

BEZDRÁTOVÉ A MOBILNÍ KOMUNIKACE

Doc. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

Autor Doc. Ing. Stanislav Hanus, CSc.
Název BEZDRÁTOVÉ A MOBILNÍ KOMUNIKACE
Vydavatel Vysoké učení technické v Brně
 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
 Ústav radioelektroniky
 Purkyňova 118, 612 00 Brno
Vydání první - dotisk
Rok vydání 2003
Náklad 150
Tisk RadioMobil, a.s., Londýnská 59, 120 00 Praha 2
ISBN 80 – 214 – 1833 – 8
Tato publikace neprošla redakční ani jazykovou úpravou

PŘEDMLUVA

Skripta „Bezdrátové a mobilní komunikace“ jsou určena především studentům, kteří jsou zapsáni a navštěvují stejnojmenný volitelný předmět (se zkratkou BMK) vyučovaný ve 2. ročníku, 2. stupně oboru Elektronika a sdělovací technika na Ústavu radioelektroniky FEKT VUT v Brně. Dále jsou určena všem zájemcům o zajímavou a vysoce aktuální problematiku rádiových komunikací se zaměřením na oblast mobilních komunikací.

Obsahová náplň skript je pomyslně rozdělena do dvou částí. V první části je uveden přehled používaných kmitočtových pásem, popsány základní způsoby zpracování signálů a stručně vysvětleny základní principy a funkce systémů užívaných v rádiových komunikacích. Ve druhé části skript jsou popsány nejznámější bezdrátové a mobilní komunikační systémy. Zcela záměrně je podrobněji popsán pouze celoevropský radiotelefonní systém GSM, neboť je v současné době v naší republice dominantně využíván. Poněvadž celkový rozsah skript je omezen počtem vyučovacích hodin, které jsou stanoveny učebními plány, jsou jednotlivé kapitoly psány se snahou poskytnout čtenáři pouze podstatné a důležité informace. Pro zájemce o podrobnější informace je na konci skript uveden seznam domácí i zahraniční literatury, vhodné pro další hlubší studium.

Je moji milou povinností poděkovat zástupcům společnosti RadioMobil, a.s., Ing. V. Paterové, Ing. V. Štencelovi a Z. Vrbovi, nejen za pomoc při zajištění tisku těchto skript, ale i za výraznou materiální pomoc při budování laboratoře „Bezdrátových a mobilních komunikací a vysokofrekvenční techniky“, která bude sloužit pro praktickou výuku studentů v předmětu „Bezdrátové a mobilní komunikace“.

Doufám, že tato skripta poskytnou čtenáři dostatek informací potřebných pro pochopení základních funkcí a činnosti radiokomunikačních systémů. Jsou základní literaturou pro přípravu studentů ke zkoušce a doplňují jejich poznatky získané na přednáškách i ostatních formách výuky. Mnoho úspěchů při studiu přeje všem studentům

autor

V Brně, 17.1.2003

© 2003 Doc. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

O B S A H

1 ÚVOD	5
1.1 Rozdělení kmitočtového spektra	5
1.1.1 Kmitočtová pásma	5
1.1.2 Kmitočtové tabulky	8
1.2 Rozdělení radiokomunikačních systémů	13
1.3 Obecné schéma radiokomunikačního systému	14
2 ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ	18
2.1 Zdrojové kódování	18
2.1.1 Zdrojové kódování tvaru vlny	20
2.1.2 Parametrické zdrojové kódování	21
2.1.3 Hybridní zdrojové kódování	23
2.1.4 Zdrojové kódování akustických signálů	24
2.1.5 Zdrojové kódování obrazových signálů	27
2.2 Kanálové kódování	31
2.2.1 Rozdělení kanálových zabezpečovacích kódů	31
2.2.2 Detekční kódy s paritními bity	32
2.2.3 Konvoluční kódy	32
2.2.4 Turbo kódy	33
2.2.5 Blokované kódy	33
2.3 Prokládání	36
2.4 Digitální modulace	37
2.4.1 Základní parametry digitálních modulací	40
2.4.2 Modulace QPSK	41
2.4.3 Modulace O-QPSK	43
2.4.4 Modulace $\pi/4$ -DQPSK	44
2.4.5 Modulace MSK	46
2.4.6 Modulace GMSK	49
3 ZÁKLADNÍ KONCEPCE A FUNKCE RADIOKOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMŮ	51
3.1 Systémy s mnohonásobným přístupem a metody multiplexování	51
3.1.1 Kmitočtový multiplex FDM	53
3.1.2 Časový multiplex TDM	54
3.1.3 Kódový multiplex CDM	56
3.2 Způsoby přenosu	59
3.3 Plošná struktura	60
3.4 Využití kmitočtového pásma	61
3.5 Handover	63
3.6 Typy spojování	64
4 RUŠIVÉ JEVY PŮSOBÍCÍ NA SIGNÁL A MOŽNOSTI JEJICH OMEZENÍ	65
4.1 Dopplerův princip	65
4.1.1 Zdroj se pohybuje vzhledem ke klidnému pozorovateli v klidném prostředí	65
4.1.2 Pozorovatel se pohybuje vzhledem ke klidnému zdroji v klidném prostředí	66
4.1.3 Pozorovatel i zdroj se pohybují v klidném prostředí	66
4.1.4 Vliv pohybu prostředí	67

4.1.5	Dopplerův princip v mobilních komunikacích	67
4.2	Ekvalizace	68
4.3	Diverzitní příjem	69
5	RADIOTELEFONNÍ SYSTÉMY	71
5.1	Systém NMT 450	72
5.1.1	Základní struktura a parametry	72
5.1.2	Mobilní stanice MS	73
5.1.3	Základnová stanice BS	75
5.1.4	Signalizace	75
5.1.5	Radiotelefonní ústředna MTX	78
5.2	Systém GSM	79
5.2.1	Rozdělení kmitočtového pásma	80
5.2.2	Výkonové úrovně	81
5.2.3	Zpracování signálu	82
5.2.4	Architektura systému GSM	90
5.2.5	Zabezpečení informací proti zneužití	97
5.2.6	Základní kroky při vytváření spojení	100
5.2.7	Přenos datových signálů	105
5.2.8	Zvláštnosti systému GSM 1800	109
5.3	Systém IS-95	110
5.3.1	Provozní kanál pro směr mobilní stanice – základnová stanice	110
5.3.2	Provozní kanál pro směr základnová stanice – mobilní stanice	111
5.3.3	Řídící kanály pro směr základnová stanice – mobilní stanice	112
5.3.4	Řídící kanály pro směr mobilní stanice – základnová stanice	113
6	SYSTÉMY PRO BEZŠŤŮROVÉ TELEFONY	114
6.1	Úvod	114
6.2	Standard CT2	115
6.3	Standard DECT	116
6.3.1	Základní parametry	116
6.3.2	Architektura systému	117
6.3.3	Spojení DECT-GSM	117
7	RÁDIOVÝ PAGING	120
7.1	Pagingový systém RDS	121
7.2	Pagingový systém ERMES	124
8	PERSPEKTIVNÍ RADIOKOMUNIKAČNÍ SYSTÉMY	126
8.1	Univerzální mobilní telekomunikační systém UMTS	126
8.1.1	Přenosová rychlost signálu	126
8.1.2	Kmitočtová pásma a rádiové rozhraní UTRA	127
8.1.3	Architektura systému	128
8.2	Univerzální systém Bluetooth	129
8.2.1	Popis systému	129
8.2.2	Zpracování signálu	130
	<i>Literatura</i>	133

1 ÚVOD

V současné době jsme svědky dynamického rozvoje v oboru telekomunikací, který se nejvíce projevuje v oblasti rádiových komunikací. Tento rozvoj byl vynucen neustále rostoucí potřebou komunikace a výměny informací mezi dvěma nebo několika subjekty, které se nacházejí na libovolném místě zemského povrchu nebo v jeho těsné blízkosti. Nové radiokomunikační systémy neboli systémy rádiové komunikace jsou využívány v nově vznikajících komunikačních sítích, které svým účastníkům poskytují různé druhy služeb, jako například telefonní služby, přenos dat, videosignálů, přístup k Internetu a jiné. Vedle pevných rádiových sítí doznaly v posledních letech velkého rozmachu především sítě mobilní, které kromě všech poskytovaných služeb umožňují uživateli při komunikaci navíc zachovat i mobilitu.

Ve vývoji mobilních radiokomunikačních systémů lze vysledovat určité etapy. Původní analogové systémy 1. generace jsou již v současné době téměř zcela nahrazeny digitálními systémy 2. generace. Na ně navazují tzv. systémy 2,5 generace, označované jako personální (osobní) komunikační systémy PCS (*Personal Communications Systems*). Typickým rysem těchto systémů je možnost komunikace s kýmkoliv, kdekoliv a kdykoliv (*everyone, anywhere and anytime*). Rozšiřují možnosti systémů 2. generace a jsou určeny především pro lokality s velkou hustotou provozu. Systémy 2,5 generace však ještě nelze považovat za dokonalé a již v současné době začíná docházet k jejich postupné konvergenci, která má vyústit v systémy 3. generace (3G), vyvíjené podle doporučení a pod záštitou **Mezinárodní telekomunikační unie ITU** (*International Telecommunications Union*). Systémy třetí generace se označují společným názvem IMT 2000 (*International Mobile Telecommunication for the Year 2000*). Evropská varianta, vyvíjená v rámci projektu RACE, má označení UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) - universální mobilní telekomunikační systém a je součástí IMT 2000. Pro tyto systémy již byla vyhrazena kmitočtová pásma v okolí 2 GHz. Přenosová rychlost signálu bude záviset na rychlosti pohybu mobilní stanice a může dosáhnout až 2 Mbit/s , což umožní kromě běžných služeb i přenos dat, videosignálů, apod.

Některé mobilní radiokomunikační systémy, například systémy určené pro řídce osídlené oblasti na zemském povrchu, využívají k přenosu signálů družic. Popis těchto systémů spadá do obsahové náplně volitelného předmětu Směrové a družicové spoje – SDS a v následujícím textu nebude podrobně probíráno. V těchto skriptech bude pozornost věnována především pozemním digitálním mobilním radiokomunikačním systémům.

1.1 Rozdělení kmitočtového spektra

1.1.1 Kmitočtová pásma

Radiokomunikační systémy využívají k přenosu informace volné prostředí (volný prostor), ve kterém je informace přenášena od vysílače k přijímači prostřednictvím rádiových vln. Rádiovými vlnami nazýváme elektromagnetické vlnění v kmitočtovém pásmu 10 kHz až 3000 GHz, což odpovídá vlnovým délkám v rozsahu 30 km až 0,1 mm. Vzájemný vztah mezi vlnovou délkou λ a kmitočtem vlny f je dán vztahem

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (1.1)$$

kde c je rychlost šíření elektromagnetických vln ve volném prostoru. Pro jednoduché výpočty, kdy uvažujeme $c \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$, můžeme použít praktické vztahy ve tvarech

$$\lambda = \frac{300}{f} [m, MHz] \quad \text{nebo} \quad f = \frac{300}{\lambda} [MHz, m] . \quad (1.2)$$

Základní rozdělení rádiových vln podle jejich kmitočtu a vlnové délky je stanoveno Radiokomunikačním řádem a je uvedeno v tab. 1.1, [3], [4].

Tab. 1.1. Kmitočtová pásma rádiových vln

Číslo pásma N	Kmitočet (dolní mez mimo, horní mez v pásmu)	Délka vlny (dolní mez mimo, horní mez v pásmu)	Název pásma	Metrické zkratky	Symbole	Český název
4	3 - 30 kHz	100 - 10 km	myriametrické	Mam	VLF	velmi dlouhé
5	30 - 300 kHz	10 - 1 km	kilometrické	km	LF	dlouhé
6	300 - 3000 kHz	1000 - 100 m	hektometrické	hm	MF	střední
7	3 - 30 MHz	100 - 10 m	dekametrické	dam	HF	krátké
8	30 - 300 MHz	10 - 1 m	metrické	m	VHF	velmi krátké
9	300 - 3000 MHz	10 - 1 dm	decimetrické	dm	UHF	ultra krátké
10	3 - 30 GHz	10 - 1 cm	centimetrické	cm	SHF	centimetrové
11	30 - 300 GHz	10 - 1 mm	milimetrické	mm	EHF	milimetrové
12	300 - 3000 GHz	1 - 0,1 mm	decimilimetrické	dmm	-	-

Pro označení jednotlivých kmitočtových pásem se používají symboly, které jsou zkratkami následujících anglických názvů :

- VLF Very Low Frequency,
- LF Low Frequency,
- MF Medium Frequency,
- HF High Frequency,
- VHF Very High Frequency,
- UHF Ultra High Frequency,
- SHF Super High Frequency,
- EHF Extremely High Frequency.

Kmitočtové spektrum je rozděleno do 9 pásem, přičemž číslo pásma N určuje kmitočtový rozsah podle vztahu

$$0,3 \cdot 10^N \text{ Hz} \div 3 \cdot 10^N \text{ Hz} . \quad (1.3)$$

Uvedené rozdělení kmitočtového spektra se vyznačuje tím, že pro každé kmitočtové pásmo jsou rozdílné fyzikální podmínky šíření rádiových vln. Z toho potom vyplývá i účel využití příslušného pásma.

V pásmech velmi dlouhých a dlouhých vln se rádiové vlny šíří s malým útlumem a na velké vzdálenosti od vysílače. Pomocí vysílače s relativně malým vyzářeným výkonem lze tedy pokrýt poměrně velké území. Nevýhodou těchto pásem je celkově malý počet rádiových kanálů,

vysoká úroveň průmyslového a atmosférického rušení a nutnost použití rozměrných antén. Proto byla tato pásma přidělena námořním a radionavigačním službám.

U pásma středních vln se nejvíce projevuje rozdíl mezi šířením povrchovou (přízemní) a prostorovou vlnou. Povrchová vlna se šíří kolem zemského povrchu ve výšce srovnatelné s délkou vlny a je zemským povrchem tlumena. V době od východu do západu Slunce se rádiové vlny v pásmu středních vln šíří pouze povrchovou vlnou, a to do vzdálenosti asi 100 km od vysílače. Tato vzdálenost je nepřímo úměrná kmitočtu vlny a přímo úměrná druhé mocnině vyzářeného výkonu. Prostorová vlna je v této době zcela pohlcena spodní vrstvou ionosféry. V noci, kdy spodní vrstva ionosféry zcela mizí, se prostorová vlna od ionosféry odráží a dopadá zpět na zemský povrch. Délka její dráhy je delší než délka dráhy povrchové vlny, navíc se s časem mění, takže do místa příjmu přichází s časovým zpožděním. Na vstupu přijímače dochází k vektorovému sčítání obou vln, což má za následek kolísání vstupního signálu přijímače, tzv. únik. I přes uvedenou nevýhodu je pásmo středních vln vyhrazeno pro rozhlasovou službu s amplitudovou modulací.

V pásmu krátkých vln se rádiové vlny šíří několikanásobným odrazem od ionosféry a zemského povrchu, v závislosti na kmitočtu a hustotě ionosféry. Hustota ionosféry závisí na intenzitě záření dopadajícího z kosmu na vnější část atmosféry (světelné záření Slunce, kosmické záření a korpuskulární záření – dopad jemných hmotných částic) a mění se tedy podle denní doby, ročního období a fáze jedenáctiletého cyklu sluneční činnosti. Závislost na kmitočtu se projevuje tak, že vlny s příliš nízkými kmitočty (vzhledem k dané hustotě ionosféry) se v ionosféře tlumí, zatímco vlny s příliš vysokými kmitočty propouští ionosféra do volného prostoru. Pouze vlny s úzkým pásmem středních kmitočtů se od ionosféry odráží a mohou po několikanásobných odrazech umožnit spojení prakticky s libovolným místem na Zemi. S jedním odrazem od ionosféry lze uskutečnit spojení na vzdálenost asi 4000 km. Velice obtížně lze však uskutečnit spojení mezi dvěma místy na zemském povrchu, kde je různá denní doba i roční období (např. Jižní Amerika, aj.). Přesto je pásmo krátkých vln určeno pro spojení na velké vzdálenosti. V době, kdy nebylo možné komunikovat pomocí družicových systémů, poskytovalo pásmo krátkých vln jako jediné spojení s námořními loděmi a se zaoceánskými kontinenty.

V pásmu velmi krátkých vln se rádiové vlny šíří do vzdálenosti rádiového horizontu tzv. přímou vlnou. Rádiový horizont je ve větší vzdálenosti než optický horizont, neboť přímé vlny se kolem zemského povrchu částečně ohýbají. Pouze na spodním okraji pásma se mohou za určitých podmínek šířit vlny i odrazem od ionosféry. Teplotní změny prostředí mají vliv na změnu dielektrické konstanty prostředí, což má za následek ohyb elektromagnetické vlny buď směrem nahoru (vlna se šíří na větší vzdálenost) nebo naopak směrem dolů (dosah se zmenšuje). Šíření rádiových vln je ovlivňováno odrazy od vodivých překážek a lze pozorovat i ohyb vln na hřebenech vysokých hor. Pásmo velmi krátkých vln je určeno pro rozhlasové vysílání s kmitočtovou modulací, televizní vysílání a další služby (letecká, pozemní pohyblivá, aj.).

V pásmu ultra krátkých vln se rádiové vlny šíří také přímou vlnou do vzdálenosti rádiového horizontu, avšak šíření je výrazně ovlivňováno četnými odrazy od překážek, jejichž rozměry jsou srovnatelné s délkou vlny. Zvláště v městské zástavbě musí být voleno místo pro umístění vysílací antény s ohledem na možný výskyt odrazů. Pásmo ultra krátkých vln je určeno pro televizní vysílání, letecké systémy, družicové námořní systémy a v posledních letech je dominantně využíváno i různými mobilními systémy (GSM 900, GSM 1800, IS-95, DECT, aj.).

V pásmech centimetrových a kratších vln se šíření rádiových vln podobá šíření světla. Za překážkami se vytvářejí ostré stíny a na útlum šíření má vliv i lesní porost a počasí (hustý déšť, mlha, sníh). V případě, kdy vysílaný signál je soustředěn anténním systémem do úzkého

Tab. 1.2. Kmitočtová pásma podle standardu 521 IEEE

Symboly	Rozsah kmitočtů
HF	3 - 30 MHz
VHF	30 - 300 MHz
UHF	300 - 1000 MHz
L	1 - 2 GHz
S	2 - 4 GHz
C	4 - 8 GHz
X	8 - 12 GHz
Ku	12 - 18 GHz
K	18 - 27 GHz
Ka	27 - 40 GHz
V	40 - 75 GHz
W	75 - 110 GHz
mm	110 - 300 GHz

paprsku a směřován k přijímací anténě (např. radioreléové spoje), musí být přenosová trasa plánována i s ohledem na výstavbu domů a jiných výškových staveb. Tato pásma jsou vyhrazena především pro družicové systémy, včetně družicového rozhlasu a televize, a pevné služby (radioreléové spoje, aj.).

Kromě rozdělení kmitočtových pásem podle tab.1.1 se používá i rozdělení kmitočtových pásem podle Standardu 521 IEEE [5], které je uvedeno v tab. 1.2.

1.1.2 Kmitočtové tabulky

V současné době je kmitočtové spektrum rádiových vln již považováno za přírodní bohatství, se kterým je nutné pečlivě hospodařit. Jedná se o omezený, ale obnovitelný přírodní zdroj, který dala příroda lidstvu. Poněvadž se rádiové vlny šíří volným prostředím, je nezbytná včasná a důkladná koordinace všech uživatelů volného prostředí, a to nejen uvnitř státu, ale i mezi státy navzájem.

Tato potřeba vedla k dohodě mezi členskými státy OSN, vyjádřené v Mezinárodní úmluvě o telekomunikacích. Na základě této úmluvy byla vytvořena Mezinárodní telekomunikační unie ITU (*International Telecommunications Union*), jejímiž členy jsou všechny členské země OSN. Jejím úkolem je vytvářet podmínky pro účelné využívání kmitočtového spektra podle pravidel dohodnutých na Světových radiokomunikačních konferencích (*World Radiocommunications Conference – WRC*), kterých se účastní zástupci jednotlivých národních orgánů zodpovědných za využívání kmitočtového spektra ve své zemi. Tato pravidla jsou shrnuta v dokumentu nazvaném **Radiokomunikační řád (Radio Regulations)**, který tvoří přílohu k Mezinárodní úmluvě o telekomunikacích. Základní ustanovení Radiokomunikačního řádu lze shrnout do následujících bodů :

- způsob a zásady využití kmitočtového spektra,
- rozdělení kmitočtových pásem,
- přidělení kmitočtových úseků jednotlivým radiokomunikačním službám,
- zásady pro současnou činnost radiokomunikačních zařízení na stejných nebo blízkých kmitočtech,
- zásady pro koordinované přidělování kmitočtů novým radiokomunikačním zařízením a službám.

Radiokomunikační službou neboli určitým typem radiokomunikačního přenosu se nazývá služba, zahrnující přenos, vysílání a (nebo) příjem rádiových vln ke specifickým telekomunikačním účelům. Jednotlivé služby definuje Radiokomunikační řád níže uvedeným způsobem (služby jsou řazeny abecedně podle francouzských názvů, které však nejsou uvedeny).

