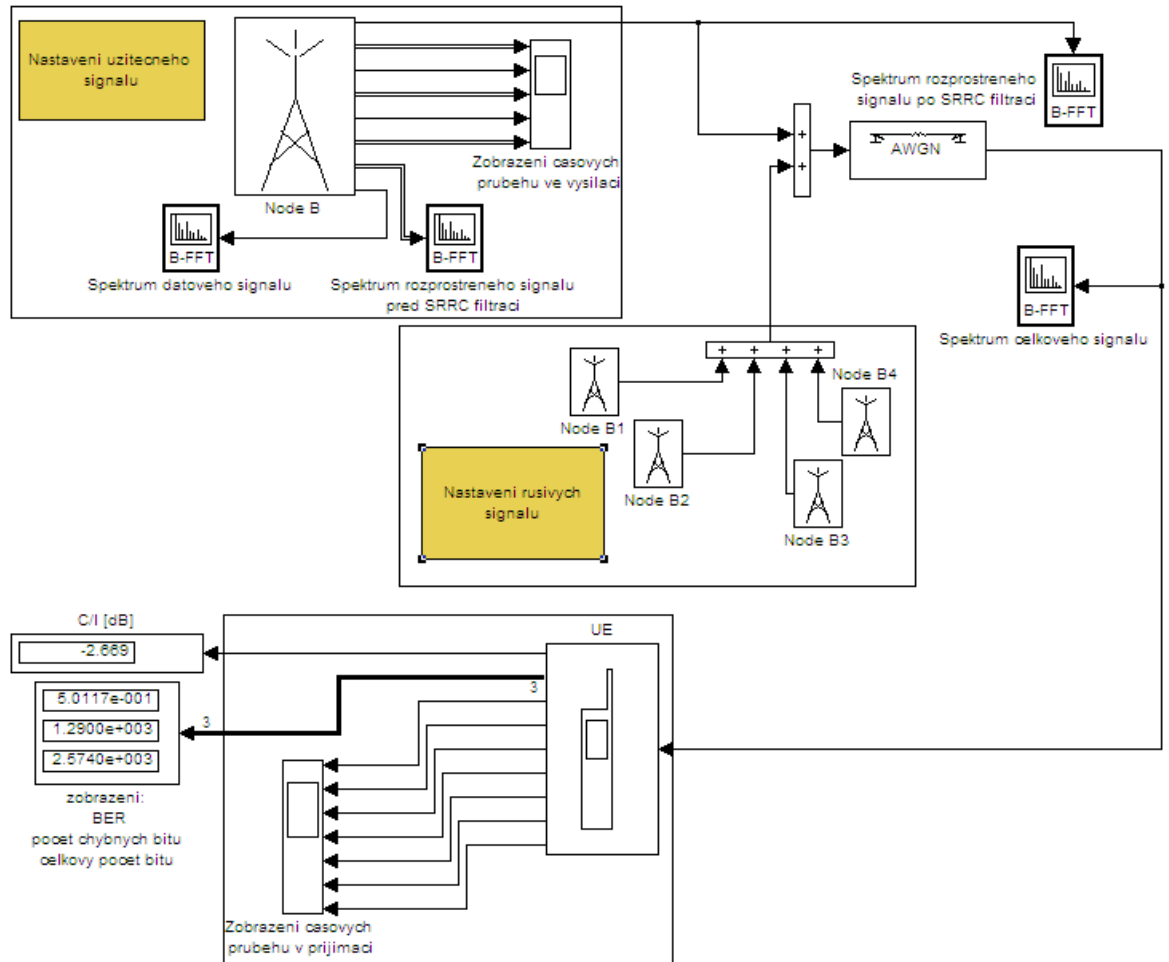
Obr. 4.4. Blokové schéma přijímače



Obr. 4.5. Časové průběhy signálu v přijímači

4.3 Ovládání programu

Celkový pohled na okno programu je na obr. 4.6. Užitečný signál z vysílače *Node B* je sečten s rušivými signály od ostatních vysílačů a přiveden na vstup AWGN kanálu. Po průchodu kanálem je přijat v UE a vyhodnocena jeho chybovost a průběžně počítán poměr C/I [dB].

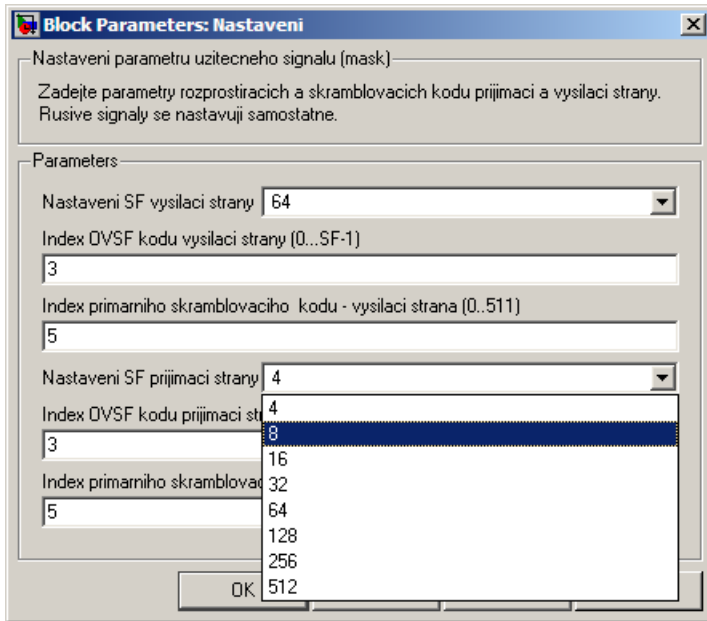


Obr. 4.6. Celkový pohled na okno programu

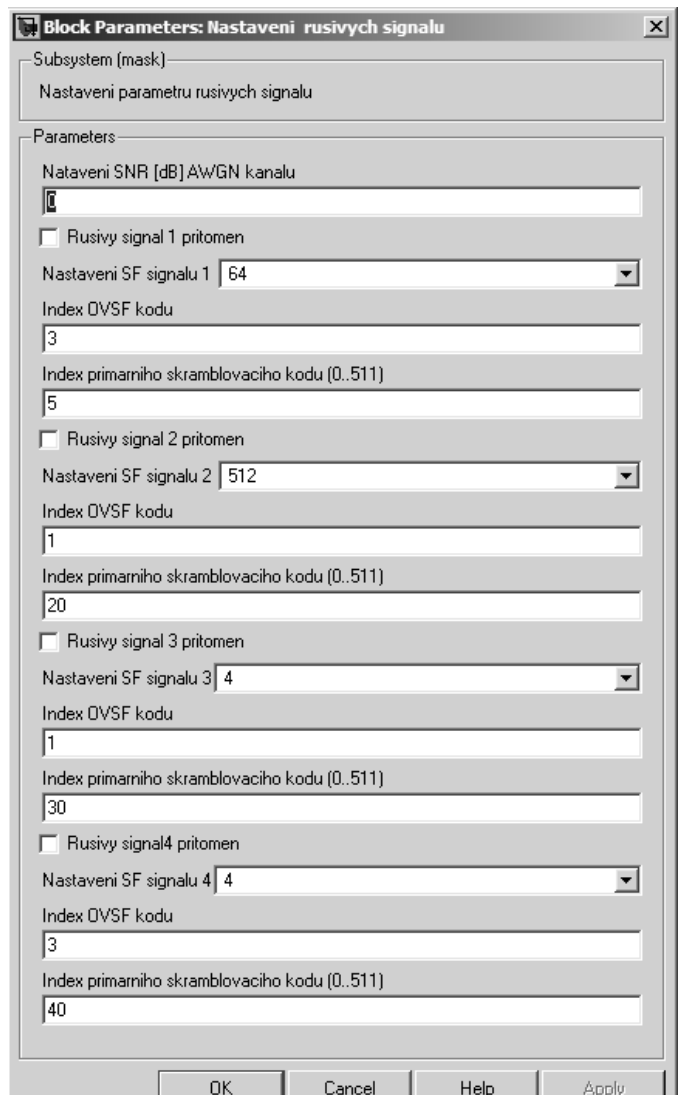
Nastavení se provádí pomocí zvýrazněných bloků. Po kliknutí na *Nastavení parametru užitečného signálu* se zobrazí nabídka dle obr. 4.7. Zde je možno zvolit hodnoty *Spreading factoru* SF (4, 8, 16, 32, 64, 128, 256 a 512), indexu OVFSF kódu (0..SF-1) a indexu primárního skramblovací kódu (0..511, viz kap. 3.3.2). Nastavení se provádí nezávisle pro vysílače i přijímače.

Dialogové okno pro nastavení rušivých signálů je na obr. 4.8. Je možno nastavit hodnotu SNR [dB] AWGN kanálu a dále parametry vysílačů rušivých signálů. Nastavení parametrů je stejné jako u vysílače užitečného signálu, jednotlivé vysílače lze deaktivovat pomocí zaškrtnutých políček.

Zobrazení vypočtené chybovosti BER a poměru signálu k interferencím v kanále C/I je provedeno pomocí bloku displejů v levé dolní části okna programu. Lze také zobrazit časové průběhy signálů a frekvenční spektra v různých částech vysílače a přijímače.

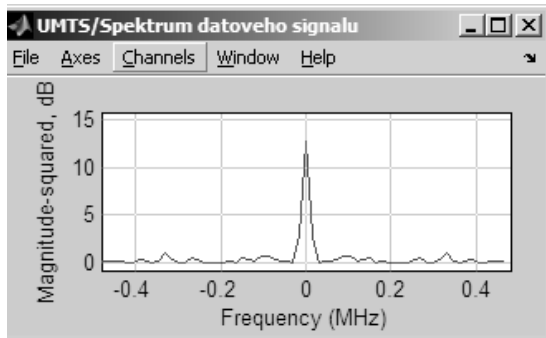


Obr. 4.7. Nastavení parametrů užitečného signálu

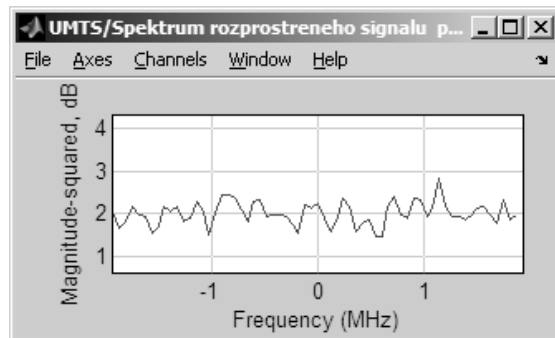


Obr. 4.8. Nastavení parametrů rušivých signálů

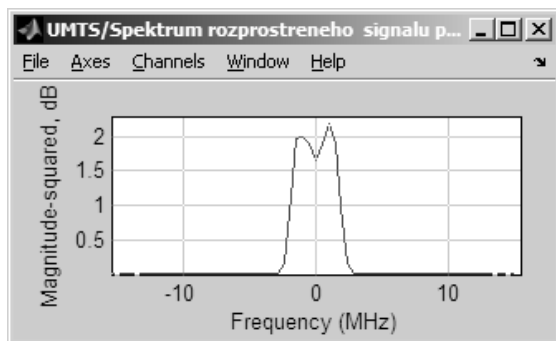
V průběhu simulace jsou zobrazována frekvenční spektra signálu v různých částech modelu, např. pro SF=4, jeden rušivý signál a SNR = -5 dB jsou tvary spekter na obr. 4.9. Je to spektrum datového signálu (obr. 4.9.a), spektrum rozprostřeného a skramblovaného signálu (obr. 4.9.b), spektrum signálu filtrovaného SRRC filtrem (obr. 4.9.c) a spektrum signálu po přičtení rušivého signálu a průchodu AWGN kanálem.



