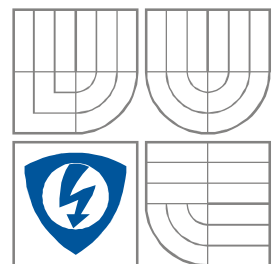




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

RÁDIOVÉ ROZHRANÍ SYSTÉMU LTE (E-UTRAN) E-UTRAN AIR INTERFACE DESCRIPTION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Prokop Opletal

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

BRNO, 2009



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Prokop Opletal
Ročník: 3

ID: 72994
Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Rádiové rozhraní systému LTE (E-UTRAN)

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte základní principy bezdrátového systému LTE (Long Term Evolution) se zaměřením na rádiové rozhraní (OFDMA, řídicí kanály, provozní kanály).

Na základě získaných poznatků sestavte model systému v prostředí MATLAB a proveďte simulaci přenosu signálu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] 3GPP TS 36.2013rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; LTE Physical Layer - General Description (Release 8) - www.3gpp.org.

[2] 3GPP TS 36.211: "Physical channels and modulation".

[3] 3GPP TS 36.212: "Multiplexing and channel coding".

[4] 3GPP TS 36.213: "Physical layer procedures

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Anotace

Cílem této bakalářské práce bylo prostudovat základní principy bezdrátového systému LTE se zaměřením na rádiové rozhraní. V průběhu textu jsou čtenáři seznámeni se základními koncepty systému, jako je modulace OFDM, která je pro technologii LTE stěžejní. Dále jsou stručně rozebrány technologie OFDMA a SC-FDMA, které systémy LTE využívají pro downlink resp. uplink. V textu jsou také shrnuty parametry systému, které zásadně ovlivňují rychlosti datových toků v systémech LTE. V závislosti na teoretických poznacích byl vytvořen model systému LTE v programu MATLAB, ve kterém byly provedeny simulace přenosu signálu rádiovým prostředím.

Annotation

The aim of this bachelor's thesis was to study a basic principles of wireless system LTE with a view to radio interface. Readers are familiarize with a basic concepts of system within a text, like modulation OFDM, which is principal for LTE technology. Further in text are shortly describe OFDMA and SC-FDMA technologies, which are employ in LTE downlink and uplink. There are also summarize parameters, which radically change a bit rate in LTE systems. In dependence on the theoretic knowledge was designed a model of LTE system in MATLAB. With this model were performed simulations of transmission of LTE signal through the radio channel.

Klíčová slova

LTE, OFDM, OFDMA, SC-FDMA, MIMO.

Key words

LTE, OFDM, OFDMA, SC-FDMA, MIMO.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Rádiové rozhraní systému LTE (E-UTRAN) jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 5. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

| | |
|--|---------------|
| 1. PŘEDSTAVENÍ LTE | - 8 - |
| 1.1 ZÁVISLOST RYCHLOSTI DATOVÝCH TOKŮ | - 8 - |
| 1.1.1 Šířka spektra..... | - 8 - |
| 1.1.2 Anténní konfigurace..... | - 8 - |
| 1.1.3 Hloubka vnitřní modulace | - 9 - |
| 1.2 DOSAŽITELNÉ PŘENOSOVÉ RYCHLOSTI..... | - 9 - |
| 2. ZÁKLADNÍ KONCEPTY LTE..... | - 10 - |
| 2.1 MNOHACESTNÉ SIGNÁLY | - 10 - |
| 2.2 SINGLE CARRIER MODULATION | - 10 - |
| 2.3 OFDM | - 11 - |
| 2.3.1 OFDM v časové oblasti | - 12 - |
| 2.3.2 Nevýhody OFDM..... | - 14 - |
| 2.4 ROZBOR OFDM SYSTÉMŮ..... | - 15 - |
| 2.4.1 Zjednodušené blokové schéma(s modulátorem BPSK)..... | - 15 - |
| 2.4.2 Komplexnější rozbor..... | - 15 - |
| 2.4.3 Zjednodušený matematický rozbor systému OFDM | - 17 - |
| 2.4.4 Návrh systémových parametrů OFDM | - 19 - |
| 2.5 OFDMA..... | - 20 - |
| 2.5.1 Obecná rámcová struktura LTE | - 20 - |
| 2.5.2 Přidělování fyzických zdrojových bloků uživatelům | - 22 - |
| 2.6 MIMO A MRC | - 23 - |
| 2.7 SC-FDMA | - 25 - |
| 2.7.1 Porovnání OFDMA a SC-FDMA | - 27 - |
| 3. FYZICKÁ VRSTVA LTE..... | - 28 - |
| 3.1 FYZICKÉ KANÁLY A MODULACE | - 29 - |
| 3.1.1 Obecná rámcová struktura | - 30 - |
| 3.1.2 Fyzické zdrojové bloky a elementy..... | - 30 - |
| 3.1.3 Fyzické zdroje a mapování u downlinku..... | - 30 - |
| 3.1.4 Fyzické zdroje a mapování u uplinku | - 32 - |
| 3.2 MULTIPLEXOVÁNÍ A KANÁLOVÉ KÓDOVÁNÍ..... | - 34 - |
| 3.2.1 Kanálové kódování | - 35 - |
| 3.3 PROCESY VE FYZICKÉ VRSTVĚ | - 35 - |
| 3.3.1 Vyhledávání buňky..... | - 35 - |
| 3.3.2 Řízení výkonu..... | - 35 - |
| 3.3.3 Procesy spojené s PDSCH..... | - 36 - |
| 4. MODEL SYSTÉMU LTE V PROGRAMU MATLAB | - 37 - |
| 4.1 POPIS MODELU | - 37 - |
| 4.1.1 Generátor náhodných dat..... | - 37 - |
| 4.1.2 Konvoluční kódování..... | - 37 - |
| 4.1.3 Prokládání..... | - 39 - |
| 4.1.4 Mapování..... | - 39 - |
| 4.1.5 Vnitřní modulace OFDM..... | - 39 - |
| 4.1.6 S/P (sériově-paralelní převod) | - 40 - |
| 4.1.7 IFFT (modulace)..... | - 40 - |
| 4.1.8 P/S (paralelně-sériový převod)..... | - 40 - |
| 4.1.9 Vkládání CP..... | - 40 - |
| 4.1.10 Modulace na nosnou vlnu a průchod signálu rádiovým kanálem..... | - 40 - |
| 4.2 POPIS UŽIVATELSKÉHO ROZHŘANÍ..... | - 41 - |
| 4.2.1 Vzhled grafického rozhraní..... | - 41 - |
| 4.2.2 Nastavení parametrů | - 41 - |
| 4.2.3 Způsoby výpočtů | - 42 - |
| 5 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY | - 43 - |
| 5.1 ZÁVISLOST CHYBOVOSTI BER NA POMĚRU SNR PŘI POUŽITÉ MODULACI QPSK..... | - 43 - |
| 5.2 ZÁVISLOST CHYBOVOSTI BER NA POMĚRU SNR PŘI POUŽITÉ MODULACI 16-QAM..... | - 44 - |
| 5.3 ZÁVISLOST CHYBOVOSTI BER NA POMĚRU SNR PŘI POUŽITÉ MODULACI 64-QAM | - 44 - |

| | |
|--|---------------|
| 5.4 PROKLÁDÁNÍ..... | - 45 - |
| 5.5 KONSTELAČNÍ DIAGRAMY | - 46 - |
| 5.5.1 QPSK..... | - 46 - |
| 5.5.2 16-QAM..... | - 46 - |
| 5.5.3 64-QAM..... | - 47 - |
| 5.6 SHRNUÍ VÝSLEDKŮ..... | - 47 - |
| 6. ZÁVĚR..... | - 48 - |
| 7. POUŽITÉ INFORMAČNÍ ZDROJE..... | - 49 - |
| 8. SEZNAM ZKRATEK..... | - 50 - |

Úvod

Systém LTE (Long Term Evolution) představuje obrovský pokrok v bezdrátové mobilní datové komunikaci. Je navržen pro potřeby vysokorychlostních datových přenosů, stejně jako pro vysokokapacitní, zvukové a multimediální potřeby budoucnosti. LTE přinese spoustu technických výhod. Šířku pásma bude možné nastavit v rozmezí 1,4 MHz až 20 MHz v závislosti na potřebách poskytovatelů. Při uplinku budeme moci dosahovat rychlostí okolo 80Mbit/s a při downlinku dokonce až 320Mbit/s. Přenosová rychlost je však závislá na šířce pásma a počtu použitých přijímacích a vysílacích antén. LTE efektivněji využívá šířku spektra díky modulaci OFDM. Pomocí této technologie se rozdělí frekvenční pásmo na tisíce užších pásem (subnosných), které jsou v daném pásmu umístěny ortogonálně vedle sebe a paralelně přenáší velké objemy dat. V rámci tohoto textu se dále podrobněji seznámíme s fyzickou vrstvou systému LTE.

1. Představení LTE

Poskytovatelé bezdrátových služeb pozorují rok od roku větší nárůst nároků uživatelů na datové služby. Dnešní uživatel požaduje hlasové služby, sdílení videí/obrázků a kontakt s okolním světem kdykoliv a kdekoliv. Velký úspěch sklídila mobilní technologie HSPA, která poskytovala vysoké datové toky. LTE, vyvíjené společností 3GPP, navazuje na tuto technologii, a navíc bude nabízet nová a širší frekvenční pásma (1,4 MHz – 20 MHz), vyšší datové toky, nižší latenci a vyšší kapacity v hustě osídlených oblastech.

1.1 Závislost rychlosti datových toků

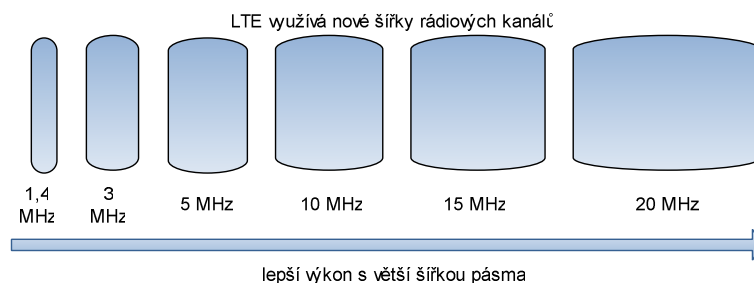
Nyní si stručně shrneme, na čem závisí rychlost datových toků u technologie LTE, podrobněji se k některým tématům budeme věnovat v další části textu.

Rychlost datových toků u technologie LTE závisí především na:

- Použité šířce spektra
- Anténní konfiguraci
- Použité hloubce vnitřní modulace

1.1.1 Šířka spektra

Technologie LTE bude nabízet šířky spektra v rozmezí 1,4 MHz až 20 MHz. Při šířce pásma 5 MHz nabízí LTE srovnatelné přenosové rychlosti s HSPA+. Vyšších datových rychlostí a kapacit dosahuje až při využití širšího spektrálního pásma.



1.1 Nové šířky rádiových kanálů systému LTE

Poskytovatelé bezdrátových služeb (hlavně mobilní operátoři) se teda mohou rozhodnout, jakou šířku pásma využijí v závislosti na dané lokaci. Technologie LTE je primárně vyvíjena jako vysoko-kapacitní a vysoko-datová technologie, takže se předpokládá, že bude hojně využívána pro šířky pásma v rozmezí 5 MHz - 20 MHz.

1.1.2 Anténní konfigurace

Rychlost datových přenosů bude také závislá na anténní konfiguraci. Pro dosažení nejlepších výsledků je nutné využít technologii MIMO (Multiple Input Multiple Output), což je použití více vysílacích i přijímacích antén. Čím více vysílacích a přijímacích antén bude použito, tím větší budou dosahované datové toky a zvýší se i robustnost přenosu. Některé používané konfigurace MIMO: 2x2, 4x2, 4x4 (počet vysílacích antén x počet přijímacích antén).

1.1.3 Hloubka vnitřní modulace

Rychlost datových toků záleží také na použité hloubce vnitřní modulace. V systémech LTE se budou využívat tyto vnitřní modulace: QPSK, 16QAM, 64QAM. S větší hloubkou modulace se zvětšují dosahované datové toky, ale také je více kladen důraz na průchod signálu rádiovým kanálem.

1.2 Dosažitelné přenosové rychlosti

V tabulce 1 jsou zveřejněny dosažené maximální přenosové rychlosti systému LTE při zkušebním provozu pro šířku pásma 20 MHz.

Tabulka 1: Naměřené přenosové rychlosti v systému LTE

| Špičkové hodnoty v downlinku při použité modulaci 64-QAM | | | |
|---|------|----------|----------|
| Anténní konfigurace | SISO | 2x2 MIMO | 4x4 MIMO |
| Přenosová rychlost [Mbit/s] | 100 | 172,8 | 326,4 |
| Špičkové hodnoty v uplinku při použití jedné antény | | | |
| Typ vnitřní modulace | QPSK | 16-QAM | 64-QAM |
| Přenosová rychlost [Mbit/s] | 50 | 57,6 | 86,4 |

Jedná se o špičkové hodnoty naměřené v ideálních laboratorních podmínkách. Při reálném využití budou průměrné hodnoty výrazně nižší.

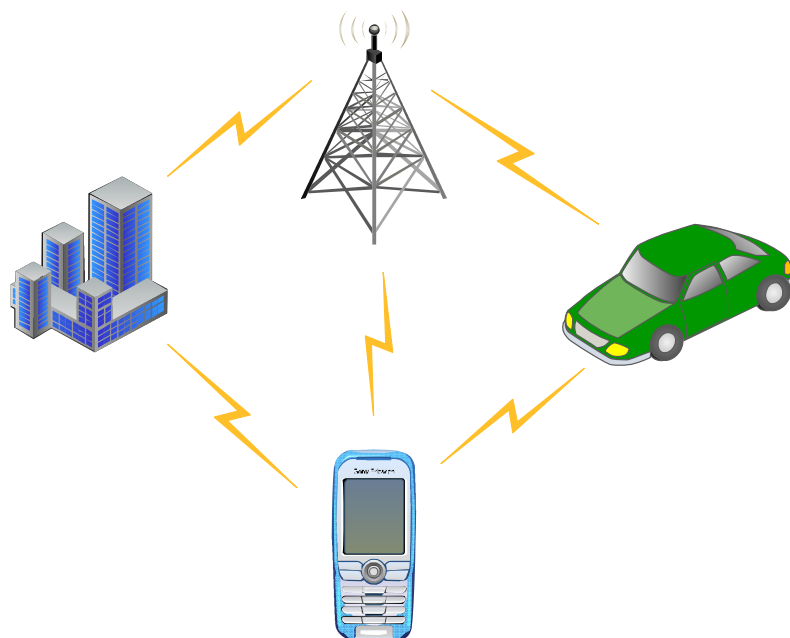
2. Základní koncepty LTE

Na začátku je potřeba se blíže seznámit s některými základními technologiemi. Mnoho metod použitých v LTE je poměrně nových v buňkových aplikacích. Jako například OFDM, OFDMA, MIMO a SC-FDMA.

Pro datové přenosy v downlinku využívá LTE přístup OFDMA. Pro datové přenosy v uplinku pak využívá přístup SC-FDMA.

2.1 Mnohacestné signály

Pokud je informace bezdrátově přenášena, výsledný signál může být zkreslen skládáním přímého signálu s odraženými signály (mnohacestné signály). Povětšinou existuje přímá cesta mezi vysílačem a přijímačem, ale navíc je zde spousta signálů odražených od budov, vozidel a dalších překážek. Všechny tyto odražené signály se dostanou k přijímači se zpožděním, které je úměrné délce trasy odraženého signálu.



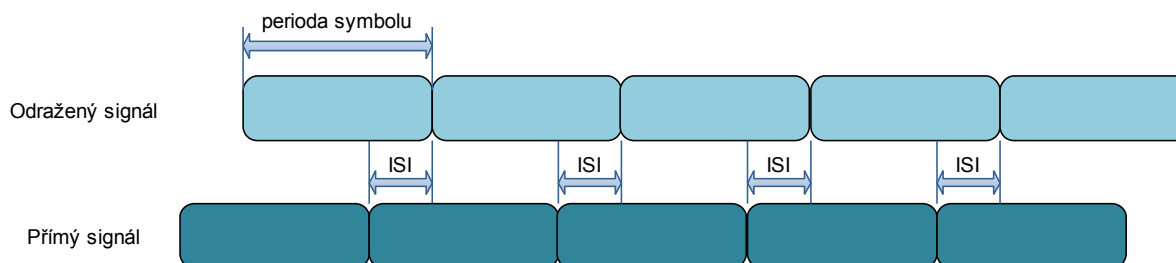
2.1 Působení mnohacestných signálů

2.2 Single Carrier Modulation

Dodnes se v buňkových systémech využívaly téměř výhradně modulace na jednu nosnou frekvenci (SC). Ačkoliv LTE už využívá modulaci na více subnosných frekvencí, je dobré si říct, jak na systémy s jednou nosnou vlnou působí mnohacestné signály. Později můžeme obě metody modulací porovnat.

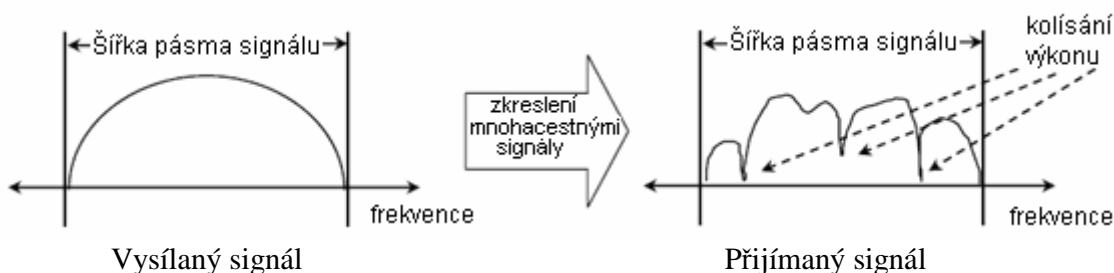
Časové zpoždění způsobené mnohacestným šířením udává, o kolik se zpozdí přijaté signály putující po různých trajektoriích. V buňkových aplikacích může být zpoždění několik mikrosekund a může způsobit, že symbol putující delší (odraženou) trasou se může překrývat s následujícím symbolem, přicházejícím přímou cestou. Tento efekt se označuje jako inter-

symbolová interference ISI a je znázorněn na obrázku 2.2. V běžných systémech s jednou nosnou vlnou se čas symbolu zkracuje s rostoucím datovým tokem. Při vysokých přenosových rychlostech (s odpovídajícími kratšími délkami period symbolů) je zcela možné, že ISI bude větší než celá perioda symbolu a „přeteče“ do druhého nebo třetího následujícího symbolu. V přijímači, tak dojde k chybnému vyhodnocení přenášených dat.



2.2 Inter-symbolové interference ISI

Nyní se podíváme na efekty zkreslení mnohacestnými signály ve frekvenční oblasti. Různé délky cest, kterými signály přicházejí, způsobují určité fázové posuvy. Jakmile jsou na přijímači všechny signály sečteny, některé frekvence přenášeného pásma se podrobí konstruktivní interferenci (lineární kombinace signálů ve fázi), zatímco ostatní podstoupí destruktivní interferenci (lineární kombinace signálů, které nejsou ve fázi). Ve výsledném signálu se to projeví kolísáním výkonu užitečného signálu na určitých frekvencích.



2.3 Signál na přijímači zdeformovaný působením mnohacestných signálů

SC systémy kompenzují tyto deformace pomocí ekvalizérů v časové oblasti. Obecně se pro kompenzaci využívají dvě metody:

1. Inverzní filtr
2. Rake ekvalizéry

Pozn.: Tyto metody nebudeme podrobněji rozebírat.

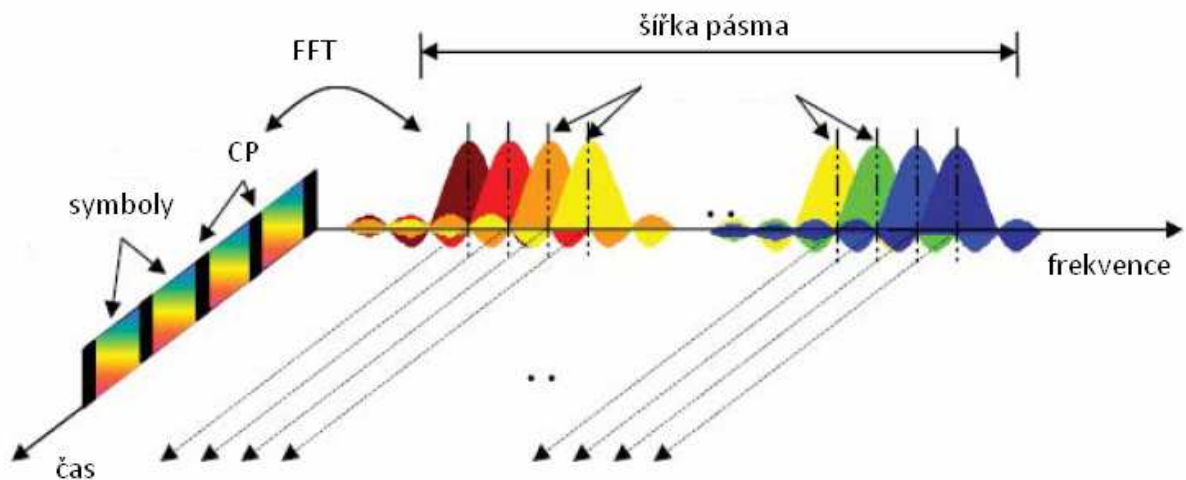
2.3 OFDM

Na rozdíl od SC modulace popsané výše se komunikační systémy s modulací OFDM nespolehají na zvyšování symbolových rychlostí (kratší délka symbolu) za účelem dosažení vyšších datových toků. To velmi zjednodušuje úlohu zvládnutí ISI. OFDM systémy rozdělí dostupné kmitočtové pásmo na několik užších pásem, která jsou ve spektru umístěna velmi blízko sebe. Tyto úzká pásma jsou modulována na subnosné frekvence, které jsou navzájem ortogonální a navzájem se neovlivňují. Používané typy modulací jsou: QPSK, 16-QAM nebo 64-QAM, což záleží na kvalitě rádiového kanálu. Data jsou tedy přenášena paralelně těmito subkanály, čímž se výrazně zvýší přenosová rychlost přenosu. Jeden OFDM symbol je pak lineární kombinací symbolů ze všech subnosných v daném okamžiku. Protože jsou data přenášena paralelně a ne sériově, OFDM symboly jsou obecně mnohem delší, než symboly u systémů s modulací na jednu

nosnou vlnu. Právě díky tomuto prodloužení symbolů je zajištěna zvýšená odolnost proti inter-symbolovým interferencím ISI. Navíc se mezi symboly vkládají ochranné intervaly, které interference ISI téměř eliminují.