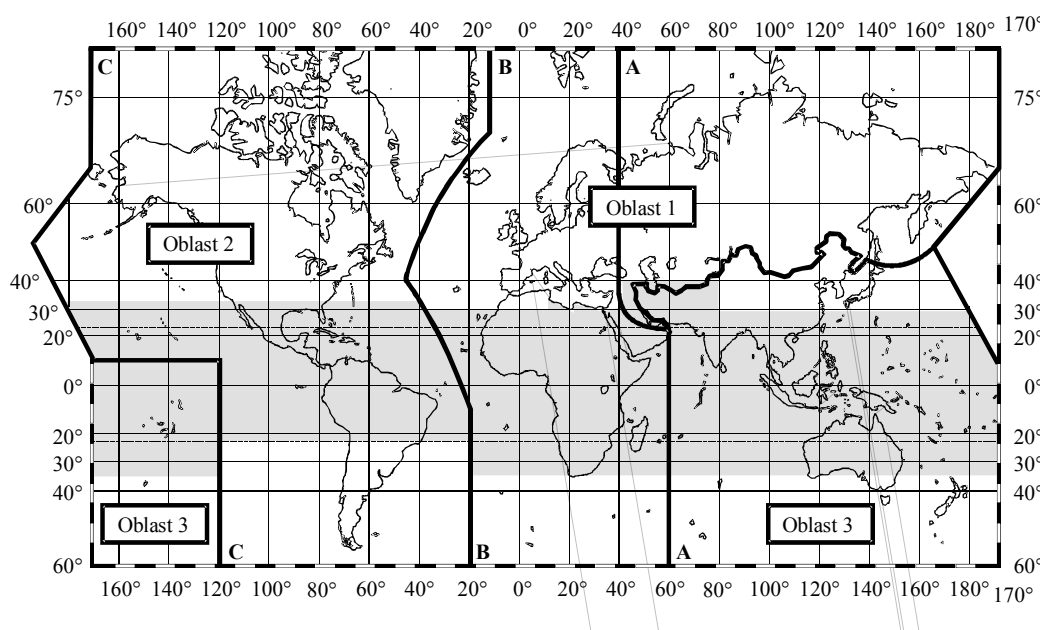
- **Amatérská služba** – určena pro vzdělávání, vzájemná spojení, technická studia a technická spojení prováděná amatéry, tj. řádně oprávněnými osobami, zajímajícími se o radiotechniku pouze z osobní záliby a nevýdělečně.
- **Družicová amatérská služba** – amatérská služba využívající družice Země.

- **Pomocná meteorologická služba** – pro potřeby meteorologických a hydrogeologických pozorování a průzkumů.
- **Služba kosmického provozu** – určena výhradně pro provoz kosmických plavidel, tj. kosmických sond, zejména pro telemetrie a povelová zařízení.
- **Služba družicového průzkumu Země** – pro spojení mezi pozemskými (zemskými) stanicemi a jednou nebo několika družicovými stanicemi, ve kterých se získávají informace o vlastnostech Země.
- **Pevná služba** – spojení mezi stanovenými pevnými body Země.
- **Družicová pevná služba** – spojení mezi stanoveným pevným bodem na Zemi (pozemskou stanicí) a družicí (družice může být na geostacionární nebo nestacionární dráze). Tato služba se dělí na službu vzestupnou (vysílač je na pozemské stanici a přijímač na družici) a službu sestupnou (vysílač je na družici a přijímač na pozemské stanici).
- **Služba kmitočtových normálů a časových signálů** – zajišťuje pro vědeckou, technickou a jinou potřebu vysílání vybraných kmitočtů nebo časových signálů (případně obou současně) se stanovenou vysokou přesností.
- **Družicová služba kmitočtových normálů a časových signálů** – využívá družic Země.
- **Mezidružicová služba** – pro spojení mezi družicemi.
- **Družicová meteorologická služba.**
- **Pohyblivá služba** – pro spojení mezi pohyblivými stanicemi, nebo mezi pevnou a pohyblivou stanicí. Tato služba se dále dělí na :
 - pozemní pohyblivou,
 - leteckou pohyblivou,
 - námořní pohyblivou,
 - pohyblivou kromě letecké pohyblivé,
 - družicovou pozemní pohyblivou,
 - družicovou leteckou pohyblivou,
 - družicovou námořní pohyblivou,
 - družicovou pohyblivou kromě letecké pohyblivé.
- **Radioastronomická služba.**
- **Rozhlasová služba** – určena k přenosu rozhlasových a televizních signálů pro širokou veřejnost (v názvu služby není rozlišeno zda se jedná o příjem rozhlasového nebo televizního signálu).
- **Družicová rozhlasová služba.**
- **Radiolokační služba.**
- **Družicová radiolokační služba.**
- **Radionavigační služba** – pro určení polohy rádiovými prostředky. Tato služba je dále dělena na leteckou a námořní.
- **Družicová radionavigační služba.**
- **Služba kosmického výzkumu.**
- **Bezpečnostní služba.**

Pro rozdělení kmitočtových pásem a přidělení jednotlivých služeb do těchto pásem byl svět rozdělen na tři Oblasti s označením 1, 2 a 3, jak je naznačeno na obr. 1.1. Jednotlivé Oblasti

jsou od sebe odděleny hraničními čarami s označením A, B a C, které jsou přesně definovány [3].

Na základě tohoto rozdělení byla sestavena **Kmitočtová tabulka**, která specifikuje pro každou Oblast a každou část kmitočtového spektra rádiových vln její využití buď jednou nebo několika službami. Ukázka struktury jedné strany Kmitočtové tabulky je uvedena v tab. 1.3. Poněvadž požadavky na využívání kmitočtů se neustále zvyšují, jsou některá kmitočtová pásma sdílena více službami. Pro takový případ definuje Radiokomunikační řád tzv. služby přednostní neboli primární (v tabulce jsou zapsány velkými písmeny) a služby podružné neboli sekundární (v tabulce jsou zapsány malými písmeny). Zařízení podružné služby nesmí působit škodlivé rušení zařízením přednostních služeb a nemohou ani nárokovat ochranu před jejich rušením.



Obr. 1.1. Rozdělení světa na tři Oblasti

Česká republika je členskou zemí ITU již od jejího vzniku. Zajišťováním základních činností státu v oboru telekomunikací byl pověřen **Český telekomunikační úřad – ČTÚ**. Byl zřízen k 1.1.1993 a od 1.11.1996 je součástí Ministerstva dopravy a spojů (úsek 6). Jeho úkolem je zajišťovat dodržování zákona o telekomunikacích a právních předpisů vydaných k jeho provádění. Český telekomunikační úřad je součástí regulačního systému telekomunikací v České republice a rozhoduje v souladu se zákonem o právech a povinnostech fyzických nebo právnických osob v oboru telekomunikací.

V rámci ČTÚ byla **oblast radiokomunikací** svěřena do působnosti odboru správy kmitočtového spektra (SKS) a odboru státní inspekce radiokomunikací. Odbor správy kmitočtového spektra mimo jiné plánuje rozdělení kmitočtů a vydává povolení ke zřízení a provozování vysílacích rádiových stanic. Odbor státní inspekce radiokomunikací provádí kontrolu dodržování povolovacích podmínek, kontrolu obsazení kmitočtového spektra a zjišťování rušících nebo nepovolených rádiových stanic.

Na základě mezinárodního přidělení kmitočtových pásem jednotlivým službám (obsaženém v článku 8, oddílu IV, Radiokomunikačního řádu vydaného ITU), stanovil ČTÚ s platností od 1.10.1997 pravidla užívání kmitočtového spektra v České republice. Tato pravidla

Tab. 1.4. Ukázka struktury jedné strany Národní kmitočtové tabulky

406,1 - 440 MHz

Kmit. pásmo	ČR podle RŘ	Přidělení v ČR	Uživatel	Poznámky
406,1-410	PEVNÁ POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé RADIOASTRONO- MICKÁ S5.149	PEVNÁ [7] POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé [6] [7] RADIOASTRONO- MICKÁ [1] S5.149	[1] ČTÚ [7] POL [6] mo	
410 - 415	PEVNÁ POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé KOSMICKÉHO VÝZKUMU (družice - družice) S5.268	PEVNÁ [1] [4] POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé [1] [4] [6] Kosmického výzkumu (družice-družice) S5.268 [1]	[1] ČTÚ [4] dz [6] mo	Duplexní odstup + 10 MHz. GP-02 [ERC/DEC/(96)04] /T/R 22-05/
415 - 420		PEVNÁ [4] [7] POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé [1] [4] [6] [7] Kosmického výzkumu (družice-družice) S5.268 [1]	[7] POL [1] čtú [4] dz [6] mo	[ERC/DEC/(96)04] /T/R 22-05/
420 - 430	PEVNÁ POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé Radiolokační	PEVNÁ [1] POHYBLIVÁ kromě letecké pohyblivé [1] [6] Radiolokační [6]	[1] ČTÚ [6] mo	420 - 425 MHz duplexní odstup - 10 MHz. GP32 [ERC/DEC/(96)04] /T/R 22-05/
430 - 440	AMATÉRSKÁ DRUŽICOVÁ AMATÉRSKÁ S5.282 PEVNÁ \S5.277\ RADIOLOKAČNÍ S5.138	AMATÉRSKÁ [1] DRUŽICOVÁ AMATÉRSKÁ S5.282 [1] PEVNÁ [1] RADIOLOKAČNÍ [6] Pozemní pohyblivá [1] [6] S5.138	[1] ČTÚ [6] mo	Telemetrické systémy . ERP _{max} . 1W v úseku 430 - 433 MHz, podružně. Povelová zařízení ERP _{max} . 10 mW v kmitočtovém úseku 433,05 - 434,79 MHz, podružně. GP-18 SRD ERC/REC 70-03

Radiokomunikační systémy lze rozdělit podle různých hledisek. Podle způsobu realizace rádiového spojení je dělíme na jednosměrné a obousměrné, podle použité technologie na analogové a digitální, podle struktury použitých sítí na systémy buňkové a nebuňkové (samostatné, izolované). Další dělení je možné podle toho, zda lze systém připojit k veřejné telekomunikační případně i jiné síti nebo zda systémy využívají družic či nikoliv, atd.

Velice důležité je hledisko mobility, podle kterého rozdělujeme radiokomunikační systémy na stacionární (pevné, fixní) a mobilní. Mezi stacionární systémy můžeme zařadit například systémy pro radioreléové spoje, využívající úzce směrových antén, obecně potom všechny systémy realizující rádiové spojení mezi pevnými body na zemském povrchu. U mobilních systémů se může jeden, případně oba účastníci vzájemné komunikace pohybovat. Maximální rychlost pohybu účastníka komunikace s mobilní stanicí MS (mobilním terminálem MT) je závislá na použitém mobilním systému a bývá v rozsahu od jednotek km/hod. až do několika stovek km/hod. Pomocí mobilních systémů lze tedy účastníkům vzájemné komunikace poskytnout tzv. pohyblivé služby, jak je uvedeno v kapitole 1.1.2. Ze všech uvedených typů pohyblivých služeb bude v následujícím textu věnována pozornost pouze tzv. pozemní pohyblivé službě. Mobilní systémy, které tyto služby zajišťují, se proto také někdy nazývají **systémy pozemní pohyblivé služby** a jsou označovány zkratkou **PPS**.

Podle možnosti přístupu veřejnosti k poskytovaným službám dělíme dále systémy PPS na systémy veřejné a neveřejné, které lze podle druhu služby poskytované účastníkovi ještě rozdělit následujícím způsobem.

- Veřejné systémy PPS :
 - Veřejné radiotelefonní systémy (např. GSM,)
 - Systémy pro bezšňůrové telefony (např. DECT)
 - Veřejný rádiový paging (např. ERMES)
 - Veřejné datové systémy (např. MOBITEK)
- Neveřejné systémy PPS :
 - Hromadné radiotelefonní systémy (např. TETRA)
 - Dispečerské systémy
 - Neveřejný rádiový paging
 - Neveřejné datové systémy
 - Speciální systémy

Neveřejné systémy jsou určeny pro uzavřené skupiny uživatelů, jako jsou bezpečnostní složky, hasiči, záchranná služba, energetika, ale i stavební podniky, dopravní podniky atd. Typické pro tuto kategorii je, že systémy nejsou běžně a trvale připojeny do veřejných telekomunikačních sítí. Pokud to některé služby vyžadují, je propojení na telekomunikační síť možné, ale pouze v jednom směru, případně je zprostředkováno dispečerem.

Uvedené rozdělení systémů však v současné době začíná ztrácet na významu neboť stále častěji a ve větší míře se začínají radiotelefonní systémy a sítě používat k přenosu „klasických“ datových signálů a naopak datové systémy a sítě se začínají používat i k přenosu digitalizovaných hovorových signálů. Při přenosu hovorových signálů v datových sítích (*Voice over Data networks – VoD*) lze rozlišit způsoby VoFR (*Voice over Frame Relay*), VoATM (*Voice over ATM*) a VoIP (*Voice over IP*). Přestože přenos VoD není zatím masově rozšířen, je považován za velice perspektivní, především pro vysoce efektivní využití přenosové kapacity sítě. Naopak přenos datových signálů v radiotelefonních sítích (*Data over Voice – DoV*) je v současné době již rozšířen do takové míry, že v nejbližší době jeho objem přesáhne objem přenosu hovorových signálů.

1.3 Obecné schéma radiokomunikačního systému

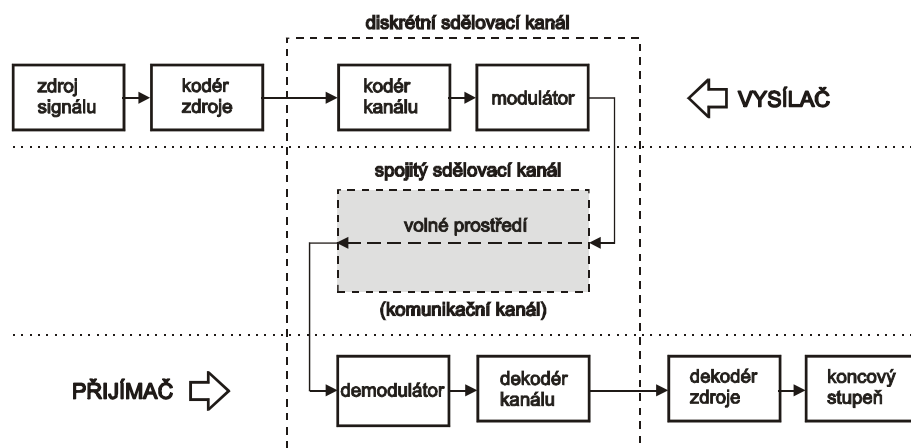
Digitální radiokomunikační systém, jehož blokové schéma je nakresleno na obr. 1.2, se skládá z vysílače, jehož základními bloky jsou kodér zdroje, kodér kanálu a modulátor, a přijímače, jehož základními bloky jsou demodulátor, dekodér kanálu a dekodér zdroje. Signál mezi vysílačem a přijímačem prochází rádiovým komunikačním kanálem, který tvoří volné prostředí v němž je informace přenášena pomocí rádiových vln. Parametry rádiového komunikačního kanálu můžeme rozdělit na náhodné, například aditivní bílý Gaussovský šum – AWGN, rušení, únik, aj., a nenáhodné, například zpoždění signálu, fázový posuv signálu, aj.

Signál z výstupu zdroje signálu je veden do kodéru zdroje, kde je snížena (případně odstraněna) jeho redundance a irelevance, což se projeví ve snížení jeho přenosové rychlosti. V případě, že výstupní signál ze zdroje signálu je analogový, bývá součástí kodéru zdroje i analogově–digitální převodník převádějící analogový signál na digitální. Kodér zdroje se využívá především při přenosu hovorových a obrazových signálů (parametrické zdrojové kódování, zdrojové kódování tvaru vlny, transformační kódování, aj.).

Za kodérem zdroje následuje kodér kanálu, ve kterém je signál zabezpečen proti chybám při přenosu, a to záměrným zvýšením redundance, což má za následek nepatrné zvýšení jeho přenosové rychlosti. Stupeň ochrany bývá různý. Podle použitého systému mohou být zabezpečeny nejen jednotlivé bity, ale i celé byty (paritní kódy, konvoluční kódy, Fireho kód, blokový Reedův – Solomonův kód, aj.). Nedílnou součástí kanálového kódování bývá tzv. prokládání (*interleaving*), jehož cílem je zabezpečit signál proti shlukům chyb.

Po těchto úpravách je signál přiváděn do modulátoru, kde je vhodnou digitální modulací modulován na nosnou. Nejčastěji se používá fázové a kmitočtové klíčování (PSK, FSK) v různých modifikacích (QPSK, O-QPSK, $\pi/4$ QPSK, GMSK, aj.). Při použití vícecestavových modulací lze dosáhnout vyšších přenosových rychlostí signálu, ovšem za cenu složitějšího a tím i dražšího demodulátoru. Modulovaný signál je veden do vysokofrekvenčního výkonového stupně za nímž následuje vysílací anténa, kterou je signál vyzářen do volného prostoru.

Na přijímací straně je signál přicházející z přijímací antény zesílen ve vysokofrekvenčním zesilovači a dále veden do demodulátoru, dekodéru kanálu a dekodéru zdroje. V těchto obvodech se inverzními postupy získá signál původní (je rekonstruován do nejpravděpodobnější podoby s původním signálem), který je přiváděn do koncového stupně.



Obr. 1.2. Blokové schéma digitálního radiokomunikačního systému

V reálném radiokomunikačním systému nelze přenést za jednotku času neomezené množství informace. Poněvadž v každém systému je přítomen šum (uvažujme pouze aditivní bílý Gaussovský šum), který nedovoluje na přijímací straně rozlišovat jemnější změny užitečného signálu než je jeho vlastní úroveň, může být systémem přeneseno pouze takové množství informace, které nepřesáhne jeho přenosovou kapacitu. **Přenosová kapacita C** radiokomunikačního systému je množství informace vyjádřené v bitech, jež může být přeneseno komunikačním kanálem daného systému za 1 sekundu. Je určena Shannonovým - Hartleyovým vztahem

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad [\text{bit/s}], \quad (1.4)$$

kde C je maximální dosažitelná rychlost bezchybného přenosu informace idealizovaným radiokomunikačním systémem při použití optimálního kódování a modulace,
 B je šířka pásma radiokomunikačního kanálu,
 S je střední hodnota výkonu signálu na výstupu kanálu, tj. na vstupu přijímače,
 N je střední hodnota výkonu šumu na výstupu kanálu, tj. na vstupu přijímače.

Skutečná přenosová kapacita reálných systémů se hodnotě dané vztahem (1.4) pouze blíží, a to tím více, čím se použité metody kódování a modulace blíží metodám optimálním. Praktické pokusy při realizaci optimálních metod kódování i modulace však vedou k extrémnímu nárůstu složitosti použitých obvodů.

Jak vyplývá ze vztahu (1.4), lze požadovanou kapacitu C systému dosáhnout různými kombinacemi hodnot parametrů B , S a N . Stejně kapacity C systému lze dosáhnout buď s malou šířkou pásma B a velkým poměrem signál-šum na vstupu přijímače (tj. použitím velkých vysílacích výkonů a vysílacích antén s velkým ziskem) nebo s velkou šířkou pásma B a malým poměrem signál-šum na vstupu přijímače (systémy s malými vysílacími výkony).

Střední hodnotu výkonu šumu N lze vyjádřit pomocí spektrální výkonové hustoty šumu N_0 vztahem

$$N = B \cdot N_0. \quad (1.5)$$

Zavedením nové veličiny B_0 můžeme pro střední hodnotu výkonu signálu S psát

$$S = B_0 \cdot N_0. \quad (1.6)$$

Vyjádříme-li poměr S/N pomocí vztahů (1.5) a (1.6), dostáváme

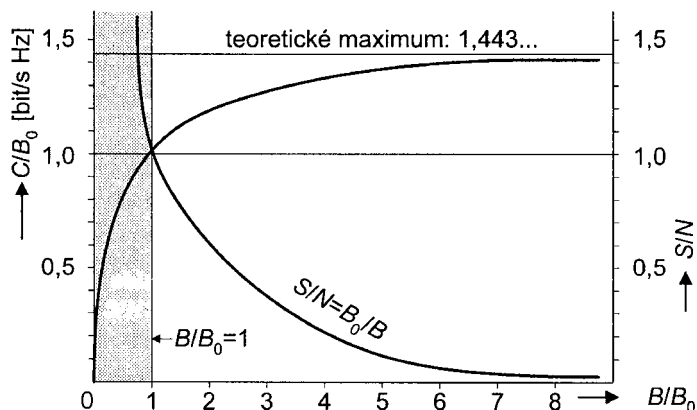
$$\frac{S}{N} = \frac{B_0 N_0}{B N_0} = \frac{B_0}{B} = \frac{1}{\frac{B}{B_0}}. \quad (1.7)$$

Z uvedeného vztahu vyplývá, že nová veličina B_0 je šířka pásma radiokomunikačního kanálu, při které je střední hodnota výkonu šumu N rovna střední hodnotě výkonu signálu S , tj. poměr signál-šum je roven jedné. Dosazením (1.7) do (1.4) a dělením celé rovnice veličinou B_0 dostáváme normovaný tvar Shannonova - Hartleyova vztahu

$$\frac{C}{B_0} = \frac{B}{B_0} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{B_0}{B} \right) = x \cdot \log_2 \left(1 + \frac{1}{x} \right), \quad (1.8)$$

kde $\frac{C}{B_0}$ je normovaná přenosová kapacita,
 $x = \frac{B}{B_0}$ je normovaná (poměrná) šířka pásma.

Poněvadž **normovaná přenosová kapacita** závisí podle (1.8) již pouze na jediné proměnné,



kteřou je **normovaná šířka pásma**, lze tuto závislost znázornit graficky, jak je uvedeno na obr. 1.3 (křivka vycházející z počátku). Ve stejném obrázku je nakreslena i závislost poměru signál-šum na normované šířce pásma, daná vztahem (1.7).