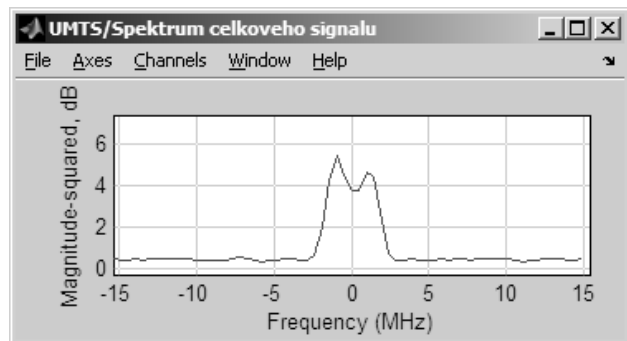
a)



b)



c)



d)

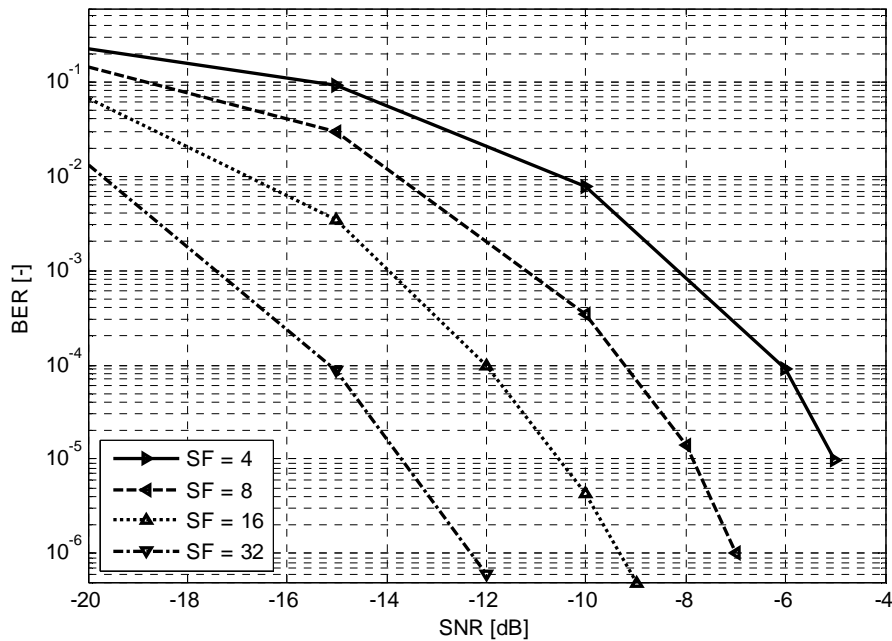
Obr. 4.9. Frekvenční spektra

- a) datového signálu, b) rozprostřeného a skramblovaného signálu,
c) signálu b) po průchodu SRRC filtrem, d) celkový signál

4.4 Výsledky simulace

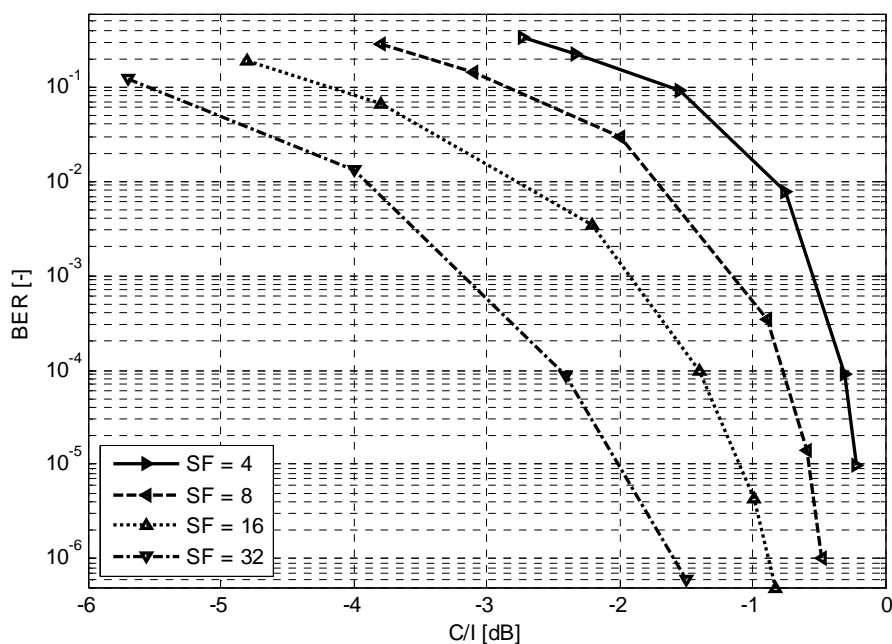
4.4.1 Přenos bez rušivých signálů

Jedním z možných nastavení simulace je deaktivace rušivých signálů a měření chybovosti přijímaného signálu v závislosti na nastavení poměru SNR šumového kanálu pro různé hodnoty SF. Z grafu naměřených hodnot na obr. 4.10 je zřejmé, že při snižování kvality přenosového kanálu roste chybovost, a to tím výrazněji, čím je nižší činitel rozprostírání. Jiné



Obr. 4.10. Závislost BER na hodnotě SNR

zobrazení stejné simulace je na obr. 4.11. Zde je vynesena chybovost přenášeného signálu v závislosti na změřené hodnotě C/I. Zvyšováním SNR přenosového kanálu se změřená

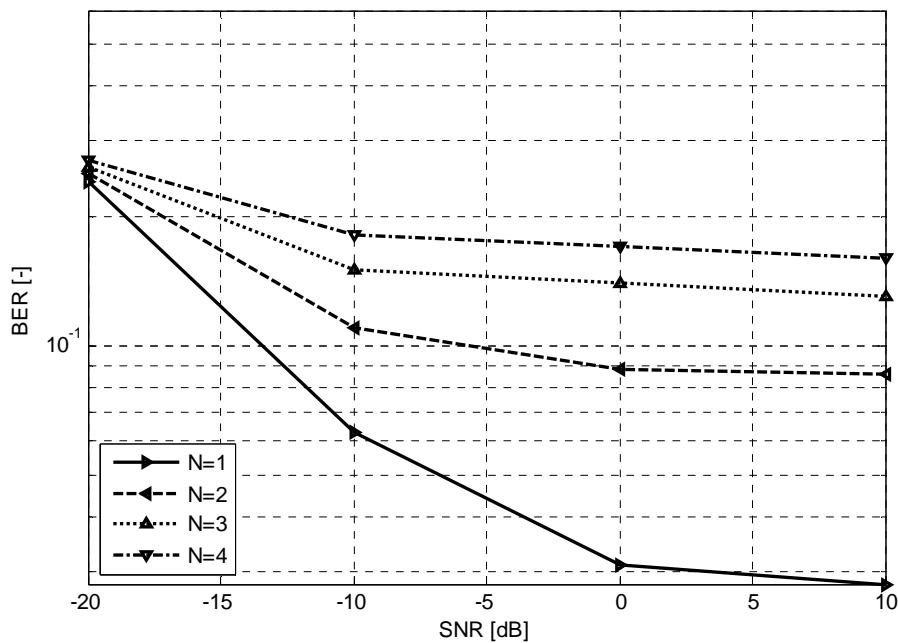


Obr. 4.11. Závislost BER na hodnotě C/I

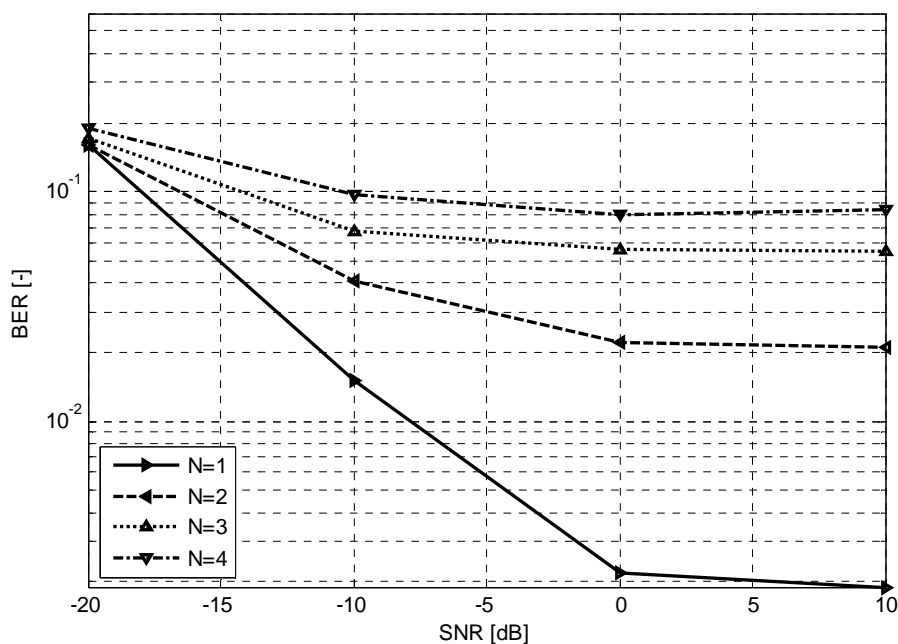
hodnota poměru signál/interference C/I blíží k nule (výkon užitečného signálu je stejný jako výkon interferencí) a chybovost klesá opět v závislosti na SF.

4.4.2 Chybovost v závislosti na počtu rušivých signálů

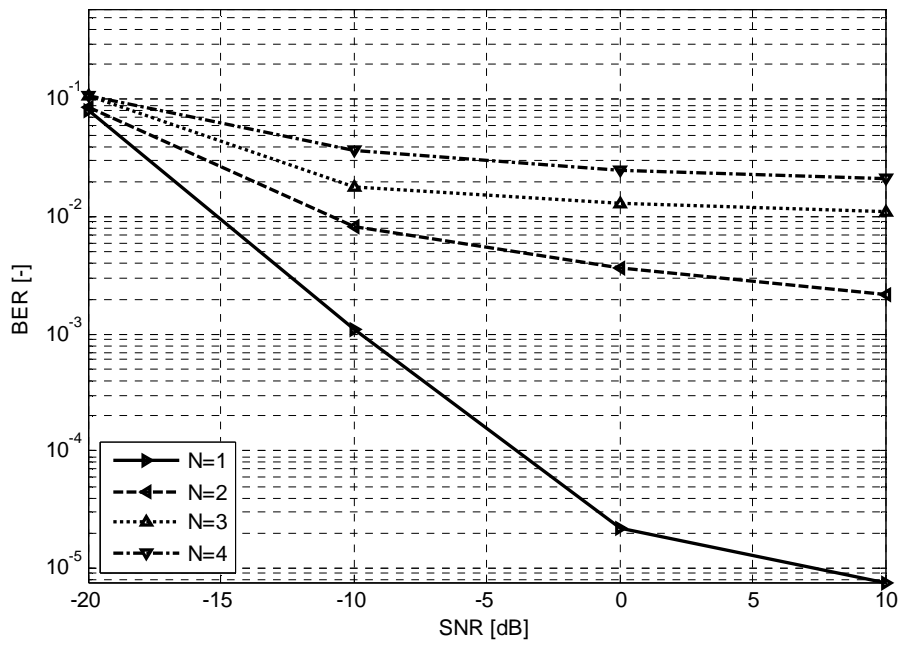
Dalším možností nastavení je měření vlivu počtu rušivých signálů na chybovost přijímaného signálu. Pro zvolené hodnoty SF je měřena chybovost signálu v závislosti na parametru přenosového kanálu SNR pro různý počet rušivých signálů. Rušivé signály mají nastaveny různé skramblovací kódy. Z grafů naměřených hodnot (obr. 4.12 – 4.14) je opět vidět větší odolnost signálu vysílaného s vyšší hodnotou SF.