OFDM tedy nabízí dva významné aspekty:

1. Výrazné prodloužení doby jednoho symbolu a vkládání ochranných intervalů (označovaných jako cyklický prefix CP nebo guard interval GI) **efektivně eliminuje inter-symbolové interference ISI.**
2. Subnosné jsou umístěny velmi blízko sebe, aby se co **nejvíce využila šířka dostupného frekvenčního pásma.**

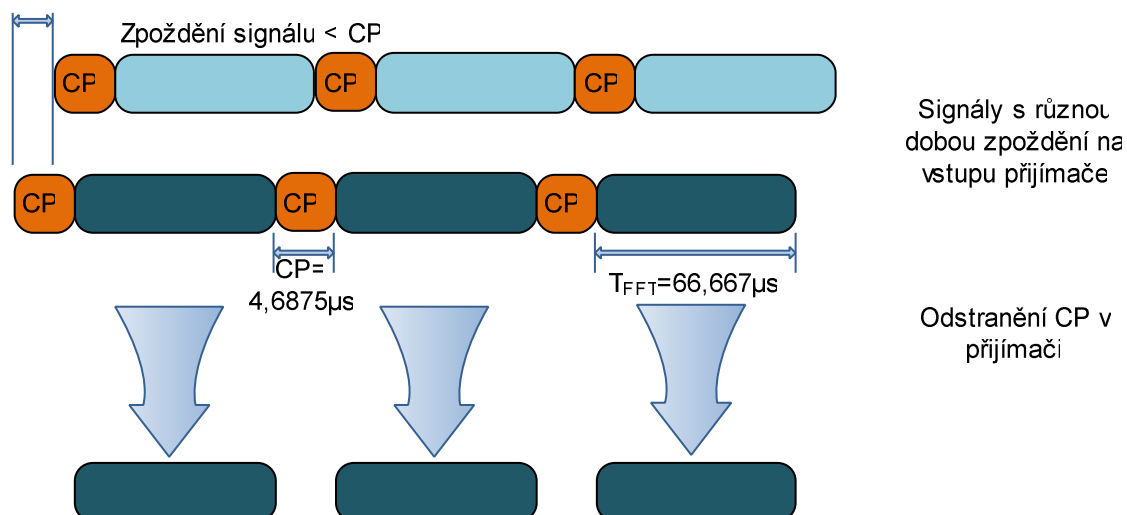


2.4 OFDM signál ve frekvenční a časové oblasti

Mezi subnosnými prakticky neexistuje žádné rušení či ovlivňování. Abychom pochopili, jak OFDM jedná se zkreslením způsobeným mnohacestnými signály, je dobré se podívat na signály v časové i frekvenční oblasti.

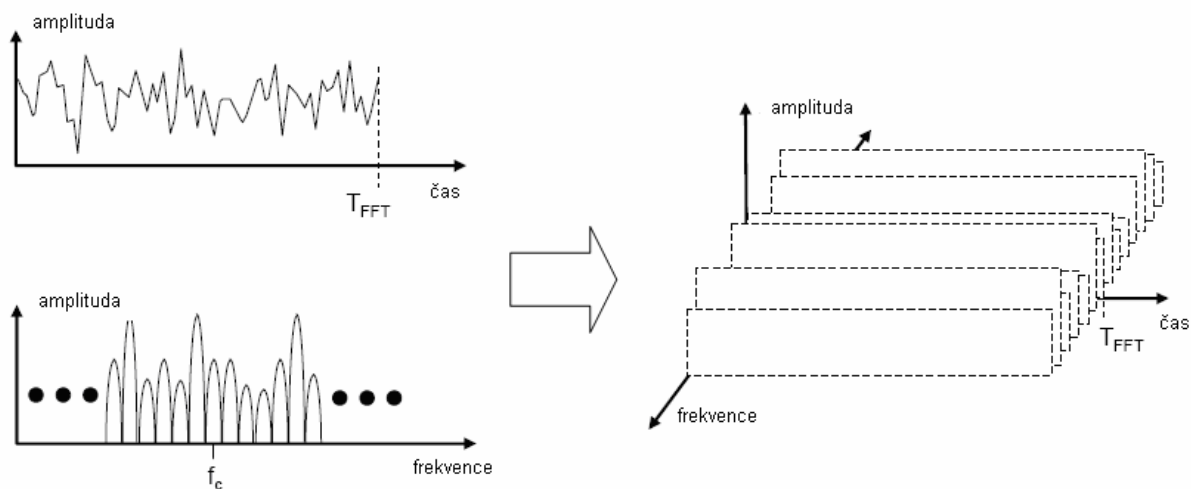
2.3.1 OFDM v časové oblasti

OFDM symbol se v časové oblasti skládá ze dvou hlavních částí: z ochranného intervalu CP a z datové periody FFT (T_{FFT}). Délka CP je dána nejvyšším předpokládaným stupněm zpoždění pro danou aplikaci a prostředí. Pokud přenášené signály přijdou na přijímač dvěma cestami různé délky, jsou tyto signály časově posunuté, jak je naznačeno na obrázku 2.5. Zpožděný signál však zasáhne pouze do ochranného intervalu CP a neovlivní periody FFT nesoucí užitečná data.



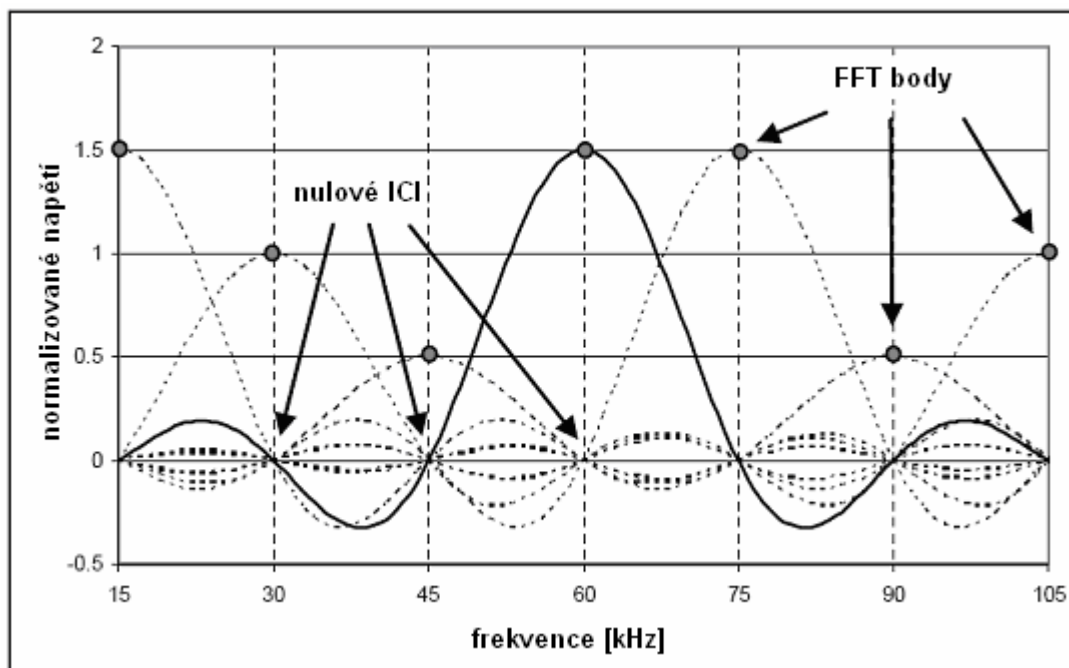
2.5 Odstranění CP na vstupu přijímače

I s cyklickým prefixem je možné, že se projeví rušení od předchozího symbolu. Pokud však zvolíme CP s dostatečnou délkou (větší než rozptyl mnohacestných signálů přijatých na přijímači), předcházející symbol nezasáhne do FFT periody. Jakmile je signál přijat a digitalizován, přijímač jednoduše odstraní CP. Výsledkem je obdélníkový puls s konstantní amplitudou FFT periody.



2.6 FFT perioda v čase a spektru

Díky obdélníkovým pulsům, můžeme umístit subnosné ve frekvenční oblasti velmi blízko sebe, aniž by vznikaly ICI (Inter-carrier interference). Připomeňme si, že obdélníkový puls v časové oblasti má ve frekvenční oblasti tvar funkce $\text{sinc}(=\sin(x)/x)$. V našem případě je perioda FFT dlouhá 66,667μs. Jednoduše si pamatujte, že je to převrácená hodnota rozestupu mezi subnosnými ($1/\Delta f$). Právě díky konstantnímu rozestupu subnosných frekvencí $\Delta f=15$ kHz je dosaženo ortogonality funkcí sinc, díky které jsou v maximu jedné funkce sinc všechny ostatní funkce sinc nulové. Díky ortogonalitě tak dosáhneme nulových interferencí mezi sousedními subnosnými, nebo-li nulových ICI (viz obrázek 2.7).

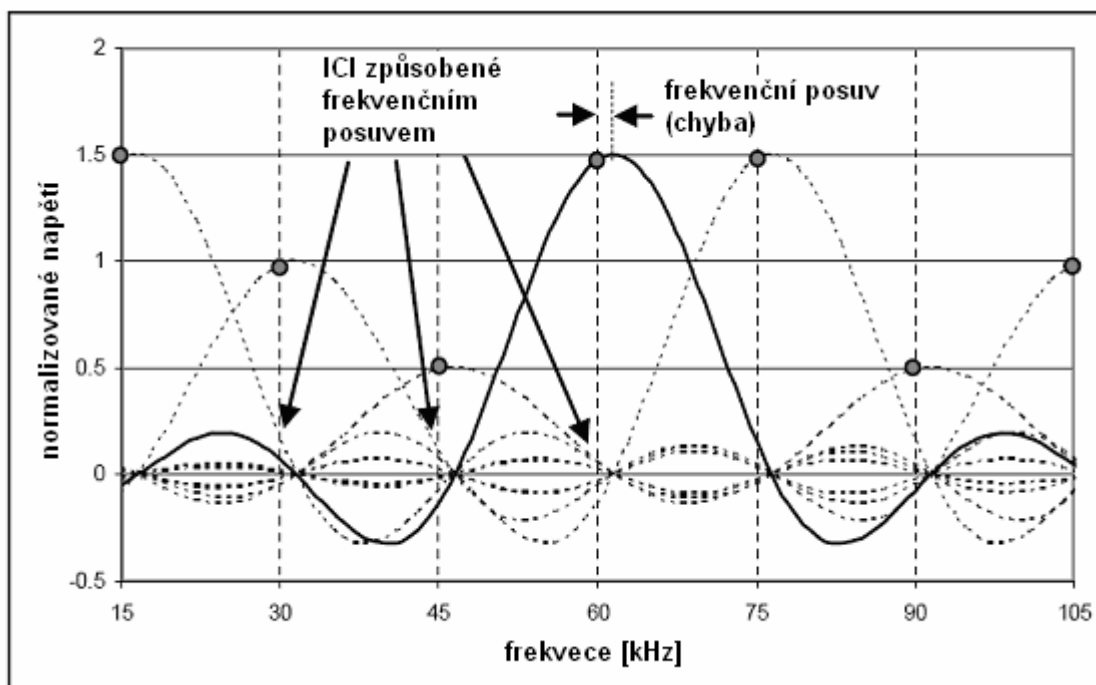


2.7 Průběhy sinc subnosných ve frekvenční oblasti s nulovými ICI

2.3.2 Nevýhody OFDM

Multiplex OFDM má ovšem také určité nevýhody. Jeho dvě největší slabiny jsou:

- Frekvenční offset subnosných vln nacházejících se blízko sebe (způsobené offsetem lokálních oscilátorů nebo dopplerovskými posuvy), což způsobuje interference mezi subnosnými ICI.
- Vysoká hodnota poměru špičkového výkonu signálu ku jeho střednímu výkonu (PAPR).

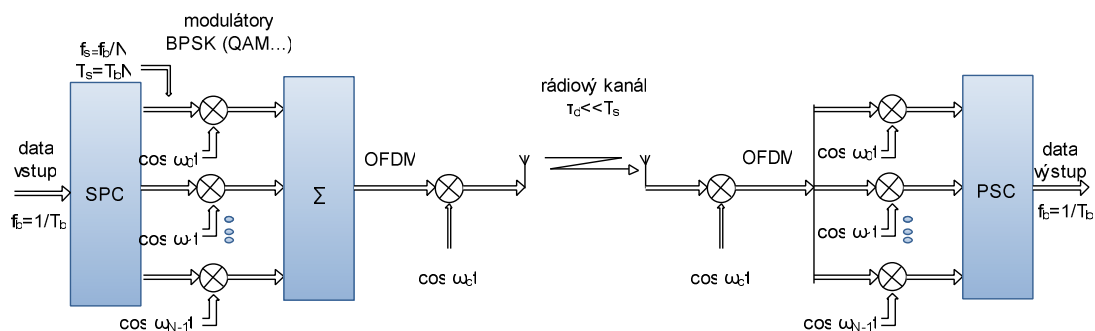


2.8 Průběhy sinc subnosných ve frekvenční oblasti s frekvenčním offsetem způsobující ICI

2.4 Rozbor OFDM systémů

2.4.1 Zjednodušené blokové schéma(s modulátorem BPSK)

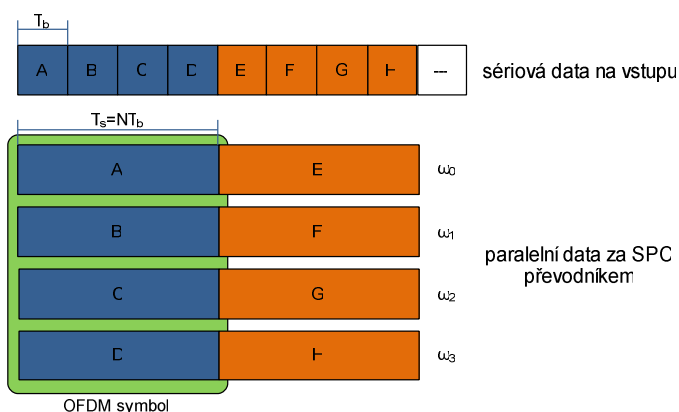
Uvažujme prozatím nejjednodušší možné schéma (viz obr. 2.8) s BPSK modulací, které je vhodné k objasnění základních principů. V praxi se však nevyužívá.



2.9 Zjednodušené blokové schéma OFDM systému s modulátorem BPSK

Na vstup systémů přichází sériový binární tok s poměrně velkou bitovou frekvencí f_b a tím pádem s odpovídající krátkou bitovou periodou T_b . Tento tok se v sériově-paralelním převodníku SPC dělí na N paralelních toků, čímž se N -krát prodloužila symbolová perioda $T_s = NT_b$. Všechny paralelní modulační symboly vytváří jeden OFDM symbol. Každá tato paralelní větev se moduluje na svoji vlastní subnosnou vlnu o frekvenci:

$\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{n-1}$; tvořící ve frekvenční oblasti ortogonální soustavu (viz obrázek 2.12). Prodloužením periody T_s se výrazně omezí intersymbolové interference ISI, jak jsme zmiňovali výše.

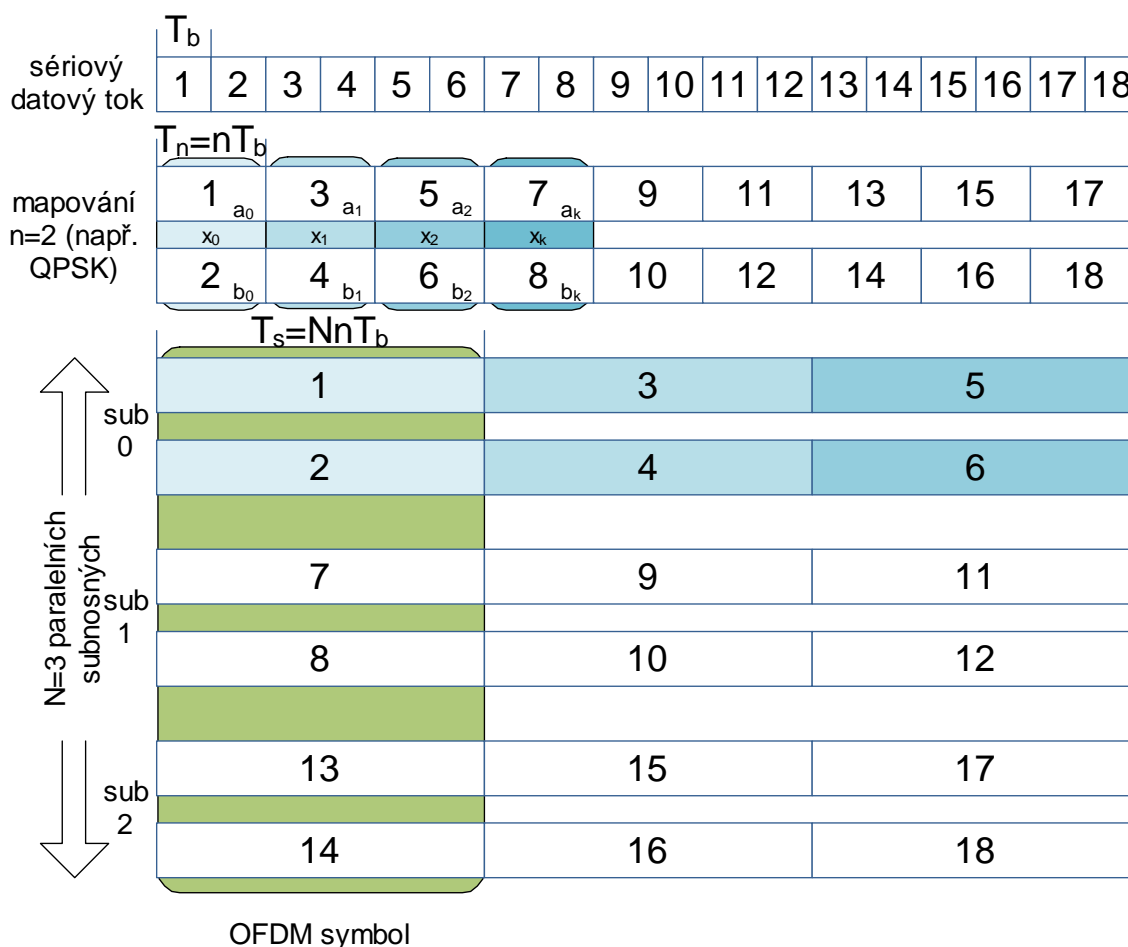


2.10 Sériově-paralelní převod dat

2.4.2 Komplexnější rozbor

Ve zjednodušeném schématu jsme uvažovali BPSK modulaci. Systémy LTE se však vyznačují vysokou přenosovou rychlostí, které je dosaženo při použití vícecestavových modulací, jako 16QAM a 64QAM. U takhle modulovaného signálu jsou kladeny vyšší nároky na průchod signálu rádiovým kanálem.