Z uvedených průběhů vyplývá, že s poklesem normované šířky pásma B/B_0 pod hodnotu 1 klesá velice rychle i normovaná přenosová kapacita C/B_0 , zatímco poměr signál-šum S/N se prudce zvyšuje. Tato oblast (vyznačená v obrázku tmavě) charakterizuje

Obr. 1.3. Závislost normované přenosové kapacity a poměru signál-šum radiokomunikačního systému na normované šířce pásma

současné, tzv. úzkopásmové radiokomunikační systémy, které pracují s poměrem signál-šum mnohem větším než 1, avšak jejich normovaná přenosová kapacita je hodně vzdálená od dosažitelného maxima $C/B_0 = 1,443 \text{ bit/s.Hz}$. Pro normovanou šířku pásma větší než 1 se normovaná přenosová kapacita začíná pozvolna blížit teoretickému maximu a poměr signál-šum se zmenšuje pod hodnotu 1. Tato část obrázku charakterizuje perspektivní, tzv. širokopásmové radiokomunikační systémy, které se označují jako systémy s rozprostřeným spektrem nebo systémy s kódovým multiplexem CDMA (*Code Division Multiple Access*). Složitost těchto systémů je podstatně větší než systémů klasických, jejich výhody však převažují. Kromě velké přenosové kapacity také velice efektivně využívají kmitočtové spektrum, které mohou sdílet i s jinými radiokomunikačními systémy aniž by se vzájemně rušily. Dále mohou pracovat v prostředí s vysokou úrovní poruch a rušení (i úmyslného), mají schopnost účinně potlačovat úniky signálu a jejich činnost je velice obtížně identifikovatelná. Zpracování signálu s poměrem $S/N \leq 1$ se v těchto systémech provádí na základě korelačního principu.

Výchozím bodem návrhu radiokomunikačního systému je **radiokomunikační rovnice** umožňující ze zadaných parametrů výpočet (případně i volbu) parametrů ostatních. Nejčastěji se udává ve tvaru

$$P_t G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 L_\phi L_p \frac{G_r}{k T_0} = \frac{P_r}{N_0} \quad (1.9)$$

Jednotlivé symboly v této rovnici označují :

- P_t celkový střední výkon vysílače měřený v napájecím bodě antény,
- G_t zisk vysílací antény,
- λ délka vlny,
- d vzdálenost mezi vysílací a přijímací anténou,

- L_ϕ ztráty nepřesným zaměřením antény (mohou se výrazně projevit především u vysoce směrových antén),
 L_p ztráty polarizační (projevují se v případě, kdy elektromagnetické vlny dopadající na anténu mají odlišnou polarizaci, než pro kterou je anténa určena),
 G_r zisk přijímací antény,
 T_0 celková šumová teplota přijímacího systému (je dána součtem šumových teplot všech částí systému - přijímače, antény, napáječe, ale i atmosféry, povrchu země, aj.),
 P_r střední výkon na výstupu přijímací antény,
 $N_0 = k.T_0$ spektrální výkonová hustota šumu na vstupu přijímače .

Součin $P_t \cdot G_t$ se nazývá efektivní izotropický vyzařovaný výkon a označuje se zkratkou EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*). Poměr zisku přijímací antény G_r a šumové teploty přijímacího systému T_0 se nazývá jakostní číslo přijímače a značí se G/T , přičemž obě veličiny jsou vztaženy ke vstupu přijímače.

Z radiokomunikační rovnice (1.9) lze určit, kromě jiných veličin, také výkon P_r na vstupu přijímače. Jeho hodnota by měla být vždy větší než určitý minimální výkon $P_{r\min}$ nutný pro správnou činnost navrhovaného systému. U analogových systémů musí být při výkonu $P_{r\min}$ zaručen požadovaný odstup signál-šum za demodulátorem, u digitálních systémů musí být zaručena požadovaná chybovost BER. Pomocí veličiny $P_{r\min}$ se určuje tzv. **systémový zisk** definovaný vztahy

$$G_{\text{syst dB}} [dB] = P_t [dBm] - P_{r\min} [dBm] \quad \text{nebo} \quad G_{\text{syst}} [-] = \frac{P_t}{P_{r\min}} . \quad (1.10)$$

Systémový zisk $G_{\text{syst dB}}$ musí být větší (minimálně rovný) než součet všech ztrát zmenšený o zisky přijímací a vysílací antény.

2 ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ

2.1 Zdrojové kódování

Libovolná informace, která má být přenesena digitálním radiokomunikačním systémem, musí být nejdříve převedena na elektrický signál. K tomu účelu slouží převodníky mechanických, optických, zvukových a jiných veličin na veličiny elektrické, nejčastěji napětí. Vytvořený elektrický signál, obvykle v analogové podobě, se převádí na signál digitální v analogově-digitálním převodníku, který může, ale nemusí být součástí **kodéru zdroje signálu** (obr. 1.2).

Hlavním úkolem kodéru zdroje signálu neboli zdrojového kodéru je odstranit ze signálu redundantní a irelevantní informace, případně je snížit na nejmenší míru. Proces zdrojového kódování je nutný především při zpracování hovorových, zvukových a obrazových signálů, které obsahují velké množství redundantních a irelevantních informací. U digitálních signálů generovaných počítačem je proces zdrojového kódování většinou zbytečný neboť redundance a irelevance jsou u těchto signálů již minimalizovány. Výsledkem zdrojového kódování je snížení přenosové rychlosti signálu, což se projeví v nižších požadavcích na šířku pásma rádiového kanálu. Kvantitativní posouzení procesu zdrojového kódování se provádí pomocí veličiny nazývané komprimační neboli **kompresní poměr CR** (*Compress Ratio*), definované vztahem

$$CR = \frac{R_{vst}}{R_{výst}} \quad [-], \quad (2.1)$$

kde R_{vst} a $R_{výst}$ jsou přenosové rychlosti digitálních signálů na vstupu a výstupu kodéru zdroje, vyjádřené v *bit/s*. Kompresní poměr se také někdy udává ve tvaru $x:1$, např. 5:1.

Poznámka: **Redundance** (nadbytečnost) je definována jako větší množství dat, než je množství nezbytně nutné pro přenos dané informace vzhledem ke ztrátám v komunikačním kanálu. Je to tedy množství znaků, symbolů nebo bitů v uvažovaném digitálním signálu, které je možné eliminovat, aniž by došlo ke ztrátě užitečné informace. Redukce redundance je vratný proces, [10].

Irelevance je definována jako nepodstatná (zbytečná) složka informace, kterou je možné ve zdrojovém kodéru zcela potlačit a dále již nepřenášet, neboť příjemcem na přijímací straně stejně nemůže být vnímána. Redukce irelevance je nevratný proces, představující ztrátu informace, [10].

Ne všechny systémy používané pro zdrojové kódování odstraňují redundanci a irelevanci až přímo u digitálního signálu. U některých systémů se procesy analogově-digitálního převodu a redukce redundance a irelevance provádějí v opačném pořadí, případně se vzájemně prolínají. Výsledná přenosová rychlost digitálního signálu souvisí s šířkou pásma původního analogového signálu (resp. s šířkou pásma signálu, který má být reprodukován na přijímací straně) a počtem kvantovacích hladin. V závislosti na maximálním kmitočtu spektra signálu se volí vzorkovací kmitočet a počet kvantovacích hladin určuje počet bitů pro vyjádření jednoho vzorku signálu. Čím menší bude počet hladin, tím méně bitů bude potřebných pro vyjádření každého vzorku

signálu a tím menší bude i výsledná přenosová rychlost. Zmenšení počtu kvantovacích hladin má však za následek zvýšení kvantizačního šumu rekonstruovaného signálu na přijímací straně.

Pro zdrojové kódování **hovorových (řečových) signálů** (horní mezní kmitočet nejvýše 4 kHz) se používají kodéry, které lze rozdělit do tří základních skupin. První z nich jsou kodéry tvarového průběhu (*Waveform Coders*), realizující tzv. **zdrojové kódování tvaru vlny**. Jsou konstruovány tak, aby se časový průběh analogového signálu na výstupu dekodéru co nejvíce shodoval s časovým průběhem analogového signálu na vstupu kodéru. Druhou skupinu tvoří vokodéry (*Vocoders, Voice Coders*), realizující tzv. **parametrické zdrojové kódování**. Při tomto způsobu kódování není přenášen původní signál, ale pouze jeho charakteristické parametry, vytvořené na základě analýzy původního signálu. Na přijímací straně je pomocí těchto parametrů řízen syntezátor hovorových signálů. Reprodukovaný signál má výrazný syntetický charakter. Třetí skupinu tvoří kodéry hybridní, které vznikají kombinací kodérů obou předchozích skupin a vhodným způsobem spojují jejich přednosti. Realizují **hybridní zdrojové kódování**. Kodéry všech tří uvedených skupin jsou relativně jednoduché a tedy i levné, avšak redukce bitové rychlosti není příliš vysoká (kompresní poměr je v rozmezí 2:1 až cca. 25:1). Hodnocení jejich kvality se provádí podle kritéria MOS (*Mean Option Score*), které rozeznává 5 stupňů kvality: 5 – vynikající, 4 – dobrá, 3 – přijatelná, 2 – špatná, 1 – nepřijatelná. Kvalita 4 se označuje také jako „hovorová“, kvalita 3-4 jako „komunikační“ a kvalita 3 a menší jako „syntetická“.

Zdrojové kódování **akustických signálů**, s kmitočtovým rozsahem 10 Hz až 20 kHz u nichž se vyžaduje vysoká věrnost reprodukce, se provádí s využitím poznatků psychoakustiky a s pomocí rychlých signálových procesorů. Využívá se zejména subpásmového kódování SBC (*Subband-Coding*) a maskovacího efektu lidského sluchu. Používané kódovací systémy lze rozdělit do dvou základních skupin, a to na **systémy s prediktivním kódováním** a **systémy s transformačním kódováním**. Uvedené zdrojové kódování se používá také u perspektivních rozhlasových a televizních digitálních systémů DAB (*Digital Audio Broadcasting*) a DVB (*Digital Video Broadcasting*).

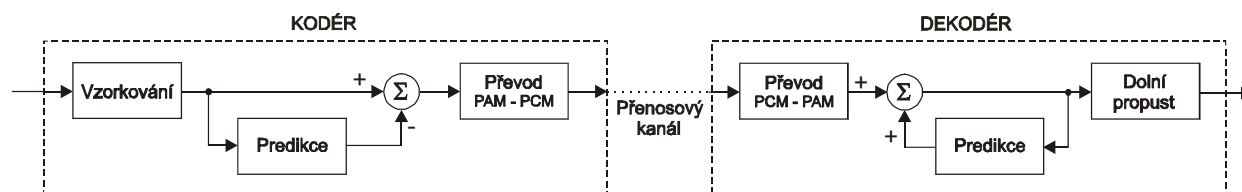
U **obrazových signálů** s kmitočtovým rozsahem do 6 MHz se vyskytují dva základní typy redundance, a to prostorová a časová. Jednotlivé body obrazu jsou charakterizovány základními parametry, a to jasem, barevným tónem a sytostí, které bývají vyjádřeny jasovým a dvěma chrominancními signály. **Prostorová redundance** vzniká v důsledku vzájemné korelace jednotlivých parametrů sousedních bodů obrazu. K její redukci se používá transformačního kódování, které je tím účinnější, čím větší je vzájemná korelace příslušných parametrů sousedních bodů obrazu. U obrazu, jehož jasový signál má charakter šumového signálu, je vzájemná korelace parametrů sousedních bodů velice nízká, případně nulová, a proto zdrojové kódování přestává být účinné – nedochází téměř k žádné redukci bitového toku. U pohyblivých obrazů se kromě prostorové redundance uplatňuje i **redundance časová**. Ta vzniká v důsledku toho, že parametry jednotlivých bodů obrazu jsou v následujícím i předchozím snímku znatelně korelovány (pokud se ovšem právě skokem nezmění scéna – například střih na hlasatelku, atd.). K redukci časové redundance se využívá predikce pomocí snímků I (*Intra Frame*), P (*Predict Frame*) a B (*Bidirectional Frame*), kombinované s tzv. vektory pohybu. Ke snížení přenosové rychlosti bitového toku obrazových signálů napomáhá také potlačení **irelevantní složky** v obrazovém signálu. Využívá se především maskovacího jevu lidského zraku, který spočívá v omezených schopnostech lidského oka rozeznat jemné prostorové detaily, detaily barevných ploch, atd. Míra redukce irelevance je subjektivní veličinou a její stanovení se provádí statistickým vyhodnocením výsledků hodnocení kvality obrazu velkým množstvím pozorovatelů.

Lze ji nastavit vhodným kvantováním koeficientů získaných po transformaci. K nejznámějším systémům zdrojového kódování obrazů patří standardy JPEG (*Joint Photographic Experts Group*) a MPEG (*Motion Picture Experts Group*). Kompresní poměr lze nastavovat v závislosti na požadované kvalitě obrazu v širokých mezích a může dosahovat hodnot až cca 150:1.

2.1.1 Zdrojové kódování tvaru vlny

K nejjednodušším způsobům tohoto kódování patří známá **impulzová kódovaná modulace PCM** (*Pulse Code Modulation*), realizující převod analogového signálu na digitální ve třech krocích – vzorkování, kvantování a kódování. Pro hovorový analogový signál v telefonní kvalitě, tedy s kmitočtovým rozsahem 300 až 3400 Hz, se s ohledem na vzorkovací teorém volí vzorkovací kmitočet 8 kHz, tj. za každou sekundu se vytváří 8000 vzorků signálu. Počet kvantovacích hladin je dán dynamikou vstupního signálu a určuje kvantizační šum obsažený v digitálním signálu. Velikost každého vzorku je přiřazena (zaokrouhlena) k nejbližší úrovni jedné z 256 kvantovacích hladin. Úroveň každé kvantovací hladiny je vyjádřena osmibitovým číslem. Přenosová rychlost výstupního digitálního signálu je tedy $8000 \cdot 8 = 64000 \text{ bit/s} = 64 \text{ kbit/s}$. Tuto hodnotu lze považovat za výchozí pro srovnání dalších způsobů zdrojového kódování hovorových signálů.

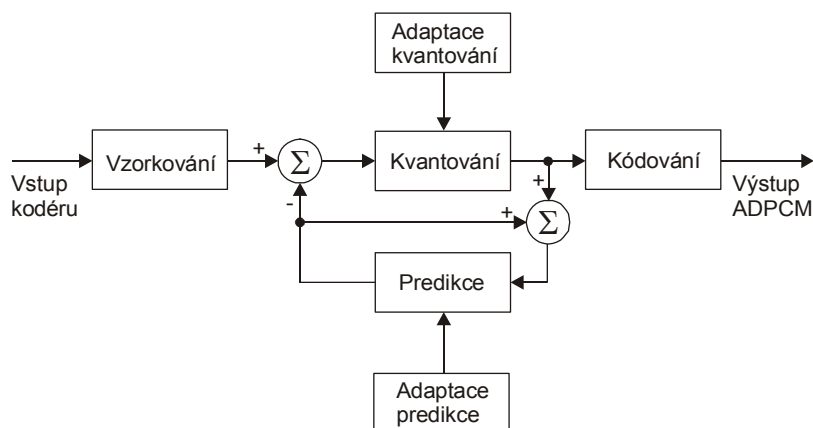
Redukci bitového toku lze dosáhnout použitím **diferenční impulzové kódované modulace DPCM** (*Differential Pulse Code Modulation*). Na rozdíl od kódování PCM, kdy je přenášena informace o velikosti celého vzorku, se u kódování DPCM přenáší informace pouze o rozdílu kvantovaného vzorku a jeho predikované (předpokládané) hodnoty, odvozené obvykle z jednoho případně několika předchozích vzorků. Rozdílový signál je ve srovnání s predikovanou hodnotou vzorku daleko menší, takže jeho velikost lze vyjádřit menším počtem bitů. Predikovaná hodnota vzorku představuje redundantní informaci signálu a nepřenáší se. Blokové schéma kodéru i dekodéru DPCM je nakresleno na obr. 2.1. Predikovaný signál se vytváří pomocí paměti nebo zpožďovacích obvodů.



Obr. 2.1. Zdrojové kódování a dekódování DPCM

Další možností redukce bitového toku je použití **modulace Delta DM**, u které je rozdíl kvantovaného vzorku a vzorku předchozího kvantován pouze do dvou kvantovacích úrovní, které jsou kódovány pouze jediným bitem. Lze ji tedy považovat za jednoduchou variantu modulace DPCM, kde predikovaná hodnota každého vzorku je rovna hodnotě vzorku předchozího. Nevýhodou tohoto způsobu kódování je především „zkreslení přetížením strmostí“, které se projevuje tím, že rekonstruovaný signál nesleduje prudké změny velikosti vstupního signálu, např. strmé skokové změny. Další nevýhodou je zkreslení nazývané „granulační šum“, který má charakter kvantizačního šumu a projevuje se nejvíce při kódování signálu s konstantní úrovní. Rekonstruovaný signál střídavě mění v každé vzorkovací periodě svoji hodnotu o velikost kvantizačního kroku kolem skutečného průběhu. Jestliže je pro libovolnou úroveň vstupního signálu kvantizační krok konstantní, označuje se modulace Delta jako lineární - LDM.

Nevýhodu zkreslení přetížením strmosti potlačuje modulace Delta s proměnným kvantizačním krokem, označovaná rovněž jako **adaptivní modulace Delta ADM**. Pokud má vstupní signál velkou strmost, kvantizační krok se zvětší, při malé strmosti se naopak zmenší. Změna velikosti kvantizačních kroků se řídí podle různých algoritmů. Například u známého Winklerova algoritmu se při výskytu dvou po sobě jdoucích stejných symbolů zvětší kvantizační krok dvojnásobně. Rekonstruovaný signál tak lépe aproximuje vstupní signál než v případě LDM.



Obr. 2.2. Zdrojový kodér ADPCM

Výrazného zlepšení kvality rekonstruovaného signálu lze dosáhnout použitím **adaptivní diferenciální impulzové kódované modulace ADPCM** (*Adaptive Differential Pulse Code Modulation*), která již respektuje řadu zvláštností hovorového signálu. Od DPCM se liší v tom, že místo lineárního kvantování a lineární predikce používá adaptivní kvantování AQ a adaptivní predikci AP. Používané adaptivní algoritmy jsou jednoduché neboť časové změny parametrů hovorových signálů jsou relativně pomalé. Při adaptivním kvantování je velikost kvantovacích kroků funkcí okamžiků vzorkování a tedy funkcí času. Na rozdíl od ADM, kdy se kvantizační krok mění podle strmosti vstupního analogového signálu, se u ADPCM mění kvantizační krok za účelem redukce dynamického rozsahu kvantizačního šumu. U adaptivní predikce se pro stanovení koeficientů predikce využívá nekvantovaných nebo kvantovaných vzorků signálu. Výsledný efekt adaptivních procesů spočívá ve zlepšení poměru signál-kvantizační šum o hodnotu 8 až 12 dB vůči PCM. Blokové schéma kodéru ADPCM je nakresleno na obr. 2.2. Bloky Adaptace kvantování a Adaptace predikce vytváří řídicí signály pro adaptivní kvantování a predikci buď z parametrů výstupního nebo vstupního (již vzorkovaného) signálu.

Kodeky (Kodér a DEKodér) ADPCM jsou standardizovány doporučením ITU (G.721, G.726) a používají se hlavně u systémů bezšňůrových telefonů CT2 a DECT. Přenosová rychlost signálu na výstupu kodéru je 32 kbit/s a rekonstruovaný hovorový signál má srovnatelnou kvalitu jako signál PCM s přenosovou rychlostí 64 kbit/s .

2.1.2 Parametrické zdrojové kódování

Vokodéry používané pro parametrické zdrojové kódování jsou konstruovány na základě poznatků o lidském hlasu a hlasového traktu. Na obr. 2.3 je zobrazen časový průběh elektrického signálu z mikrofonního zesilovače při vyslovení slova „JISKŘIT“. Srovnáním detailních výseků časových průběhů pro samohlásku „I“ a souhlásku „S“ je vidět, že charakter těchto signálů je zcela odlišný. Zatímco časový průběh signálu odpovídající souhlásce „S“ má náhodný charakter a podobá se šumovému signálu, v časovém průběhu signálu u samohlásky „I“ je vidět jistá

periodicita a deterministický charakter. Lidská řeč se skládá ze znělých hlásek (kvaziperiodický charakter signálu), neznělých hlásek (pseudonáhodný charakter signálu) a mezer.

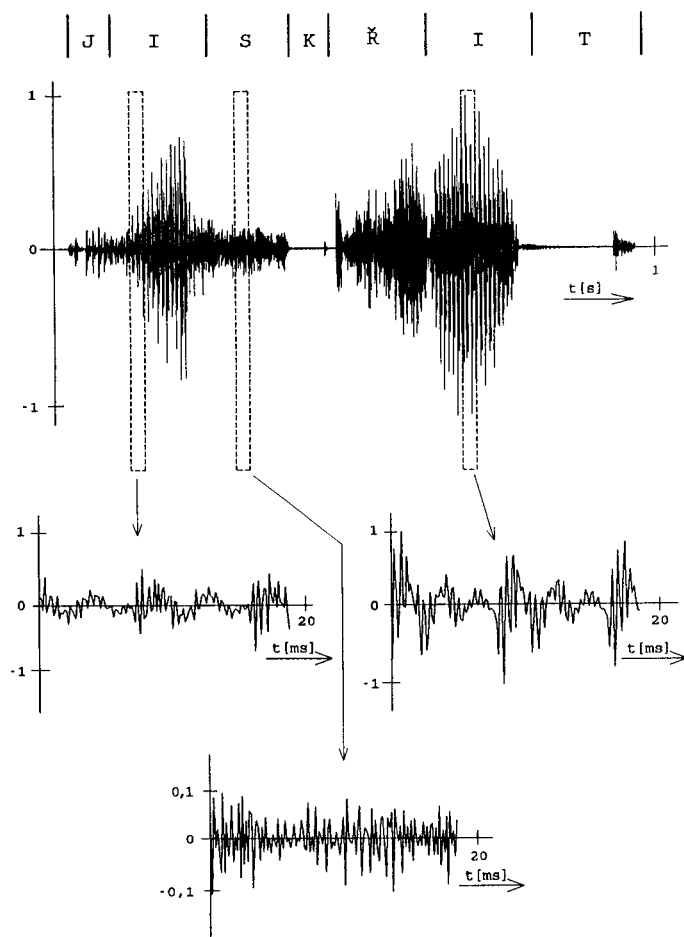
Jednoduchý fyziologický model hlasového traktu je nakreslen na obr. 2.4, kde jsou vyznačeny všechny lidské orgány a části lidského těla, které se podílí na tvorbě hlasu. Základním parametrem lidského hlasu je tzv. perioda základního tónu hlasu T_0 . Její převrácená hodnota se nazývá kmitočet základního tónu nebo také základní hlasový kmitočet (*pitch*) a pohybuje se v rozmezí 50 až 400 Hz. Každý člověk má jiný základní hlasový kmitočet jehož hodnota se může měnit i v průběhu hovoru.