Obr. 4.12 Závislost BER na hodnotě SNR pro různý počet rušivý signálů, SF = 4



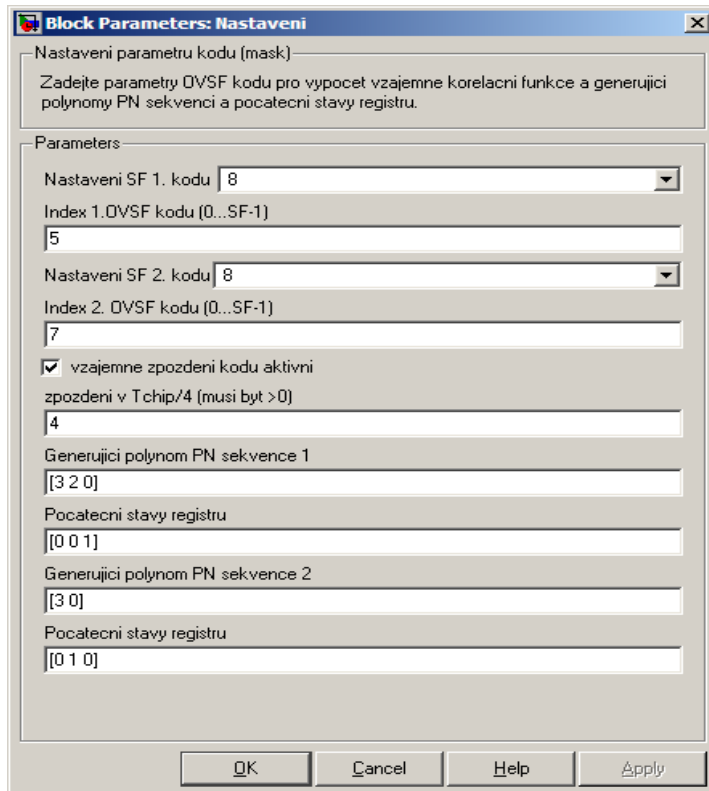
Obr. 4.13 Závislost BER na hodnotě SNR pro různý počet rušivý signálů, SF = 8



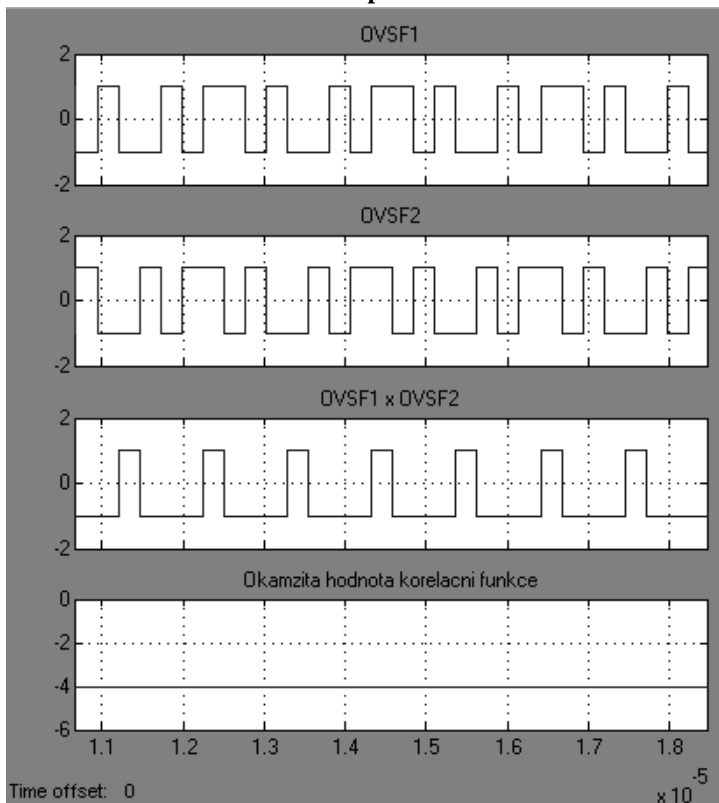
Obr. 4.14 Závislost BER na hodnotě SNR pro různý počet rušivý signálů, SF = 16

4.5 Vlastnosti autokorelačních a vzájemných korelačních funkcí používaných kódů

Zkoumání autokorelačních funkcí či vzájemných korelačních funkcí dvojice



Obr. 4.15. Nastavení parametrů kódů

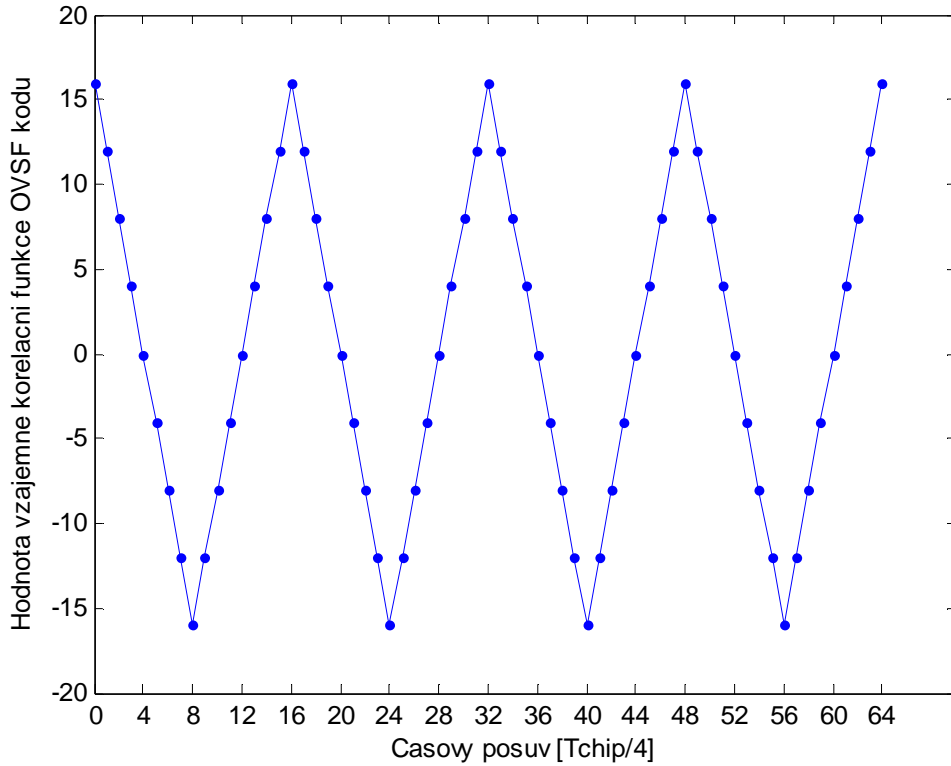


Obr. 4.16. Časové průběhy jednotlivých signálů

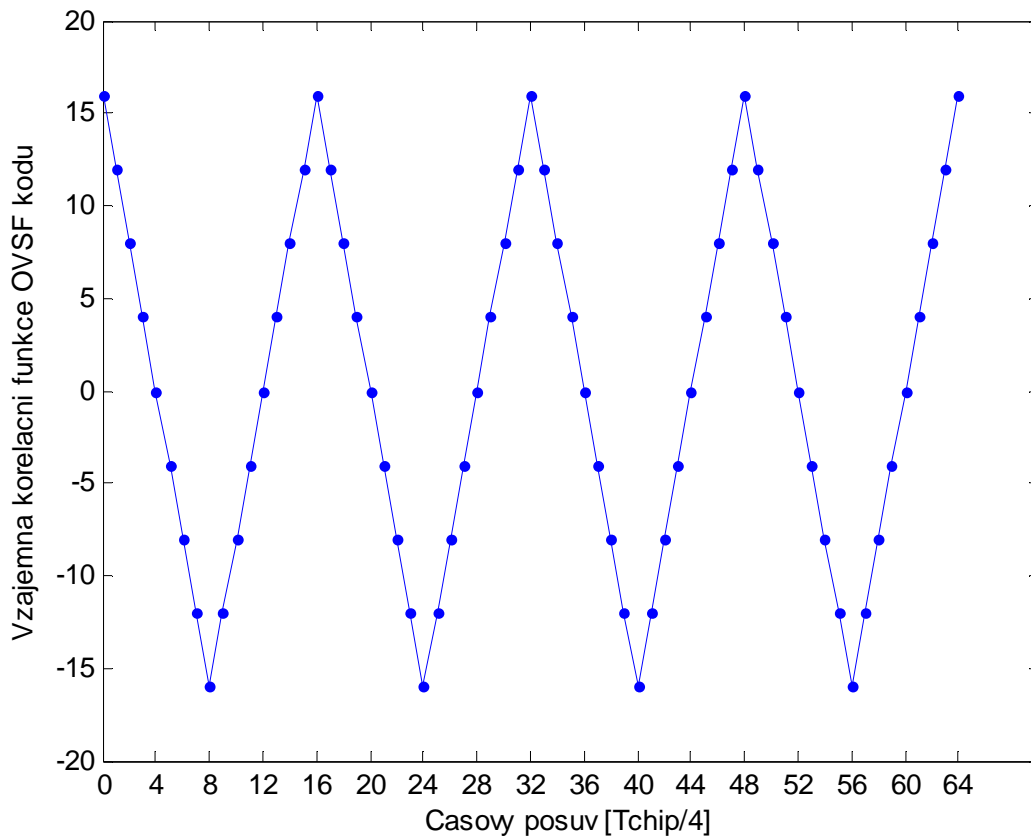
OVSF kódů a dvojice PN kódů umožňuje jednoduchý samostatný program vytvořený opět v Matlab Simulinku.

Dialogové okno pro zadávání parametrů jednotlivých kódů je na obr. 4.15. Je možno samostatně nastavit činitele rozprostírání a indexy prvního a druhého OVSF kódu a vzájemné zpoždění OVSF kódů v násobcích $T_{chip}/4$. V průběhu simulace lze zobrazit časové průběhy OVSF kódů, jejich součin a součin integrovaný přes délku kódů (tj. korelační funkce). Tyto průběhy jsou pro parametry dle obr. 4.15 zobrazeny na obr. 4.16. Po ukončení simulace je zobrazen graf vzájemné korelační funkce (v případě stejných kódů autokorelační funkce) OVSF kódů (obr. 4.17). Z tohoto průběhu je vidět, že hodnota vzájemné korelační funkce pro časový posuv $4 * T_{chip}/4$ je totožná s hodnotou vypočtenou z časových průběhů na obr. 4.16. Pro úplnost je na obr. 4.18 zobrazen graf při dvou totožně nastavených OVSF kódech, tedy autokorelační funkce pro kód $C_{16,4}$.