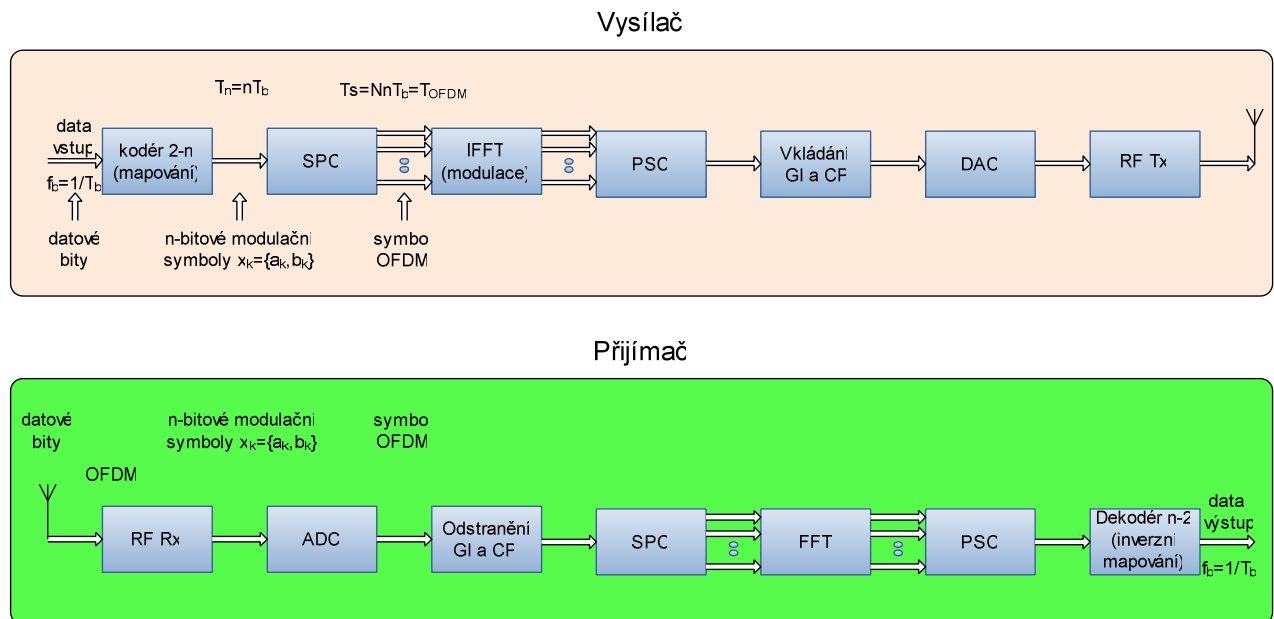
Pokud využijeme vícecestavových modulací, které nabývají více než dvou stavů (16QAM \approx 16stavů), musíme před SPC převodník zařadit mapovací kódér (mapper), který vstupní datový tok dělí do komplexních datových symbolů x_k , které obsahují $n = \log_2 M$ bitů (64QAM $\rightarrow n = 6$ bitů) a jejich doba trvání je nT_b . V SPC převodníku se takto namapované symboly rozloží do N paralelních složek. Každá tato složka představuje jednu subnosnou vlnu. Soustava těchto paralelních složek vytváří kompozitní OFDM symbol s délkou periody $T_{\text{OFDM}} = NnT_b$ (kde $n = \log_2 M$ je závislé na hloubce modulace a N je počet subnosných).



2.11 Mapování sériového toku bitů a rozložení namapovaných bitů do subnosných

Systémy LTE využívají řádově tisíce subnosných N a byl by zapotřebí stejný počet modulátorů, demodulátorů a vysoce stabilních oscilátorů, což by bylo značně nepraktické. Problém vyřešíme pomocí inverzní rychlé Fourierovy transformace IFFT. Signál je ve vysílači definován softwarově ve frekvenční oblasti, a to jako vzorkovaný digitální signál, jehož diskrétní Fourierovo spektrum existuje pouze při diskrétních frekvencích. Přitom každá subnosná vlna odpovídá jednomu elementu tohoto diskrétního spektra. Amplitudy a fáze subnosných jsou vždy určeny dílčími složkami svých komplexních datových symbolů x_k . Soustavu modulátorů tak nahradíme procesorem IFFT, který poskytuje sérii vzorků reprezentovaných v časové oblasti.

Po paralelně-sériovém převodu PSC je mezi symboly vkládán ochranný interval GI nebo cyklický prefix CP, čímž se zvýší imunita proti interferencím ISI a ICI. Digitální signál poté převedeme do analogové podoby v DAC převodníku. V následujícím analogovém vysílači RF Tx přeložíme signál do vysílaného rádiového pásma (RF) a po výkonovém zesílení je vysílán. V přijímači se pak signál zpracovává inverzním způsobem.



2.12 Model vysílače a přijímače systému OFDM

2.4.3 Zjednodušený matematický rozbor systému OFDM

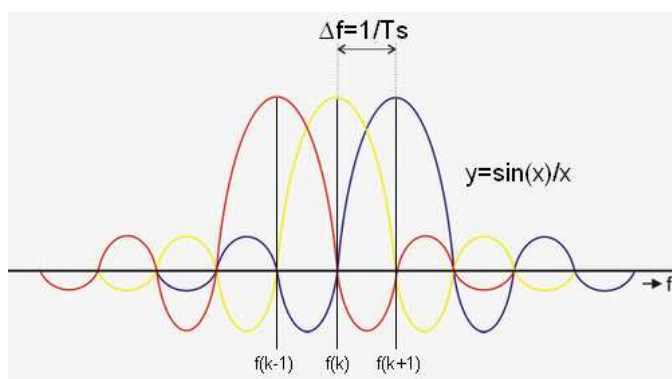
Systém OFDM bez ochranného intervalu:

Signál OFDM se skládá z N ortogonálních subnosných modulovaných v intervalu $0 < t < NT_S$ paralelními bitovými toky, přičemž délka trvání jednoho OFDM symbolu je $T_{OFDM}=NT_S$. Jednu subnosnou lze vyjádřit vztahem

$$\Phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} = \cos(2\pi f_k t) + j \sin(2\pi f_k t); 0 < t < NT_S. \quad (1)$$

Zde $f_k=k/NT_S$ je frekvence k -té subnosné, takže jejich vzájemný frekvenční odstup je $\Delta f=1/NT_S$. Jeden symbol OFDM základního pásma, který sdružuje N modulovaných subnosných je dán relací

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \Phi_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi f_k t}; 0 < t < NT_S. \quad (2)$$



2.13 Frekvenční spektrum subnosných vln

Přičemž x_k je komplexní datový symbol, vzatý z konstelace nejčastěji používaných modulací M-QAM, M-QPSK. Za uvedených podmínek jsou subnosné vlny $\Phi_k(t)$ v intervalu $0 < t < NT_S$ ortogonální a jejich výsledné frekvenční spektrum má podobu viz obrázek 2.12.

Symbole určené vztahem (2) jsou vyjádřeny spojitou funkcí času. Příslušné modulátory mohou mít podobu podle (obr 2.8), v praxi se však využívá alternativní technika založená na diskretní fourierově transformaci DFT. Uvedené symboly lze totiž v diskretních okamžicích mT_s vzorkovat a vzorky jejich synfázní a kvadraturní složky potom vyjádřit v idealizovaných podmínkách relací

$$s(mT_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{mk}{N}}; 0 \leq m \leq N-1, \quad (3)$$

kteřá představuje inverzní diskretní fourierovou transformaci IDFT konstelačních symbolů x_k . V souladu s tím se získá signál OFDM ve vysílači právě pomocí této transformace. V praxi se však pro urychlení potřebných výpočtů, které musí probíhat v reálném čase, místo transformace IDFT používá inverzní rychlá Fourierova transformace IFFT. Na přijímací straně se využívá analogicky přímá rychlá Fourierova transformace FFT.

Systém OFDM s ochranným intervalem

Prochází-li signál určený relací (2) reálným rádiovým kanálem, ve kterém dochází k mnohacestnému šíření, projevují se na přijímači intersymbolové interference ISI a rovněž vzájemné interference mezi subnosnými vlnami ICI, čímž se zvyšuje chybovost přenosu. Oba tyto faktory lze potlačit zavedením ochranného časového klidového intervalu GI o délce Δt . Ten se vkládá do přenášeného signálu na vysílací straně za modulátorem OFDM mezi po sobě jdoucí symboly, v přijímači jsou tyto ochranné intervaly odstraněny.

Tyto intervaly se vytváří tak, že určitá část aktivního intervalu Δt je přenesena před jeho začátek. Celková doba trvání symbolu je pak $T_s = NT_s + \Delta t$. Pokud na přijímači přichází kromě přímého signálu i signál odražený, který je zpožděný o méně než Δt zasahují zpožděné symboly pouze do ochranného intervalu symbolu, který přišel na přijímači přímou cestou. Signál OFDM vyjádřený vztahem (2) je po zavedení ochranného symbolu GI dán relací

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi f_k t}; -\Delta t < t < NT_s. \quad (4)$$

Tento signál prochází dále kanálem s mnohacestným šířením, modelovaným impulsní odezvou $h(t)$ konečné délky, omezenou na interval $[0; \tau_d]$ (uvedená délka odpovídá rozptylu dob šíření signálu po různých trasách). Je-li délka ochranného intervalu $\Delta t > \tau_d$, přijímaný symbol OFDM, jež je vyhodnocen v intervalu $[0; NT_s]$, je určen vztahem

$$r(t) = s(t) * h(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_k x_k e^{j2\pi f_k t}; 0 < t < NT_s, \quad (5)$$

kde

$$H_k = \int_0^{\Delta t} h(\tau) e^{j2\pi f_k \tau} d\tau \quad (6)$$

je Fourierova transformace odezvy $h(t)$, uvažovaná při frekvenci f_k . Připomeňme, že uvnitř daného intervalu $[0; NT_s]$ je přijímaný signál podobný signálu originálnímu, s tím rozdílem, že k -tou subnosnou vlnu moduluje signál ($H_k x_k$) a nikoliv signál x_k , jak je tomu na vysílací straně. Tímto způsobem ochranný interval napomáhá zachovat ortogonalitu subnosných vln.

Z rovnice (5) vyplývá, že při zanedbání signálu před a po intervalu $0 < t \leq NT_s$, je možné signál OFDM namodulovat aplikací transformace FFT na vzorkovaná data v intervalu $[0; NT_s]$. Přijímaná data jsou potom dána vztahem

$$y_k = H_k x_k, \text{ pro } k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (7)$$

Tato data je možné obnovit pomocí N paralelních ekvalizérů v podobě transversálního filtru s jednou odbočkou. Jelikož je ignorován signál uvnitř ochranného intervalu, dochází tím také k potlačení intersymbolových interferencí ISI.

Zavedení ochranného intervalu však sebou nese dvě nevýhody. Především redukuje čistou bitovou rychlost přenášeného užitečného signálu. Je-li během jednoho symbolu OFDM, o celkové době trvání $(NT_s + \Delta t)$, přeneseno na jedné subnosné vlně n bitů, je na všech N nosných přeneseno nN bitů a celková užitečná bitová rychlost systému OFDM je:

$$\text{S intervalem GI: } R_{OFDM} = \frac{nN}{NT_s + \Delta t}. \quad (8)$$

$$\text{Bez intervalu GI: } R_{OFDM} = \frac{nN}{NT_s} = \frac{n}{T_s}. \quad (9)$$

Podobným způsobem se redukuje i užitečná přenášená energie, jejíž ztráty a tedy i zhoršení poměru signál/šum jsou dány relací

$$L_\Delta = \frac{NT_s}{NT_s + \Delta t}. \quad (10)$$

2.4.4 Návrh systémových parametrů OFDM

Při návrhu systému s ortogonálním multiplexem OFDM je nutné určit řadu jeho parametrů, jako je počet subnosných vln N a délka OFDM symbolu NT_s , vzájemný odstup subnosných $\Delta f = 1/NT_s$ resp. Celková šířka pásma systému $B \approx N\Delta f = 1/T_s$, délka $\Delta(t)$ ochranného intervalu apod. Celý tento postup je však komplikovaný, neboť uvedené parametry jsou vzájemně na sobě závislé. Tak například při prodlužování délky $\Delta(t)$ se zvětšuje imunita systému vůči ISI a rovněž se zlepšuje ortogonalita subnosných vln a tedy i potlačení ICI. Avšak současně se zmenšuje celková přenosová kapacita systému a zvyšují se energetické ztráty. Volba délky intervalu $\Delta(t)$ je tedy kompromisem mezi uvedenými systémovými parametry, závislými na aplikaci. Obecně se zde však dodržuje zásada, že $\Delta(t)$ by neměla být větší než asi $1/4$ aktivního symbolu. Při mnohacestném šíření je délka $\Delta(t)$ přímo vázaná na rozptyl dob šíření τ jednotlivých cest, a proto by délka OFDM symbolu měla splňovat podmínku $NT_s \gg \tau$, resp. Počet subnosných $N \gg \tau_d B \approx \tau_d / T_s$. Avšak při symbolech OFDM s nadměrnou délkou T_s se začínají výrazně projevovat interference mezi subnosnými ICI způsobené dopplerovskými posuvem. Při maximální dopplerovské frekvenci f_d se dosáhne relativní necitlivosti systému vůči dopplerovskému rozptylu splněním podmínky $\Delta f \gg f_d$. V souhrnu lze tedy konstatovat, že počet subnosných vln by měl splňovat podmínku $B/f_d \gg N \gg \tau B$. Připomeňme, že konkrétně například u digitální televize DVB-T je délka ochranného intervalu nastavena tak, aby byla splněna výše zmíněná podmínka $\Delta t < T_s/4$.

Modulační formát subnosných vln se volí u systémů s ortogonálním frekvenčním multiplexem OFDM podle požadované spektrální a výkonové účinnosti, přičemž se však přihlíží ještě k celé řadě dalších parametrů, jako jsou vlastnosti použitých rádiových kanálů, mobilita

účastníků apod. Potom například u rozhlasu DAB-T se ukazuje jako optimum modulace $\pi/4$ -DQPSK, u televize DVB-T to jsou modulace QPSK, 16QAM, 64QAM atd.

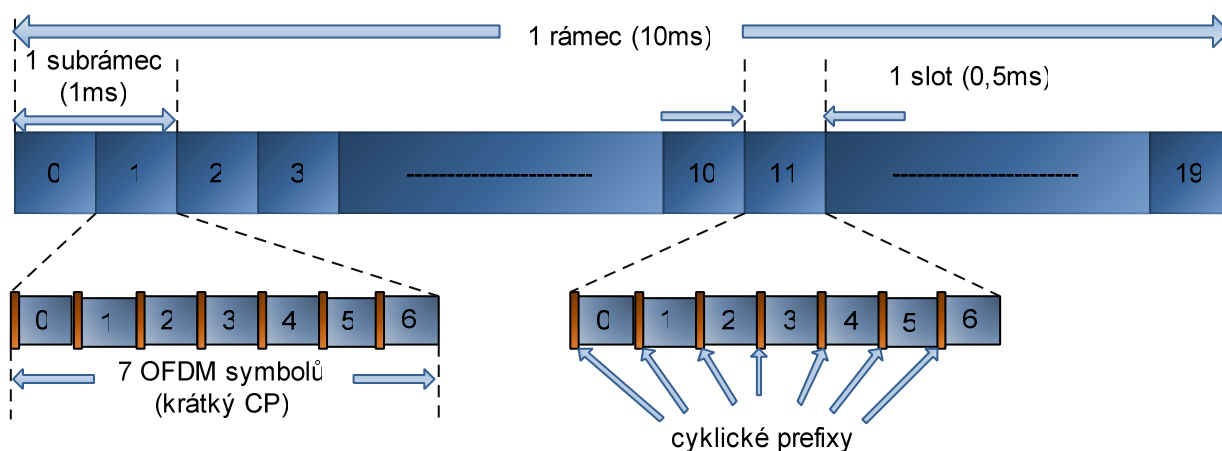
2.5 OFDMA

LTE využívá pro downlink přístup OFDMA (Orthogonal frequency division multiple access). Jedná se o efektivnější využití modulace OFDM. Downlink a uplink přenos z pevného přístupového bodu (AP – access point) k mobilní uživatelské stanici (STA) probíhá pomocí fyzické vrstvy paketů. Jak vysvětlíme později, OFDMA využívá zdroje sítě mnohem účinněji.

2.5.1 Obecná rámcová struktura LTE

OFDMA je výbornou volbou multiplexovacího systému pro LTE downlink. Ačkoliv vyžaduje složitější zdrojové plánování, dosahuje vynikajících výsledků účinnosti i latence. V OFDMA systémech je uživateli přidělené určité množství subnosných pro předem určené množství času. To nás odkazuje na fyzické zdrojové bloky (physical resource blocks = PRBs). PRBs vnímáme jak v časové oblasti, tak i ve frekvenční oblasti. Rozdělení PRBs je řízeno plánovací funkcí základnové stanice.

Abychom dostatečně vysvětlili OFDMA v souvislosti s LTE, musíme se blíže podívat na obecnou rámcovou strukturu fyzické vrstvy. Rámcová struktura OFDMA může využívat jak FDD (Frequency Division Duplex), tak i TDD (Time Division Duplex). My se budeme zabývat pouze FDD.



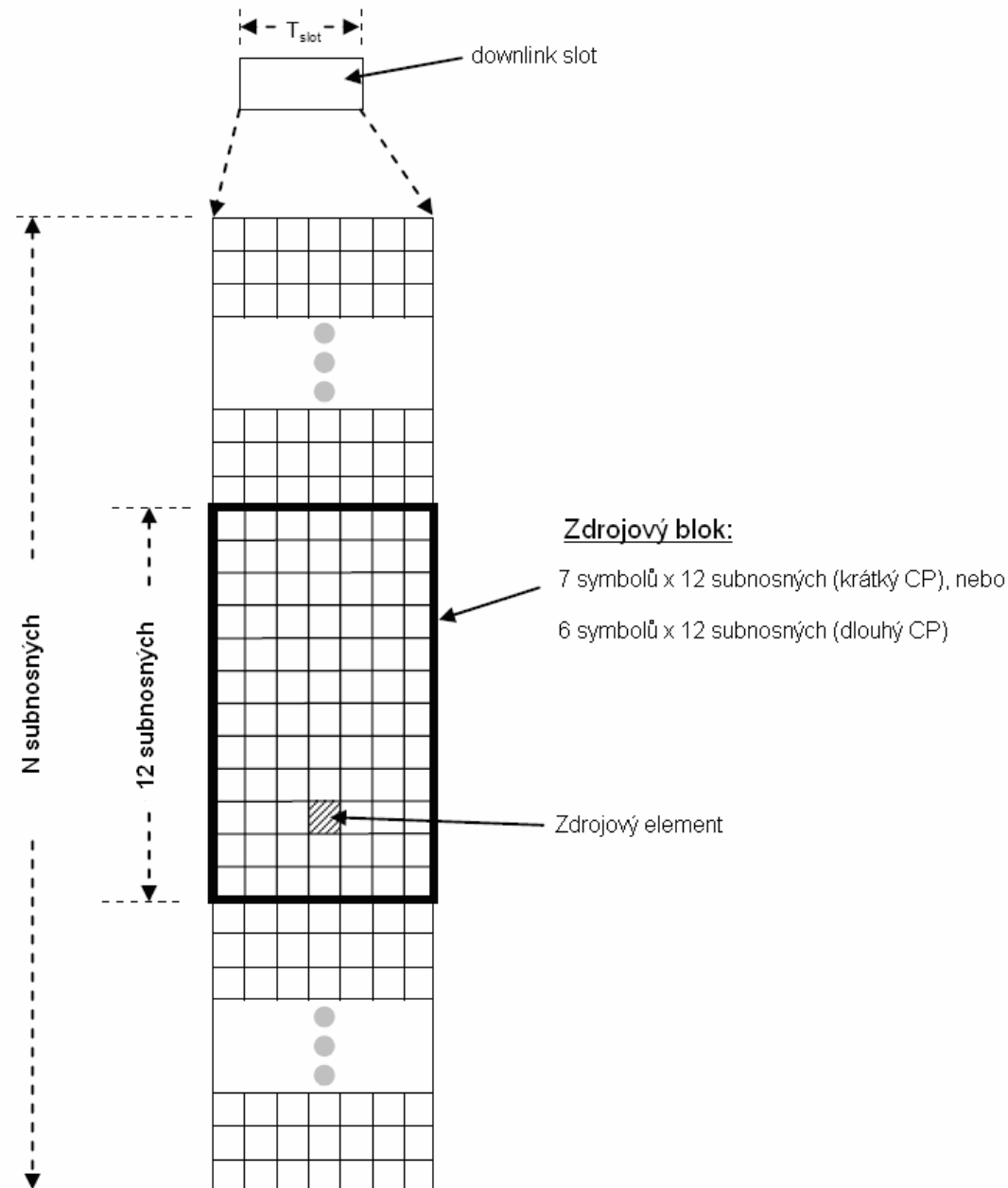
2.14 Obecná rámcová struktura LTE

Jak je ukázáno na obrázku 2.13, u LTE trvá jeden rámeček 10ms. Ten je navíc rozdělen na 10 dalších subrámečků s dobou trvání 1ms. Každý subrámeček je rozdělen do dvou slotů, každý o délce 0,5ms. Sloty se skládají z dalších 6 nebo 7 symbolů, což záleží na tom, jestli je použit normální nebo dlouhý cyklický prefix.