Na základě fyziologického modelu byl sestaven elektrický model pro syntézu řeči, který je základem i pro obvodové řešení vokodérů s **lineárním prediktivním kódováním LPC** (*Linear Predictive Coding*), u nichž se zpracování signálů provádí v časové oblasti. Jeho jednoduché blokové schéma je nakresleno na obr. 2.5. Hovorový signál se vytváří v přijímací části vokodéru (hovorovém syntezátoru), která se skládá z šumového a impulzového generátoru, filtru, zesilovače a reproduktoru. Na výstupu impulzového generátoru je impulzový signál s opakovací periodou T_0 , která je typická pro mluvící osobu. Přepínač výstupních signálů generátorů je nastavován podle toho, zda je vytvářena znělá nebo neznělá hláska. Budící (excitační) signál přichází do filtru, který v závislosti na nastavení svých parametrů modeluje vlastnosti hlasového traktu mluvící osoby. Výstupní signál je zesílen v zesilovači a přiveden do reproduktoru.

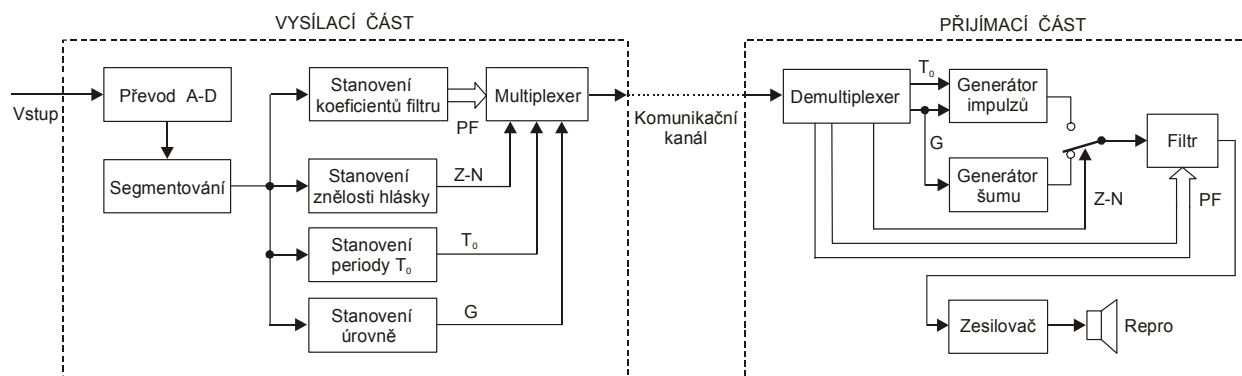
Parametry jednotlivých bloků hovorového syntezátoru jsou určeny na základě analýzy hovorového signálu mluvící osoby, která se provádí ve vysílací části vokodéru. Do přijímací části vokodéru se tedy komunikačním kanálem nepřenáší hovorový signál, ale pouze nejdůležitější parametry získané na základě jeho analýzy.

Zdrojové kódování hovorového signálu se provádí ve vysílací části vokodéru. Hovorový analogový signál je v analogově-číslicovém převodníku převeden na signál digitální, přičemž jednotlivé vzorky mohou být pro

potřeby následné analýzy vyjádřeny až 13 bity. Následuje segmentování signálu, tj. jeho rozdělení na časové úseky o délce 10 až 30 ms. Po tuto dobu lze považovat vlastnosti hlasového traktu za konstantní. Následuje proces analýzy signálu jehož výsledkem je stanovení znělosti resp. neznělosti hlásky Z-N, periody základního tónu hlasu T_0 , velikosti úrovně signálu G a především určení několika parametrů filtru PF (deskriptorů) modelujícího hlasový trakt. Získané signály jsou multiplexovány a přenášeny komunikačním kanálem k syntezátoru.



Obr. 2.3. Časové průběhy hovorového signálu



Obr. 2.5. Blokové schéma vokodéru

Výsledkem popsaného zdrojového kódování je výrazné snížení přenosové rychlosti hovorového signálu – méně než 4 kbit/s. Reprodukovaná řeč ovšem není přirozená a má syntetický charakter.

2.1.3 Hybridní zdrojové kódování

Spojují přednosti obou předchozích způsobů kódování. Výstupní hovorový signál se opět vytváří jako odezva filtru s vhodně nastavenými parametry na budící signál, který je však generován složitějším způsobem. Již se nerozlišují znělé a neznělé hlásky, a proto se ani nepoužívá dvou budících (excitačních) signálů. Využívá se multiimpulzní excitace, při které je v krátkém časovém intervalu generováno několik úzkých impulzů (např. 4 impulzy za 5 ms), jejichž velikosti a vzájemné polohy jsou určeny tak, aby rozdíl mezi signálem původním a syntetizovaným byl minimální.

Součástí zdrojového kodéru je i dekodér (stejný jako na přijímací straně), který již na vysílací straně vytváří syntetizovaný signál, jež se odečítá od signálu vstupního a vzniklá chyba se minimalizuje na základě smyslového (perceptuálního) vnímání. Minimalizovaný chybový signál se přenáší komunikačním kanálem k syntezátoru a současně se pomocí něj nastavuje excitační generátor syntezátoru ve vysílací části. Za generátorem jsou zařazeny v kaskádě dva filtry. U prvního, tzv. krátkodobého korelačního filtru, jsou parametry vypočítány pouze z několika (8 až 16) předchozích predikovaných vzorků. Následující, tzv. dlouhodobý korelační filtr, realizuje **dlouhodobou predikci LTP (Long Term Prediction)**, která zjemňuje hovorové spektrum. Podle způsobu buzení (minimalizace chyby) se rozlišují následující systémy.

- **Multiimpulzní buzení MPE (Multi Pulse Excitation)** - vzájemná poloha i velikosti budících impulzů se určují po jednom. Dosahovaná přenosová rychlost je v rozmezí 8 až 16 kbit/s.
- **Regulární buzení RPE (Regular Pulse Excitation)** - vzájemná poloha impulzů je přesně stanovena. Určuje se tedy pouze poloha prvního impulzu a velikosti všech impulzů. Dosahovaná přenosová rychlost je v rozmezí 8 až 16 kbit/s.
- **Kódové buzení CELP (Code Excited Linear Prediction)** - jednotlivé posloupnosti budících impulzů jsou uloženy v paměti (kódové knize). Na přijímací stranu se přenáší pouze adresa příslušné posloupnosti. Dosahuje se přenosové rychlosti 4 kbit/s a menší, avšak vokodéry jsou složité, [10], [12].

Poznámka: Těsně po standardizaci hovorových kodérů, dosahujících přenosových rychlostí cca 8 kbit/s , se podařilo vyrobit rychlejší signálové procesory, jejichž použití znamenalo snížení přenosové rychlosti kodérů na polovinu. Od té doby se původní kodéry označují jako **kodéry s plnou rychlostí FR (Full Rate)** a kodéry s novými procesory se označují jako **kodéry s poloviční rychlostí HR (Half Rate)**.

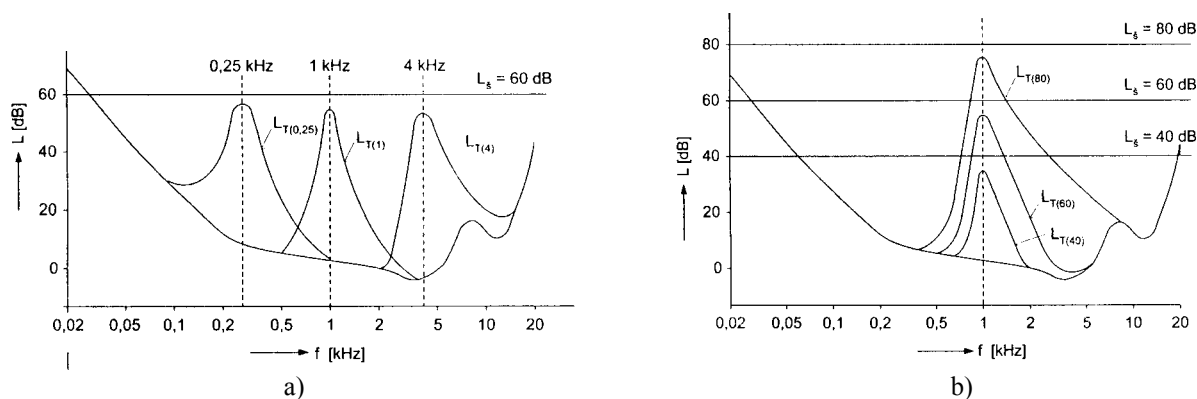
2.1.4 Zdrojové kódování akustických signálů

Používá se při kódování kvalitních akustických signálů v kmitočtovém rozsahu cca 10 Hz až 20 kHz. Využívá **maskovacího jevu lidského sluchu**, při kterém je užitečným signálem maskován kvantizační šum.

Člověk vnímá zvuky pouze v kmitočtovém pásmu od cca 16 Hz do cca 16 kHz. Za **práh slyšitelnosti** je považovaná kmitočtová závislost akustického tlaku P při níž lidský sluch přestává vnímat sinusový akustický signál (křivky na obr. 2.6.a,b vycházející z bodů $L \cong 70 \text{ dB}$). Horní hranici akustického tlaku určuje **práh bolesti** (nevnímáme zvuk, ale jen bolest). Úroveň (hladina) tlaku je dána vztahem

$$L = 20 \log \frac{P}{P_0} [\text{dB}], \quad (2.2)$$

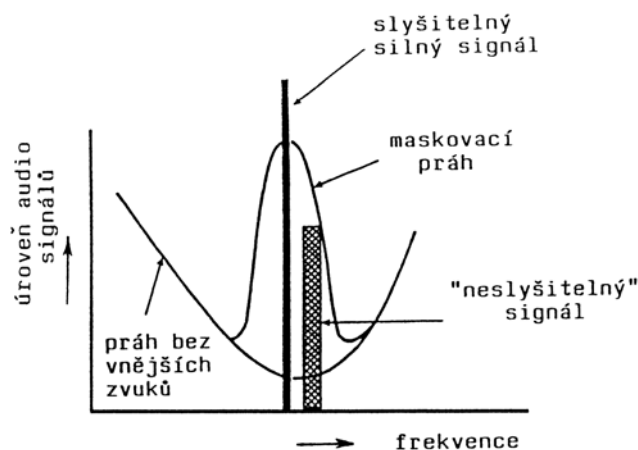
kde $P_0 = 20 \mu\text{Pa}$. Při současném vnímání několika různých zvukových signálů delších než 200 ms může jeden signál potlačovat slyšitelnost jiného signálu, i když jejich kmitočty jsou různé. Říkáme, že jej při své určité úrovni akustického tlaku maskuje (např. tikot hodin je maskován zvukem TVP). Křivky udávající hladinu akustického tlaku, od které je slyšitelnost



Obr. 2.6. a) Křivky současné slyšitelnosti při maskování jednotlivých kmitočtů úzkopásmovým šumem s šířkou pásma 160 Hz, konstantní hladinou a třemi středními kmitočty
b) Závislost maskování jednotlivých kmitočtů na amplitudě maskujícího úzkopásmového šumu

zvuku T sinusového průběhu o určité akustické hladině L_T maskována silnějším úzkopásmovým šumem určité hladiny L_S , se nazývají **prahy současné slyšitelnosti**. Průběhy prahů slyšitelnosti závisí na kmitočtu, hladině akustického tlaku a spektrálním složení zvuku, jak ukazují obr. 2.6.b,c (maskování v kmitočtové oblasti - simultánní maskování). Maskovací jev však nastává i v případě, kdy maskovaný krátkodobý signál určité hladiny přichází až po ukončení maskujícího signálu vyšší hladiny, v době do 10 ms. Při delším intervalu než 10 ms maskování slábne a při intervalu 200 ms již zcela zaniká. Maskován může být rovněž krátký zvukový impuls, následující po něm nejdéle do 5 ms maskující signál (maskování v časové oblasti – nesimultánní maskování).

Při zdrojovém kódování akustických signálů se využívá opačného jevu, při němž určitý sinusový signál daného kmitočtu a hladiny maskuje všechny ostatní signály včetně šumu a rušení, jejichž kmitočty a úrovně leží pod **maskovacím prahem**, obr. 2.7. Takové signály proto není třeba uvažovat a tedy ani přenášet, neboť na přijímací straně by stejně nebyly posluchačem vnímány. Průběhy křivek maskovacích prahů byly získány na základě výsledků testů prováděných na velkém počtu posluchačů (psychologická akustika). Maskovací práh se také nazývá **práh právě pozorovatelného zkreslení JND** (*Just Noticeable Distortion*). Odstup maskovacího signálu od úrovně jím vytvořeného maskovacího prahu na určitém kmitočtu se označuje jako **poměr signál – maskování SMR** (*Signal to Mask Ratio*).



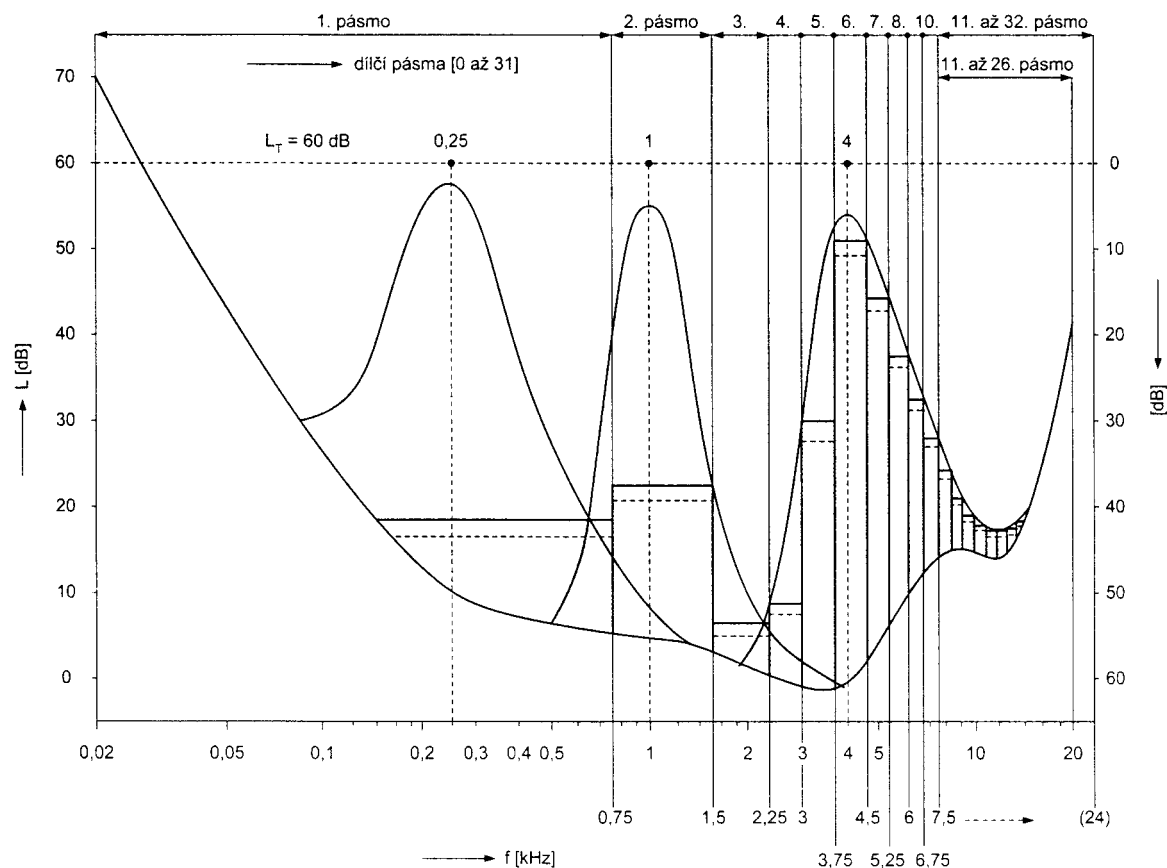
Obr. 2.7. Maskovací efekt lidského sluchu v kmitočtové oblasti

Poněvadž průběhy maskovacích prahů jsou závislé na kmitočtu, je výhodné zpracovávat akustický signál odděleně v dílčích kmitočtových pásmech neboli subpásmech – **subpásmové kódování SBC** (*SubBand Coding*), obvykle stejné šířky pásma, jak je znázorněno na obr. 2.8. Podle nejsilnějších složek zvukového signálu a jím odpovídajícím průběhům maskovacích prahů, lze stanovit pro každé subpásmo maximální úroveň kvantizačního šumu (obecně maskovaného signálu), který bude užitečným (obecně maskujícím) signálem maskován a z ní určit počet bitů potřebných pro kvantování signálu. Tím se dosáhne výrazné redukce přenosové rychlosti signálu, aniž by se na přijímací straně zhoršila subjektivně vnímaná kvalita reprodukováného zvuku. Při přenosu reálného signálu, který své spektrum s časem mění, je třeba v krátkých časových intervalech signál neustále analyzovat a inovovat úroveň kvantizačního šumu v každém subpásmu. To má za následek změnu počtu bitů pro kvantování signálu v každém subpásmu a tím i změnu výsledné přenosové rychlosti signálu. Časové intervaly jsou voleny tak, aby se využilo i maskovacího efektu lidského sluchu v časové oblasti. Uvedené jevy a principy se využívají v následujících systémech zdrojového kódování akustických signálů.

- **MPEG 1 – úroveň 1** (*Audio Layer 1*) je nejjednodušší avšak pro nejkvalitnější signál poskytuje jen malou redukci přenosové rychlosti, např. ze 768 kbit/s na 448 kbit/s .
- **MPEG 1 – úroveň 2** (*Audio Layer 2*) vychází ze systému MUSICAM (*Masking pattern adapted Universal Subband Integrated Coding And Multiplexing*) určeného pro DAB

(*Digital Audio Broadcasting*). Snižuje přenosovou rychlost signálu ve srovnání s úrovní 1 při zvýšení jakosti zvuku na nízkých kmitočtech.

- **MPEG 1 – úroveň 3** (*Audio Layer 3*) Používá modifikovanou diskretní kosinovou transformaci MDCT. Dále snižuje bitovou rychlost, ale dekodér je složitý.
- **MPEG 2 – úrovně 1, 2 a 3.** Používá se v systému DVB (*Digital Video Broadcasting*) pro přenos několika kanálů zvukového doprovodu (pěti až šesti kanálový *Dolby Surround Sound*). Používá poloviční vzorkovací frekvence než MPEG1. Při nízkých přenosových rychlostech je jakost zvuku lepší než u MPEG1.

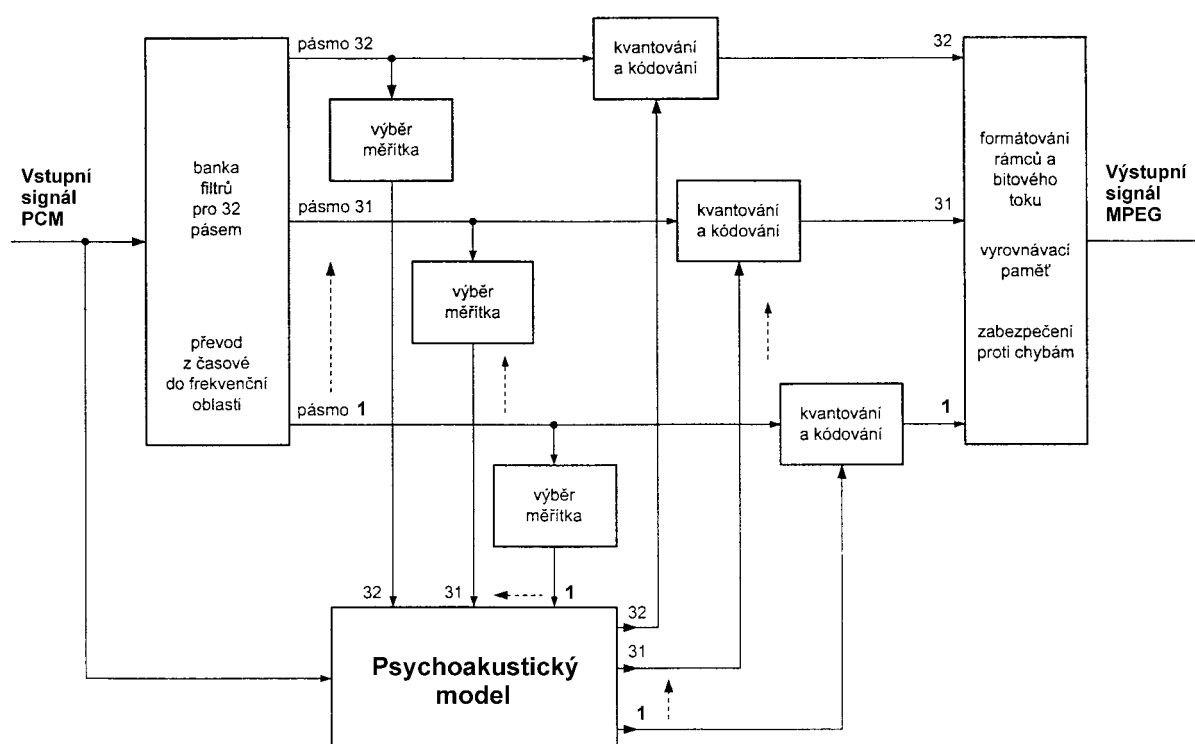


Obr. 2.8. Rozdělení akustického spektra na subpásma a stanovení maximální úrovně maskovaného signálu v každém subpásmu, pro maskující signál tvořený složkami 0,25 kHz, 1 kHz a 4 kHz s hladinami 60 dB

Nejjednodušší zdrojové kódování umožňuje systém MPEG 1 – úroveň 1. Blokové schéma kodéru je nakresleno na obr. 2.9. Analogový akustický signál se nejdříve pomocí modulace PCM převádí na signál digitální. Výsledná přenosová rychlost pro monofonní signál, vzorkovací kmitočet 48 kHz a kvantování do 65536 úrovní, tedy pomocí 16 bitových slov, je 768 kbit/s . V kodéru je signál rozdělen do skupin po 384 vzorcích (již v digitální formě), tedy po $384 \cdot 16 = 6144$ bitech. Každá skupina má dobu trvání $384 \cdot (1/48 \cdot 10^3) = 8 \text{ ms}$ a nazývá se rámec dat, zkráceně rámec. Každý rámec je transformován z časové do kmitočtové oblasti a vzniklé spektrum je rozděleno na 32 stejně širokých kmitočtových úseků - subpásem. Šířka každého subpásma je 750 Hz. Kmitočtové spektrum se vzorkuje kmitočtem jehož hodnota je rovna $1/32$ původního vzorkovacího kmitočtu u PCM, tj. $48 \cdot 10^3 / 32 = 1,5 \text{ kHz}$. Tento proces se nazývá „podvzorkování“ spektra. Ve 32 subpásmech je celkem $12 \cdot 32 = 384$ vzorků. Po dobu 8 ms je tedy v každém subpásmu 12 kmitočtových vzorků různé velikosti, z nichž se vybere jeden,

který má největší velikost a podle něj kodér určí tzv. měřítko (*scale factor*). Tím se za dobu 8 ms získá pro celý rámec 32 měřítek (činitelů měřítka), které mají rozhodující význam pro stanovení maskovacích prahů v každém dílčím pásmu jednoho rámce.