PN sekvence jsou generovány pomocí lineárních zpětnovazebních registrů LFSR a jsou tedy definovány počtem stupňů registrů, jejich počátečním stavem a zapojením zpětných vazeb (generující polynom) – viz kap. 2.2.1. Generující polynom je specifikován vektorem, který udává polohu nenulových koeficientů v generujícím polynomu, např. vektoru $[8 \ 2 \ 0]$ odpovídá polynom $g(x) = x^8 + x^2 + 1$. Poslední prvek vektoru musí být vždy roven nule. Počáteční stavy stupňů registrů jsou



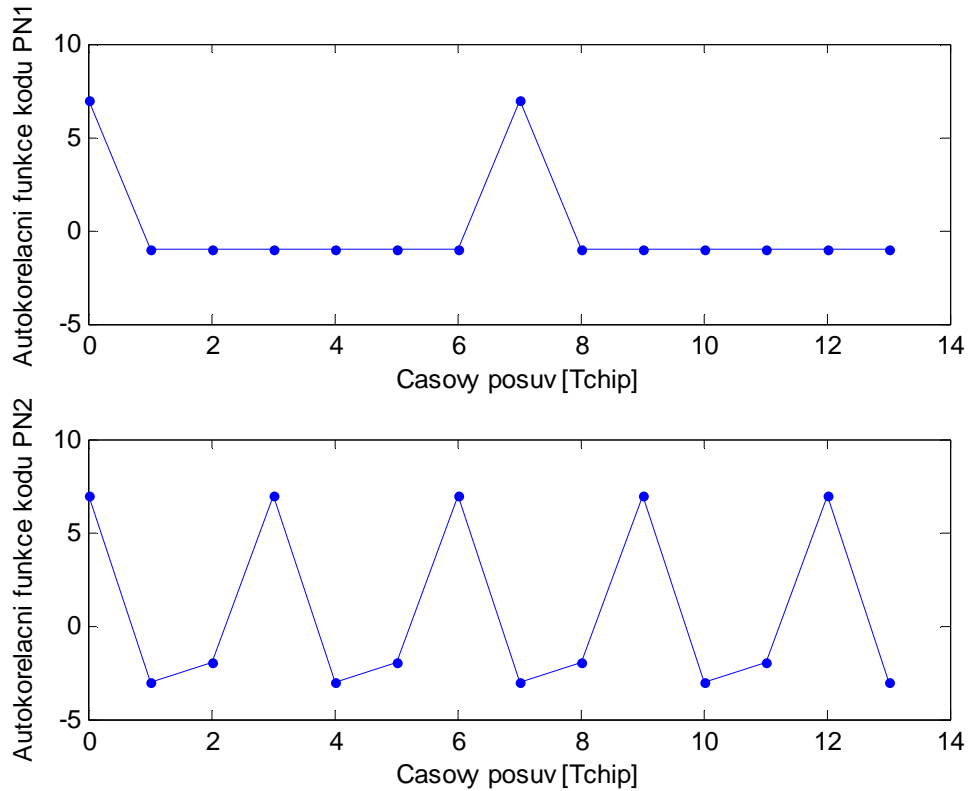
Obr. 4.17. Vzájemná korelační funkce kódů C_{R5} a C_{R7}



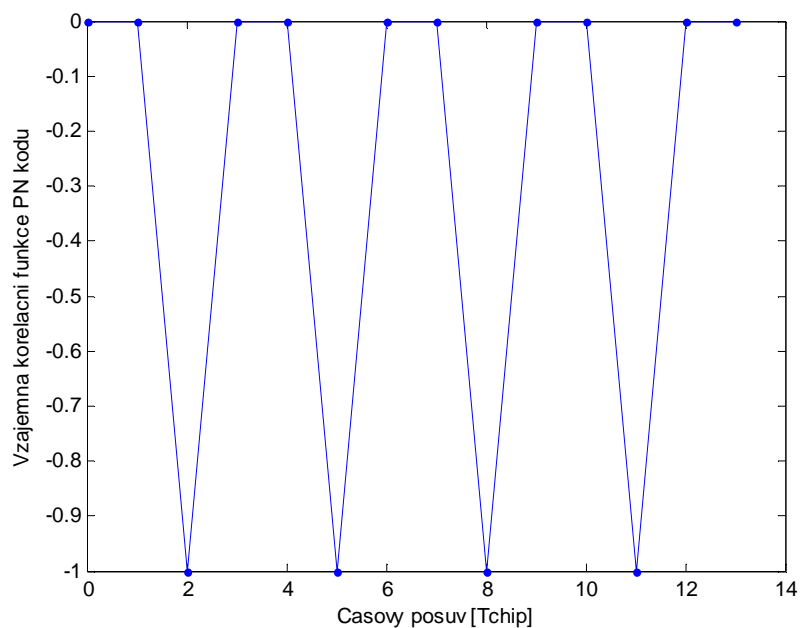
Obr. 4.18. Autokorelační funkce kódu $C_{16,4}$

specifikovány vektorem binárních čísel s délkou shodnou se stupněm generujícího

polynomu a minimálně jedním nenulovým prvkem. Po ukončení simulace jsou zobrazeny autokorelační funkce obou PN sekvencí a jejich vzájemná korelační funkce. Autokorelační funkce pro nastavení dle obr. 4.15 jsou zobrazeny na obr. 4.19. Z těchto průběhů je zřejmé, že první PN kód generovaný vektorem $[3 \ 2 \ 0] \equiv x^3 + x^2 + 1$ je m-sekvencí, neboť jeho autokorelační funkce má maxima vzdálené o $P = 2^n - 1 = 2^3 - 1 = 7$ chipů. Naproti tomu druhý kód generovaný vektorem $[3 \ 0] \equiv x^3 + 1$ m-sekvencí není. Vzájemná korelační funkce je zobrazena na obr. 4.20.

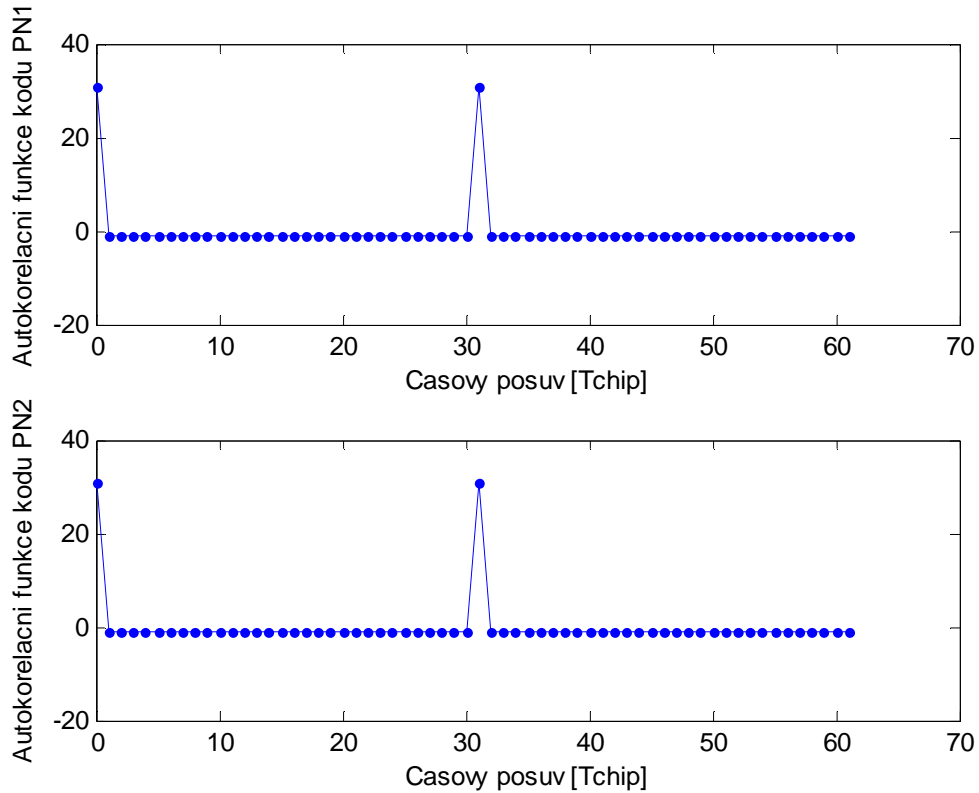


Obr. 4.19. Autokorelační funkce PN kódů

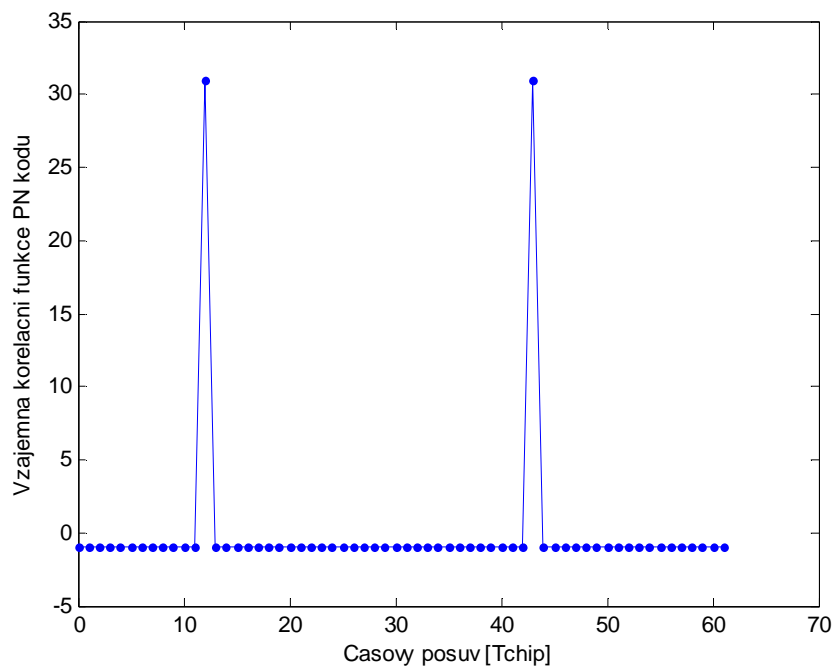


Obr. 4.20. Autokorelační funkce PN kódů

Na dalších grafech jsou zobrazeny autokorelační funkce kódů se stejným generujícím polynomem $[5\ 3\ 0] \equiv x^5 + x^3 + 1$, ale s odlišnými počátečními stavy $[0\ 0\ 0\ 0\ 1]$ a $[0\ 1\ 1\ 1\ 1]$. Jedná se tedy o dvě m-sekvence (autokorelační funkce na obr. 4.21) délky 31 chipů, které liší pouze vzájemným zpožděním. Toto zpoždění lze určit z průběhu vzájemné korelační funkce obou sekvencí (obr. 4.22) a je rovno $\Delta t = 12$ chipů.