Tabulka 2: Dostupná šířka pásma rozdělená do fyzických zdrojových bloků (PRBs)

| | | | | | | |
|----------------------------|-----|----|----|----|----|-----|
| Šířka pásma [MHz] | 1,4 | 3 | 5 | 10 | 15 | 20 |
| Šířka pásma subnosné [kHz] | 15 | | | | | |
| Šířka pásma PRBs [kHz] | 180 | | | | | |
| Počet dostupných PRB | 6 | 12 | 25 | 50 | 75 | 100 |

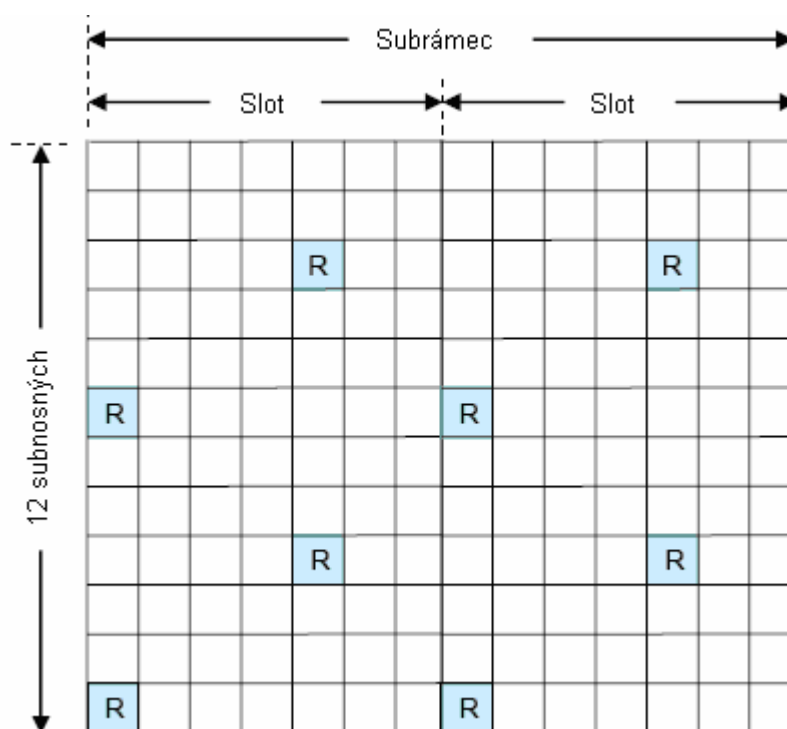
Celkový počet dostupných subnosných závisí na celkové přenosové šířce pásma. Specifikace LTE definují parametry pro systémy s šířkou pásma 1,4 MHz až 20 MHz (viz 2.14). PRB je složen z 12 po sobě jdoucích subnosných pro dobu trvání jednoho slotu (0.5ms). PRB je nejmenší prvek, se kterým pracuje plánovač přidělování zdrojů základnové stanice a který může být přidělen uživateli.



2.15 Zdrojová síť pro downlink

Přenášený downlink signál se skládá z N subnosných (v závislosti na šířce pásma) po dobu N_{symb} OFDM symbolů. To můžeme vyjádřit pomocí zdrojové sítě (viz 2.15). Každá kolonka sítě představuje jednu subnosnou pro jednu periodu symbolu a označujeme ji jako zdrojový element. Zapamatujme si, že v MIMO aplikacích je dělána zdrojová síť pro každou vysílací anténu.

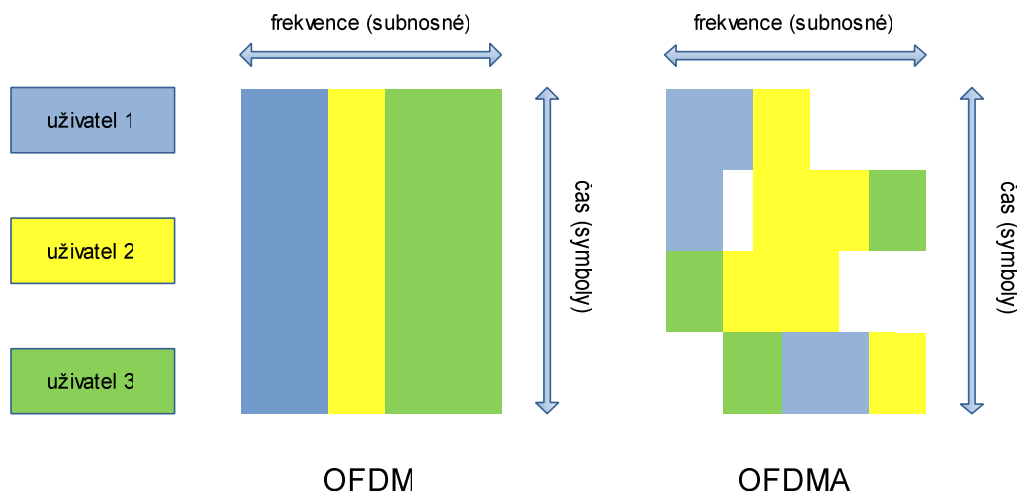
Aby se zamezilo offsetu mezi subnosnými a zajistila se časová synchronizace, vysílají se v PRBs speciální referenční signály. Ty jsou při krátkém CP vysílány v prvních a pátých OFDM symbolech. A při dlouhém CP jsou vysílány v prvních a čtvrtých OFDM symbolech. Navíc jsou referenční signály vysílány jen každou šestou subnosnou.



2.16 Referenční signály LTE mezi zdrojovými elementy

2.5.2 Přidělování fyzických zdrojových bloků uživatelům

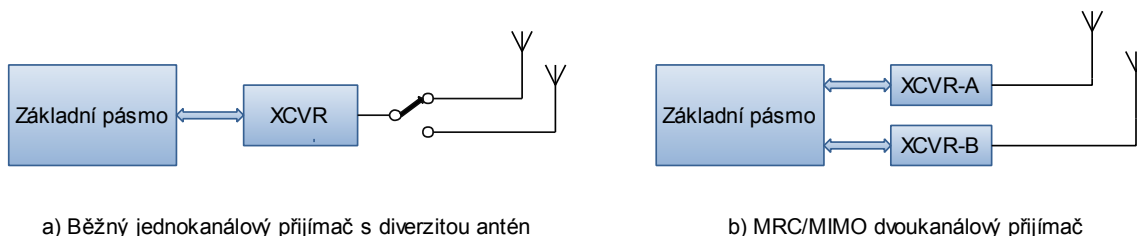
Ve standardním systému OFDM byli každému uživateli přiřazeny určité subnosné, které využíval po celou dobu spojení. OFDMA zaměstnává i prvky TDMA, díky kterým jsou v OFDMA systémech přidělovány fyzické zdrojové bloky dynamicky v závislosti na potřebách uživatelů. Pokud například jeden z uživatelů v jednom časovém okamžiku stahuje velká data, je mu přidělena větší část zdrojových bloků, zatímco co druhému při čtení e-mailu je přiděleno méně zdrojových bloků, z čehož plyne lepší využití kapacity systému. Také je díky systému OFDMA zajištěna větší robustnost systému, díky přidělování PRB ve frekvenční oblasti, což poskytuje obranu proti kolísání výkonu způsobeným mnohacestným šířením.



2.17 Přidělování subnosných v systémech OFDM a OFDMA

2.6 MIMO a MRC

Fyzická vrstva LTE může libovolně využívat mnohonásobné transceivery, jak u základnových stanic, tak i u uživatelských přístrojů (UE), aby se zvýšila přenosová rychlost a robustnost LTE downlinku. MRC (maximal ratio combining) je využíváno zejména ke zvýšení spolehlivosti spojení při náročných přenosových podmínkách, když je síla signálu malá a podmínky pro působení mnohacestných signálů jsou velké. MIMO je metoda související se zvýšením datových rychlostí.

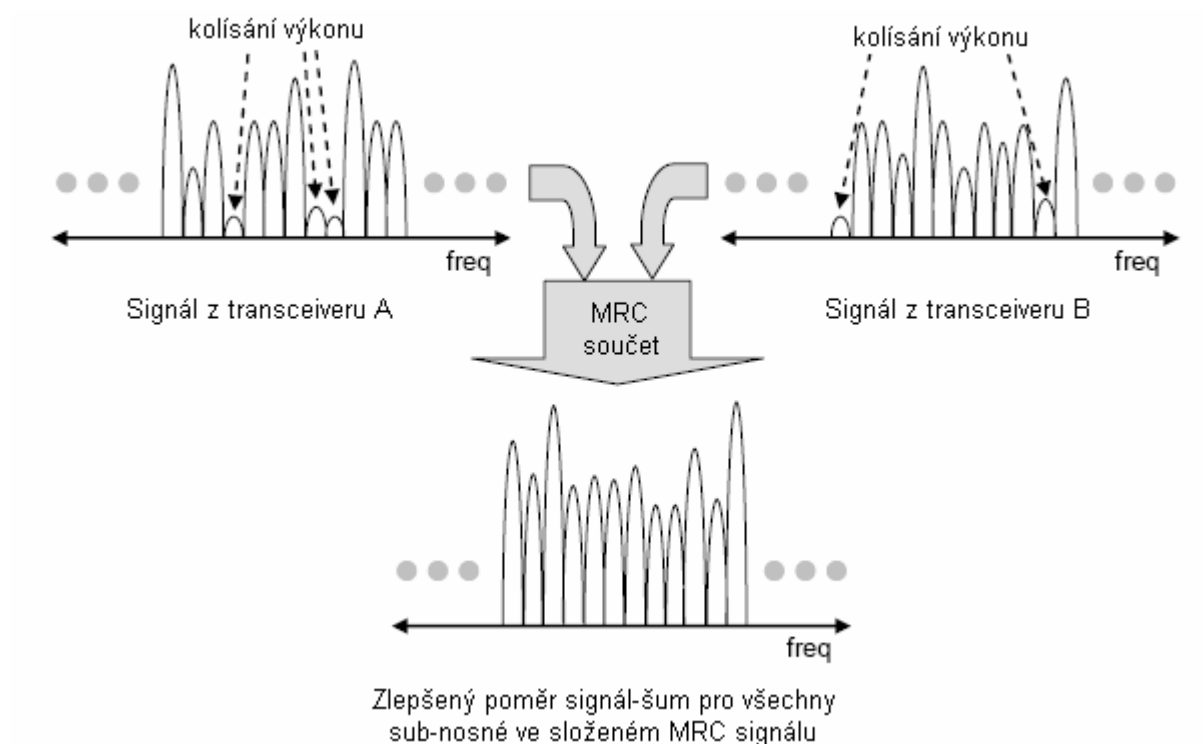


2.18 MRC/MIMO aplikace potřebují mnohonásobné transceivery

Na obrázku 2.17 a) je běžný jednocanálový přijímač s diverzitou antén. Tato struktura sice využívá více antén, ale není schopná podporovat technologie MRC/MIMO. Základní topologie přijímače pro MRC a MIMO je na obrázku 2.17 b).

S MRC je signál přijímán pomocí dvou (nebo více) oddělených anténních/transceiverových párů. Pamatujte si, že antény jsou fyzicky oddělené a tudíž mají rozdílnou kanálovou impulsní odezvu. Kompenzace kanálu je aplikována na každý přijatý signál. Lineárním součtem poté získáme výsledný přijatý signál.

Signály se koherentně sčítají pomocí baseband procesoru. Tepelný šum z každého transceiveru je nekorelovan, a proto lineární součet kanálově kompenzovaných signálů v baseband procesoru, zvyšuje poměr signál-šum průměrně o 3dB pro dvoukanálový MRC přijímač.

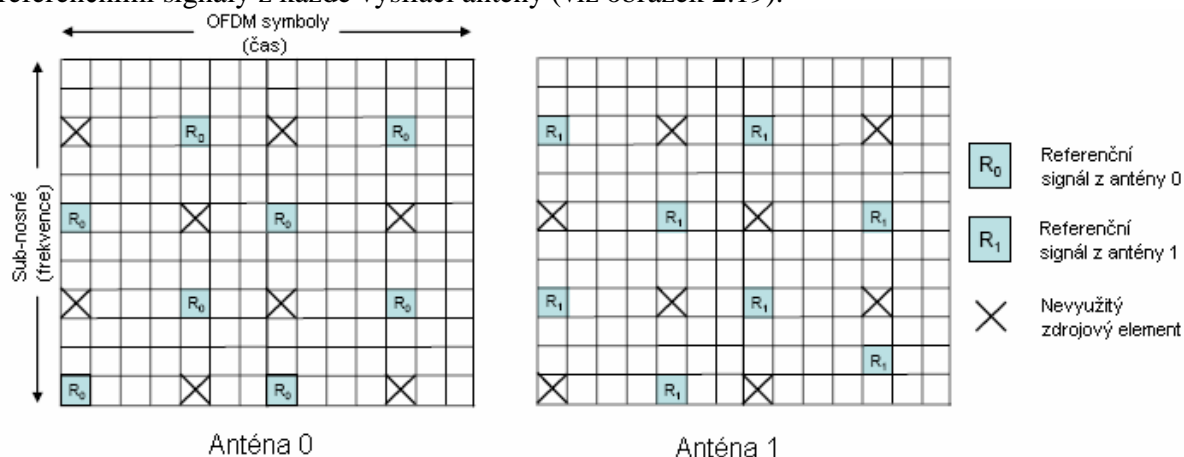


2.19 MRC zvyšuje spolehlivost za přítomnosti šumu a kolísání výkonu

Kromě vylepšení poměru signál-šum jsou MRC přijímače robustní v přítomnosti kolísání výkonu na určitých frekvencích. Staticky je velmi málo pravděpodobné, že daná subnosná bude podléhat poklesu výkonu v obou přijímacích kanálech. Možnost kolísání výkonu na určité frekvenci je tedy značně redukována.

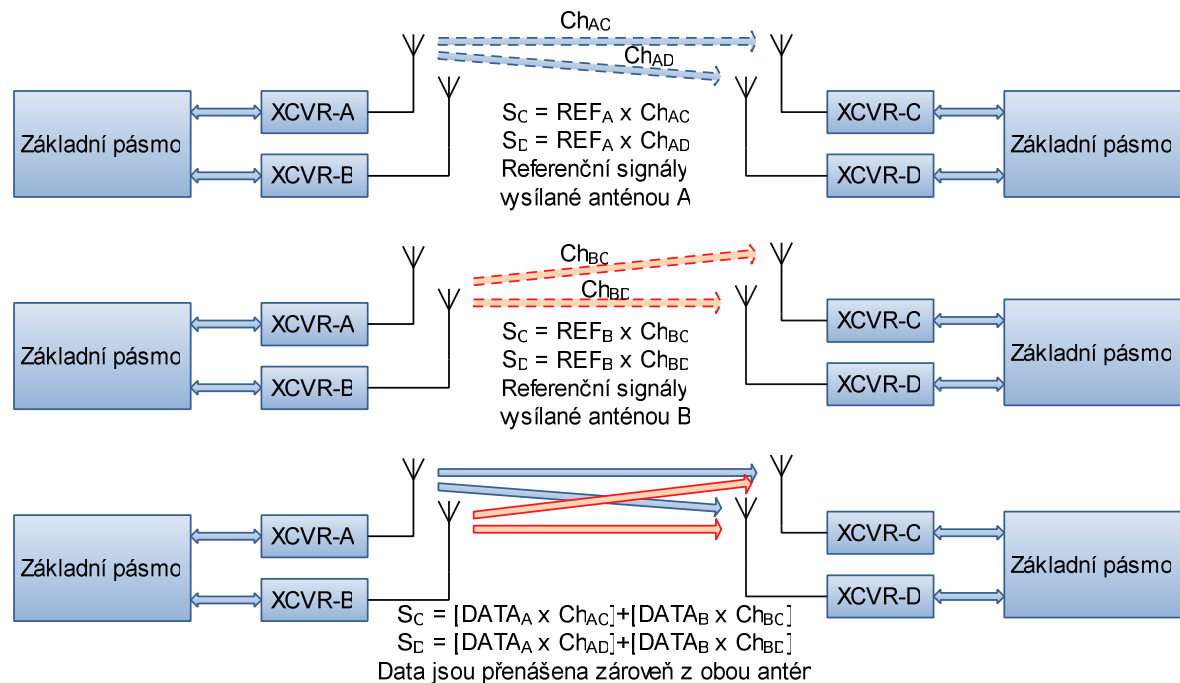
MRC zvyšuje spolehlivost přenosu, ale nezvyšuje nominální datový tok. V MRC módu jsou data přenášena jednou anténou a zpracovány na přijímači pomocí dvou nebo více přijímači. Na druhé straně, MIMO zvyšuje datový tok. Toho je dosaženo využíváním více antén na obou stranách (u vysíláče i přijímače).

Abychom úspěšně přijali MIMO signál, přijímač musí zjistit kanálovou impulsní odezvu z každé vysílací antény. V LTE jsou kanálové impulsní odezvy dány, po sobě jdoucími, referenčními signály z každé vysílací antény (viz obrázek 2.19).



2.20 Referenční signály potřebné k výpočtu kanálové odezvy pro MIMO operace

Podívejme se na 2 x 2 MIMO systém na obrázku 2.20. Dohromady tu máme 4 impulsní odezvy (C_1, C_2, C_3, C_4). Pamatujte se, že pokud jedna vysílací anténa vysílá referenční signál, druhá anténa je v ten okamžik nečinná (viz obrázek 2.19)



2.21 MIMO operace vyžadují znalost všech kanálových odezvy

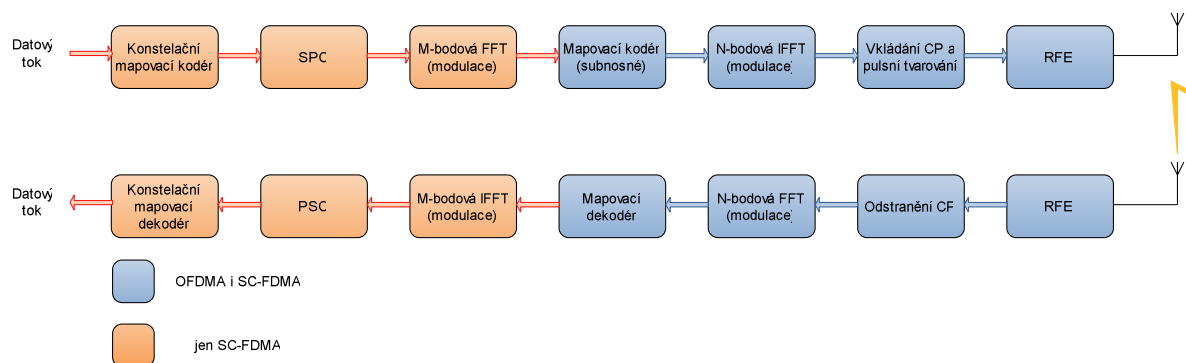
Jakmile jsou kanálové odezvy známy, data mohou být přenášena z obou antén zároveň. Lineární kombinací dvou datových toků na dvou přijímačích získáme dvě rovnice o dvou neznámých, ze kterých vypočítáme původní datové toky.

2.7 SC-FDMA

Požadavky LTE na uplink a downlink se liší v několika ohledech. Nikoho nepřekvapí, že jedním z nejdůležitějších kritérií pro uživatelské přístroje bude spotřeba. Vysoká hodnota PAPR a s tím související ztráty účinnosti spojené s OFDM jsou hlavní nedostatky. Následkem toho byla hledána alternativa OFDM pro využití při LTE uplinku.

SC – FDMA (Single Carrier – Frequency Domain Multiple Access) se velmi hodí pro požadavky LTE uplinku. Základní architektury vysílače i přijímače jsou velmi podobné těm u OFDMA a nabízejí stejnou míru ochrany před mnohacestným šířením signálů. Důležité je, že hodnota PAPR je podstatně nižší a tudíž je nižší i spotřeba u mobilních terminálů uživatelů.

Blokové schéma na obrázku 2.21 ukazuje základní strukturu vysílače a přijímače SC-FDMA. Pamatujte si, že mnoho funkčních bloků je společných, jak pro SC-FDMA, tak pro OFDMA. Vysílání a zpracování uplink a downlink signálů má tedy mnoho společného. Nyní si stručně popíšeme funkční bloky.



2.22 Blokové schéma SC-FDMA /OFDMA

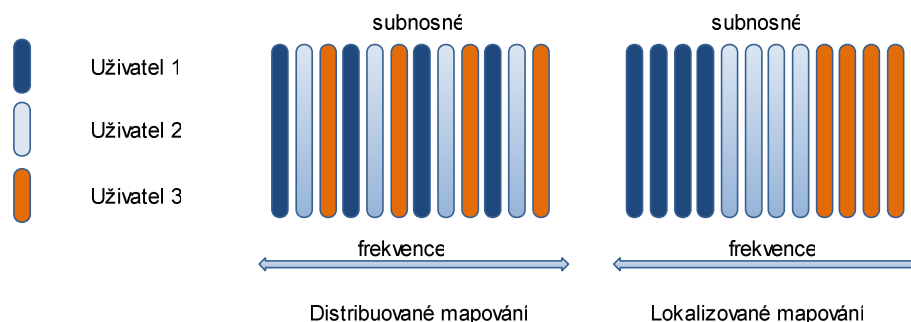
1. **Konstelační mapovací kodér:** Mapuje přicházející sériový datový tok do komplexních symbolů v závislosti na použité modulaci (QPSK, 16-QAM, 64-QAM záleží na podmínkách v rádiovém kanálu).
2. **SPC (Serial/parallel converter):** Sériový datový tok převádí na paralelní, vhodný pro vstup do DFT bloku.
3. **M-bodová FFT:** Převádí bloky symbolů v časové oblasti na M diskretních hodnot ve frekvenční oblasti.
4. **Mapovací kodér:** Přiřazuje diskretním hodnotám z FFT určité subnosné frekvence, na kterých se budou přenášet. SC – FDMA systémy využívají při přiřazování subnosných lokalizované mapování nebo distribuované mapování (viz obrázek 2.22). Nyní předpokládejme, že LTE pracuje s lokalizovaným mapováním subnosných. Rozdíly mezi lokalizovanými a distribuovanými mapováním jsou probrány dál.
5. **N-bodová IFFT:** Namapované subnosné převádí zpět do časové oblasti.
6. **Vkládání CP a pulsní tvarování:** Mezi symboly je vložen cyklický prefix, aby se zamezilo působení mnohacestných signálů. Stejně jako v případě OFDM je využito pulsní tvarování, aby se zabránilo přerůstání subnosných ve spektru.
7. **RFE:** Převádí digitální signál na analogový a připravuje jej pro rádiový přenos kanálem.

Na přijímací straně proběhne tento proces v opačném pořadí. Stejně jako v případě OFDM, SC-FDMA přenos může být chápán jako lineární součet diskretních subnosných. Zkreslením způsobeným mnohacestnými signály se zamezuje stejně jako v případě OFDM.