Součástí kodéru je tzv. psychoakustický model, pomocí kterého je modelováno lidské sluchové vnímání. V tomto modelu se porovnávají činitelé měřítka s hodnotami stanovenými statisticky (metodami z mnoha praktických pokusů) a stanoví se v něm hladina ještě maskovaného kvantizačního šumu. Podle přípustné hladiny kvantizačního šumu je přidělen každému subpásmu určitý počet bitů pro postupné kvantování všech jeho vzorků. Počet přidělených bitů je pro všech 12 vzorků jednoho subpásmu stejný, pro různá subpásma však může být různý. Pohybuje se v rozmezí od 2 do 15 (oproti původní hodnotě 16) a výrazně přispívá ke snížení přenosové rychlosti signálu. Ze všech 32 subpásem s kvantovanými kmitočtovými koeficienty se ve výstupním bloku vytváří komprimovaný digitální signál s volitelnou přenosovou rychlostí v rozmezí od 448 kbit/s (pro nejjakostnější signály) do 32 kbit/s (nejmenší kvalita), [10], [13].



Obr. 2.9. Jednoduché blokové schéma kodéru MPEG

2.1.5 Zdrojové kódování obrazových signálů

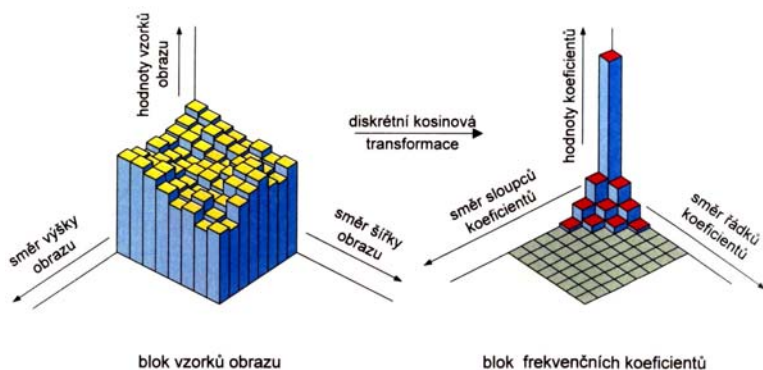
Při snímání barevných obrazů v kvalitě odpovídající běžnému televiznímu vysílání se vytváří analogový jasový signál s kmitočtovým rozsahem 0 až 6 MHz (norma CCIR-D,K) a dva analogové chrominanční signály s kmitočtovými rozsahy 0 až 1,6 MHz. Při digitalizaci těchto signálů pomocí PCM je podle doporučení ITU-R 601 vzorkovací kmitočet pro jasový signál 13,5 MHz a pro chrominanční signály je vzorkovací kmitočet 6,75 MHz. Jednotlivé vzorky jsou kvantovány 8 bity, tj. do 256 kvantovacích úrovní. Bitová rychlost jasového signálu je 108 Mbit/s a každý chrominanční signál má bitovou rychlost 54 Mbit/s. Všechny tři signály jsou multiplexovány do jednoho výsledného toku, jehož přenosová rychlost je 216 Mbit/s

(108+54+54). Při redukci bitové toku signálů statických obrazů se nejčastěji využívá metody **transformačního kódování**. U pohyblivých obrazů se navíc využívá při redukci i tzv. **vektorů pohybu a predikce snímků** nebo pulsů.

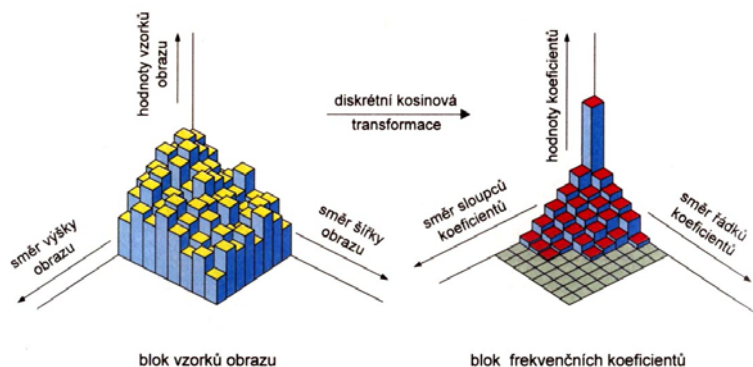
Před transformací jsou jednotlivé matice obrazový bodů pro jasový a dva chrominanci signály (u systému JPEG má jasová matice 720 sloupců a 576 řádků, obě chrominanci matice mají počet řádků i sloupců poloviční) rozděleny na bloky, nejčastěji 8x8 bodů (celkem 64 obrazových bodů – pixelů, pelů). Rozměry bloků jsou stanoveny jako kompromis mezi výslednou kvalitou rekonstruovaného obrazu a složitostí resp. dobou výpočtu. Bloky jasového i chrominanci signálů se zpracovávají stejným způsobem avšak odděleně. Jednotlivé vzorky bloku jsou reprezentovány koeficienty (hodnota jasu nebo chrominance) v časové oblasti, které jsou transformací (tj. přepočítáním podle jistých pravidel) transformovány na jiné koeficienty v kmitočtové oblasti. Původní vzájemná závislost jednotlivých koeficientů (v důsledku korelace parametrů obrazových bodů) je transformací odstraněna, přičemž počet nových koeficientů (nenulových) je menší než počet koeficientů původních. Z několika možných transformací (např. Karhunen - Loeveho, Walshova - Hadamardova, aj.) se jako kompromis mezi přijatelným výsledkem a složitostí realizace nejčastěji používá dvourozměrná **diskrétní kosinová transformace DCT** (*Discrete Cosine Transform*), kterou lze odvodit z diskrétní Fourierovy transformace vhodnou substitucí. Pro blok 8x8 bodů platí pro přímou DCT (FDCT) a inverzní DCT (IDCT) transformační vztahy

$$G(u,v) = \frac{1}{4} C(u) \cdot C(v) \cdot \sum_{x=0}^7 \sum_{y=0}^7 g(x,y) \cdot \cos \frac{(2x+1) \cdot u \cdot \pi}{16} \cdot \cos \frac{(2y+1) \cdot v \cdot \pi}{16}, \quad (2.3)$$

$$g(x,y) = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^7 \sum_{v=0}^7 C(u) \cdot C(v) \cdot G(u,v) \cdot \cos \frac{(2x+1) \cdot u \cdot \pi}{16} \cdot \cos \frac{(2y+1) \cdot v \cdot \pi}{16}, \quad (2.4)$$



Obr. 2.10. DCT se silně korelovanými vzorky obrazu



Obr. 2.11. DCT se slabě korelovanými vzorky obrazu

kde $g(x,y)$ je diskretní funkce v prostorové oblasti, $G(u,v)$ je diskretní funkce v kmitočtové oblasti, x,y jsou souřadnice v prostorové oblasti, u,v jsou souřadnice v kmitočtové oblasti, $C(u) = C(v) = 0,707$ pro $u = v = 0$, $C(u) = C(v) = 1$ pro $u > 0$, $v > 0$. Výsledky transformace pro různé korelované vzorky signálu jsou nakresleny na obr. 2.10 a obr. 2.11. Čím více budou parametry obrazových bodů navzájem závislé, tím menší bude počet koeficientů po transformaci (i jejich velikost) a výsledná přenosová rychlost signálu se výrazně sníží [13].

Frekvenční koeficient v pozici (0,0) představuje

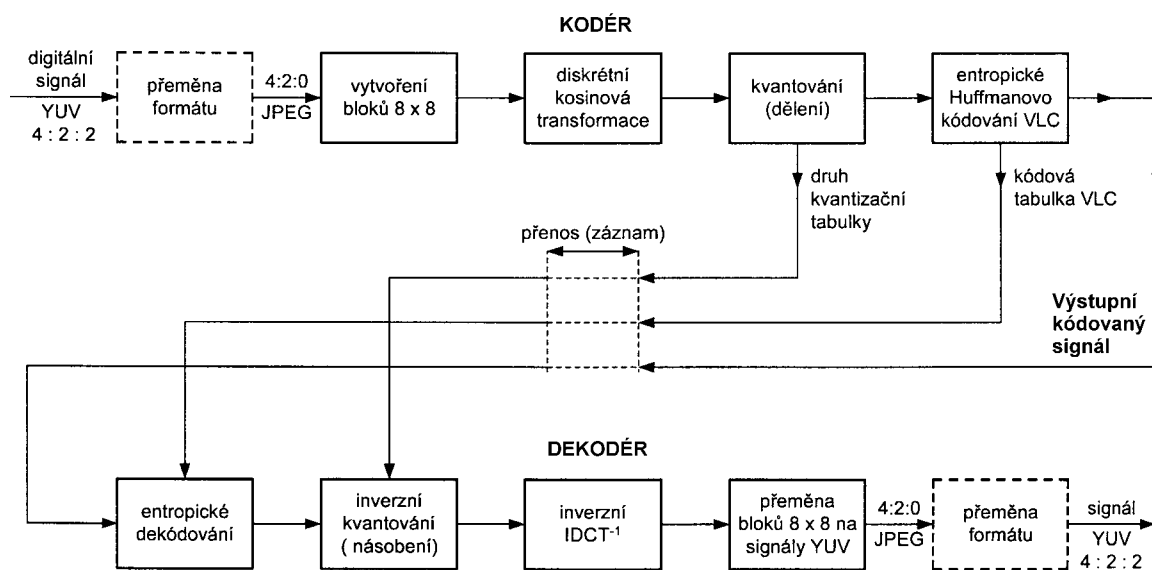
T-Mobile

stejnosemřnou složku (střední hodnotu) transformovaného signálu. V ní je soustředěna téměř celá energie signálu bloku. Směrem k pozici (8,8) se zvyšuje kmitočet frekvenčních koeficientů, avšak jejich velikost (některé mohou být i záporné) se většinou zmenšuje. Velikost koeficientů se po transformaci upravuje kvantováním, tj. dělí se čísla v tzv. kvantizační matici. Ta je na základě statistických výsledků pozorování experimentálně zvolena tak, aby koeficienty vyšších kmitočtů byly více zmenšeny než koeficienty nižších kmitočtů (irelevantní části signálu). Výsledek dělení se zaokrouhluje na celé číslo, malé koeficienty se zanedbávají. Tato úprava signálu je ztrátová. Kvantizační tabulky pro jasový a chrominanční signál jsou různé a jejich obsahem lze měnit kvalitu rekonstruovaného obrazu resp. komprimační poměr.

Matice frekvenčních koeficientů (po kvantování) se vyčítá podle úhlopříčky (cik-cak) což s výhodou odpovídá postupnému zmenšování hodnot koeficientů se zvětšujícím se kmitočtem. Kódují se skupiny skládající se z nenulového koeficientu a počtu předcházejících nul. Skupina je charakterizována dvěma symboly. První symbol obsahuje údaj o počtu nul (délka běhu - *Run Length*) a počtu bitů potřebných pro kódování koeficientu. Druhý symbol vyjadřuje hodnotu koeficientu v binární podobě. Z důvodů dalšího snížení redundance signálu se pro kódování prvního symbolu používá Huffmanův kód (entropické kódování, kódování s proměnnou délkou slova VLC - *Variable Length Coding*). Často se vyskytující symboly jsou kódovány krátkými slovy, zatímco sporadicky se vyskytující symboly jsou naopak kódovány dlouhými slovy. Druhý symbol je vyjádřen binárním kódem. Od jistého koeficientu, označovaného EOB (*End of Block*) obsahuje sériový tok dat již pouze samé nuly. Stejnoseměrný koeficient se může přenášet samostatně nebo jako difference mezi hodnotou koeficientu současného a předchozího bloku.

Pro přenos signálu lze použít dva způsoby. Při **sekvenčním módu** se všechny koeficienty jednoho bloku snímají postupně za sebou, a to se opakuje pro všechny bloky obrazu. Doba přenosu celého obrazu je dlouhá. **Mód progresivního kódování** se používá při prohlížení řady obrazů, kdy je vhodné pro hrubou orientaci zobrazit obraz bez podrobností. Nejdříve se tedy přenáší postupně ze všech bloků stejnoseměrné koeficienty, poté první střídavé koeficienty zase ze všech bloků, druhé koeficienty, atd. Obraz se postupně obohacuje o podrobnosti (často užívaný způsob přenosu obrazů na síti Internet).

Popsané transformační kódování se používá u systémů JPEG (komprimační poměr 8 až 15) a MPEG. Jednoduché blokové schéma kodéru JPEG je nakresleno na obr. 2.12. U kódování pohyblivých obrazů se dosahuje další výrazné redukce redundance signálu v časové oblasti využitím DPCM s podporou tzv. vektorů pohybu. Pro tyto operace se jasový signál zpracovává

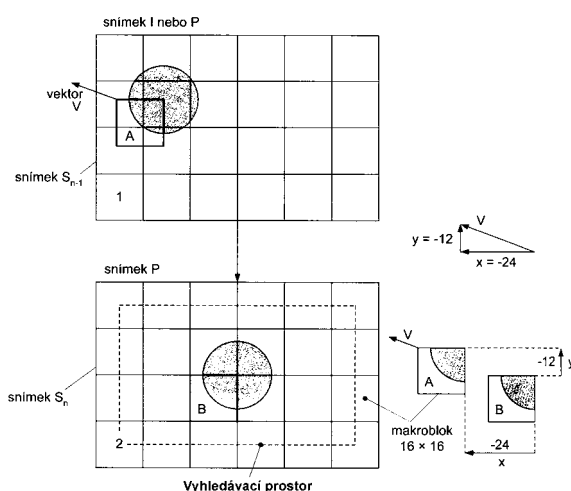


Obr. 2.12. Jednoduché blokové schéma kodéru a dekodéru JPEG

v makroblocích. Jeden makroblok (16x16 vzorků) obsahuje čtyři jasové bloky a je doplněn jedním blokem každého chrominančního signálu. Na výstupu součtového členu v kodéru (obr. 2.1) se vytváří rozdíly hodnot vzorků signálů právě kódovaného a předchozího snímku. K dekodéru je přenášen pouze rozdílový signál. V případě, že dva po sobě jedoucí snímky jsou identické (statická scéna), je diferenční signál nulový a nastává výrazné snížení bitového toku signálu.

Plynulý sled snímků na vstupu kodéru je rozdělen na skupiny snímků GOP (*Group of Pictures*), které se opakují obvykle po 12 snímcích (cca 0,5 s). Na začátku každé skupiny je přenášen referenční **snímek I** (*Intra frame*), který se zpracovává bez predikce (bez DPCM), pouze pomocí FDCT. Toto opatření umožňuje libovolný přístup k signálu (změna programu, zapnutí TVP, atd.). Ostatní snímky skupiny mohou být **snímky P** (*Predict frame*) nebo **snímky B** (*Bidirectional frame*). Při zpracování snímku P se vytváří a přenáší difference právě kódovaného snímku P a předchozího snímku I nebo předchozího snímku P. Touto dopřednou jednosměrnou predikcí se sníží přenosová rychlost signálu asi dvakrát. Při zpracování snímku B se vytváří a přenáší difference právě kódovaného snímku B a průměru vytvořeného z minulého snímku (I nebo P) a snímku (I nebo P), který následuje po právě kódovaném snímku B. Obousměrnou predikcí se sníží přenosová rychlost signálu až osminásobně. Poněvadž pro vytváření i rekonstrukci snímků B je třeba znát snímky nejen předcházející, ale i následné, je nutné snímky před a po kódování vhodně přemístit. Přenos rozdílových signálů se potom uskutečňuje v jiném sledu než odpovídá sekvenci původních snímků.

Ještě větší komprimace signálu lze dosáhnout s podporou vektorů pohybu. Využívá se toho, že sousední snímky jsou si značně podobné a obsahují prakticky stejné objekty, ale posunuté do jiných poloh. Vytváření snímků P s podporou vektorů pohybu je naznačeno na obr. 2.13. Pro každý blok právě kódovaného snímku se neprohledává celý předchozí snímek, ale jen tzv. vyhledávací prostor v předchozím snímku a zkoumá se, zda se bloky svým obsahem shodují. Pokud ano, je určen vektor pohybu a jeho souřadnice x, y jsou přenášeny v záhlaví makrobloku. Pokud je snímán statický obraz, jsou rozdíly v hodnotách vzorků makrobloku nulové a rovněž vektory pohybu jsou nulové. V případě, že není nalezen přesně stejný makroblok, je povolena



Obr. 2.13. Princip vytváření vektorů pohybu

určitá nepřesnost (rozdíl součtů vzorků obou makrobloků) a přenáší se pouze souřadnice vektoru pohybu. Jestliže i tato nepřesnost je překročena, vytváří se rozdílový makroblok, který se běžně zpracuje (FDCT, atd.). Vytváření snímků B s podporou vektorů pohybu je obdobné, výsledkem jsou souřadnice dvou vektorů pohybu. Stanovení vektoru pohybu se provádí současně pro jasový signál (na úrovni makrobloků) i oba chrominanční signály (na úrovni bloků). Jasovému a chrominančnímu signálu potom přísluší jeden společný vektor pohybu. Stanovení vektorů

pohybu spolu s výpočtem koeficientů DCT patří k nejnáročnějším operacím kódování a z hlediska hardwaru je nejnákladnější. Pro snímky I resp. snímky P a B se používají různé kvantizační tabulky, které se rovněž liší pro standardy JPEG a MPEG, [13].

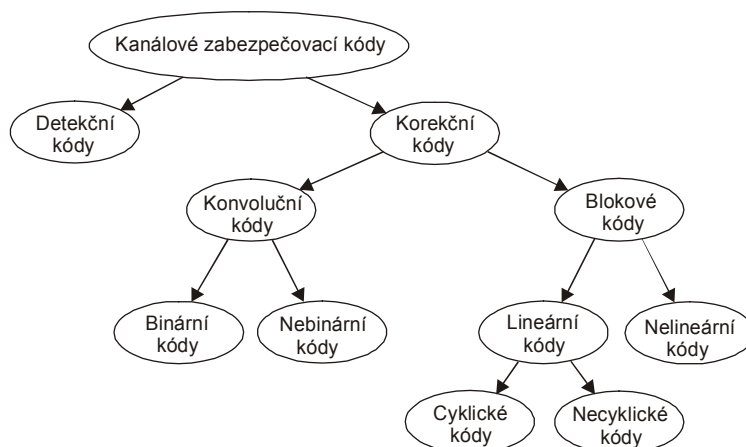
2.2 Kanálové kódování

Cílem kanálového kódování je zabezpečit signál proti chybám vznikajícím při přenosu v komunikačním kanálu. Chyby signálu mohou být způsobeny šumem, různými druhy rušení, únikem signálu, odrazy, přepnutím signálu při handoveru, atd. Mohou být ojedinělé nebo se mohou vyskytovat ve skupinách (shluky chyb, bursty). Podstatou zabezpečení signálu je mírné, úmyslné a kontrolované zvýšení jeho redundance (např. přidáním jistého počtu kontrolních bitů). To se projeví malým zvýšením přenosové rychlosti signálu a tím i nutné šířky kmitočtového pásma kanálu, při výrazném snížení chybovosti signálu *BER* (*Bit Error Rate*). K tomuto účelu se používají **zabezpečovací neboli bezpečnostní kódy** umožňující chybu nejen detekovat, ale i opravit. Při přenosu hovorového signálu je povolena maximální přípustná chybovost $BER = 10^{-3} \div 10^{-4}$, při přenosu televizního obrazového signálu s vysokou rozlišovací schopností HDTV (*High Definition TeleVision*) je $BER \cong 10^{-10}$ a při přenosu dat mezi počítači jsou požadavky ještě přísnější. V závislosti na zabezpečovaném signálu se proto volí různé stupně ochrany a tedy i různé kódy.

Základním parametrem kanálového kodéru je kódový zisk neboli **zisk kódování G** (*Coding Gain*), udávající kolikrát je možné při použití kódování zmenšit poměr signál-šum oproti stavu bez kódování, pro zachování stejné chybovosti BER. Nejčastěji se vyjadřuje v dB.