Obr. 4.21. Autokorelační funkce PN kódů



Obr. 4.22. Vzájemná korelační funkce PN kódů

4.6 Návrh laboratorní úlohy

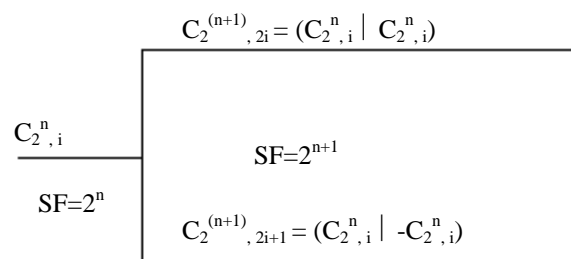
Zadání

1. Seznamte se s vlastnostmi kódů používaných v systému UMTS a jejich použitím při zpracování signálu.
2. Ověřte vlastnosti autokorelačních a vzájemných korelačních funkcí OVSF a PN kódů. Nalezněte generující polynom m-sekvencí stupně 3 a 4.
3. Zobrazte časové průběhy signálů ve vysílači (*Node B*) a přijímači (*UE*) systému UMTS bez rušivých signálů od ostatních vysílačů. Pozorujte vliv jednotlivých parametrů (rozprostírací kód, skramblovací kód, SNR AWGN kanálu) na přijímaný signál.
4. Změřte závislost chybovosti BER přijímaného signálu na hodnotách činitele rozprostírání SF při konstantní hodnotě SNR šumového kanálu.
5. Ověřte vlastnosti Walshových a skramblovacích kódů při oddělení různých datových zdrojů.
6. Změřte závislost chybovosti BER přijímaného signálu na poměru signál/šum šumového kanálu s různým počtem rušivých signálů při vybrané hodnotě SF.

Teoretický úvod

Systém UMTS používá mnohonásobný přístup CDMA s přímým rozprostřením DS-SS (*Direct Sequence- Spread Spectrum*). Úprava spektra se realizuje ve dvou fázích.

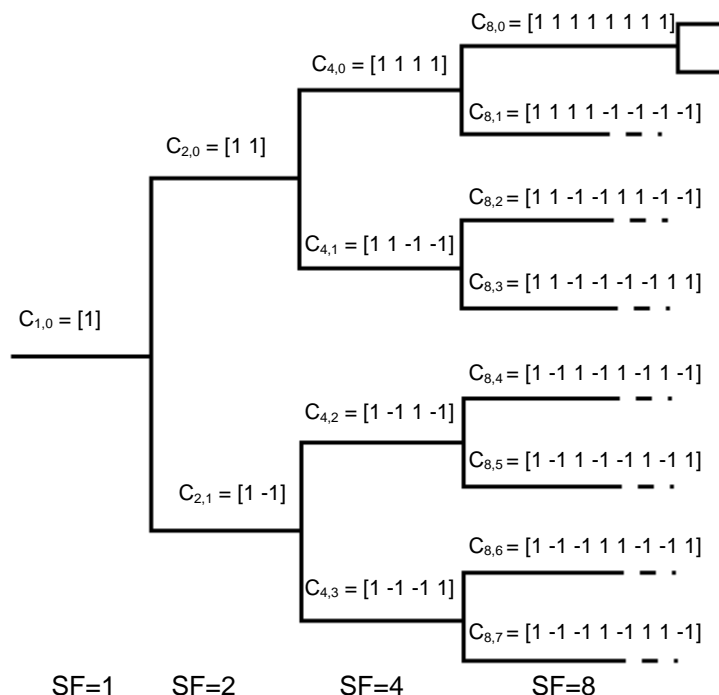
Pro odlišení jednotlivých kanálů se používají ortogonální kódy s proměnnou délkou OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*), které jsou tvořeny Walshovými funkcemi proměnné délky. Chipová rychlost rozprostíracího kódu je stálá ($f_{ch} = 3,84$ Mchip/s) a mnohonásobně vyšší než bitová rychlost signálu f_b , na který se rozprostírací proces aplikuje a dochází tedy k rozprostření spektra. Základní vlastností těchto funkcí je jejich ortogonalita – jestliže jsou dvě různé funkce stejné délky spolu násobeny a integrovány přes jejich délku (korelovány), výsledek je roven nule. Přiřadíme-li tedy na vysílací dvěma uživatelům různé Walshovy funkce jako rozprostírací kódy, můžeme je derozprostřením na přijímací straně opět oddělit.



Obr. 1. Generování rozprostíracích kódů

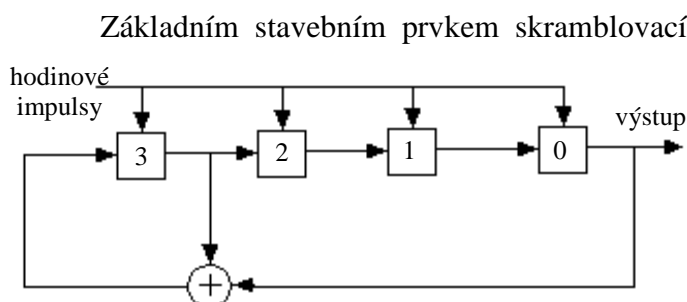
Rozdílných přenosových rychlostí signálu je dosahováno použitím Walshových funkcí s rozdílnou délkou. Po rozprostření signálu je každý bit datového signálu reprezentován určitým počtem chipů. Poměr bitové a chipové rychlosti je roven činiteli rozprostírání SF (*Spreading Factor*). Rozprostírací kódy lze znázornit pomocí stromové struktury, kde každý kód o délce N

může být použit k získání dalšího kódu o délce $2N$. Kód s vyšším SF získáme dvojnásobným zkopírováním výchozího kódu do horní větve; do spodní větve zkopírujeme jednu kódu původní a u druhé kopie změnímme znaménko (obr. 1). Označení kódů je $C_{x,y}$, kde x značí délku kódu nebo-li SF a y index kódu a zároveň počet průchodu nulou. Systém UMTS používá rozprostírací kódy s délkou od 4 do 512 chipů, strom pro generování těchto kódů je na obr. 2. Kódy, které leží v různých větvích tohoto stromu jsou ortogonální. Obecně však nesmíme volit kódy nacházející se na stejné cestě od počátku $C_{1,0}$ (jestliže např. vybereme ze stromu na obr. 2.13. kód $C_{8,6}$, nesmíme již volit kódy $C_{4,3}$ a $C_{2,1}$, ale také $C_{16,12}$, atd.), protože tyto kódy nejsou ortogonální a mohlo by docházet k nežádoucím interferencím. Tímto způsobem je možný počet kódů použitelných v jednom okamžiku omezen.



Obr. 2. Strom pro generování OVSF kódů

Výhodných vlastností Walshových funkcí lze využít pouze při dokonalé časové synchronizaci. Při zpoždění signálu (např. vícecestným šířením) by došlo ke zvýšení interferencí díky nenulovým hodnotám vzájemné korelační funkce. Z tohoto důvodu je nutné pro oddělení kanálů z různých zdrojů použít tzv. skramblovací kódy, které mají nízké (ideálně nulové) hodnoty vzájemných korelačních funkcí pro nenulové časové posuvy. Skramblovací kódy mají chipovou rychlost rovněž 3,84 Mchip/s, takže nedochází k dalšímu rozšíření spektra.



Obr. 3. LFSR registr pro generování PN sekvencí

Základním stavebním prvkem skramblovacích kódů jsou PN sekvence (*Pseudo – Noise sequences*). Tyto sekvence jsou generovány pomocí lineárního zpětnovazebního posuvného registru LFSR (*Linear Feedback Shift Register*, obr. 3). Způsob zapojení zpětných vazeb udává tzv. generující polynom. Na obr. 3 je zobrazen čtyřstupňový LFSR, u kterého jsou výstupy ze stupňů 3 a 0 sečteny

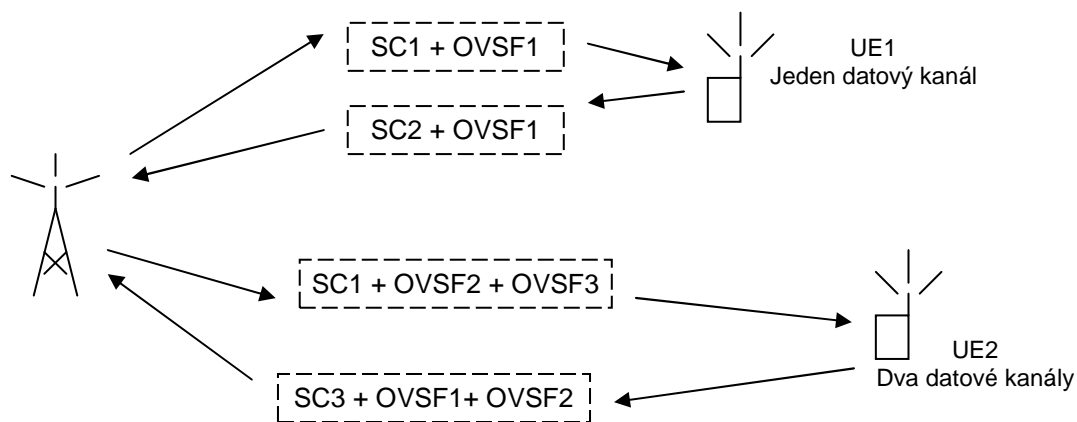
(modulo-2) a přivedeny zpět na vstup stupně 3. Generující polynom pro toto zapojení má tvar $g(x) = x^4 + x^3 + 1$. Počáteční stav (*initial conditions*) všech stupňů je 1. Po příchodu prvního hodinového impulsu se stav stupňů změní na hodnoty 0, 1, 1 a 1, při dalším 1, 0, 1, 1 atd. Po příchodu 15. Hodinového impulsu bude stav stupňů opět 1, 1, 1, 1 a hodnoty stavů se budou opakovat. Výstupní sekvenci je možno odebírat z kteréhokoliv stupně, pro stupeň 0 je následující: 1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0. Stejná sekvence, ovšem s jiným zpožděním bude generována i pro jiné počáteční stavy (s výjimkou, kdy by byly počáteční stavy všech registrů rovny nule). Protože je výstupní sekvence periodická, ale s náhodným rozložením bitů, nazývají se takovéto kódy jako pseudonáhodné (*pseudo-random*).

V uvedeném příkladě se generovaná sekvence opakuje po 15 hodinových impulsích. Její perioda je tedy 15 bitů, což je maximální možná hodnota, kterou lze u čtyřstupňového posuvného registru dosáhnout. Sekvence s maximální možnou délkou $2^n - 1$ (kde n je počet stupňů registru) se nazývají jako m-sekvence (*maximal sequence, maximum-length sequence*). Délku sekvence určuje zapojení zpětných vazeb – generující polynomy určující m-sekvence mají specifické vlastnosti. Počet m-sekvencí není příliš velký, např. m-sekvenci s délkou 7 mohou generovat dva polynomy, pro délku 15 existují také dva polynomy a pro délku 31 šest polynomů.