Na rozdíl od OFDM je SC-FDMA signál reprezentován diskretními subnosnými. Zásadní rozdíl SC-FDMA od OFDM je, že subnosné nejsou modulovány nezávisle. Výsledkem je nižší hodnota PAPR u SC-FDMA přenosů než u OFDM. To má za následek snížení nároků na baterie uživatelských přístrojů.

Jak jsme zmiňovali výše, SC-FDMA subnosné mohou být přiřazovány dvěma způsoby:

- Distribuované mapování
- Lokalizované mapování



2.23 Různé mapování subnosných u SC-FDMA

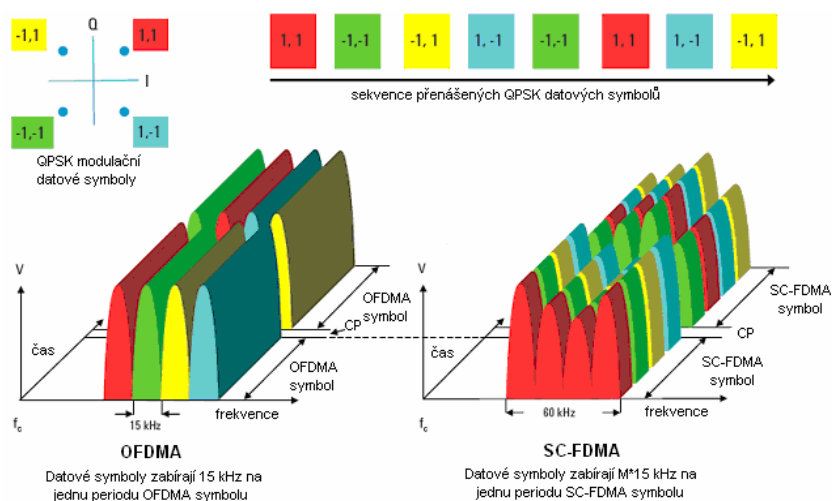
Předpokládejme, že v jeden okamžik chtějí tři uživatelé posílat data. U distribuovaného mapování jsou subnosné jednotlivých uživatelů střídány po jedné subnosné. U lokalizovaného jsou přenosy jednoho uživatele za sebou, pak následuje další atd. U LTE se využívá lokalizované mapování, neboť výzkumy prokázaly, že nabízí větší kapacitu pro uživatele.

2.7.1 Porovnání OFDMA a SC-FDMA

Grafické porovnání OFDMA a SC-FDMA je velmi dobré k pochopení rozdílu mezi těmito dvěma metodami. Pro přehlednost jsou v obrázku znázorněny jen 4 subnosné na dvě symbolové periody za využití QPSK modulace. Jak jsme zmiňovali dříve, skutečné LTE signály jsou rozdělovány po 12 subnosných.

Na levém obrázku 2.23 vidíme M spojených subnosných o šířce 15 kHz. Každá subnosná je modulována QPSK modulací. Barevné sloupce představují jednotlivé QPSK datové symboly (stavy). Tyto čtyři paralelní QPSK symboly tvoří dohromady jeden OFDMA symbol, dlouhý 66,6 μ s. Za každým OFDMA symbolem je vložen cyklický prefix, po kterém opět následují 4 paralelní QPSK symboly.

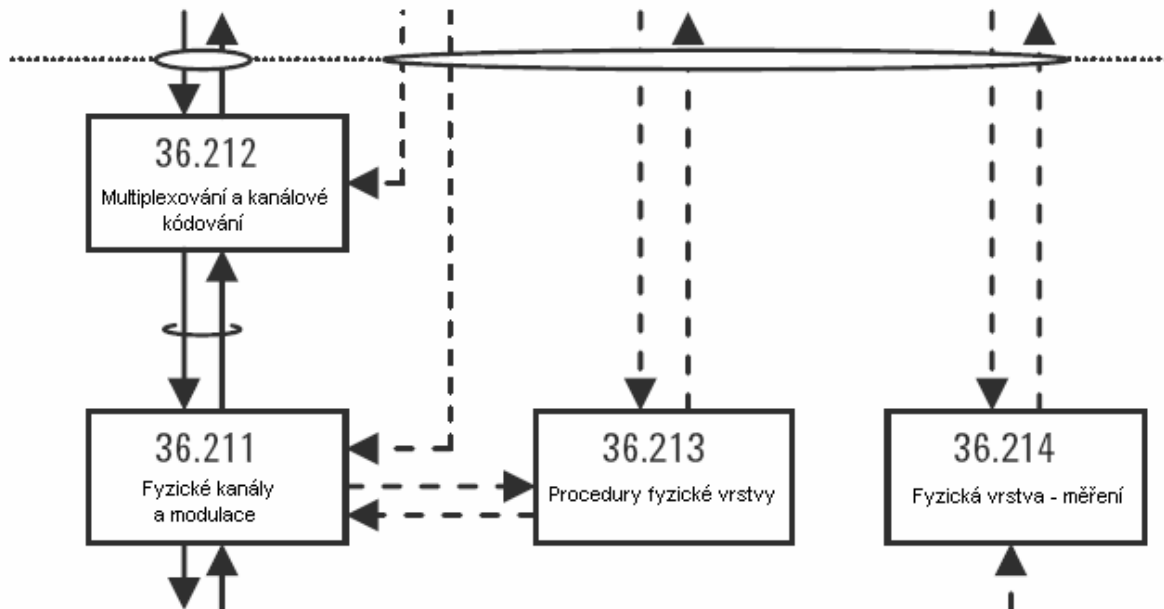
Generace SC-FDMA signálu začíná speciálním pre-kódováním, ale dále už pokračuje stejně jako OFDMA. Nejzřejmější rozdíl mezi těmito dvěma metodami je, že OFDMA přenáší čtyři QPSK datové symboly paralelně, jeden symbol na každou subnosnou, zatímco SC-FDMA přenáší čtyři QPSK datové symboly v sérii čtyřikrát po sobě. Každý datový symbol, tak zabere $M \times 15$ kHz šířky pásma.



2.24 Porovnání OFDMA a SC-FDMA přenosu série datových symbolů QPSK

3. Fyzická vrstva LTE

Specifikace týkající se fyzické vrstvy rozdělíme do čtyř oblastí (viz obrázek 3.1)



3.1 Představení fyzické vrstvy

Fyzické kanály a modulace

V této části si popíšeme fyzické signály a fyzické kanály při uplinku a downlinku. Dále se budeme zabývat jak jsou modulovány a mapovány do rámcové struktury. Také se budeme zabývat podporou mnohonásobných anténních technik.

Multiplexování a kanálové kódování

V této kapitole probereme transportní kanál a zpracování dat v řídicím kanále. Což zahrnuje multiplexování, kanálové kódování, kódování L1 a L2 řídicích informací, prokládání a řízení toku (rate matching).

Procedury fyzické vrstvy

Nahlédneme na charakteristické procedury fyzické vrstvy, zahrnující synchronizační procedury, hledání buněk a časovou synchronizaci, řízení výkonu, procedury náhodného přístupu atd.

Měření ve fyzické vrstvě

Tato specifikace popisuje charakteristiky měření ve fyzické vrstvě. Jak se měření ve Vrstvě 1 vykonávají uživatelskými zařízeními (UE) a základnovými stanicemi a jak jsou výsledky měření sdělovány vyšším vrstvám a sítím.

Pozn. Nebudeme podrobněji rozebírat.

3.1 Fyzické kanály a modulace

Rádiové rozhraní LTE se skládá z fyzických signálů a fyzických kanálů. Fyzické kanály jsou generovány v L1 a využívají se pro synchronizaci, identifikaci buněk a pro odhad rádiového kanálu. Fyzické kanály nesou data z vyšších vrstev zahrnující protokoly, plánování a uživatelské zatížení.

Fyzické signály jsou shrnuty v tabulce 1. Primární a sekundární synchronizační signály downlinku dekodují identifikaci buňky a dovolují uživatelským zařízením identifikaci a synchronizaci se sítí.

Tabulka 3: fyzické signály

| DL signály | Celý název | Účel |
|-------------------|----------------------------------|--|
| P-SCH | Primary synchronization signal | Určený pro hledání buňky a identifikaci uživatelským zařízením. Nese část ID buňky (jedna ze tří ortogonálních sekvencí). |
| S-SCH | Secondary synchronization signal | Využíván pro hledání buňky a identifikaci uživatelským zařízením. Nese zbytek ID buňky (jedna ze 168 binárních sekvencí). |
| RS | Reference signal (Pilot) | Využíván pro předběžný výpočet DL kanálu. Přesná sekvence odvozená z ID buňky (jedna z $3 \times 168 = 504$ pseudonáhodných sekvencí). |
| UL signály | Celý název | Účel |
| RS | Reference signal | Určený pro synchronizaci uživatelského zařízení a UL odhadnutého (předběžně vypočítaného) kanálu. |

Jak ve fyzických signálech downlinku tak uplinku jsou referenční signály RS. V jiných standardech mohou být známi jako pilotní signály a jsou využívány přijímačem k předběžnému výpočtu amplitudy a fáze přijímaného signálu. Bez použití referenčních signálů by byla modulace vlivem fázových a amplitudových posunů nevěrohodná, především při velkých hloubkách modulace jako 16QAM nebo 64QAM. Při těchto vícestavových modulacích může způsobit chybu v namodulování i malá chyba u přijatého signálu, způsobená nepatrným amplitudovým nebo fázovým posuvem.

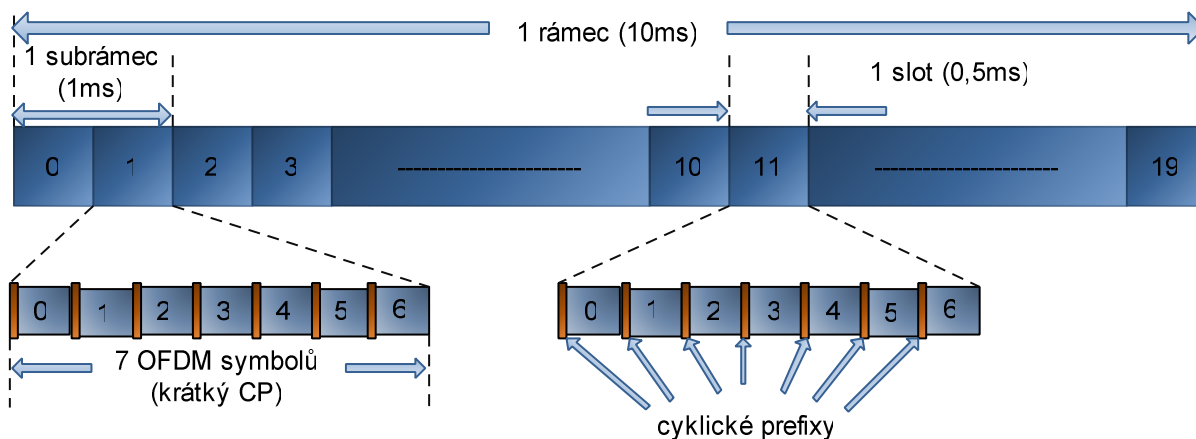
Po boku fyzických signálů jsou fyzické kanály, které nesou uživatelské a systémové informace.

Tabulka 4: fyzické kanály

| DL kanály | Celý název | Účel |
|------------------|-----------------------------------|--------------------------------------|
| PBCH | Physical broadcast channel | Nese informace (specifikace) o buňce |
| PDCCH | Physical downlink control channel | Plánuje, ACK/NACK |
| PDSCH | Physical downlink shared channel | Užitečné zatížení (Payload) |
| UL kanály | Celý název | Účel |
| PRACH | Physical random access channel | Volá nastavení |
| PUCCH | Physical uplink control channel | Plánuje, ACK/NACK |
| PUSCH | Physical uplink shared channel | Užitečné zatížení (Payload) |

3.1.1 Obecná rámcová struktura

Jeden z prvků společný pro downlink i uplink je obecná rámcová struktura. Budeme se zabývat rámcovou strukturou využívající FDD (Frequency Division Duplex) mód. Rámcovou strukturu jsme blíže představovali výše. Nyní si jen shrňme základní charakteristiky.



3.2 Obecná rámcová struktura

LTE přenosy jsou segmentovány do rámců (10ms). Každý rámeček je složen z 10 subrámečků (1ms) a každý subrámeček je složen z 2 slotů (0,5ms). V jednom slotu je 6 nebo 7 symbolů v závislosti na délce CP.

3.1.2 Fyzické zdrojové bloky a elementy

Opět si jen zopakujeme předchozí vědomosti. Fyzický zdrojový blok (PRB) je složen z 12 po sobě jdoucích subnosných po dobu jednoho slotu skládajícího se z 6 nebo 7 symbolů (v závislosti na délce CP). PRB je také nejmenší částice, se kterou pracuje plánovač základnové stanice. Zdrojový element pak představuje jeden symbol v rámci jedné sub-nosné. Délka CP je volena tak, aby byla delší než předpokládané zpoždění odražených signálů přicházejících na přijímač s časovým zpožděním. V LTE je doba trvání normálního CP zvolena 4,69 μ s a měla by si poradit s odraženými signály, které jsou delší o 1,4 km než signál přijatý přímou cestou. Ve větších buňkách je používán delší CP, který by měl poskytnout ochranu před odraženými signály, které jsou až o 10 km delší než signály přijaté přímou cestou. Delší CP však snižuje dosažitelné datové toky v systému. Vložení CP mezi každý symbol snížíme kapacitu systému úměrně v poměru (délka CP/délka symbolu), což při délce symbolu 66,7 μ s představuje asi sedmi procentní ztráty kapacity při použití normálního CP.

3.1.3 Fyzické zdroje a mapování u downlinku

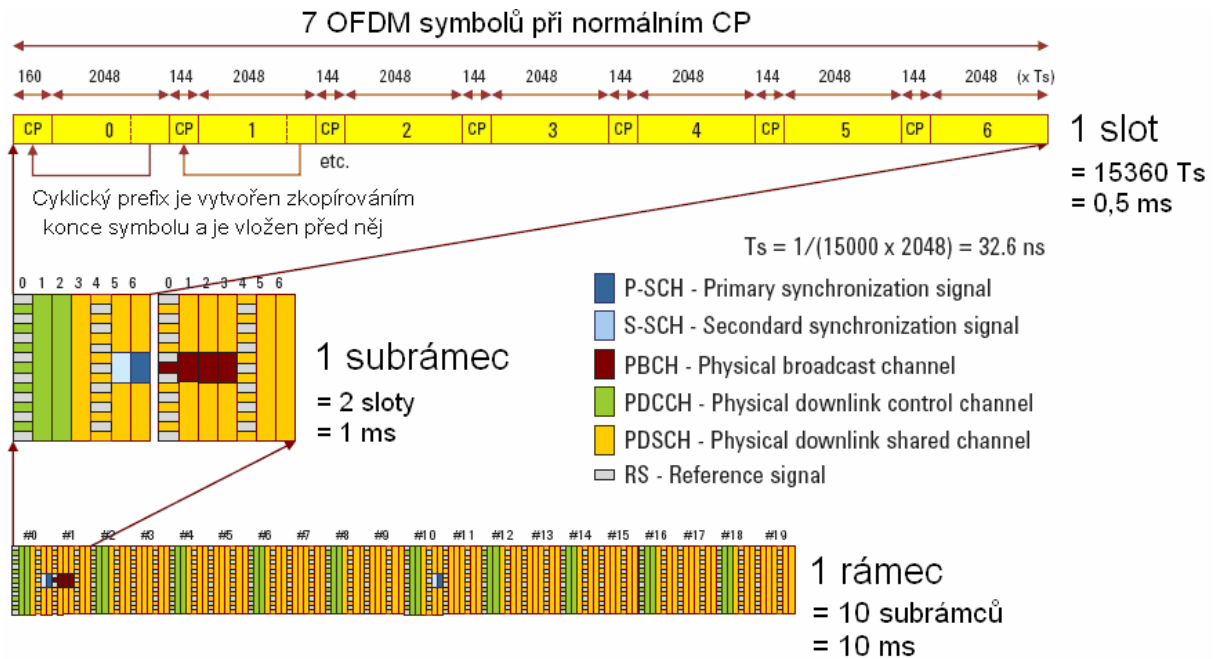
Na obrázku 3.3 vidíme ještě detailnější pohled na rámcovou strukturu downlinku. Je zde znázorněn jeden slot downlinku a v něm barevně odděleny různé druhy signálů a kanálů. Z obrázku vidíme, že pro opakování řídicích signálů je zapotřebí celý rámeček (10 ms). Rámcová struktura je vztažena k periodě T_s , což je nejkratší časový interval systému definovaný jako $1/(15000 \times 2048) = 32,552$ ns.

Mapování fyzických DL signálů v tomto příkladě je následující:

- Referenční signál je vysílán na každém nultém OFDMA symbolu první subnosné a na každém čtvrtém symbolu 4 subnosné v každém slotu. Toto je nejjednodušší případ pro použití jedné antény. Pozice RS se mění pro každou anténu navíc a s délkou CP.
- P-SCH je vysílán v šestém symbolu slotu 0 a 10 v každého rámečku; je obsažen jen v 62 subnosných centrováných okolo DC subnosné

- S-SCH je vysílán v pátém symbolu slotu 0 a 10 každého rámce; je obsažen jen v 62 subnosných centrovaných okolo DC subnosné
- PBCH je vysílán v symbolech 0 a 3 prvního slotu; je obsažen jen v 72 subnosných centrovaných okolo DC subnosné

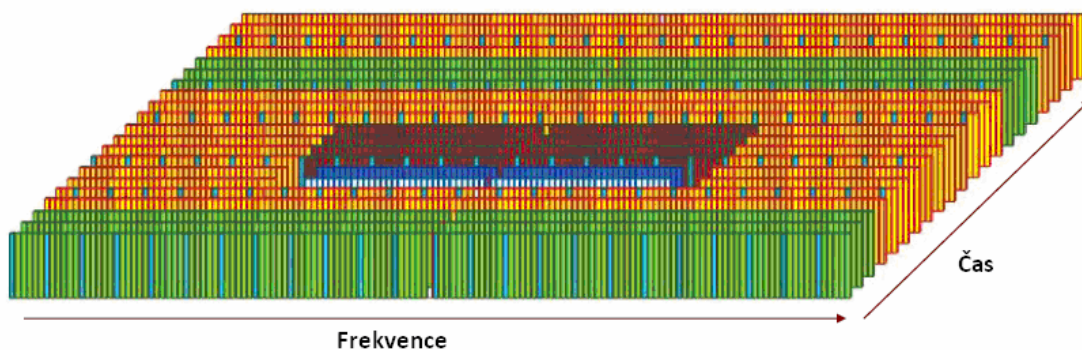
Řídicí kanály jsou obsaženy jen v pásmu širokém 1,08 MHz okolo středního kmitočtu, tudíž jsou veškeré operace systému jsou nezávislé na šířce pásma. Čím je menší využívané pásmo systému LTE, tím více procent z tohoto pásma zabírají řídicí signály.



3.3 Rámcová struktura downlinku

Na obrázku 3.4 vidíme downlink mapování ve frekvenci a čase. Centrální subnosná downlink kanálu není využita pro přenos, ale je vyhrazena generovaný signál z lokálního oscilátoru.

- P-SCH - Primary synchronization signal
- S-SCH - Secondary synchronization signal
- PBCH - Physical broadcast channel
- PDCCH - Physical downlink control channel
- PDSCH - Physical downlink shared channel
- RS - Reference signal



3.4 Rámcová struktura downlink mapování ve frekvenci a čase

V tabulce 3 vidíme délky CP pro určité symboly v pořadí, tak jak jdou ve slotu za sebou. Pro normální CP, kdy je šířka subnosné 15 kHz, je délka CP = 160 x T_s pro symbol 0 a 144 x T_s pro symboly 1 až 6. Rozšířený CP si lépe poradí s více zpožděnými signály, což je vykoupeno jeho větší délkou.