2.2.1 Rozdělení kanálových zabezpečovacích kódů

Rozdělení kanálových zabezpečovacích kódů je přehledně znázorněno na obr. 2.14. Podle stupně zabezpečení je dělíme na detekční kódy a korekční kódy. Při použití **detekčních (zjišťovacích) kódů** lze chybnou kódovou skupinu nebo blok pouze identifikovat, avšak opravit je nelze. Z přijímané zprávy se obvykle odstraní, což může vést ke ztrátě informace. Proto se někdy v takových případech doplňuje systém o tzv. zpětný kanál, ve kterém se přenáší automaticky žádost o opakování přenosu ARQ (*Automatic Request Repetition*). Podnět k opakování vysílání chybných částí zprávy dává dekodér detekčního kódu. **Korekční (opravné) kódy** (někdy také samoopravné kódy) naproti tomu chybu nejen zjistí, ale umožní identifikovat i chybný bit nebo několik bitů a opravit je. Poněvadž k zabezpečení přenosu nepotřebují zpětný kanál,



Obr. 2.14. Rozdělení kanálových zabezpečovacích kódů

označují se termínem dopředná korekce chyb FEC (*Forward Error Correction*). Zabezpečení těmito kódy je složitější než používají větší počet kontrolních bitů.

Korekční kódy lze dále rozdělit na **konvoluční kódy** a **blokové kódy**. Jejich řetězením, a to i vzájemným, vzniká významná skupina řetězových kódů.

2.2.2 Detekční kódy s paritními bity

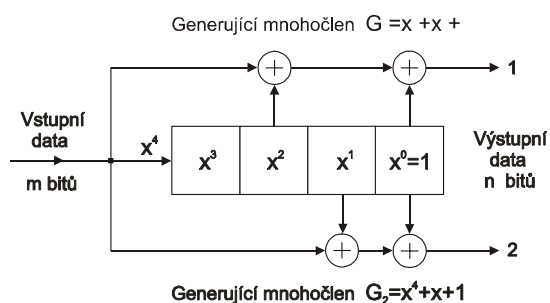
Podstata zabezpečení signálu jednoduchými paritními kódy spočívá v doplnění jednotlivých kódových skupin jedním paritním (kontrolním) bitem, který může být umístěn na začátku nebo na konci kódové skupiny. Jeho hodnota může být volena tak, aby doplňoval zabezpečovanou skupinu buď na sudý nebo na lichý počet jedniček. Je-li například kódová skupina ve tvaru 1010101, potom při zabezpečení **sudou paritou** je třeba přidat k uvažované skupině paritní bit 0, neboť skupina již obsahuje sudý počet jedniček. Jsou-li paritní bity přidávány na konec skupiny, bude přenášený signál ve tvaru 10101010. Při zabezpečení téže kódové skupiny **lichou paritou** musí být přidán paritní bit 1, neboť skupina obsahuje pouze sudý počet jedniček, který je třeba změnit paritním bitem na počet lichý. Přidáním paritního bitu na konec skupiny, bude přenášen signál ve tvaru 10101011.

Kontrola sudé nebo liché parity se na přijímací straně provádí nejčastěji sčítáním modulo 2 (logický součet bez přenosu) jednotlivých bitů kódové skupiny. Pro sudou paritu by měl být výsledek součtu roven 0, pro lichou paritu by měl být roven 1. Správný výsledek však bohužel získáme i v případě, kdy dojde v komunikačním kanálu ke dvěma chybám, obecně k sudému počtu chyb.

2.2.3 Konvoluční kódy

Na rozdíl od paritních kódů, u kterých se ke kódové skupině přidává podle jistých pravidel jeden nebo více bitů, se u konvolučních kodérů vkládá do signálu přídavná redundance tím, že se nad původním a zpožděným bitovým tokem provádí podle známých pravidel jisté matematické operace. Důsledkem je zvýšení přenosové rychlosti signálu, aniž by byly k původnímu signálu přidány nějaké kontrolní bity. Konvoluční kódy je proto možné považovat za konvoluci impulzní odezvy kodéru a vstupního signálu, což se promítlo i do jejich názvu.

Schéma zapojení jednoduchého konvolučního kodéru je nakresleno na obr. 2.15. Kodér obsahuje posuvný registr délky S a několik součtových členů realizujících funkci sčítání



Obr. 2.15. Jednoduchý konvoluční kodér

modulo 2 (logický součet bez přenosu). Jejich počet je stanoven tzv. generujícími mnohočleny stupně S , které udávají podle jakých pravidel mají být vytvářeny výstupní signály. Pokud mnohočlen obsahuje člen s příslušnou mocninou (jeho koeficient je roven 1), je signál z příslušné buňky registru přiveden na součtový člen. Pokud v mnohočlenu nějaký člen chybí (jeho koeficient je roven 0), signál z příslušné buňky není využit.

Konvoluční kodéry se označují symbolem $K(n,m)$, kde n je rámec výstupních bitů a m je rámec vstupních bitů, přičemž platí $m < n$. Vstupní signál je rozdělen do m cest a přiváděn do posuvného registru. Po provedených matematických operacích jsou signály na n výstupech sestaveny opět do jednoho bitového toku. Poměr rámce vstupních bitů m a rámce výstupních bitů n udává **kódový poměr** R (**kódovací rychlost**), který obvykle bývá $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$ nebo $7/8$. Je-li původní přenosová rychlost signálu R_p , potom po konvolučním kódování se zvýší na hodnotu R_p/R . Důležitým parametrem je délka působení kódu daná vztahem $K = (S + 1)m$. Pro konkrétní příklad uvedený na obr. 2.15 platí

- rámec vstupních bitů $m = 1$,
- rámec výstupních bitů $n = 2$,
- kódový poměr $R = \frac{m}{n} = \frac{1}{2} = 0,5$,
- délka registru $S = 4$,
- kapacita paměti $S.m = 4.1 = 4$ bity,
- délka působení $K = (S + 1).m = (4 + 1).1 = 5$.

Pro dekódování konvolučních kódů se nejčastěji používá Viterbiho algoritmus nebo algoritmus sekvenčního dekódování [10], [13], [15].

2.2.4 Turbo kódy

Poprvé byly popsány v roce 1993 a jejich vývoj není ještě ukončen. Pro svoji efektivitu a rychlost se budou užívat v nových systémech mobilních komunikací. Jsou vytvářeny jako paralelně zřetěžené konvoluční kódy. Kodér turbo kódu se skládá ze dvou konvolučních kodérů. Na jeden kodér přichází vstupní signál přímo a na druhý přes prokládací stupeň. Výstupní signály obou konvolučních kodérů jsou multiplexovány se vstupním neupraveným signálem a v takové podobě je výsledný signál přenášen komunikačním kanálem. Jinou možností je použití rekursivního kodéru RSC (*Recursive Systematic Convolutional*) pracujícího podle tzv. rekursivní generující matice.

Na přijímací straně se provádí iterativní dekódování. Bloky dekodéru se označují SISO (*Soft-Input Soft-Output*) a jsou mezi sebou propojeny přes prokládací stupně. Spolupracují podle iterativního algoritmu, při kterém dochází k výměně dílčích výsledků dekódování mezi bloky SISO. Iterační procesy a výměny výsledků mezi bloky probíhají tak dlouho, dokud není mezi nimi dosaženo uspokojivé shody [12], [17].

2.2.5 Blokové kódy

Vstupní bitový tok se rozděluje do m -bitových bloků a ke každému bloku je přidán (obvykle na konec bloku) podle jistých pravidel určitý počet paritních bitů reprezentujících přidavnou redundanci. Označíme-li počet bitů výsledného bloku n , potom počet paritních bitů je $n - m$. Přidáním paritních bitů se opět zvýší původní přenosová rychlost signálu R_p na hodnotu R_p/R , kde $R = m/n$ je kódový poměr. Důležitým parametrem je **kódová vzdálenost** d (*Code Distance*) udávající počet bitů v nichž se liší dvě používané kódové skupiny. V případě binárních kódů se označuje jako Hammingova vzdálenost. Lze dokázat, že počet chyb t , který může být v kódové skupině opraven, je určen vztahem $t = (d_{\min} - 1)/2$. **Váha kódu** w (*Code*

Weight) je určena počtem nenulových prvků v kódové skupině, což u binárních kódů odpovídá počtu jedniček v kódové skupině. Blokované kódy můžeme dále rozdělit na lineární a nelineární. Je-li výsledek součtu dvou kódových skupin opět kódovou skupinou příslušného kódu, jedná se o kód lineární. V opačném případě je daný kód nelineární. V následujícím textu je uveden stručný výčet nejužívanějších blokových kódů.

- **Fireho kódy** - informační bity se doplňují určitým počtem paritních bitů, získaných aplikací pravidel exclusivního součtu na bitový informační tok. Používá se v systémech pagingu a pro zabezpečení signalizace v systému GSM.
- **Hammingovy kódy** mohou být binární i nebinární. Často používaný je binární Hammingův kód $(n, m) = (2^k - 1, 2^k - 1 - k) = (7, 4)$, kde m je počet bitů původní kódové skupiny, n je počet bitů skupiny po kódování a $n - m = k$ je počet paritních bitů. Uvedený kód má čtyřbitové původní kódové skupiny ($m = 4$), tedy celkem $2^m = 16$ skupin (kódových prvků). Ke každé skupině se přidávají tři paritní bity $k = n - m = 7 - 4 = 3$. Kódový poměr je $R = m/n = 4/7 = 0,57$. Používá se například k zabezpečení signálu teletextu.
- **Cyklické kódy** umožňují zabezpečit signál proti shlukům chyb, jejichž délka je menší nebo rovna počtu paritních bitů. Generují se pomocí upraveného posuvného registru se zpětnou vazbou. Pro cyklický kód (n, m) je registr tvořen $n - m$ klopnými obvody, mezi nimiž jsou zapojeny sčítací členy modulo 2. Ke druhým vstupům všech sčítacích členů je přes násobiče řízené vhodným algoritmem přiveden zpětnovazební signál. Na začátku pracovního cyklu jsou klopné obvody vynulovány. Vstupní signál přicházející do kodéru je v rytmu hodinových impulsů přiváděn na vstup registru se zapojenou zpětnou vazbou a současně přímo na výstup kodéru. Po příchodu skupiny m bitů je zpětná vazba registru rozpojena a na výstup kodéru je přivedeno $n - m$ bitů uložených v registru, které následují ihned za původní skupinou m bitů. Používají se v radiotelefonním systému GSM.
- **BCH kódy** (*Bose, Chaudhuri, Hocquengham Code*) jsou cyklické kódy (binární i nebinární) vhodné pro použití v širokém rozsahu přenosových rychlostí signálu a ve značném rozsahu kódových poměrů. Jsou vhodné pro korekci skupinových chyb. Používají se v celulárních paketových systémech.
- **Reedovy – Solomonovy kódy RS** patří mezi nebinární cyklické BCH kódy. Používají se především k opravám skupinových chyb. Kódování se neprovádí nad jednotlivými bity, ale nad byty (symboly). Tyto kódy se označují $RS(N, M)$, kde N je počet bytů výstupního slova, M je počet bytů vstupního (zdrojového) slova a $N - M = K$ je počet kontrolních bytů. RS kódy jsou schopné opravit $T = (N - M)/2 = K/2$ bytů. Poněvadž nezáleží na tom, kolik chybných bitů obsahuje jeden byte, ale pouze na tom, zda je byte chybný či nikoliv, je RS kód schopen opravit skupinovou chybu délky až $B = J(N - M)/2 = JK/2$ bitů, kde J je počet bitů jednoho bytu přičemž platí $N = 2^J - 1$. Tyto kódy nejsou efektivní pro opravu nezávislých, ojedinělých chyb. Pokud je v každém opraveném bytu pouze jeden chybný bit, opraví RS kód pouze tolik chybných bitů, kolik opravil chybných bytů. Kód navržený na opravu nezávislých chyb, by jich při stejné minimální vzdálenosti opravil J krát více.

Příklad: Je používán kód RS (255, 223). Určete jak velkou skupinovou chybu je schopen opravit? Kolik opraví nezávislých chyb?

Řešení: Ze zadání lze určit počet bytů výstupního slova $N = 255$ (proto $J = 8$) a počet bytů vstupního slova $M = 223$. Počet paritních bytů je

$K = N - M = 255 - 223 = 32$. Kód může opravit až $T = K/2 = 32/2 = 16$ bytů, tedy $B = JK/2 = 8 \cdot 32/2 = 128$ bitů.

Odpověď: Pomocí kódu RS (255, 223) je možné opravit skupinovou chybu délky až 128 bitů. V případě ojedinělých chyb (uvažujme v každém bytu jednu chybu) opraví maximálně 16 chybných bitů.

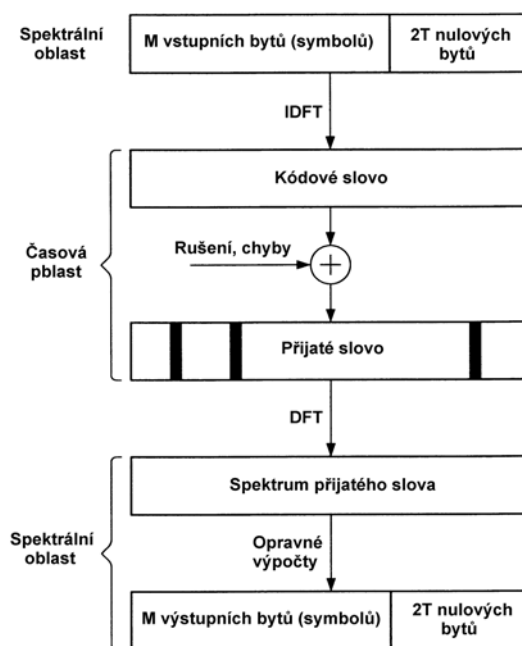
Uvedenou nevýhodu RS kódů lze odstranit pomocí zřetězených kódů (*Concatenated Codes*), které využívají dva kodéry zapojené v kaskádě, obr. 2.16. V prvním, tzv. vnějším kodéru, je bitový tok nejdříve kódován RS kódem a zabezpečen tak proti skupinovým chybám. V dalším, tzv. vnitřním kodéru, je bitový tok zabezpečen vhodným kódem proti ojedinělým chybám.



Obr. 2.16. Zřetěžené kódování

Na přijímací straně se nejdříve provádí oprava ojedinělých chyb ve vnitřním dekodéru a potom se opravují celé byty ve vnějším dekodéru. Názvy „vnitřní“ a „vnější“ se vztahují ke komunikačnímu kanálu.

Poměrně složitý proces kódování a dekódování signálu RS kódem je velice názorně a výstižně popsán v [13]. Jeho zjednodušený postup je uveden na obr. 2.17. Vstupní signál RS kodéru se zpracovává postupně po slovech, z nichž každé je složeno z M bytů. Ke každému slovu se přidá $2T$ nulových bytů, kde T je počet bytů, které je schopen daný RS kód opravit. Výsledné slovo o velikosti $M + 2T$ bytů považujeme za reprezentaci vstupního signálu v kmitočtové (spektrální) oblasti. Z něj se určí tvar tzv. polynomu Galoisova pole GF (*Galois Field*), přičemž koeficienty jednotlivých členů polynomu představují hodnoty jednotlivých bytů výsledného slova. Nad tímto polynomem se provádí inverzní diskretní Fourierova transformace IDTF (signál je transformován do časové oblasti), způsobem platným pro GF ($J = 8$). Výsledkem transformace je kódové slovo u něhož již nelze oddělit vstupní a kontrolní byty, neboť jsou transformací „promíchány“. V takové podobě je signál přenášen komunikačním kanálem. Na přijímací straně je přijaté slovo transformováno přímou diskretní Fourierovou transformací DFT opět do spektrální oblasti. Pokud na přenosové cestě nedošlo v důsledku rušení k poškození signálu, je ve spektru přijatého slova posledních $2T$ bytů nulových a prvních M bytů představuje bezchybně přenesený vstupní signál. Jestliže je však signál na přenosové cestě poškozen, tj. vzniknou v něm chyby (na obr. 2.17 jsou znázorněny třemi černými pruhy),

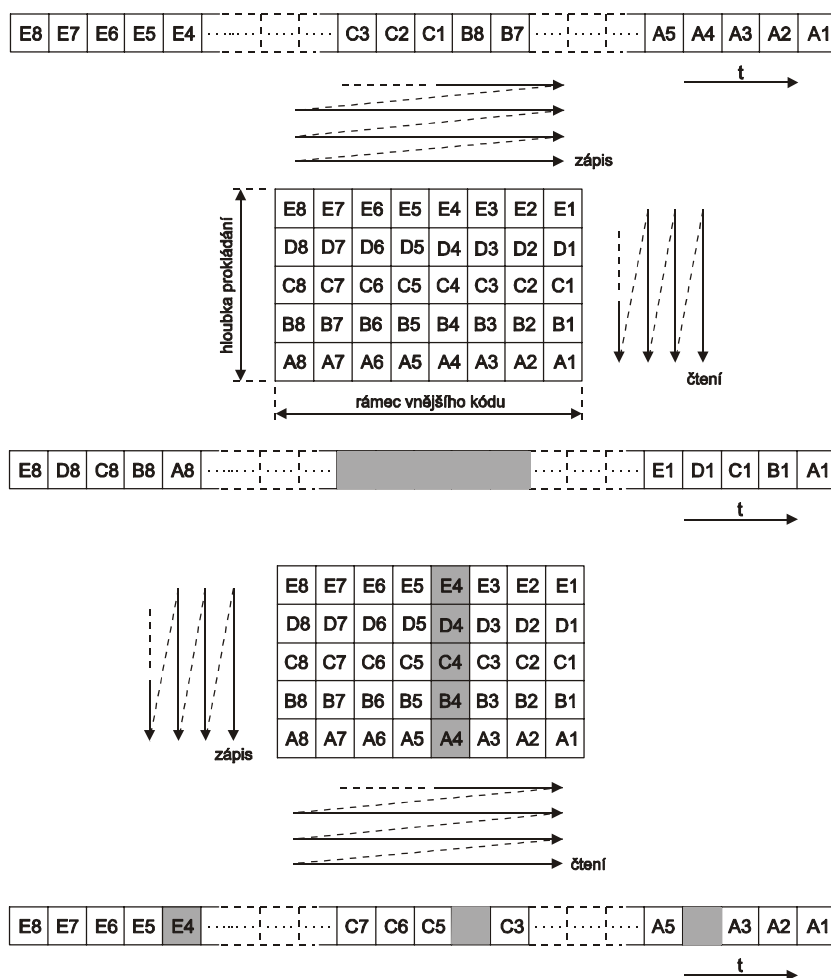


Obr. 2.17. Zjednodušený postup kódování a dekódování signálu RS kódem

potom po transformaci DFT nebude ve spektru přijatého signálu posledních 27 bytů nulových. Při znalosti rozložení 1 a 0 u posledních 27 bytů, lze opravnými výpočty s pomocí tzv. lokalizačního polynomu opravit až T bytů. Po provedení opravných výpočtů je posledních 27 bytů nulových a prvních M bytů představuje opravený původní vstupní signál [10], [13], [14], [15].

2.3 Prokládání

Prokládání (*Interleaving*) se používá jako ochrana signálu proti skupinovým chybám (shluku chyb) a tvoří doplněk kanálového kódování. Základní princip prokládání je naznačen na obr. 2.18.



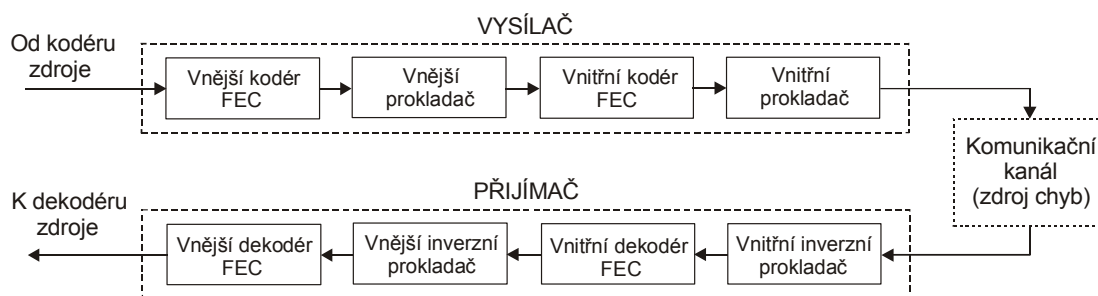
Obr. 2.18. Princip prokládání (*Interleaving*)

Bitový tok vstupního signálu s pořadím bitů A1, A2, A3, ..., E6, E7, E8 je ve vysílací části ukládán do paměti po řádcích a vyčítán z paměti po sloupcích. Signál na výstupu paměti má ve srovnání se vstupním signálem pořadí bitů změněno. Komunikačním kanálem je přenášén bitový tok s pořadím bitů A1, B1, C1, ..., C8, D8, E8. Na přijímací straně je přijatý signál uložen do obdobné paměti jaká je na vysílací straně, avšak nyní je signál do paměti ukládán po sloupcích a vyčítán po řádcích. Na výstupu paměti je pořadí bitů A1, A2, A3, ..., E6, E7, E8, tedy zcela shodné s pořadím bitů vstupního signálu. Provedené operace ukládání a vyčítání z paměti, nemají tedy na užitečný signál žádný vliv. Pokud je ovšem signál „napaden“

skupinovou chybou (v obr. 2.18 „zasáhla“ skupinová chyba bity A4, B4, C4, D4, E4 – jsou vyznačeny tmavě), je v důsledku ukládání a vyčítání signálu z paměti na přijímací straně dosaženo toho, že skupinová chyba je „rozprostřena“ a místo ní se vytvoří pouze chyby ojedinělé (počet chybných bitů zůstal stejný). Na signál s ojedinělými chybami již může být aplikován vhodný korekční kód.

Důležitými parametry uvedeného zpracování signálu jsou tzv. hloubka prokládání a rámec vnějšího kódu. Čím větší je hloubka prokládání, tím větší může být skupinová chyba, kterou je schopen prokládací stupeň „rozprostřít“. Rámec vnějšího kódu udává počet bitů, po kterých se budou opakovat vzniklé ojedinělé chyby.

Stejného výsledku je možné dosáhnout použitím konvolučního prokládání, diagonálního prokládání nebo interblokového prokládání. Interleaving byl sice vysvětlen na příkladu prokládání jednotlivých bitů, lze jej však použít i při prokládání symbolů, např. bytů. Složitější digitální radiokomunikační systémy často používají vnější i vnitřní prokládací stupně (prokladače), v zapojení podle obr. 2.19.