Přehledně je zpracování signálu v systému UMTS shrnuto v tab. 1. Konkrétní spojení jednoho *Node B* s dvěma *UE* je na obr. 3. *Node B* je identifikován vlastním skramblovacím kódem SC1. Každý z datových kanálů v DL je kódován OVFSF kódy, které jsou vzájemně ortogonální (OVFSF1, OVFSF2, OVFSF3). V UL má každý UE svoji vlastní skramblovací sekvenci, která ho identifikuje (SC2, SC3). Pro kanálové kódování může UE použít jakýkoli OVFSF kód. UE1 může tedy stejně jako UE2 použít kód OVFSF1. Díky tomu vznikají v systému interference, které omezují možný počet uživatelů v UL. Naproti tomu je pro DL omezujícím faktorem konečný počet ortogonálních kódů

	Spreading	Scrambling
Uplink	Oddělení fyzických kanálů od jednoho UE	Rozlišení jednotlivých Ues
Downlink	Oddělení jednotlivých uživatelů v jedné buňce (Node B)	Rozlišení buněk

Tab. 1. Zpracování signálu v systému UMTS



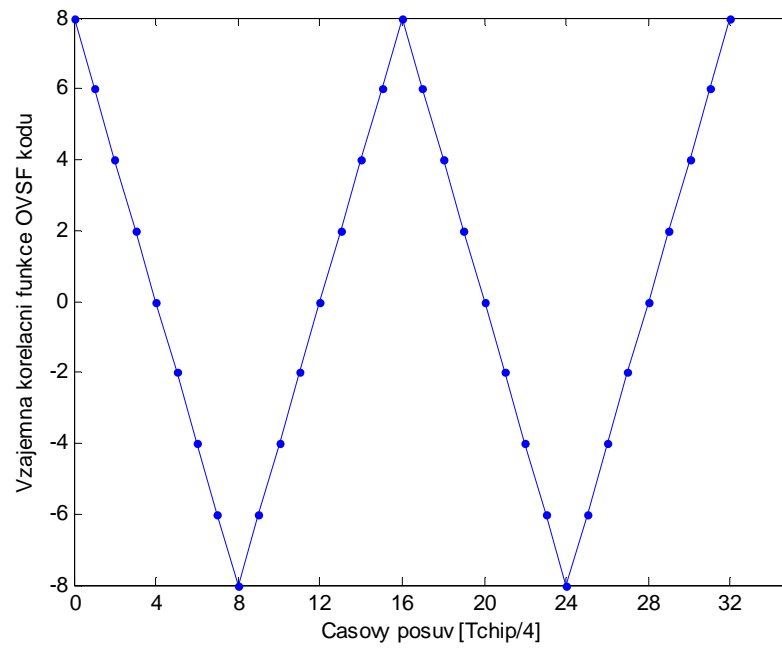
Obr. 4. Přiřazení jednotlivých kódů

Postup měření

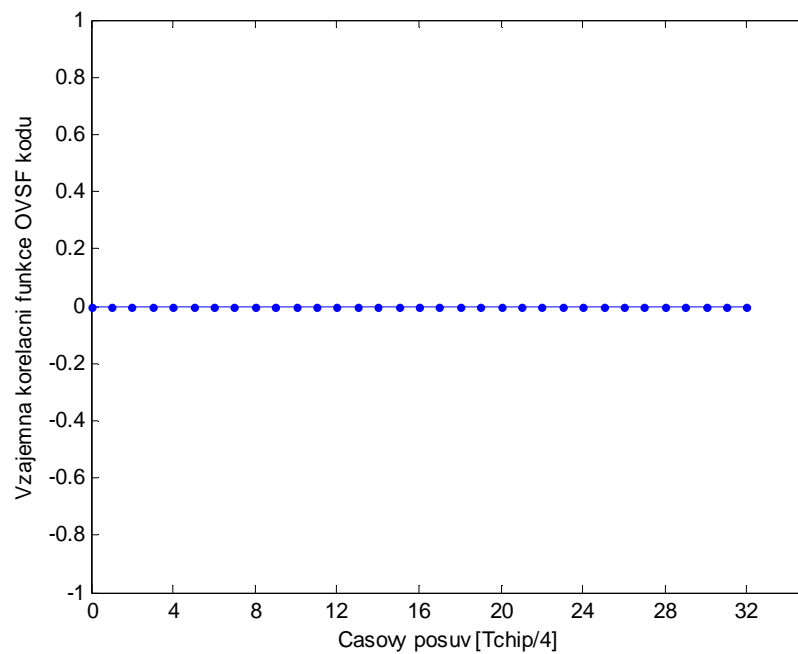
2. Spustíte program „*korelace.mdl*“, který slouží pro zkoumání vlastností OVFSF a PN kódů. Po nastavení parametrů kódů spustíte generování kódů, po zastavení simulace se zobrazí graf vzájemné korelační funkce OVFSF kódů a dále graf autokorelační a vzájemné korelační funkce PN kódů.
Zobrazte autokorelační funkci OVFSF kódů (oba kódy nastaveny stejně) a vzájemnou korelační funkci ortogonálních kódů. Dále změnou generujících polynomů PN sekvencí naleznete polynomy 3. a 4. řádu, které generují m-sekvence délky 7, resp. 15 (jejich autokorelační funkce má maxima vzdálené o $2^n - 1$ chipů). Generující polynom je specifikován vektorem, který udává polohu nenulových koeficientů v generujícím polynomu, např. vektoru [3 2 0] odpovídá polynom $g(x) = x^3 + x^2 + 1$. Poslední prvek vektoru musí být vždy roven nule. Počáteční stavy stupňů registrů jsou specifikovány vektorem binárních čísel s délkou shodnou se stupněm generujícího polynomu a minimálně jedním nenulovým prvkem. V případě potřeby je možno tabulku generujících polynomů nalézt v nápovědě Matlabu.
3. Po spuštění programu „*UMTS.mdl*“ otevřete blok „*Nastaveni uzitecneho signalu*“. Zde nejdříve nastavte parametry rozprostíracích a skramblovacích kódů jak pro přijímací, tak pro vysílací stranu. Potvrďte OK a otevřete další blok „*Nastaveni rusivych signalu*“. Zde deaktivujte ostatní rušivé signály a nastavte hodnotu SNR [dB] šumového kanálu AWGN. Po spuštění simulace otevřete bloky „*Zobrazeni casovych prubehu vysilace*“ a „*Zobrazeni casovych prubehu prijimace*“, kde můžete sledovat časové průběhy signálů v jednotlivých částech modelu (při nevhodném měřítku vertikální osy lze použít volbu *Autoscale*, která se vyvolá kliknutím pravým tlačítkem myši na příslušném grafu). Pozorujte časové průběhy signálů při různých hodnotách parametrů a v závěru je komentujte. Vyzkoušejte také chování přijímače při odlišně nastavených rozprostíracích kódech na přijímací a vysílací straně.
4. Po otevření bloku „*Nastaveni rusivych signalu*“ nastavte hodnotu SNR šumového kanálu (např. -30 dB) a měřte závislost chybovosti přijímaného signálu na hodnotě SF (zvyšování hodnoty SF ukončete, nedojde-li k příjmu chybného bitu cca do 1 minuty). Změřenou závislost vynesete do grafu.
5. V bloku „*Nastaveni rusivych signalu*“ nastavte hodnotu SNR šumového kanálu např. na 10 dB a aktivujte jeden rušivý signál. Změnou parametrů rozprostíracích sekvencí (index skramblovacího kódu nastavte pro rušivý i užitečný signál shodný) ověřte ortogonalitu Walshových funkcí (nedochází-li k vzájemným interferencím a tedy k příjmu chybných bitů). Dále ověřte pravidla pro výběr Walshových kódů z kódového stromu (obr. 2) a oddělení kanálů různými skramblovacími kódy při použití stejných Walshových kódů.
6. Pro zvolenou hodnotu SF užitečného signálu změřte chybovost přijímaného signálu v závislosti na SNR šumového kanálu (v rozsahu cca -20dB až 10 dB) nejdříve bez rušivých signálů a poté postupně s ostatními rušivými signály. U rušivých signálů nastavte rozdílné skramblovací kódy.

Vypracování

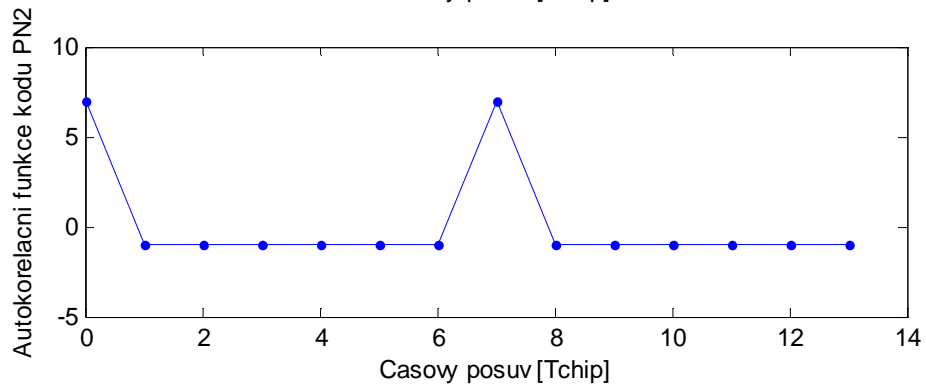
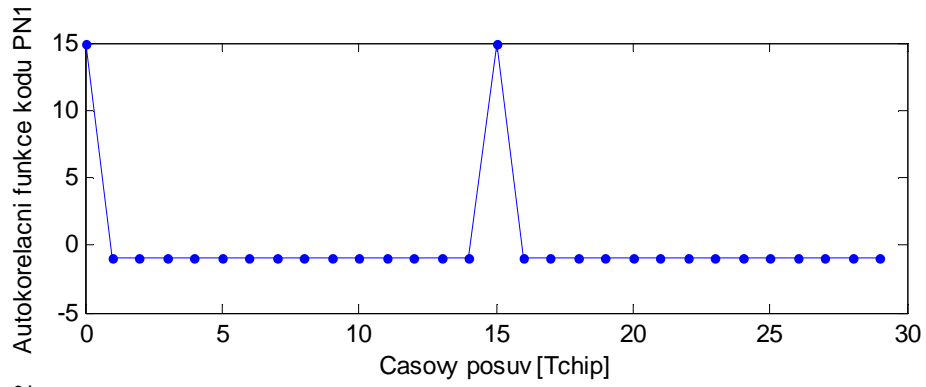
2. Autokorelační funkce OVFSF kódu $C_{8,2}$



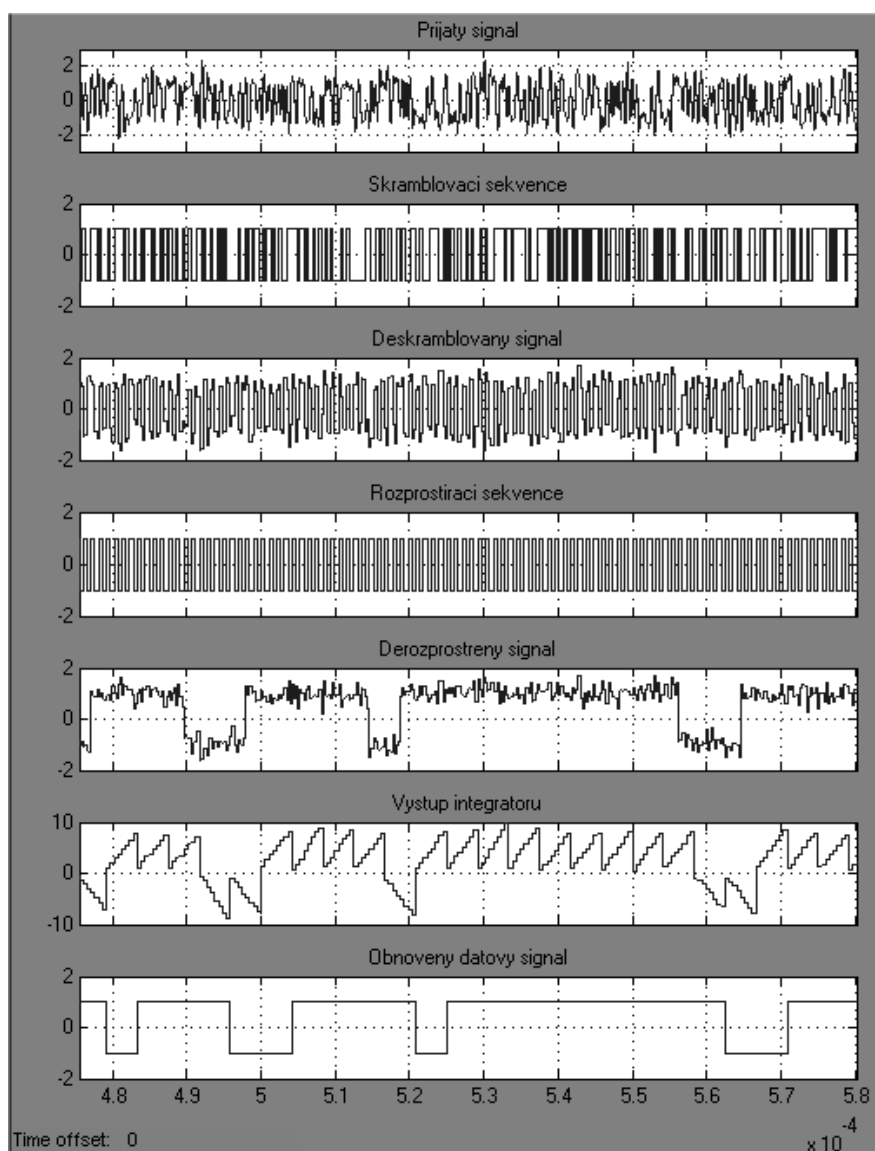
Vzájemná korelační funkce OVFSF kódů $C_{8,2}$ a $C_{8,7}$