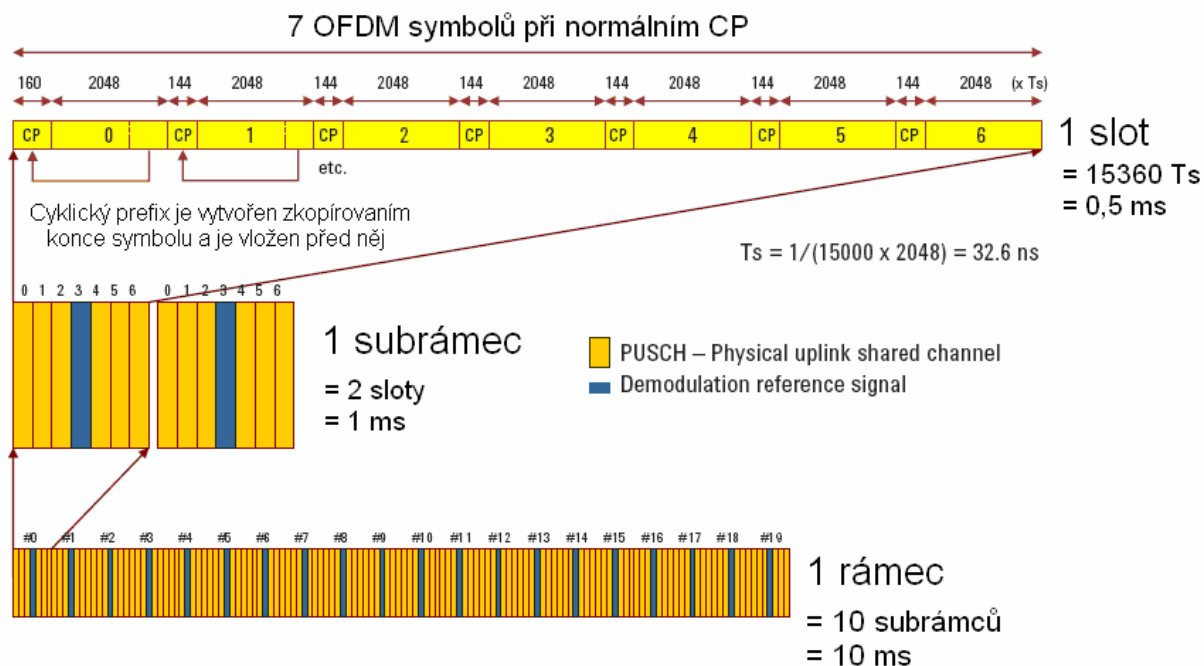
Tabulka 5: Konfigurace cyklických prefixů pro rámcovou strukturu downlinku

| Typ CP | | Délka CP (vyjádřená v T_s) u OFDM symbolu v pořadí | | | | | | |
|-----------|----------------------|---|------|------|-----|-----|-----|-----|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| Normální | $\Delta f = 15$ kHz | 160 | 144 | 144 | 144 | 144 | 144 | 144 |
| Rozšířený | $\Delta f = 15$ kHz | 512 | 512 | 512 | 512 | 512 | 512 | - |
| | $\Delta f = 7,5$ kHz | 1024 | 1024 | 1024 | - | - | - | - |

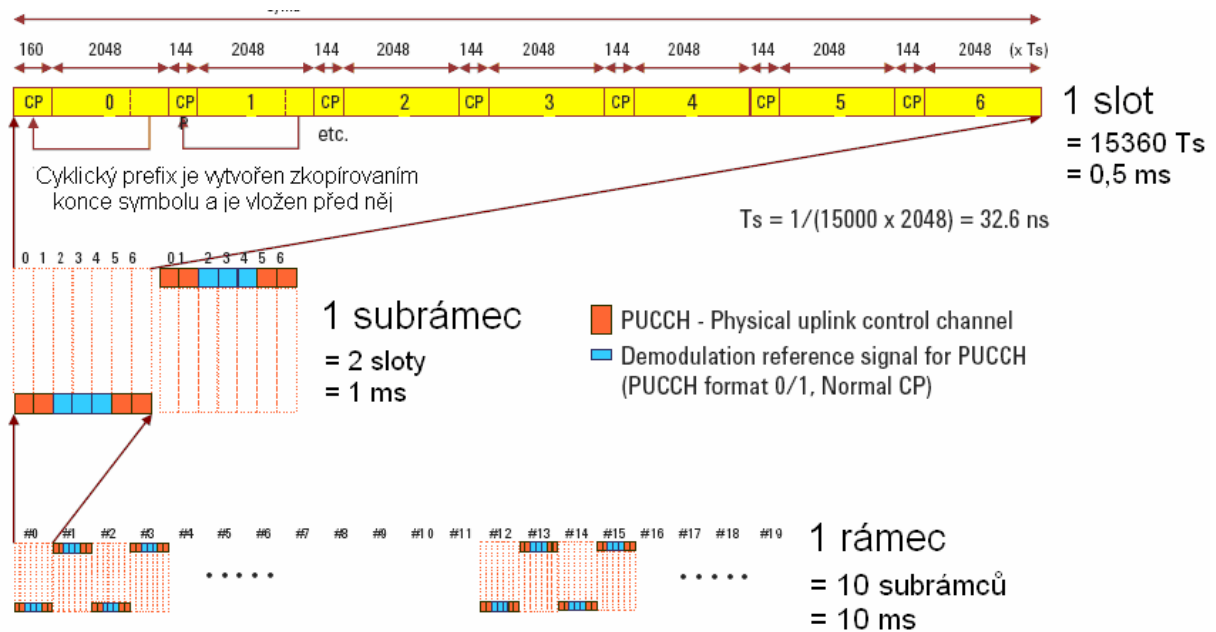
3.1.4 Fyzické zdroje a mapování u uplinku

Jak jsme zmínili dříve, rámcová struktura uplinku je stejná jako u downlinku. Příklad mapování PDSCH a PUCCH jsou znázorněny na obrázcích 3.5 a 3.6. Počet symbolů v slotu opět závisí na použitém CP. 7 SC-FDMA symbolů pro normální CP a 6 SC-FDMA symbolů pro rozšířený CP.

Nemodulační referenční signály jsou přenášeny ve čtvrtém symbolu slotu na všech subnosných přidělených zdrojových blocích PUSCH. Ty jsou určeny pro předběžný výpočet kanálu, aby mohla základnová stanice namodulovat signál. Konfigurace CP jsou znázorněny v tabulce 4.



3.5 Rámcová struktura uplinku se znázorněným mapováním pro PUSCH

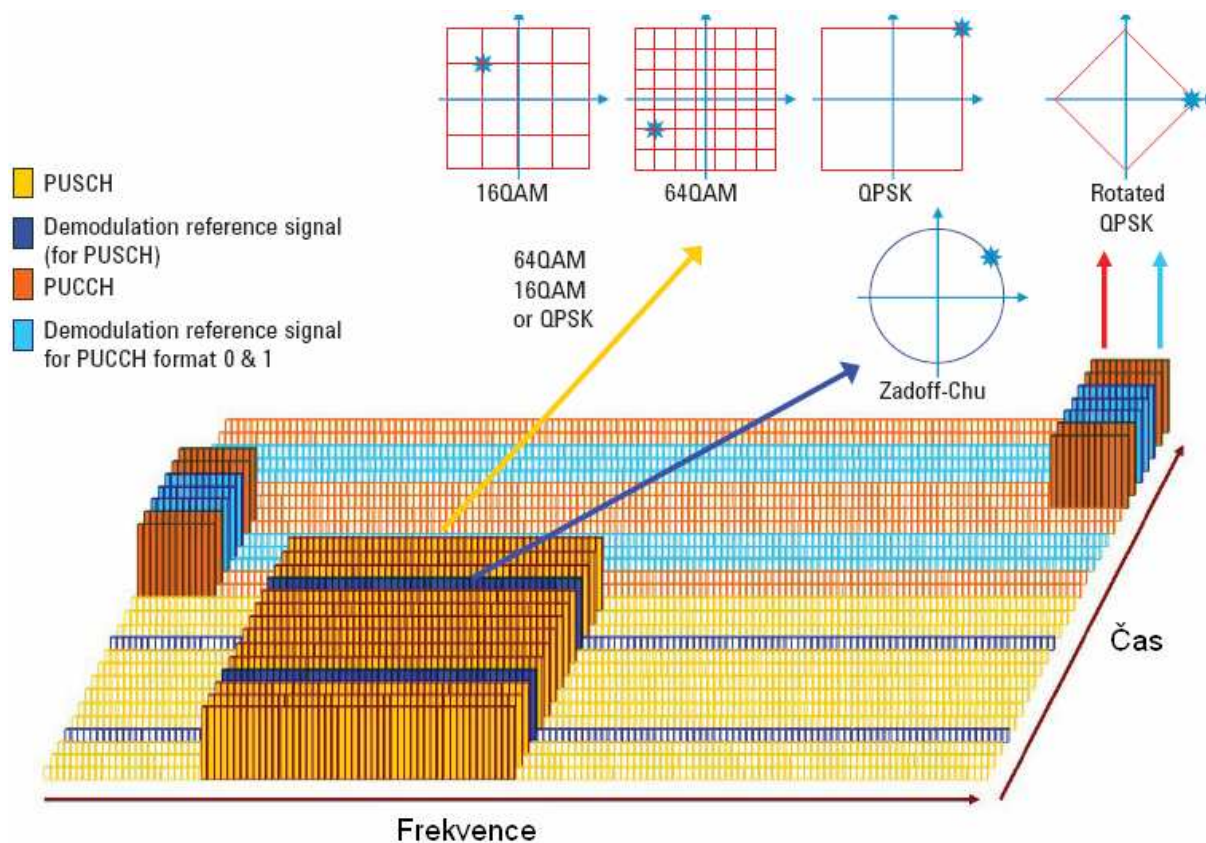


3.6 Rámcová struktura uplinku se znázorněným mapováním pro PUCCH formátu 1 nebo 0

Tabulka 6: Konfigurace CP pro rámcovou strukturu uplinku

| Typ CP | | Délka CP (vyjádřená v T_s) u symbolu v pořadí | | | | | | |
|-----------|-----------------------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| Normalní | $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ | 160 | 144 | 144 | 144 | 144 | 144 | 144 |
| Rozšířený | $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ | 512 | 512 | 512 | 512 | 512 | 512 | - |

Na obrázku 3.7 vidíme rámcovou strukturu fyzického mapování uplinku pro jedno uživatelské zařízení s konstantním přidělením pásma. Protože uplink je sdílen více uživateli a datový tok je přímo spojený s šířkou pásma, přidělení pásma pro jedno uživatelské zařízení bude téměř vždy menší, než šířka pásma kanálu. Demodulační referenční signál je vysílán jen pro přidělené pásmo. Zatímco v downlinku je referenční signál vysílán přes celou šířku kanálu, dokonce i když není celý kanál přidělen. Kdyby se totiž uplink RS vysílal přes celé pásmo, výrazně by to zvýšilo spotřebu baterií uživatelských zařízení a zhoršilo koordinaci s dalšími zařízeními.



3.7 Subrámeček v uplink signálu

3.2 Multiplexování a kanálové kódování

Fyzické kanály jsou mapovány do transportních kanálů (TrCH), které nesou informaci mezi fyzickou vrstvou, MAC a vyššími vrstvami. V tabulce 5 vidíme seznam typů TrCH uplinku i downlinku.

Tabulka 7: Typy transportních kanálů

| Typ transportního kanálu | | Funkce |
|--------------------------|--------|---|
| Downlink | | |
| Downlink shared channel | DL-SCH | Podporuje HARQ, dynamickou link modulaci, dynamické a semi-statické přidělování zdrojů, nespojitý příjem uživatelského zařízení a MBMS přenos |
| Broadcast channel | PBCH | Stále přenášený formát Musí být vysílán přes celé pokrytí buňky |
| Paging channel | PCH | Podpora nespojitého příjmu uživatelských zařízení, musí být vysílán přes celé pokrytí buňky, mapován do fyzických zdrojů |
| Multicast channel | MCH | Podporuje MBSFN, semi-statické přidělování zdrojů Musí být vysílán přes celé pokrytí buňky |
| Uplink | | |
| Uplink shared channel | UL-SCH | Podpora dynamického link přizpůsobení, HARQ, dynamického a semi-statického přidělení zdrojů Musí být vysílán přes celé pokrytí buňky |
| Random access channel | RACH | Omezené řízení informací, riziko kolize |

3.2.1 Kanálové kódování

Data a řídicí toky jdoucí dovnitř i vně vrstvy MAC jsou kódovány a dekódovány pomocí kanálového kódování. Kanálové kódování slučuje detekci chyb, opravu chyb, řízení toku (rate matching), prokládání, a přenos kanálových nebo řídicích informací do nebo vně fyzických kanálů.

V LTE se pro transportní kanály využívají dva módy kanálového kódování: turbo kódování pro UL-SCH, DL-SCH, PCH a MCH; a konvoluční tail-biting kódování pro BCH. Pro oba módy je poměr kódování $R=1/3$ (to znamená, že jeden bit jde do kodéru a tři z něj). Řídicí informace je kódována různými módy, mezi něž patří i konvoluční tail-biting kódování. Podrobnější detaily o procesech transportních kanálů ve fyzické vrstvě jsou popsány v TS 36.212.

3.3 Procesy ve fyzické vrstvě

LTE využívá zpracování HARQ a přizpůsobení spojení. Adaptivní modulace a kódování (AMC) jsou využívány jako mechanismus pro přizpůsobené spojení ke zlepšení propustnosti dat v slábnoucím kanále. Tato technika mění modulační a kódovací módy downlinku v závislosti na podmínkách kanálu každého uživatele. Pokud je kvalita spojení dobrá, LTE systém může využít vícestavovou modulaci (více bytů na symbol) nebo méně kvalitní kanálové kódování, z čehož vyplývají vyšší datové toky. Pokud jsou podmínky v kanálu špatné, způsobené například slábnutím signálu nebo interferencemi, systém může využít modulaci s menším počtem stavů nebo silnější kanálové kódování k udržení přijatelných datových toků. Nyní si blíže povíme o některých zásadních procesech ve fyzické vrstvě.

3.3.1 Vyhledávání buňky

Při tomto procesu se uživatelské zařízení frekvenčně a časově synchronizuje s buňkou detekuje ID fyzické vrstvy buňky. Aby mohlo uživatelské zařízení buňku najít, základnová stanice vysílá referenční signál RS, primární synchronizační signál P-SCH a sekundární synchronizační signál S-SCH. Protože se synchronizační signály nachází v centrální části kanálu, proces hledání buňky v systému LTE je dostupný v celé šířce pásma kanálu (od 6 PRB do maxima 100 PRB).

3.3.2 Řízení výkonu

Tento proces vykonává řízení výkonu uplinku a downlinku. Řízení výkonu určuje energii na jeden zdrojový element. Řízení výkonu v systémech OFDMA je méně kritické, než v CDMA systémech, neboť v OFDMA jsou uživatelská zařízení oddělena v čase i frekvenci, zatímco v CDMA sdílí stejný fyzický kanál a jsou odděleny kódem, který vyžaduje mnohem přísnější limity na přijatý výkon. Důležitost řízení výkonu roste v systémech MU-MIMO (Multiple user MIMO), které nejlépe pracují, pokud je přijatý výkon všech uživatelských zařízení na základnové stanici vyvážen.

Speciální procesy se aplikují na zdrojové bloky, které jsou přidělené uživatelským zařízením na okraji buňky, kde jsou uživatelské zařízení nejvíce citlivé na mezi buňkové interference.

V uplinku je veškerý výkon přidělen referenčním signálům, které jsou vysílány s konstantním výkonem v celém kanálu. Poměr mezi referenčním signálem elementárního zdrojového bloku a PDSCH je nastavitelný pro každého uživatele zvlášť.

3.3.3 Procesy spojené s PDSCH

První proces definuje způsob, kterým PDCCH přiděluje zdroje uživatelským zařízením pro přijetí PDSCH. Používají se 3 typy přidělovacích mechanismů; od jednoduché bitmapy (typ 0) až po komplexní (typ 2), který je nejflexibilnější.

Další proces definuje, jak uživatelské zařízení podává hlášení indikátoru kvality kanálu (CQI), indikátoru pre-kódovací matice (PMI) a informaci o pozici. Tato hlášení mohou být periodická či aperiodická. CQI nám říká, jak vnímá uživatelské zařízení kvalitu signálu. Pro jednu anténu je CQI pěti bitový index. 32 hodnot vyjádřených tímto indexem definuje modulační mód a poměr kanálového kódování.

4. Model systému LTE v programu Matlab

Na základě teoretických poznatků byl pomocí programu Matlab vytvořen model systému LTE pro downlink. Na obrázku 4.2 je znázorněno blokové schéma naprogramovaného modelu. Pro simulování přenosu dat při uplinku, by bylo nutné stávající model doplnit o další bloky (viz výše). Zdrojový kód modelu je k dispozici na příloženém médiu.

4.1 Popis modelu

V této kapitole jsou stručně popsány veškeré bloky vysílací části zahrnuté v programovaném modelu. Bloky v přijímací části již popisovány nebudou, neboť jsou inverzní k daným blokům ve vysílací části.

4.1.1 Generátor náhodných dat

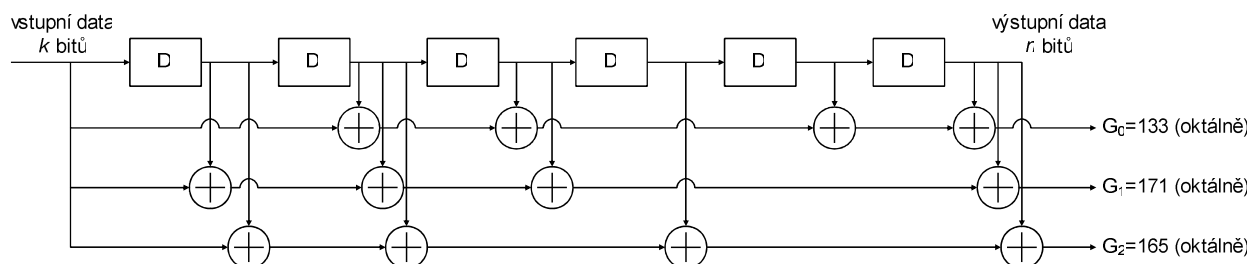
V tomto bloku je generován sériový binární tok s rovnoměrným rozložením jedniček a nul. Uživatel si pro simulaci v modelu může zvolit počet vysílaných bitů v rozmezí 2^{15} - 2^{22} (32 768 - 4 194 304). Nižší počet vysílaných bitů je vhodný pro rychlejší výpočet celé simulace. Vyšší počet vysílaných bitů je vhodnější pro přesnější vyhodnocení bitové chybovosti přenosu BER.

4.1.2 Konvoluční kódování

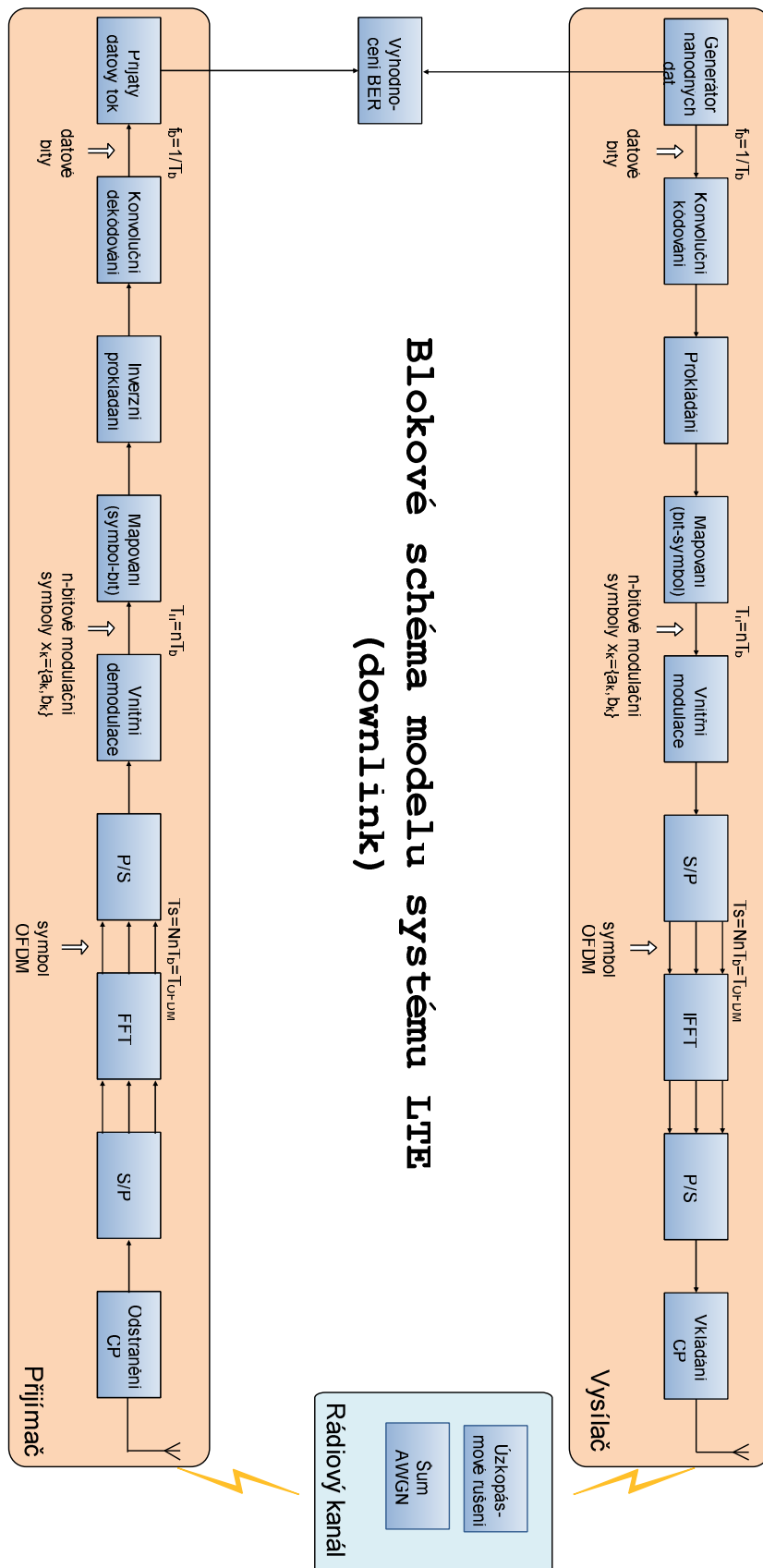
Konvoluční kód se v systému LTE využívá pro kanálové kódování, které zabezpečuje přenášený datový tok proti chybám v rádiovém kanálu. Podstatou zabezpečení signálu je úmyslné a kontrolované zvýšení jeho redundance, což má za následek nepatrné zvýšení přenosové rychlosti při výrazném snížení chybovosti signálu BER.