Obr. 2.19. Příklad použití řetězového kódování

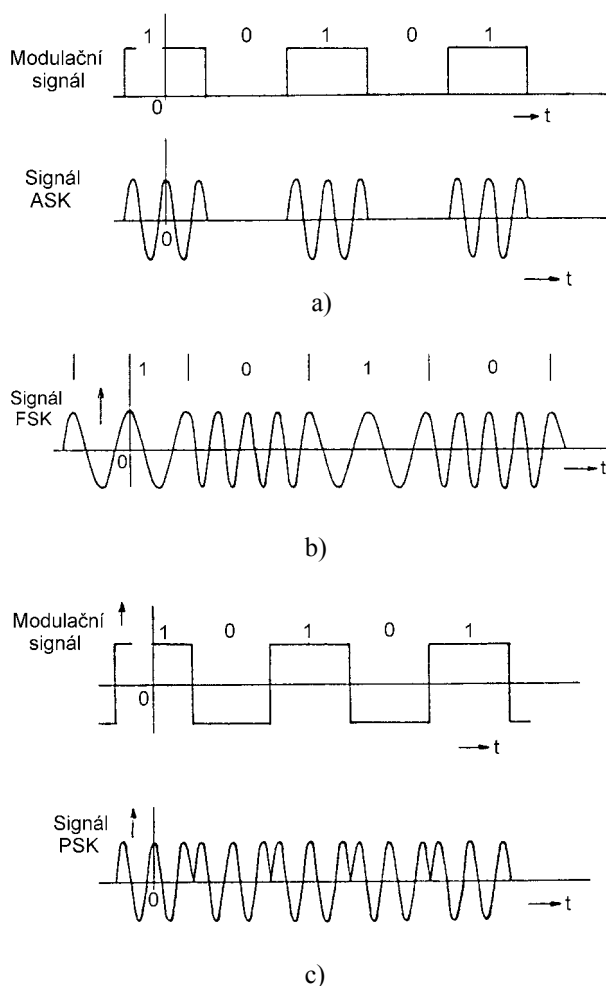
Vnější prokladače upravují signál na úrovni bytů (symbolů), zatímco vnitřní prokladače upravují signál na úrovni jednotlivých bitů. Vnější kodér a dekodér FEC pracují s kódem pro ochranu signálu před skupinovými chybami, vnitřní kodér a dekodér FEC používají kód pro ochranu signálu před ojedinělými chybami. Uvedený příklad je typickou ukázkou uplatnění řetězových kódů, využívajících několikanásobného kanálového kódování a prokládání.

2.4 Digitální modulace

Modulace je proces, při kterém dochází k ovlivňování některého parametru nosného signálu v závislosti na okamžité hodnotě modulačního signálu. U radiokomunikačních systémů je nosným signálem harmonický signál (nosná) se třemi parametry – amplitudou, kmitočtem a počáteční fází. U digitálních radiokomunikačních systémů je modulačním signálem digitální signál, který může nabývat pouze dvou různých hodnot, a to log.1 a log.0. Proto se podle okamžité hodnoty digitálního modulačního signálu mění parametry nosné vlny skokem. Uvedený modulační proces se nazývá digitální modulace.

Podle toho, který parametr nosné vlny je ovlivňován, rozeznáváme tři základní typy digitálních modulací:

- **modulace ASK** (*Amplitude Shift Keying*) - modulace s klíčováním amplitudy (klíčování amplitudovým posuvem, zdvihem), nemá ve své základní podobě výhodné vlastnosti a proto se nepoužívá,
- **modulace FSK** (*Frequency Shift Keying*) - modulace s klíčováním kmitočtu (klíčování kmitočtovým posuvem, zdvihem),
- **modulace PSK** (*Phase Shift Keying*) - modulace s klíčováním fáze (klíčování fázovým posuvem, zdvihem).



Obr. 2.20. Časové průběhy modulovaných signálů
a) ASK, b) FSK, c) PSK

Časové průběhy modulovaných signálů pro jednotlivé základní typy modulací jsou nakresleny na obr. 2.20. U **dvoustavových modulací** je každému bitu modulačního signálu přiřazen jeden stav nosné vlny, nazývaný také signálový prvek nebo symbol. U **vícestavových digitálních modulací** vyjadřuje každý signálový prvek n bitů tj. určitou kombinaci jedniček a nul. Mezi počtem stavů M nosné a počtem bitů n kódové skupiny (slova) platí vztah $M = 2^n$, kde n je přirozené číslo. U čtyřstavových modulací vyjadřuje každý stav nosné nějakou dvojbitovou kódovou skupinu – dibit, u osmistavových modulací reprezentuje každý symbol nějakou trojbitovou kódovou skupinu – tribit, atd. Pro grafické znázornění některých digitálních modulací se používá rovina IQ (*In-phase* – synfázní složka, *Quadrature* – kvadrurní složka), do které se zakreslují vektory odpovídající jednotlivým stavům nosné. Místo celých vektorů se však zakreslují pouze jejich koncové body. Výsledné zobrazení se nazývá **konstelační** neboli **stavový diagram**. Pro dvoustavovou modulaci PSK označovanou 2PSK, čtyřstavovou modulaci PSK označovanou 4PSK a osmistavovou modulaci PSK označovanou 8PSK jsou odpovídající

konstelační digramy nakresleny na obr. 2.21.a. Koncové body vektorů reprezentující jednotlivé stavy nosné se nacházejí pouze na kružnici s poloměrem rovnajícím se amplitudě nosné.

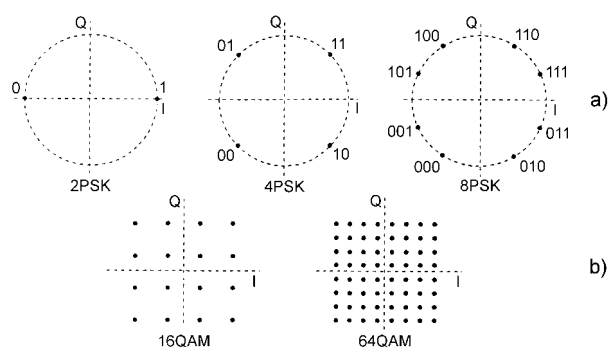
Lepšího využití konstelačního diagramu (tj. přibližně rovnoměrného rozložení jednotlivých bodů v rovině IQ) lze dosáhnout tím, že se modulačním signálem klíčuje nejen fáze, ale i amplituda nosné vlny. Tímto způsobem se vytvářejí diskretní kvadrurní modulace QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), které jsou výhodné zejména při větších počtech stavů. Na obr. 2.21.b jsou znázorněny stavové diagramy modulací 16QAM a 64QAM. U modulace 16QAM vyjadřuje každý stav nosné ($M = 16$) nějakou čtyřbitovou ($n = 4$) kombinaci 1 a 0, zatímco u modulace 64QAM vyjadřuje každý stav nosné ($M = 64$) nějakou šestibitovou ($n = 6$) kombinaci 1 a 0. Při konstantní symbolové rychlosti umožňují vícestavové modulace přenést více bitů a tedy signály s větší přenosovou rychlostí. Uvažujeme-li naopak konstantní

přenosovou rychlost signálu, potom vícecestavové modulace umožní přenos daného signálu s menší symbolovou rychlostí.

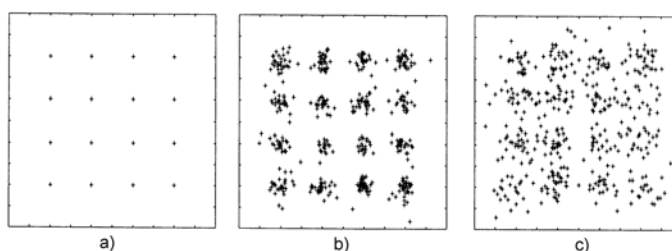
Při konkrétním srovnání modulací, např. 4PSK a 256QAM, je při konstantní symbolové rychlosti přenesen pomocí modulace 256QAM signál s přenosovou rychlostí 4 krát větší než v případě použití modulace 4PSK. Naopak při konstantní přenosové rychlosti signálu bude při použití modulace 256QAM symbolová rychlost 4 krát menší než při použití modulace 4PSK.

Se zvyšováním počtu stavů použitých modulací však vzrůstají požadavky na přijímač, který musí rozlišit mnohem menší změny amplitudy, kmitočtu nebo fáze ve srovnání s modulacemi dvojstavovými. Navíc působí v komunikačním kanálu na modulovaný signál především šum a různá rušení, které zvyšují jeho chybovost. Jak se tyto rušivé vlivy projeví na přijímací straně na tvaru konstelačního diagramu, je pro modulovaný signál 16QAM nakresleno na obr. 2.22.

Modulace FSK se graficky znázorňují pomocí kmitočtové osy, na kterou se v místě pracovního (signalizačního) kmitočtu nakreslí úsečka jejíž velikost je úměrná amplitudě nosné. K úsečce se připiše příslušná kombinace 1 a 0, která odpovídá tomuto stavu nosné. Vícestavové modulace FSK se v mobilní rádiových komunikacích nepoužívají (max. 4FSK).



Obr. 2.21. Konstelační neboli stavové diagramy digitálních modulací a) PSK, b) QAM



2.4.1 Základní parametry digitálních modulací

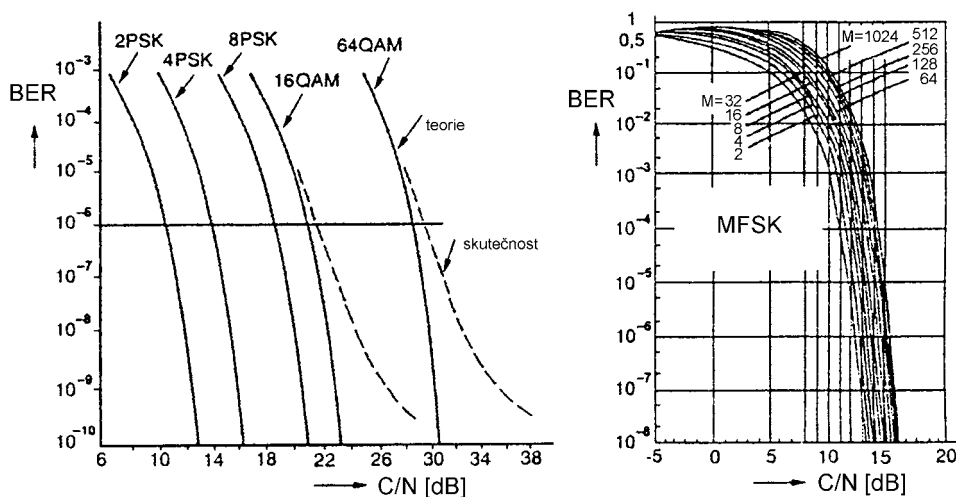
Vstupní modulační signál má přenosovou rychlost (bitovou rychlost) f_b , doba trvání jednoho bitu je $T_b = 1/f_b$. U libovolné M stavové modulace reprezentuje každý stav nosné skupinu $n = \log_2 M$ bitů. Doba trvání jednoho stavu nosné (symbolu) je dána vztahem $T_s = nT_b$. Pro **symbolovou rychlost** f_s uvažované M stavové modulace platí

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{nT_b} = \frac{f_b}{n} = \frac{f_b}{\log_2 M} \quad [\text{baud}]. \quad (2.5)$$

Symbolová rychlost úzce souvisí s šířkou kmitočtového pásma potřebnou pro přenos modulovaných signálů. Přesný obecný vztah mezi těmito veličinami však neexistuje. Šířku pásma lze poměrně přesně určit z kmitočtových spekter příslušných modulovaných signálů.

Bitová chybovost BER (*Bit Error Rate*) komunikačního systému je definovaná jako poměr průměrného počtu chybných bitů ku celkovému počtu bitů, přenesených za určitý časový interval. **Symbolová chybovost SER** (*Symbol Error Rate*) komunikačního systému je definovaná jako poměr průměrného počtu chybných symbolů ku celkovému počtu symbolů, přenesených za určitý časový interval. Délka časového intervalu musí být zvolena tak, aby byl dostatečně dlouhý a neovlivňoval výsledky měření. Pro danou modulaci je chybovost závislá především na **poměru signál-šum** C/N (*Carrier to Noise*), vztaženému ke vstupu demodulátoru přijímače (zde je poměr C/N v celém komunikačním řetězci nejmenší).

Poznámka: Poměr signál-šum na vstupu přijímače se nejčastěji označuje symbolem C/N (*Carrier to Noise*), zatímco symbol S/N (*Signal to Noise*) značí poměr signál-šum za demodulátorem. Bohužel tato symbolika není ještě zcela vžitá.



Obr. 2.23. Závislost chybovosti BER na poměru C/N pro různé digitální modulace

Energetická účinnost η_e (*Energetic Efficiency*) je definována pro určitou chybovost BER (referenční hodnota se obvykle volí $BER = 10^{-5}$) vztahem

$$\eta_e = \frac{E_b}{N_0} \quad [-] \quad \text{nebo} \quad \eta_{e\text{ dB}} = 10 \cdot \log \frac{E_b}{N_0} \quad [\text{dB}], \quad (2.6)$$

kde E_b je střední energie modulovaného signálu na 1 bit a N_0 je šumová výkonová spektrální hustota. Tyto veličiny lze určit ze vztahů

$$E_b = CT_b = \frac{C}{f_b} \quad \text{a} \quad N_0 = \frac{N}{B_s}, \quad (2.7)$$

kde B_s je šumová šířka pásma vysokofrekvenčního kanálu. Pro nekonečnou šířku pásma je energetická účinnost $\eta_e = \ln 2 = 0,693$ nebo $\eta_{e\text{ dB}} = -1,6\text{ dB}$ a nazývá se Shannonův limit.

Spektrální účinnost η_s (*Spectral Efficiency*) je definovaná jako poměr přenosové rychlosti signálu ku šířce pásma rádiového kanálu. Lze ji určit ze vztahu

$$\eta_s = \frac{f_b}{B_{vf}} \quad [\text{bit/s/Hz}]. \quad (2.8)$$

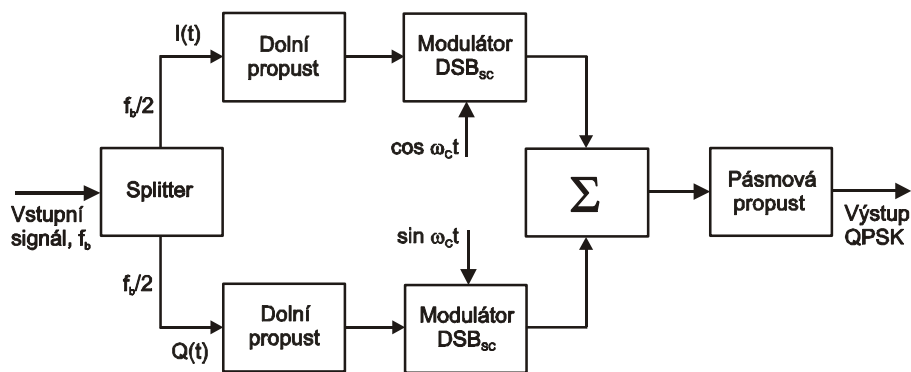
Vzájemnou souvislost mezi chybovostí BER a poměrem signál-šum C/N pro různé digitální modulační znázorňuje obr. 2.23, z něhož vyplývají dva důležité závěry. Uvažujeme-li například modulační PSK (levá část obrázku), potom požadovanou chybovost BER (vodorovná čára) dosáhneme s použitím vícecestavových modulací při mnohem větším poměru signál-šum v komunikačním kanálu, než v případě, kdy použijeme pouze modulační dvojestavovou.

Zvolíme-li naopak konstantní poměr signál-šum (proložíme tímto bodem pomyslnou svislou čáru), potom při použití vícecestavových modulací dosáhneme daleko větší chybovosti BER než při použití modulační dvojestavové [10], [18].

2.4.2 Modulace QPSK

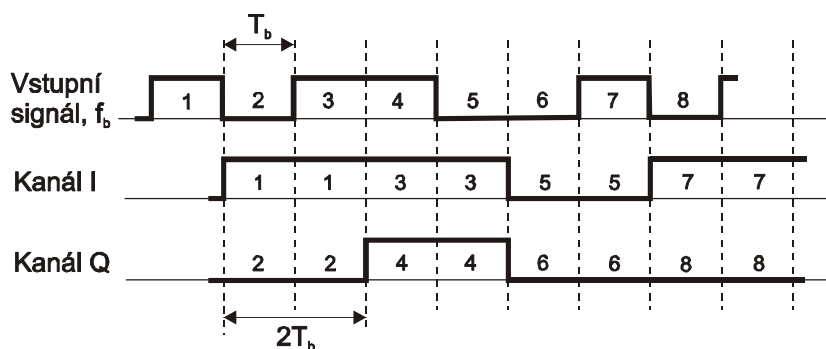
Modulace QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) neboli čtyřstavové fázové klíčování 4PSK, je považována za výhodný kompromis mezi dobrou spektrální (teoreticky 2 bit/s/Hz) a energetickou účinností.

Modulovaný signál QPSK se vytváří v modulátoru, jehož blokové schéma je nakresleno na obr. 2.24. Vstupní digitální signál s přenosovou rychlostí f_b přichází do obvodu s názvem splitter, ve kterém dochází k rozdělení jednotlivých bitů do dvou větví I (*In-phase*)

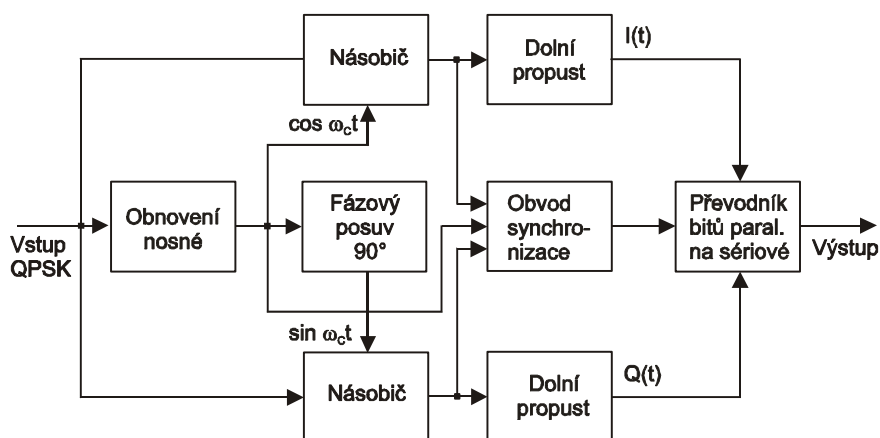


Obr. 2.24. Blokové schéma modulátoru QPSK

a Q (*Quadrature*). Tím se vytváří v určitém časovém intervalu dvojice bitů neboli dibit. Časové průběhy vstupního signálu i signálů v obou kanálech I a Q jsou nakresleny na obr. 2.25. Poněvadž je třeba respektovat princip kauzality, jsou signály v kanálech I a Q zpožděny minimálně o bitovou periodu T_b za vstupním signálem. Výsledné bitové toky „lichých“ a „sudých“ bitů, každý s poloviční přenosovou rychlostí $f_b/2$, jsou vedeny přes dolní propusti na součinné modulátory DSB_{sc} . Nosné vlny obou modulátorů mají stejný kmitočet, jsou však



Obr. 2.25. Časové průběhy signálů v modulátoru QPSK

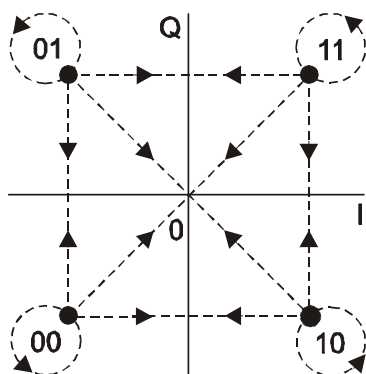


Obr. 2.26. Blokové schéma demodulátoru QPSK

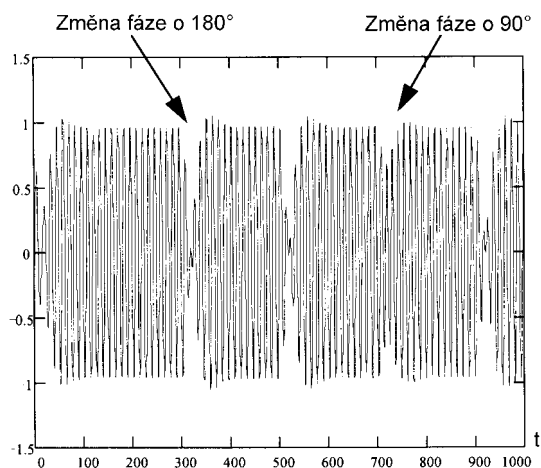
vzájemně posunuty o 90° . Z modulátorů jsou oba signály vedeny do sumačního obvodu za nímž následuje pásmová propust na jejímž výstupu dostáváme signál QPSK.

Demodulaci signálu QPSK lze provést pomocí koherentního (synchronního) demodulátoru, jehož blokové schéma je nakresleno na obr. 2.26. Signál QPSK je přiváděn na dva násobiče a do bloku obnovení nosné, který spolu s obvodem fázového posuvu 90° vytváří synfázní a kvadrurní nosnou vlnu. Vytvořené referenční nosné vlny musí být v přesném synchronismu s obdobnými nosnými vlnami v modulátoru. V násobičích je signál QPSK s pomocí těchto referenčních nosných

signálů synchronně demodulován. Z výstupu násobičů je signál přiváděn přes dolní propusti do převodníku, kde je synchronně vzorkován a převáděn z paralelního do sériového tvaru.