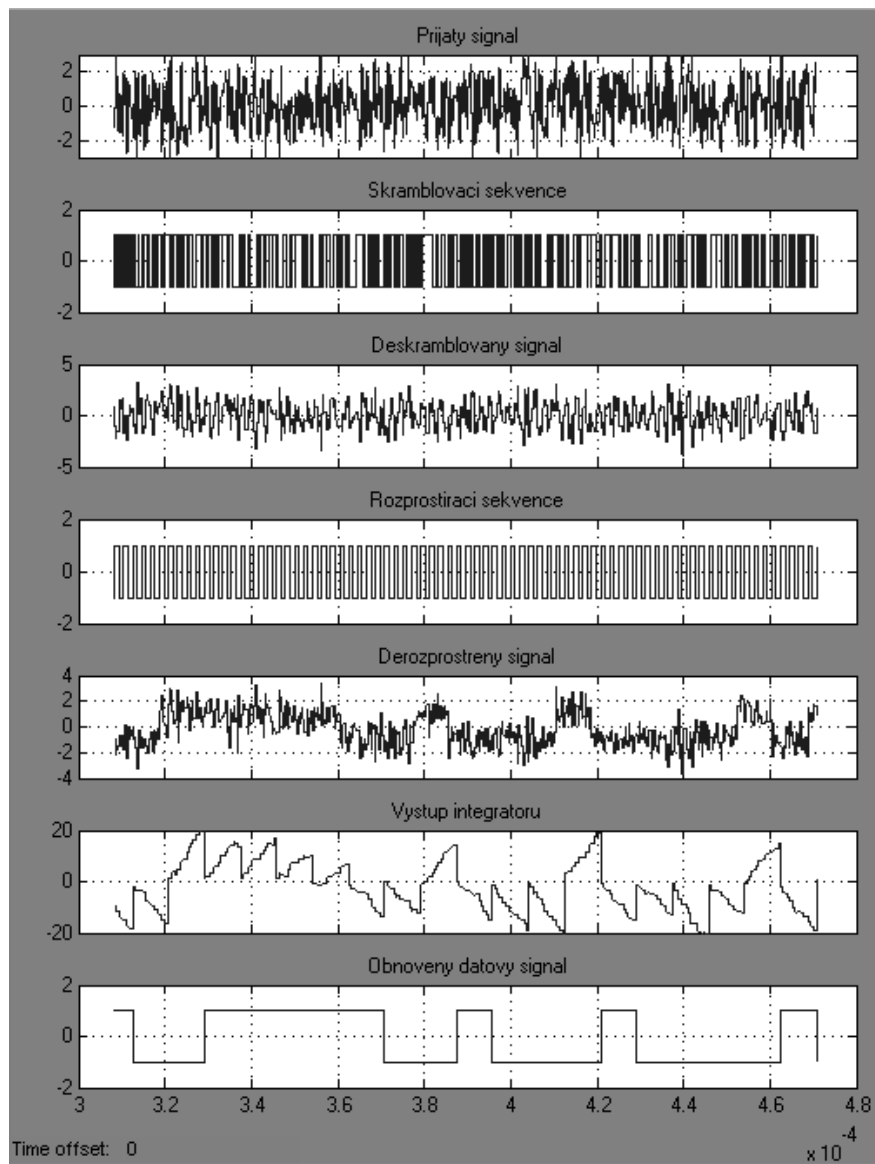
Autokorelační funkce PN kódů - generující polynomy $[4\ 3\ 0] \equiv x^4 + x^3 + 1$
 $[3\ 2\ 0] \equiv x^3 + x^2 + 1$



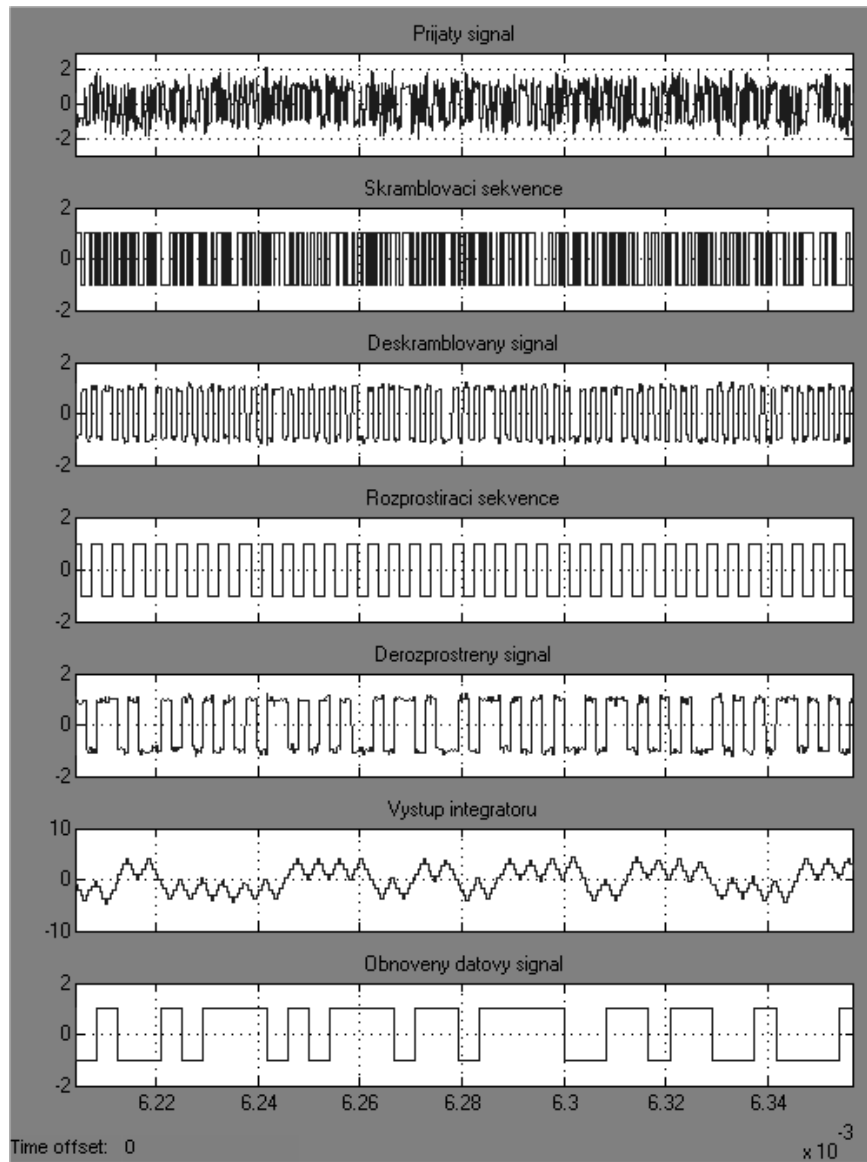
3. Zobrazení časových průběhů na přijímací straně
 a. Rozprostírací kód stejný na vysílací i přijímací straně: $C_{SF,y}=C_{8,2}$; $SNR = 0 \text{ dB}$.



b. Rozprostírací kód stejný na vysílací i přijímací straně: $C_{SF,i}=C_{16,2}$; $SNR = -10 \text{ dB}$.



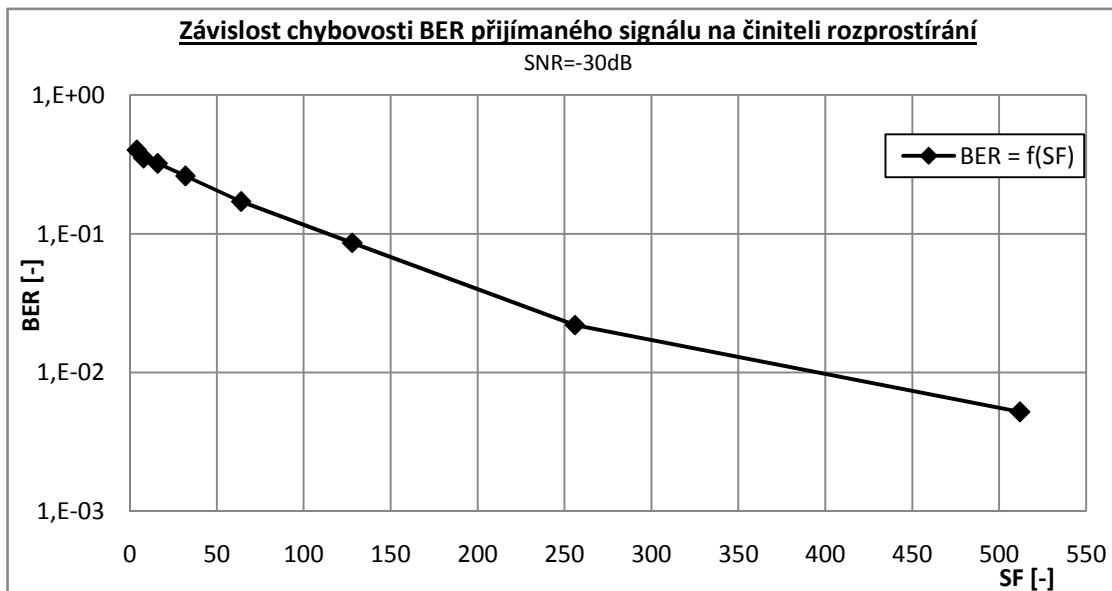
- c. Rozprostírací kód na vysílací straně: $C_{SF,i}=C_{16,2}$
 přijímací straně: $C_{SF,i}=C_{16,3}$; $SNR = 10 \text{ dB}$.