Konvoluční kodéry se běžně označují $K(n,k,m)$, kde n je počet bitů vystupujících z kodéru, k je počet bitů vstupujících do kodéru, přičemž musí platit $n > k$, a m je počet paměťových registrů v kodéru. Sériový bitový tok je rozdělen do k cest vstupujících do kodéru, kde jsou v posuvných registrech provedeny jednoduché matematické operace (součty modulo 2) dané generujícími polynomy. Signál vystupuje z kodéru n cestami a je opět slučován do sériového toku s větší přenosovou rychlostí danou kódovým poměrem $R=k/n$. Při kódovém poměru $R=1/3$ se tak původní přenosová rychlost na výstupu kodéru třikrát zvýší.

Na obrázku 4.1 je znázorněno blokové schéma konvolučního kodéru použitého v modelu. Schéma je převzato z technické specifikace systému LTE. Kódový poměr kodéru je $R=1/3$ a generující polynomy jsou vyjádřeny v oktální soustavě.



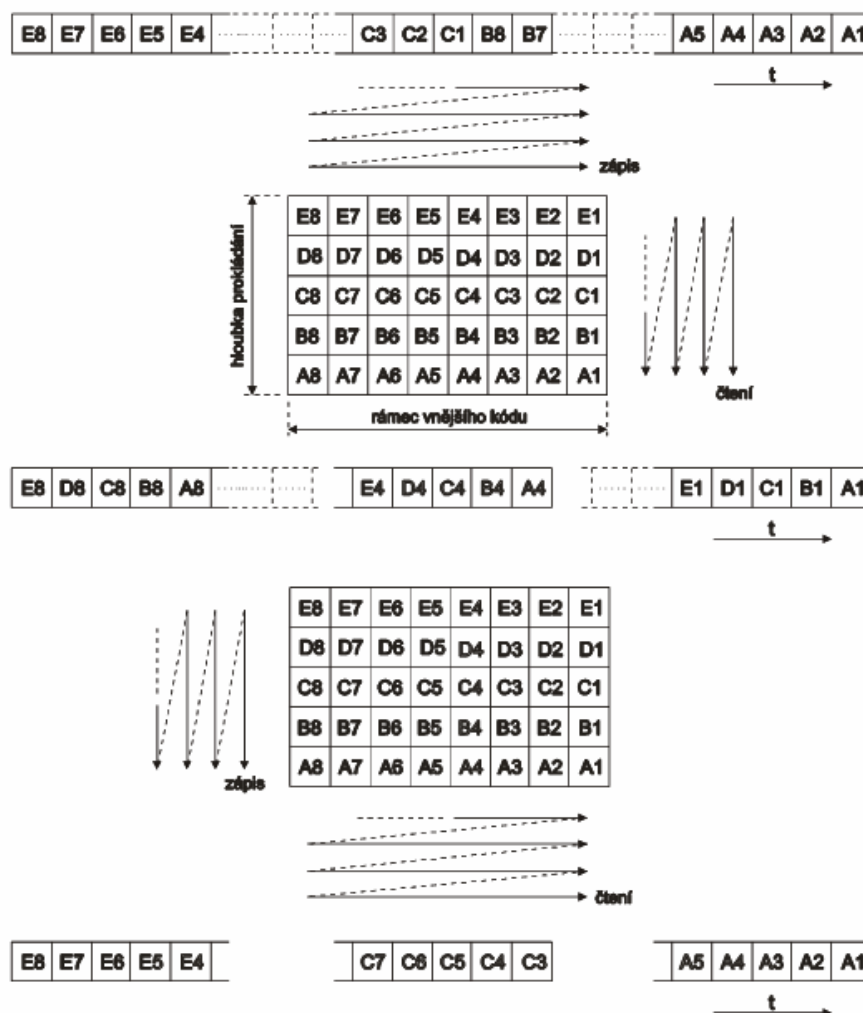
4.1 Blokové schéma konvolučního kodéru systému LTE podle specifikace TS 36.212



4.2 Blokové schéma modelu systému LTE pro downlink

4.1.3 Prokládání

Prokládání zabezpečuje přenášená data proti shlukovým chybám. Prokládání můžeme využít jak na úrovni bitů, tak i bytů. Shlukovou chybu rozprostřeme na bity (byty), které se pak snáze opravují. Nejdůležitějším parametrem prokládacího kodéru je hloubka prokládání. Ta nám udává, jak velká může být přípustná skupinová chyba. Na obrázku 4.3 vidíme princip prokládání. V modelu je použit prokládací kodér na úrovni bitů s hloubkou prokládání $D=126$.



4.3 Princip prokládání

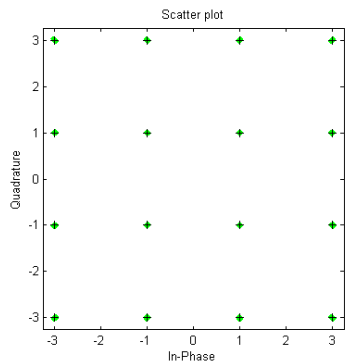
4.1.4 Mapování

Na vysílací straně je potřeba sériový datový tok namapovat do symbolů v závislosti na použité vnitřní modulaci. Pokud je například vnitřní modulací 16-QAM, která nabývá 16 různých stavů, tak je jeden přenášený symbol vyjádřen 4 bity. Na přijímací straně jsou naopak symboly převáděny na jednotlivé bity.

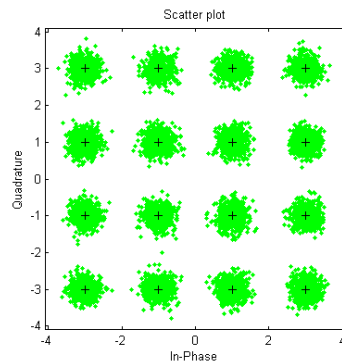
4.1.5 Vnitřní modulace OFDM

U digitálních modulací je informace nesena ve skokové změně amplitudy, fáze nebo frekvence nosné vlny. Systém LTE využívá vnitřní modulace: QPSK, 16-QAM a 64-QAM. U modulace QPSK je informace přenášena ve změně fáze. Jedná se o čtyřstavovou modulaci, tudíž symbol jednoho stavu může nabývat hodnot 00, 01, 10, 11. Jeden symbol, tak přenáší dva bity. U QAM modulací je informace přenášena ve změně amplitudy nosné vlny. Používané modulace

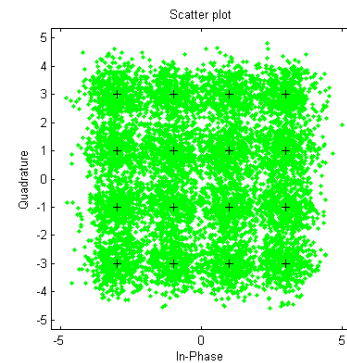
v systému LTE mohou nabývat 16 nebo 64 stavů tj. každý symbol těchto modulací je vyjádřen čtyřmi resp. šesti bity. S vyšším počtem stavů se zvyšuje přenosová rychlost úměrně s větším počtem bitů představující jeden symbol. Jsou ale kladeny mnohem větší nároky na přenosový kanál. Čím více stavů může modulace nabývat, tím menší jsou rozdíly mezi jednotlivými stavy a po průchodu zarušeným kanálem může v přijímači dojít k chybnému vyhodnocení stavu a v přenosu dojde k chybě. Na obrázku 4.4 vidíme konstelační diagram přijatého signálu, při použité modulaci 16-QAM, po průchodu rozdílně zarušeným rádiovým kanálem.



Konstelace přijatého signálu po průchodu kanálem bez rušení



Konstelace přijatého signálu po průchodu mírně zarušeným kanálem



Konstelace přijatého signálu po průchodu silně zarušeným kanálem

4.4 Konstelační diagram přijatého signálu s modulací 16-QAM

4.1.6 S/P (sériově-paralelní převod)

V tomto bloku se sériový datový tok dělí na paralelní datový tok, kde počet vytvořených paralelních toků odpovídá počtu subnosných vln modulace OFDM. Počet subnosných vln závisí na použité šířce pásma. Pro každou šířku pásma je specifikován určitý počet zdrojových bloků PRBs nesoucí data (viz tabulka 1). Každý zdrojový blok je pak složen z 12 subnosných.

4.1.7 IFFT (modulace)

V tomto bloku jsou komplexní symboly na jednotlivých nosných převedeny z frekvenční oblasti do časové oblasti pomocí algoritmu IFFT.

4.1.8 P/S (paralelně-sériový převod)

Paralelní signály opět sloučeny do jednoho sériového toku. Vzniklý signál reprezentuje OFDM signál v čase.

4.1.9 Vkládání CP

Mezi jednotlivé OFDM symboly jsou vkládány ochranné intervaly tzv. cyklické prefixy. Před užitečným OFDM symbolem se vloží malá část z jeho konce. Tak je vytvořen ochranný interval, který výrazně omezuje vznik inter-symbolových interferencí ISI. Tento interval nenesou žádné užitečné informace. Na přijímací straně je opět odstraněn.

4.1.10 Modulace na nosnou vlnu a průchod signálu rádiovým kanálem

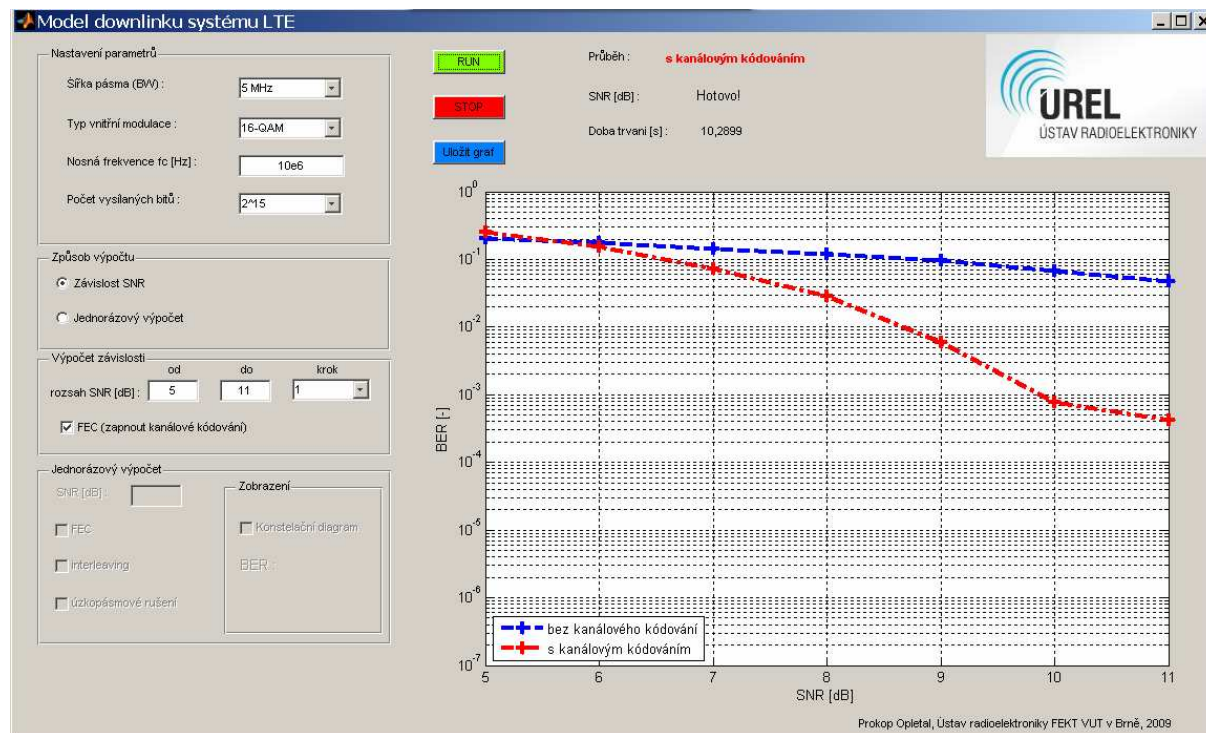
Signál je ze základního pásma namodulován na nosnou vlnu, která signál přenáší rádiovým kanálem. V rádiovém kanálu je užitečný signál rušen šumem AWGN a je možnost zavést do přenosového kanálu úzkopásmové rušení o šířce pásma 75 kHz.

4.2 Popis uživatelského rozhraní

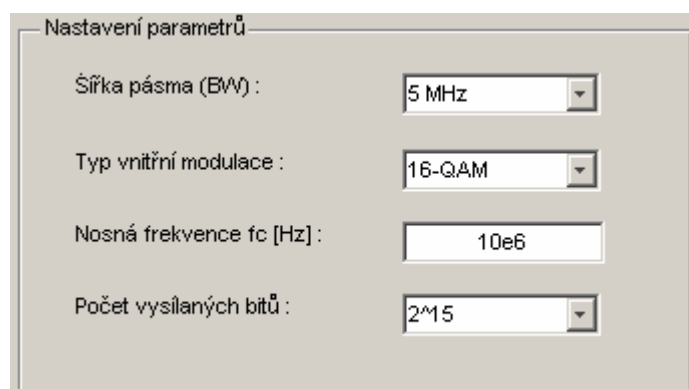
Po naprogramování modelu bylo zapotřebí vytvořit grafické uživatelské rozhraní pro jednodušší a přehlednější ovládání simulací.

4.2.1 Vzhled grafického rozhraní

Na obrázku 4.5 vidíme vzhled uživatelského rozhraní. Dále bude uveden podrobnější popis veškerých ovládacích prvků.



4.5 Uživatelské rozhraní modelu



4.6 Nastavení parametrů

nosné frekvence je ošetřeno chybovou hláškou. Je doporučeno neměnit přednastavené hodnoty nosné frekvence z důvodu časové náročnosti výpočtu.

- Počet vysílaných bitů : počet vysílaných bitů se dá měnit v rozmezí 2^{15} - 2^{22} . Pro rychlejší průběh výpočtu je vhodné volit menší počet vysílaných bitů. Vyšší počet je pak vhodný pro objektivnější posouzení výsledné chybovosti BER přenosu signálu.

4.2.2 Nastavení parametrů

V tomto ovládacím panelu je možné nastavit veškeré důležité parametry simulace.

- Šířka pásma : na výběr všechny šířky pásem podle technických specifikací (1,4 MHz-20 MHz)
- Typ vnitřní modulace : QPSK, 16-QAM, 64-QAM
- Nastavení nosné frekvence : nosná frekvence musí být minimálně dvojnásobkem šířky pásma. Případné zadání nižší

4.2.3 Způsoby výpočtů

V panelu *Způsob výpočtu* si uživatel zvolí, zda chce simulovat průchod signálu rádiovým kanálem a sledovat jeho chybovost v závislosti na poměru SNR, nebo zdali chce provést jen jednorázový výpočet (stálá hodnota SNR) s více nabízenými možnostmi.

Při zvolení políčka *Závislost SNR* je uživateli nepřístupný spodní panel *Jednorázový výpočet*. A naopak při zvolení políčka *Jednorázový výpočet*, znepřístupní se prostřední panel *Výpočet závislosti*.

Při volbě způsobu výpočtu: *Závislost SNR* se do grafu vynese závislost chybovosti BER na hodnotě SNR udané v dB. V základním nastavení se je vynášena závislost bez zapnutého kanálového kódování. Pro porovnání chybovosti se zapnutým kódováním je potřeba zatrhnout volbu *FEC*. Dále je taky možné nastavit rozsah a krok poměru SNR pro simulaci. Výsledky jsou vyjádřeny v logaritmické stupnici a **jelikož by nulové hodnoty nebyly v tomto grafu znázorněny, je jim přiřazena hodnota 10^{-6} !**

V daném způsobu výpočtu však nebylo zahrnuto prokládání (interleaving), neboť by velmi výrazně prodloužilo dobu výpočtu a nemělo by zásadní vliv na výsledek (malá pravděpodobnost výskytu shlukových chyb). Abychom však mohli ověřit i vliv prokládání je nám k dispozici panel *Jednorázový výpočet*, kde je chybovost počítána pro jednu hodnotu SNR. Zde je možné zanést do přenosového kanálu i úzkopásmové rušení a vyzkoušet funkci prokládání. Navíc je zde velmi užitečná možnost zobrazení konstelace přijatého signálu zatrhnutím políčka *Konstelační diagram*.

Provedení výpočtu spustíme tlačítkem *Run*. Průběh výpočtu jde zastavit tlačítkem *STOP* (*Pozor! Zastavení průběhu výpočtu může trvat delší dobu, neboť není možné přerušit běh programu uprostřed dílčího algoritmu např. prokládání*). Jakmile bude proces přerušen, objeví se nápis *Přerušeno!*. Tlačítko *Uložit graf* složí k uložení grafu zobrazeného v grafickém rozhraní. Konstelační diagram lze uložit přes menu zobrazeného diagramu. Vedle tlačítek vidíme jednoduché textové znázornění průběhu procesu.

4.7 Způsoby výpočtu

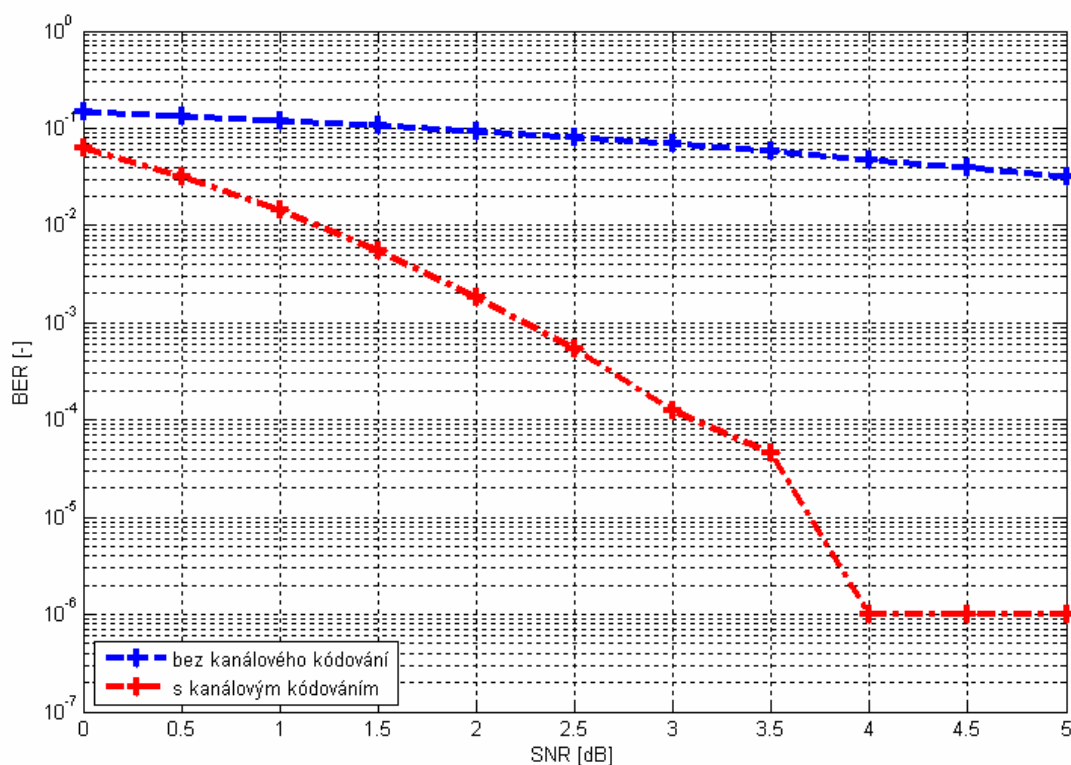
4.8 Ovládací panel

5 Naměřené výsledky

Tato kapitola obsahuje souhrn výsledků změřených pomocí naprogramovaného modelu systému LTE. Všechny simulace byly provedeny při šířce pásma 5 MHz a byly namodulovány na nosnou frekvenci 10 MHz.

5.1 Závislost chybovosti BER na poměru SNR při použité modulaci QPSK

Pro co nejobektivnější posouzení chybovosti bylo za potřebí vyslat, co největší množství bitů. Kvůli hardwarovému omezení (nedostatek paměti) proběhla simulace úspěšně při vyslání $2^{18} = 262\,144$ bitů a trvala 208 vteřin. Závislost byla proměřena v rozmezí SNR od 0 dB do 5 dB s krokem 0,5dB.