4. Závislost chybovosti BER přijímaného signálu na hodnotách činitele rozprostírání SF při konstantní hodnotě SNR šumového kanálu

SNR=-30dB, rozprostírací kód $C_{SF,2}$, index skramblovacího kódu $i=3$

SF [-]	4	8	16	32	64	128	256	512
BER [-]	4,00E-01	3,50E-01	3,20E-01	2,60E-01	1,70E-01	8,60E-02	2,20E-02	5,20E-03

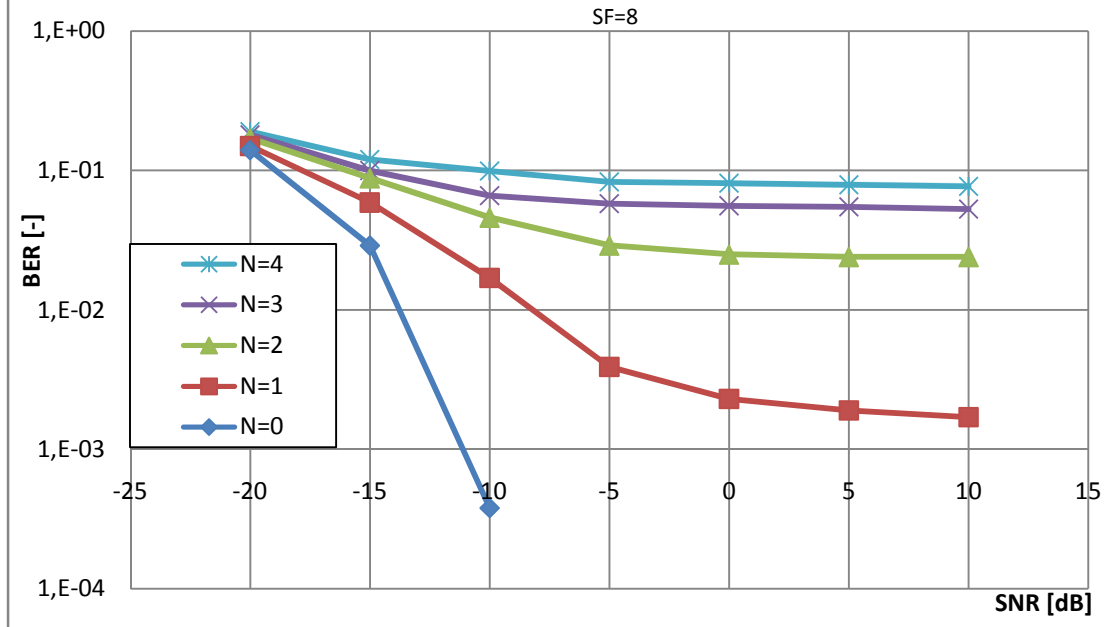


5. Závislost chybovosti BER přijímaného signálu na hodnotách činitele rozprostírání SF při konstantní hodnotě SNR šumového kanálu

rozprostírací kód $C_{8,0}$, index skramblovacího kódu $i=1$

SNR [dB]	-20	-15	-10	-5	0	5	10
n=0	1,40E-01	2,90E-02	3,80E-04	-	-	-	-
n=1	0,15	5,90E-02	1,70E-02	3,90E-03	2,30E-03	1,90E-03	1,70E-03
n=2	0,17	8,80E-02	4,60E-02	2,90E-02	2,50E-02	2,40E-02	2,40E-02
n=3	0,18	1,00E-01	6,60E-02	5,80E-02	5,60E-02	5,50E-02	5,30E-02
n=4	1,90E-01	1,20E-01	9,90E-02	8,30E-02	8,10E-02	7,90E-02	7,70E-02

**Závislost chybovosti BER přijímaného signálu na SNR šumového kanálu při
různém počtu rušivých signálů N**



5. Závěr

Vytvořený model systému UMTS v prostředí Matlab Simulink umožňuje posouzení vlivu rušivých signálů na chybovost přenášeného užitečného signálu. Rušení může představovat šumový kanál s volitelným poměrem signál/šum, případně další signály ostatních uživatelů. Výsledky simulace jsou uvedeny v kap. 4.4. Dále byl vytvořen návrh laboratorní úlohy, která by studentům umožnila bližší seznámení se zpracováním signálu v systému UMTS. K tomuto účelu byl také vytvořen další program vhodný pro zkoumání autokorelačních a vzájemných korelačních vlastností rozprostíracích a pseudonáhodných sekvencí.

Rozšíření modelu by mohlo být provedeno doplněním o kanálové kódování a prokládání nebo simulací vícecestného šíření signálu s následným příjmem pomocí přijímače RAKE.

Na přiloženém CD je uložena elektronická podoba tohoto textu ve formátu *pdf*, dva soubory Matlab Simulinku (verze 6.4, R2006a) „*UMTS.mdl*“ a „*korelace.mdl*“ a soubor metadat.

6. Literatura

- [1] HANUS, S. *Bezdrátové a mobilní komunikace*. RadioMobil a.s., Praha 2003, ISBN 80-214-1833-8
- [2] HANUS, S., FENCL, J., ŠTENCEL, V. *Bezdrátové a mobilní komunikace II*. T-Mobile Czech Republic a.s., Praha 2005, ISBN 80-214-2817-1
- [3] ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. BEN. Praha 2000. ISBN 80-86056-47-3
- [4] CASTRO, J., P. *The UMTS Network And Radio Access Technology*. John Wiley & Sons, Ltd. England 2001. ISBN 0470-84172-9
- [5] 3G TS 25.213, version 5.0.0, Release 5. Dostupné na www.3gpp.org
- [6] LEE, J. S., MILLER, L. E. *CDMA Systems Engineering Handbook*. Artech House Books, Boston London, 1998. ISBN 0-89006-990-5
- [7] THE MATHWORKS. *Using The Communication Blockset*. Dostupné na www.mathworks.com
- [8] SOUSA, E., S. *WCDMA Physical Layer: Characteristic, Design Principles, and Performance*. ITS 2002, Natal, Brazil, Sept 7, 2002.
- [9] NAWROCKI, J. M., DOHLER M., AGHVAMI, A. H., *Understanding UMTS Radio Network, Modelling, Planning and Automated Optimisation*. John Wiley & Sons, Ltd. England 2006. ISBN 13 978-0-470-01567-4
- [10] www.stech.cz, archiv článků časopisu Sdělovací Technika
- [11] YACOUN, M. D., *WIRELESS TECHNOLOGY, Protocols, Standards, and Techniques*. CRC Press LLC 2002. ISBN 0-8493-0969-7
- [12] KORHONEN, J., *Introduction to 3G Mobile Communications, Second Edition*. Artech House Books, Boston London, 2003. ISBN 1-580953-507-0
- [13] GROE, J. B., LARSON, L. E. *CDMA Mobile Radio Design*. Artech House Books, Boston London, 2000. ISBN 1-58053-059-1
- [14] PROAKIS, J. G., *Digital Communications 4th edition*. McGraw-Hill, New York, 2000. ISBN 0-07-232111-3
- [15] LAIHO, J., WACKER, A., NOVOSAD, T., *Radio network planning and optimisation for UMTS*. John Wiley & Sons, Ltd. England 2006. ISBN - 13 978-0-470-01575-9
- [16] 3GPP TS 25.201, version 7.4.0, Release 7. Dostupné na www.3gpp.org
- [17] 3GPP TS 25.221, version 7.4.0, Release 7. Dostupné na www.3gpp.org
- [18] FAZEL, K., KAISER, S., *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, Ltd. England 2003. ISBN 0-470-84899-5
- [19] GUO, Y. J., *Advances in mobile radio access networks*. Artech House Books, Boston London, 2004. ISBN 1-58053-727-8
- [20] 3GPP TS 25.101, version 8.1.0, Release 8. Dostupné na www.3gpp.org
- [21] *HPSK Spreading for 3G*, Agilent Technologies Application Note 1335, Agilent Technologies 2000, dostupné na www.agilent.com

Seznam použitých zkratek

AMPS	<i>Advanced Mobile Phone Service</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BCH	<i>Broadcast Channel</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BTS	<i>Base Transceiver Station</i>
C/I	<i>Carrier to Interference</i>
CDM	<i>Code Division Multiple Access</i>
CN	<i>Core Network</i>
CPCH ()	<i>Common Packet Channel</i>
CS ()	<i>Circuit Switch mode</i>
D-AMPS ()	<i>Digital Advanced Mobile Phone System</i>
DCS	<i>Digital Celullar System</i>
DCS	<i>Digital Cellular System 1800</i>
DECT	<i>Digital European Cordless Telecommunication</i>
DCH	<i>Dedicated Channel</i>
DL	<i>Downlink</i>
DPCCCH	<i>Dedicated Physical Control Channel</i>
DPDCH	<i>Dedicated Physical Data Channel</i>
DS	<i>Direct sequence</i>
DSCH	<i>Downlink Shared Channel</i>
DS-SS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FACH	<i>Forward Access Channel</i>
FBI	<i>Feedback Information</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FEC	<i>Forward Error Coding</i>
FER	<i>Frame Error Rate</i>
FH	<i>Frequency Hopping</i>
FH-SS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
GGSN	<i>Gateway GPRS Support Node</i>
GMSC	<i>Gateway Mobile Switching Centre</i>
GPRS	<i>(General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global Systems for Mobile Communications</i>
HO	<i>Handover</i>
HPSK	<i>Hybrid Phase Shift Keing</i>
HSCSD	<i>High Speed Circuit Switched Data</i>

IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunication in the year 2000</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
ITU-R	<i>International Telecommunications Union-Radio Communication Sector</i>
JDC	<i>Japan Digital Cellular</i>
LFSR	<i>Linear Feedback Shift Register</i>
MAC	<i>Media Access Control</i>
MS	<i>Mobile station</i>
MSC	<i>Mobile Switching Centre</i>
MSS	<i>Mobile Satellite Service</i>
NMT	<i>(Nordic Mobile Telephone</i>
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
OVSF	<i>(Orthogonal Variable Spreading Factor codes</i>
PCPCH	<i>Physical Common Packet Channels</i>
PCS	<i>Personal Celullar System</i>
PG	<i>Processing Gain</i>
PCH	<i>Paging Channel</i>
PN	<i>Pseudo Noise</i>
PRACH	<i>Physical Random Access Channels</i>
PS	<i>Packet Switch mode</i>
PSTN	<i>Public Switched Telephone Network</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RACH	<i>Random Access Channel</i>
RAN	<i>Radio Acess Network</i>
RLC	<i>Radio Link Control</i>
RNC	<i>Radio Network Controller</i>
RNL	<i>Radio Network Layer</i>
RNS	<i>Radio Network Subsystem</i>
RRC	<i>Radio Resource Control</i>
SC	<i>Scrambling Code</i>
SDMA	<i>Space Division Multiple Acces</i>
SF	<i>Spreading Factor</i>
SGSN	<i>Serving GPRS Support Node</i>
SHO	<i>Soft Handover</i>
SCH	<i>Synchronization CHannel</i>
SIR	<i>Signal to Interference Ratio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SRRC	<i>Square-Root Raised Cosine</i>
TACS	<i>Total Access Communications System</i>
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TFCI	<i>Transport Format Combination Identifier</i>
TH	<i>Time Hopping</i>

TPC	<i>Transmit Power Control</i>
TTI	<i>Transmission Time Interval</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UL	<i>Uplink</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UTRAN	<i>UMTS Terrestrial Radio Access Network, Universal TRAN</i>
UWC	<i>Universal Wirelles Communication</i>
VLR	<i>Visitor Location Register Visitor Location Register</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>