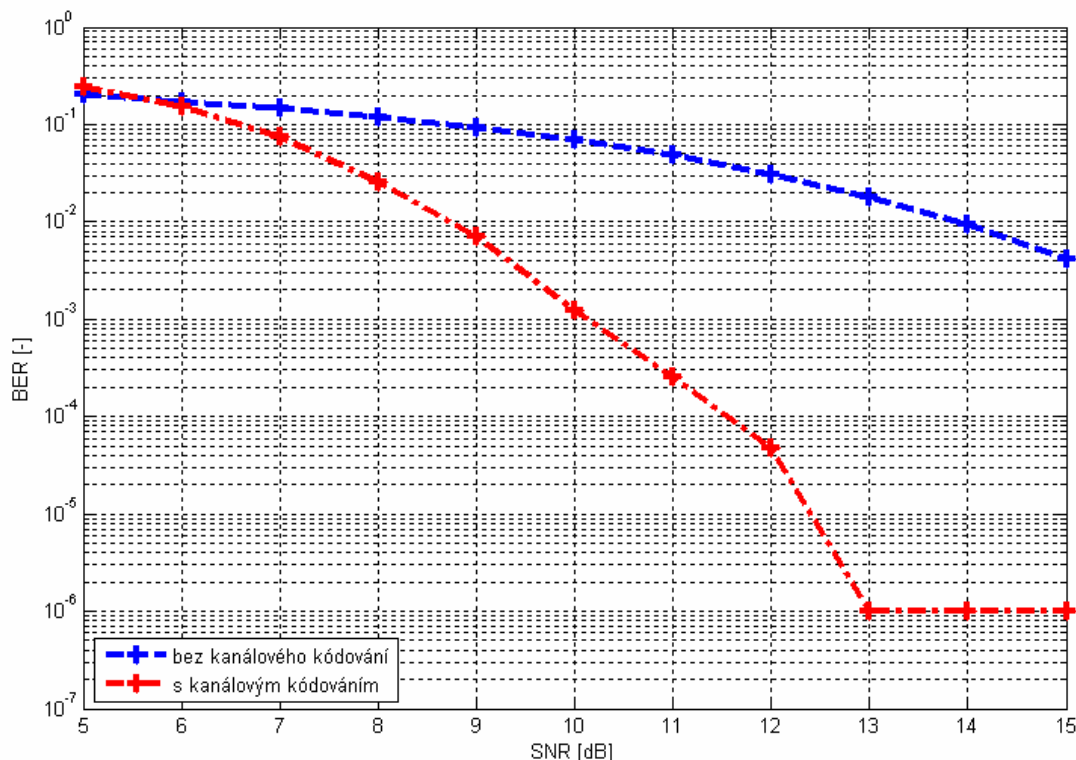


4.9 Závislost chybovosti BER na poměru SNR při použité modulaci QPSK

Přijatý signál bez kanálového kódování vykazoval v celém měřeném rozmezí chybovost BER okolo hodnoty 10^{-1} . Se zvyšujícím se poměrem SNR chybovost postupně mírně klesala. Pro datové přenosy je však zapotřebí chybovost BER alespoň 10^{-4} a méně. Té bylo dosaženo při zapnutém kanálovém kódování při poměru SNR = 3 dB. Od hodnoty SNR = 4 dB byl pak signál přenášen bez chyby. **Modulace QPSK je tedy vhodná pro práci v rádiovém prostředí s poměrem SNR ≥ 3 dB.**

5.2 Závislost chybovosti BER na poměru SNR při použité modulaci 16-QAM

Při této simulaci bylo vysláno opět maximum bitů v závislosti na možnostech hardware. Počet vyslaných bitů byl $2^{19} = 524\,288$. Hodnota SNR byla měněna v rozmezí 5 až 15 dB s krokem 1 dB. Celý výpočet trval 213 vteřin.



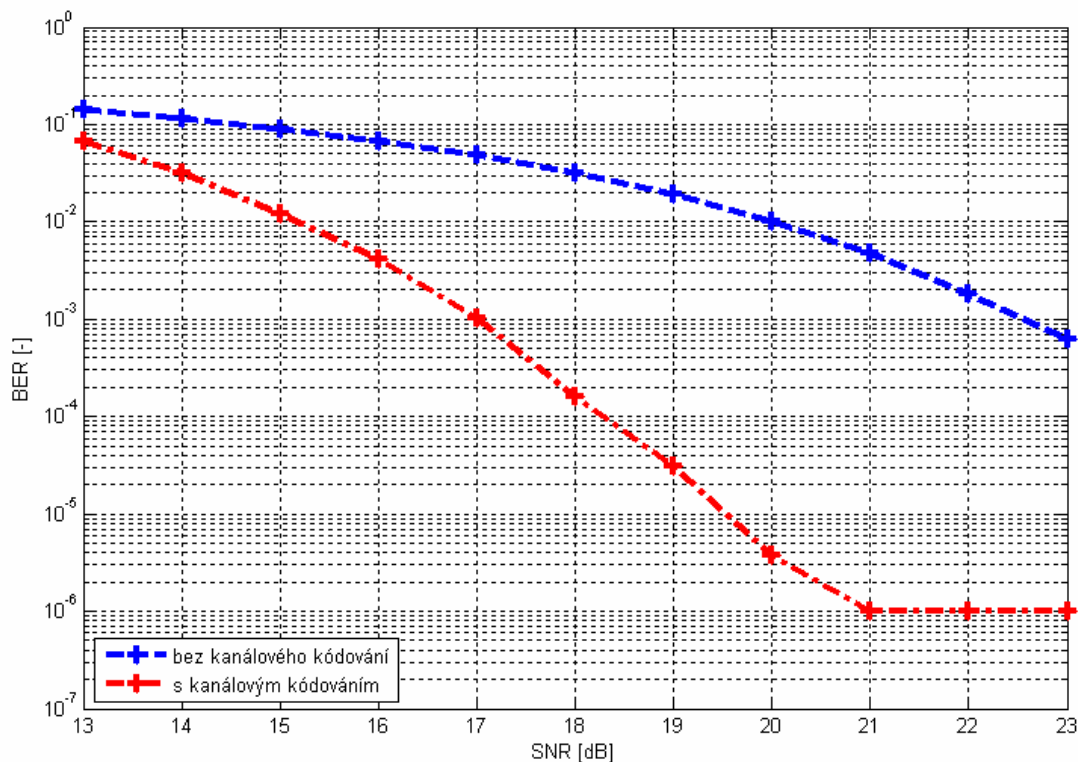
4.9 Závislost chybovosti BER na poměru SNR při použité modulaci 16-QAM

Modulace 16-QAM je se zapnutým kanálovým kódováním vhodná pro prostředí s poměrem SNR ≥ 12 dB. Při daném počtu vyslaných bitů byla chybovost BER nulová pro hodnoty SNR ≥ 13 dB.

5.3 Závislost chybovosti BER na poměru SNR při použité modulaci 64-QAM

Při použité vnitřní modulaci 64-QAM bylo možné vyslat $2^{20} = 1\,048\,576$ bitů, což už je poměrně dobrý počet pro objektivní posouzení chybovosti. Rozsah SNR byl zvolen v rozmezí 13 až 23 dB s krokem 1 dB. Celková doba trvání celého procesu byla 401 vteřin.

Z proměřené závislosti (viz obrázek 4.10) je patrné, že **modulace 64-QAM je vhodná v prostředí, kde poměr SNR dosahuje hodnoty alespoň 19 dB.**



4.10 Závislost chybovosti BER na poměru SNR při použité modulaci 64-QAM

5.4 Prokládání

Rádiový kanálem bylo vysláno $2^{20} = 1\,048\,576$ bitů. Použita byla vnitřní modulace 64-QAM a poměr SNR byl nastaven na hodnotu 30 dB (velmi čistý kanál). Byla provedena simulace na výpočet chybovosti a v přijatém signálu nebyla zaznamenána žádná chyba, tedy BER = 0.

Do rádiového kanálu bylo poté zaneseno úzkopásmové rušení rozprostírající se přes 5 subnosných vln, tedy o šířce 75 kHz. I se zapnutým kanálovým kódováním a poměrem SNR nastaveným na hodnotu 30 dB byla výsledná chybovost BER = 0,0039705. Poté byla v modelu zapnuta funkce prokládání a simulace provedena ještě jednou. Nově naměřená hodnota chybovosti byla rovna nule (BER = 0). Tím se potvrdila správná funkce činnosti prokladače, který byl schopný rozprostrít shlukovou chybu. V přijímači byly tyto chyby opraveny.

Tabulka 8 : Parametry simulace

| | |
|----------------------|------------------------|
| Počet vyslaných bitů | $2^{20} = 1\,048\,576$ |
| Vnitřní modulace | 64-QAM |
| SNR [dB] | 30 |
| Kanálové kódování | Zapnuto |

Tabulka 9 : Výsledky simulace

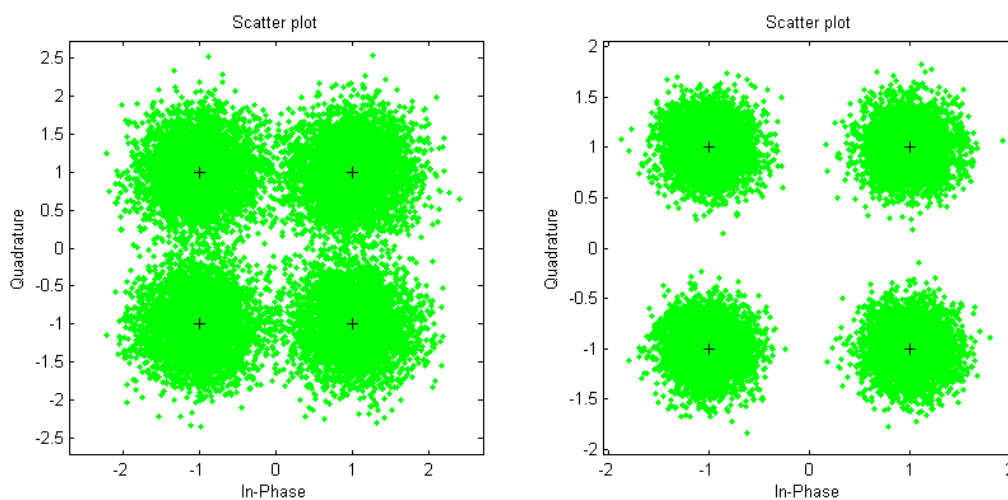
| | |
|---|-----------|
| Chybovost BER [-] | 0 |
| Chybovost BER při úzkopásmovém rušení [-] | 0,0039705 |
| Chybovost BER při úzkopásmovém rušení a zapnutém prokládání [-] | 0 |

5.5 Konstelační diagramy

V této části práce jsou znázorněny konstelační diagramy s vyhodnocením přijatých symbolů po průchodu rádiovým kanálem pro všechny vnitřní modulační schémata. Všechny simulace jsou prováděny bez zapnutí kanálového kódování a počet vyslaných bitů je vždy 2^{15} . Z těchto simulací je nejlépe zřetelný vztah mezi výběrem typu vhodné vnitřní modulační schémata a kvalitou přenosového kanálu.

5.5.1 QPSK

K bezchybnému přijetí signálu (tj. správnému vyhodnocení stavů modulační schémata) bez použití kanálového kódování dochází při hodnotě $\text{SNR} \geq 13$ dB. V levé části obrázku 4.11 můžeme vidět chybné vyhodnocení některých přijatých stavů modulační schémata kvůli průchodu zarušeným rádiovým kanálem.

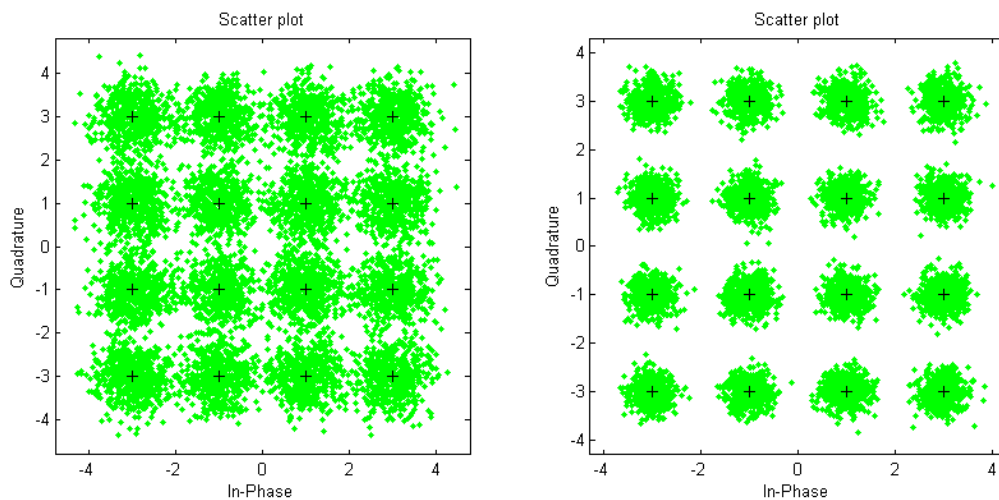


QPSK, SNR = 8 dB, BER = 0,004375

QPSK, SNR = 13 dB, BER = 0

4.11 Konstelační diagram pro modulaci QPSK na přijímací straně

5.5.2 16-QAM



16-QAM, SNR = 14dB, BER = 0,0088095

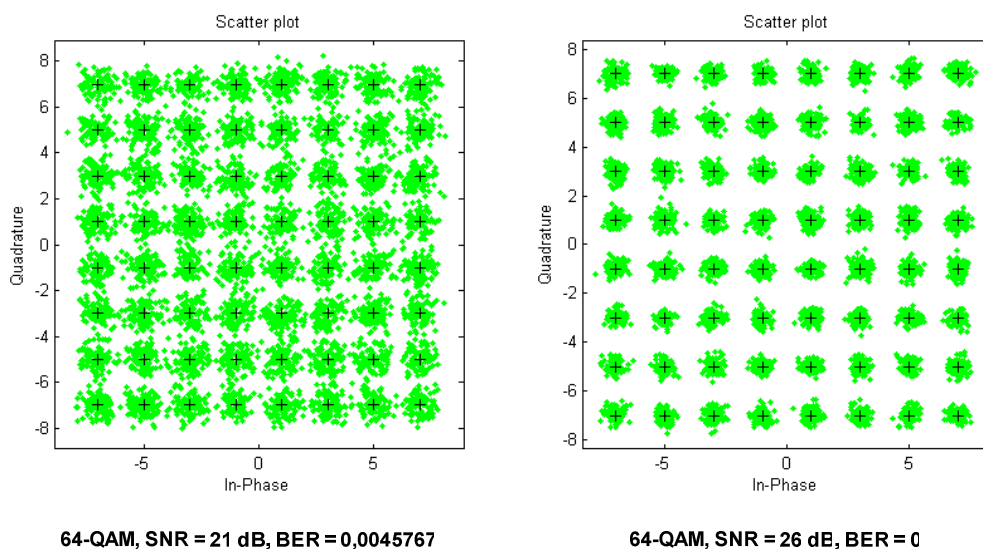
16-QAM, SNR = 19dB, BER = 0

4.12 Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM na přijímací straně

Na obrázku 4.12 jsou vyneseny dva konstelační diagramy modulační 16-QAM se stavy přijatých symbolů. K bezchybnému vyhodnocení stavů bez použití kanálového kódování dochází při hodnotě $\text{SNR} \geq 19$ dB. V levé části obrázku opět vidíme chybné vyhodnocení některých stavů.

5.5.3 64-QAM

K bezchybnému vyhodnocení stavů modulační 64-QAM dochází při poměru $\text{SNR} \geq 26$ dB. Jak jde ze simulací vidět, tak 64-QAM potřebuje velmi kvalitní přenosové prostředí oproti modulaci QPSK. Pokud je však k dispozici kvalitní přenosový kanál, tak při použití modulační 64-QAM je dosahováno mnohem větších přenosových rychlostí, neboť jeden stav modulační je vyjádřen šesti bity, zatímco u QPSK pouze dvěma bity.



4.13 Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM na přijímací straně

5.6 Shrnutí výsledků

Nejdůležitějšími výsledky simulací jsou zjištěné hodnoty poměrů SNR , které jsou vhodné pro použití dané vnitřní modulační. Tyto výsledky jsou shrnuty v tabulce 9.

Tabulka 10: Závislost BER na SNR

| Modulace | Počet vylaných bitů | Doba trvání výpočtu [s] | Nároky na přenosový kanál |
|----------|------------------------|-------------------------|---------------------------|
| QPSK | $2^8 = 262\ 144$ | 208 | $\text{SNR} \geq 3$ dB |
| 16-QAM | $2^9 = 524\ 288$ | 213 | $\text{SNR} \geq 12$ dB |
| 64-QAM | $2^{20} = 1\ 048\ 576$ | 401 | $\text{SNR} \geq 19$ dB |

6. Závěr

Velká část této bakalářské práce se zabývá teoretickými poznatky o systému LTE. V první kapitole je stručné seznámení se systémem LTE a jeho dosažitelnými přenosovými rychlostmi. Druhá kapitola obsahuje podrobné seznámení se základními technikami využívanými v systému LTE jako OFDM, OFDMA, SC-FDMA, MIMO a MRC. Třetí kapitola je zaměřená na fyzickou vrstvu systému LTE.

Díky teoretickým poznatkům byl vytvořen model systému LTE v programu Matlab na úrovni fyzické vrstvy se zaměřením na výpočet chybovosti signálu při průchodu rádiovým kanálem. Ve čtvrté kapitole jsou popsány veškeré bloky systému zahrnuté v modelu a k dispozici je i popis uživatelského rozhraní modelu.

V poslední části jsou zveřejněny veškeré naměřené výsledky průchodu signálu rádiovým rozhraním pomocí naprogramovaného modelu. Mezi nejdůležitější výsledky patří výběr vnitřní modulace OFDM v závislosti na kvalitě rádiového kanálu, kde modulace QPSK vyžaduje hodnotu $\text{SNR} \geq 3$ dB, modulace 16-QAM vyžaduje poměr $\text{SNR} \geq 12$ dB a modulace 64-QAM vyžaduje $\text{SNR} \geq 19$ dB. Dále je zde názorně otestována funkčnost prokládání v daném modelu, která pomáhá opravovat shlukové chyby. V neposlední řadě je zde i přehled konstelačních diagramů pro všechny typy modulací a různé hodnoty SNR, kde jsou znázorněny přijaté stavy na přijímací straně modelu.

U naprogramovaného modelu jsou drobné nedostatky v neefektivním využívání paměti systému. Některé simulace jsou tak omezeny použitým měřicím hardwarem. Řešení tohoto problému je však mimo rozsah dosud načerpaných znalostí autora práce. Až na tento nedostatek pracuje model rádiového rozhraní systému LTE v rozsahu zadání.

7. Použité informační zdroje

- [1] ZYREN, Jim. *Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer*. [online]. [cit. 2008-08-14]. Dostupný z WWW: http://www.freescale.com/files/wireless_comm/doc/white_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf
- [2] DOBEŠ, Josef; ŽALUD, Václav. *Moderní radiotechnika*. 1. vyd., BEN – technická literatura. Praha 2006. 768 stran. ISBN 80-7300-132-2.
- [3] Agilent Technologies. *Agilent 3GPP Long Term Evolution: System Overview, Product Development, and Test Challenges*. [online]. [cit. 2008-10-27]. Dostupný z WWW: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8139EN.pdf>.
- [4] Qualcomm Incorporated. *3GPP Long-Term Evolution (LTE)*. [online]. [cit. 2008-10-27]. Dostupný z WWW: http://www.qualcomm.com/common/documents/white_papers/3GPP_LTE.pdf.
- [5] 3rd Generation Partnership Project, *3GPP TS 36.211 V8.3.0: Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation*. [online]. [cit. 2008-06-18]. Dostupný z WWW: <http://www.3gpp1.com/ftp/Specs/html-info/36211.htm>.
- [6] 3rd Generation Partnership Project, *3GPP TS 36.212 V8.3.0: Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding*. [online]. [cit. 2008-06-18]. Dostupný z WWW: <http://www.3gpp1.com/ftp/Specs/html-info/36212.htm>.
- [7] 3rd Generation Partnership Project, *3GPP TS 36.213 V8.3.0: Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures*. [online]. [cit. 2008-06-18]. Dostupný z WWW: <http://www.3gpp1.com/ftp/Specs/html-info/36213.htm>.
- [8] 3rd Generation Partnership Project, *3GPP TS 36.201 V8.1.0: Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer – General Description* [online]. [cit. 2008-06-18]. Dostupný z WWW: <http://www.3gpp1.com/ftp/Specs/html-info/36201.htm>.
- [9] HANUS, Stanislav. *Rádiové a mobilní komunikace*. [online]. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně [cit. 2009-05-23] Dostupný z WWW: https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Radiove_a_mobilni_komunikace_S.pdf?PHPSESSID=3285f168fc97ebc3bfc23e752d955cf5

8. Seznam zkratek

| | |
|---------|---|
| 3GPP | 3 rd Generation Partnership Project |
| AP | Access point |
| BPSK | Binary phase shift keying |
| CP | Cyclic prefix |
| DFT | Discrete Fourier transform |
| DL-SCH | Downlink shared channel |
| DQPSK | Differential Quaternary Phase Shift Keying |
| DVB-T | Digital Video Broadcast – Terrestrial |
| E-UTRAN | Evolved- Universal Terrestrial Radio Access Network |
| FDD | Frequency division duplexing |
| FFT | Fast Fourier transform |
| GI | Guard interval |
| HSPA | High Speed Packet Access |
| ICI | Inter-carrier interference |
| IDFT | Inverse discrete Fourier transform |
| IFFT | Inverse fast Fourier transform |
| ISI | Inter-symbol interference |
| LTE | Long Term Evolution |
| MCH | Multicast channel |
| MIMO | Multiple input-Multiple output |
| MRC | Maximal ratio combining |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| OFDMA | Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access |
| PAPR | Peak-to-average power ratio |
| PBCH | Physical broadcast channel |
| PDCCH | Physical downlink control channel |
| PDSCH | Physical downlink shared channel |
| PCH | Paging channel |
| PRACH | Physical random access channel |
| PRB | Physical resource block |
| PSCH | Primary synchronization signal |
| PUCCH | Physical uplink control channel |
| PUSCH | Physical uplink shared channel |
| QAM | Quadrature amplitude modulation |
| QPSK | Quadrature phase shift keying |
| RACH | Random access channel |
| RF Tx | Radio Frequency transmitter |
| RS | Reference signal |
| SC | Single Carrier |
| SC-FDMA | Single Carrier-Frequency Division Multiple Access |
| SPC | Serial/parallel converter |
| S-SCH | Secondary synchronization signal |
| STA | Station |
| TDD | Time Division Duplexing |
| TDMA | Time Division Multiple Access |
| UE | User equipment |
| UL-SCH | Uplink shared channel |