Obr. 2.27. Vektorový diagram modulační QPSK

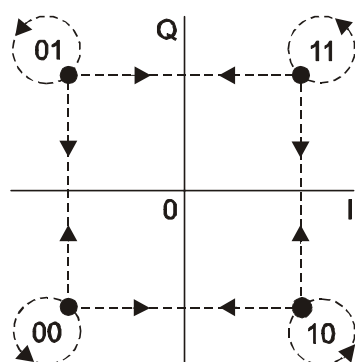


Obr. 2.28. Časový průběh signálu QPSK

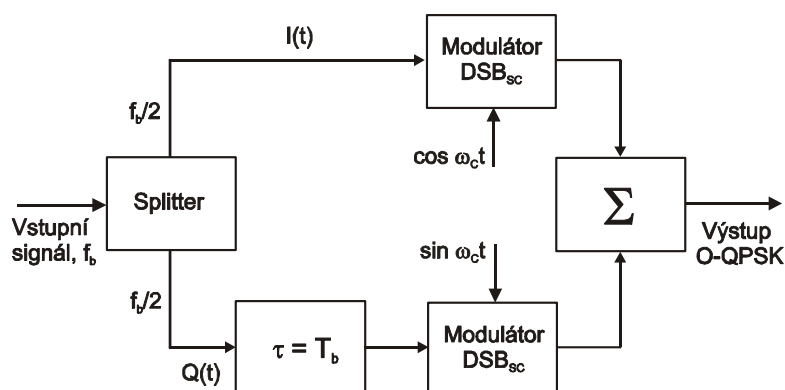
Konstelační diagram, ve kterém jsou vyznačeny i všechny možné změny stavu nosné se nazývá vektorový diagram. Pro modulaci QPSK je vektorový diagram nakreslen na obr. 2.27. Při změnách stavů, kdy se v díbitu mění současně oba bity ($11 \leftrightarrow 00$ nebo $01 \leftrightarrow 10$), se amplituda nosné postupně zmenšuje až k nule a potom se opět zvětšuje na původní hodnotu, avšak nyní již s fází posunutou o 180° . Doba přechodu z jednoho do druhého stavu je sice velice krátká, přesto vzniká v modulovaném signálu parazitní amplitudová modulace s hloubkou modulace 100%. Při změnách stavů, kdy se v díbitu mění pouze jediný bit ($11 \leftrightarrow 01$, $01 \leftrightarrow 00$, $00 \leftrightarrow 10$ nebo $10 \leftrightarrow 11$), neklesne amplituda nosné až na nulu, ale pokles je menší. Avšak i v tomto případě, kdy dochází ke změně fáze nosné pouze o $\pm 90^\circ$, vzniká v modulovaném signálu parazitní amplitudová modulace. Časový průběh modulovaného signálu pro oba uvedené případy je nakreslen na obr. 2.28. Průchodem signálu QPSK přes nelineární obvod, např. koncový stupeň vysílače pracující ve třídě C, dochází k obohacení spektra a zvýšení nežádoucích spektrálních složek signálu, což je nevýhoda modulace QPSK, [10], [18].

2.4.3 Modulace O-QPSK

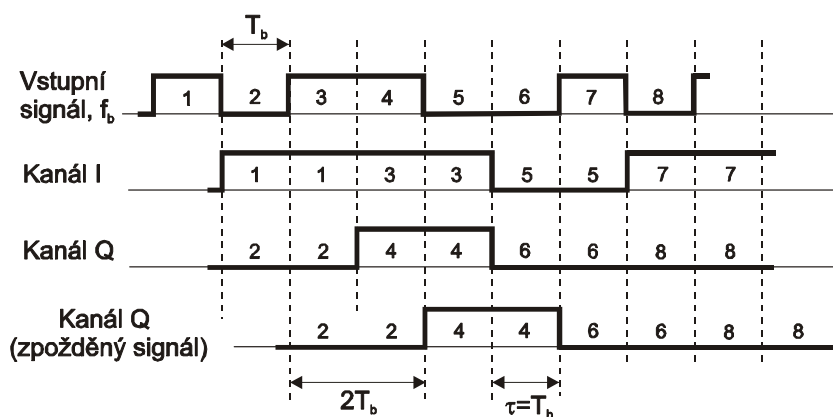
Modulace O-QPSK (*Offset – QPSK*) neboli OK-QPSK (*Offset Keyed - QPSK*) se nazývá ofsetová modulace QPSK. Od modulace QPSK se liší tím, že u ní nemůže dojít ke změně stavů $11 \leftrightarrow 00$ nebo $01 \leftrightarrow 10$. Dosáhne se toho zařazením zpožďovacího členu s dobou zpoždění $\tau = T_b$ do kanálu Q, jak je nakresleno na obr. 2.30. Zpoždění signálu v kanálu Q má za následek,



Obr. 2.29. Vektorový diagram modulace O-QPSK



Obr. 2.30. Jednoduché blokové schéma modulátoru O-QPSK



Obr. 2.31. Časové průběhy signálů v modulátoru O-QPSK

že změna stavu signálu v jednom kanálu (I nebo Q) může nastat jen v polovině bitové periody signálu druhého kanálu. Tuto skutečnost lze vysledovat porovnáním časových průběhů signálu v kanálu I a zpožděného signálu v kanálu Q, které jsou nakresleny na obr. 2.31. Bitová perioda signálů v obou kanálech je stejná a rovná se $2T_b$.

Ve vektorovém diagramu se tato úprava v zapojení modulátoru projeví vynecháním přechodů procházejících počátkem souřadnic, jak je znázorněno na obr. 2.29. Při změně stavu mění nosná svoji fázi pouze o $\pm 90^\circ$. Parazitní amplitudová modulace signálu O-QPSK může proto mít hloubku modulace nejvýše cca 30%. Nelinearity následujících obvodů vytvářejí tedy ve srovnání s modulací QPSK znatelně menší nežádoucí spektrální produkty. Na rozdíl od modulace QPSK však změny stavů nosné mohou probíhat až s dvojnásobnou rychlostí, takže šířka kmitočtového pásma potřebná pro přenos je větší.

Blokové schéma koherentního demodulátoru O-QPSK se liší od zapojení nakresleném na obr. 2.26 pouze tím, že v kanálu I je za dolní propustí zařazen zpožďovací člen s dobou zpoždění $\tau = T_b$, [10], [18].

2.4.4 Modulace $\pi/4$ -DQPSK

U dosud uvedených modulací QPSK a O-QPSK byly jednotlivým dibitům přiřazeny různé vektory nosné v rovině I, Q. Informace o dibitech byly vyjádřeny fázovými úhly mezi vektory nosné (jejich okamžitými stavy) a kladným směrem osy I. Pro zjištění velikosti fázového úhlu modulovaného signálu musela být na přijímací straně obnovena původní nosná s nulovou fází (z ní se dále vytvořila i kvadrurní složka nutná pro demodulaci).

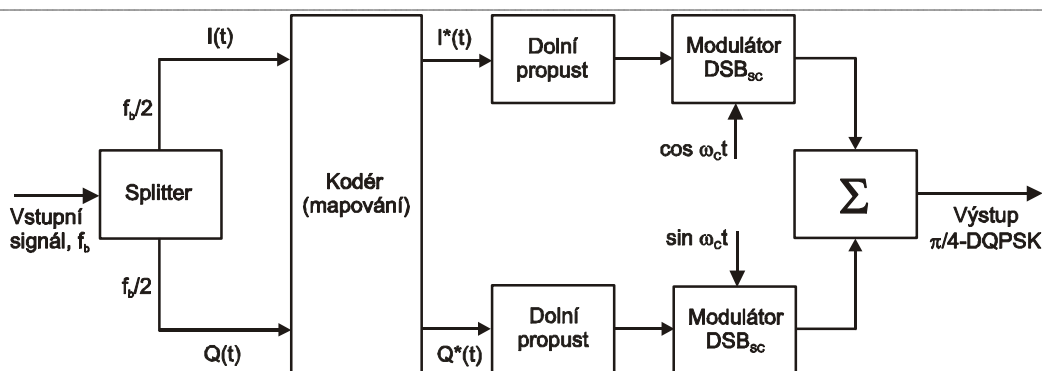
Tab. 2.1. Přiřazení změn fáze jednotlivým dibitům u modulace $\pi/4$ -DQPSK

Dibit	Změna fáze
00	$\Delta\varphi = 0 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 45^\circ$
01	$\Delta\varphi = 1 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 3\pi/4 = 135^\circ$
11	$\Delta\varphi = 2 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 5\pi/4 = 225^\circ = -135^\circ$
10	$\Delta\varphi = 3 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 7\pi/4 = 315^\circ = -45^\circ$

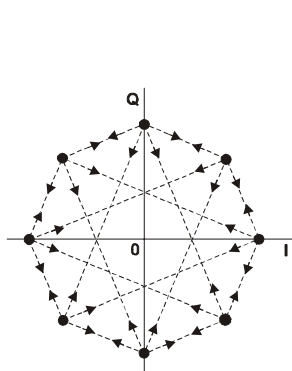
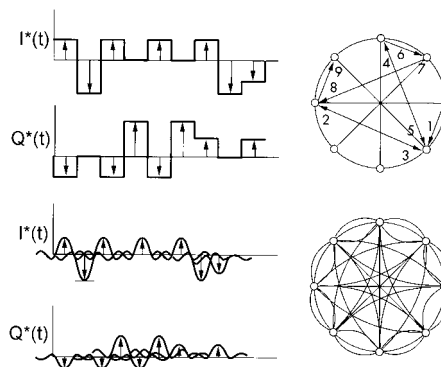
Při použití modulace $\pi/4$ -DQPSK (*Differential QPSK*) jsou jednotlivým dibitům přiřazeny **fázové změny** vektoru nosné, jak je naznačeno v tab. 2.1. Informace o dibitech jsou vyjádřeny změnou fáze modulovaného signálu mezi dvěma stavy. Na

přijímací straně je možné provést demodulaci signálu $\pi/4$ -DQPSK buď složitější koherentní demodulací (musí být obnoven nosný signál) nebo využít mnohem jednodušší nekoherentní demodulace, při které se zjišťuje fázový rozdíl modulovaných signálů odpovídající dvěma po sobě následujícím stavům.

Vektorový diagram modulace $\pi/4$ -DQPSK je nakreslený na obr. 2.33. Znázorňuje osm různých stavů nosné vlny a všechny možné přechody mezi nimi. Z libovolného stavu je však možné se dostat pouze do některého ze **čtyř stavů** jiných, a to změnou fáze nosné vlny o úhly $\pm 45^\circ$ nebo $\pm 135^\circ$, jak vyplývá z tab. 2.1. Matematické vztahy pro výpočet změn fáze naznačují, proč se konstanta $\pi/4$ promítla do označení této modulace. Z pohledu velikosti parazitní amplitudové modulace výsledného modulovaného signálu je modulace $\pi/4$ -DQPSK kompromisem mezi modulacemi O-QPSK a QPSK. Maximální změna fáze nosné může nabývat hodnot $\pm 135^\circ$. Hloubka parazitní amplitudové modulace vznikající v důsledku přechodu mezi takovými stavy je tedy menší než u modulace QPSK, ale větší než u modulace O-QPSK.

Obr. 2.32. Blokové schéma modulátoru $\pi/4$ -DQPSK

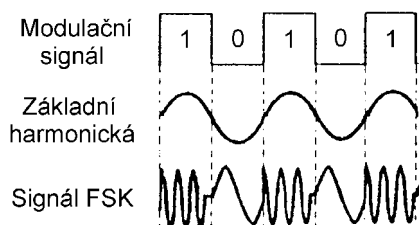
Modulovaný signál $\pi/4$ -DQPSK se vytváří v modulátoru, jehož blokové schéma je nakresleno na obr. 2.32. Vstupní signál je rozdělen ve splitteru (sériově – paralelním převodníku) do dvou kanálů I a Q. Na vstupy kodéru přichází digitální signály s poloviční bitovou rychlostí. Na výstupu kodéru jsou signály I^* a Q^* , které mají stejnou přenosovou rychlost jako signály I a Q, avšak jejich úroveň může nabývat jedné z pěti hodnot, a to -1 , $-0,707$, 0 , $0,707$ a 1 . Dvojici signálů I^* a Q^* vytváří kodér na základě předchozího stavu nosné a fázové změny odpovídající dibitu, který je právě na jeho vstupu. Předchozí stav nosné je v kodéru uložen ve formě souřadnic vektoru v rovině I,Q a tudíž i známého fázového úhlu φ_{k-1} . Podle vstupního dibitu stanoví kodér potřebnou změnu fáze $\Delta\varphi_k$ a určí nový fázový úhel $\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k$. V závislosti na fázovém úhlu φ_k dostáváme na výstupu kodéru odpovídající dvojici signálů I^* a Q^* . Tyto signály prochází dolními propustmi na vstupy modulátorů, jejichž nosné jsou vzájemně posunuty o 90° . Časové průběhy signálů I^* a Q^* na výstupech dolních propustí různých typů, jsou nakresleny na obr. 2.34. Součtem výstupních signálů modulátorů dostáváme výsledný signál $\pi/4$ -DQPSK.

Obr. 2.33. Konstelační diagram modulační $\pi/4$ -DQPSKObr. 2.34. Časové průběhy signálů I^* a Q^* na výstupech dolních propustí různého typu a odpovídající vektorové diagramy

Malá parazitní amplitudová modulace a možnost jednoduché nekoherentní demodulace byly hlavními důvody pro použití této modulační a radiotelefonních systémech D-AMPS (USA) a JDC (Japonsko), [10], [18].

2.4.5 Modulace MSK

Dvojstavovou modulací FSK se vytváří signál, který v závislosti na vstupním digitálním signálu mění skokově svůj kmitočet. Pokud jsou signalizační kmitočty f_1 a f_2 v obecném vztahu k bitové rychlosti digitálního signálu f_b , dochází při změnách bitů ke skokovým změnám fáze modulovaného signálu, jak je naznačeno na obr. 2.35. Důsledkem těchto skokových změn fáze se výrazně rozšiřuje spektrum modulovaného signálu.



Obr. 2.35. Modulovaný signál FSK

Modulace, u kterých je při změnách signalizačních kmitočtů zajištěna plynulá změna fáze modulovaného signálu, se nazývají **modulace FSK se spojitou fází** a označují se **CPFSK** (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*).

Pro signalizační kmitočty u modulací FSK platí vztahy

$$f_1 = f_c - \Delta f \quad \text{a} \quad f_2 = f_c + \Delta f, \quad (2.9)$$

kde f_c je kmitočet nosné a Δf je kmitočtový zdvih (kmitočtová deviace). V literatuře se někdy používá také termín dvojnásobný kmitočtový zdvih $f_{ss} = f_2 - f_1$, označovaný jako zdvih špička-špička. Index modulace (normovaný kmitočtový zdvih neboli deviační poměr) lze určit ze vztahu

$$h = \frac{\Delta f}{f_b/2} = \frac{f_2 - f_1}{f_b}. \quad (2.10)$$

Pro přibližné stanovení šířky kmitočtového pásma potřebné pro přenos modulovaných signálů FSK lze použít vztahy

$$B_{2FSK} \cong 2 \cdot \left(\frac{f_b}{2} + \Delta f \right) \quad \text{nebo} \quad B_{MFSK} = \frac{B_{2FSK}}{\log_2 M}. \quad (2.11)$$

Pro úzkopásmový signál, kdy $h \ll 1$, dostáváme $B_{UFSK} \cong f_b$.

Důležitou kategorií digitálních modulací CPFSK je **dvojstavové kmitočtové klíčování s minimálním zdvihem MSK** (*Minimum Shift Keying*). U těchto modulací je bitová perioda modulačního digitálního signálu T_b přesně rovna celistvému násobku polovin period T_1 a T_2 obou signalizačních signálů a platí mezi nimi vztahy

$$T_b = n \frac{T_1}{2} \Rightarrow f_1 = n \frac{f_b}{2} \quad (2.12)$$

$$\text{a} \quad T_b = (n+1) \frac{T_2}{2} \Rightarrow f_2 = (n+1) \frac{f_b}{2}. \quad (2.13)$$

Dosazením (2.12) a (2.13) do (2.10) lze odvodit, že u modulace MSK platí

$$h = 0,5 \quad \text{a} \quad \Delta f = \frac{f_b}{4}. \quad (2.14)$$

Pro signalizační kmitočty lze po dosazení (2.14) do (2.9) napsat vztahy

$$f_1 = f_c - \frac{f_b}{4} \quad \text{a} \quad f_2 = f_c + \frac{f_b}{4}, \quad (2.15)$$

přičemž kmitočet nosné je celistvým násobkem čtvrtiny bitového kmitočtu $f_b/4$. Rozdíl posuvů fáze signalizačních signálů za dobu T_b lze pomocí (2.9) a (2.14) určit ze vztahu

$$\Delta\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi \frac{T_b}{T_2} - 2\pi \frac{T_b}{T_1} = 2\pi T_b (f_2 - f_1) = \pi. \quad (2.16a)$$

Obdobným způsobem se určí pomocí (2.9) a (2.15) fázový posuv každého z obou signalizačních signálů vůči nosné za dobu T_b

$$\Delta\varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_C = 2\pi \frac{T_b}{T_2} - 2\pi \frac{T_b}{T_C} = 2\pi T_b (f_2 - f_C) = 2\pi \frac{\Delta f}{f_b} = +\frac{\pi}{2}, \quad (2.16b)$$

$$\Delta\varphi_1 = \varphi_1 - \varphi_C = 2\pi \frac{T_b}{T_1} - 2\pi \frac{T_b}{T_C} = 2\pi T_b (f_1 - f_C) = 2\pi \frac{(-\Delta f)}{f_b} = -\frac{\pi}{2}. \quad (2.16c)$$

Průběh fáze modulovaného signálu v závislosti na čase je spolu se vstupním signálem a modulovaným signálem MSK nakreslen na obr. 2.36. Velice často se časový průběh fáze $\varphi(t)$ signálu MSK znázorňuje pomocí fázové mříže, nakreslené na obr. 2.37. Fáze signálu se během doby periody T_b změní o $+\pi/2$ (při vstupním bitu 1) nebo o $-\pi/2$ (při vstupním bitu 0). Je-li za určitou dobu vysláno m bitů 1 a n bitů 0, je po skončení této doby výsledná změna fáze

$$\Delta\Phi = (m - n) \frac{\pi}{2}. \quad (2.17)$$

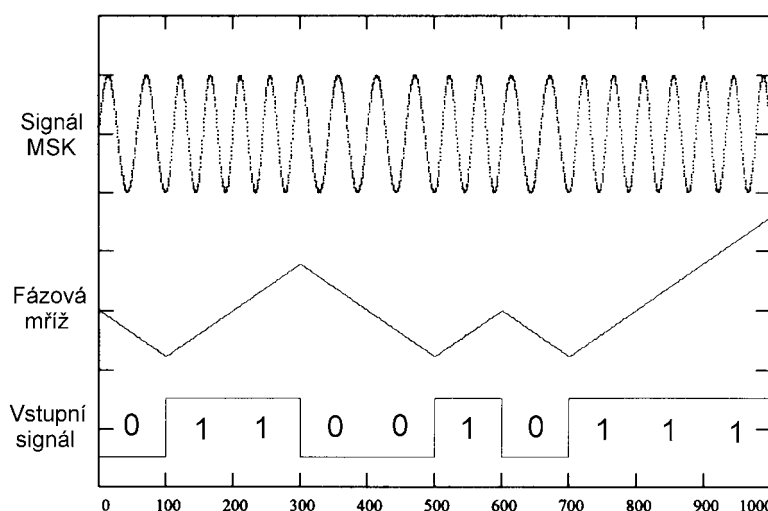
Časový průběh modulovaného signálu MSK lze vyjádřit vztahem

$$s_{MSK}(t) = S_C \cos[2\pi(f_C + s_k \Delta f)t] = S_C \cos\left[2\pi\left(f_C + s_k \frac{f_b}{4}\right)t\right], \quad (2.18)$$

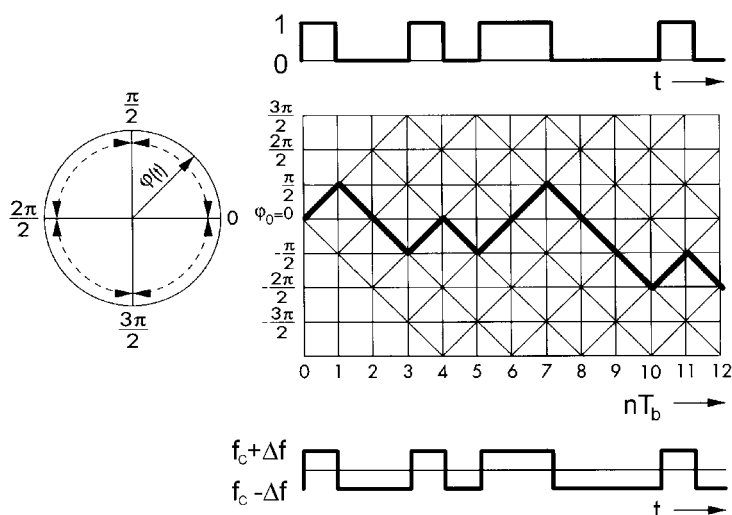
pro $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$, kde S_C je amplituda nosné a $s_k = 1$ pro bit 1, $s_k = -1$ pro bit 0. Užitím základního trigonometrického vztahu pro kosinus součtu dvou úhlů, dostáváme pro časový průběh signálu MSK jiné vyjádření ve tvaru

$$s_{MSK}(t) = S_C \cos\left(2\pi s_k \frac{f_b}{4} t\right) \cos(2\pi f_C t) - S_C \sin\left(2\pi s_k \frac{f_b}{4} t\right) \sin(2\pi f_C t). \quad (2.19)$$

Ze vztahů (2.18) a (2.19) vyplývají dva základní způsoby realizace modulátorů MSK. Podle vztahu (2.18) lze vytvořit signál MSK v jednoduchém modulátoru s napětím řízeným oscilátorem VCO, který je skokově přeladován z jednoho signalizačního kmitočtu na druhý,



Obr. 2.36. Časový průběh signálu MSK, jeho fázová mříž a odpovídající vstupní signál



Obr. 2.37. Fázová mříž signálu MSK

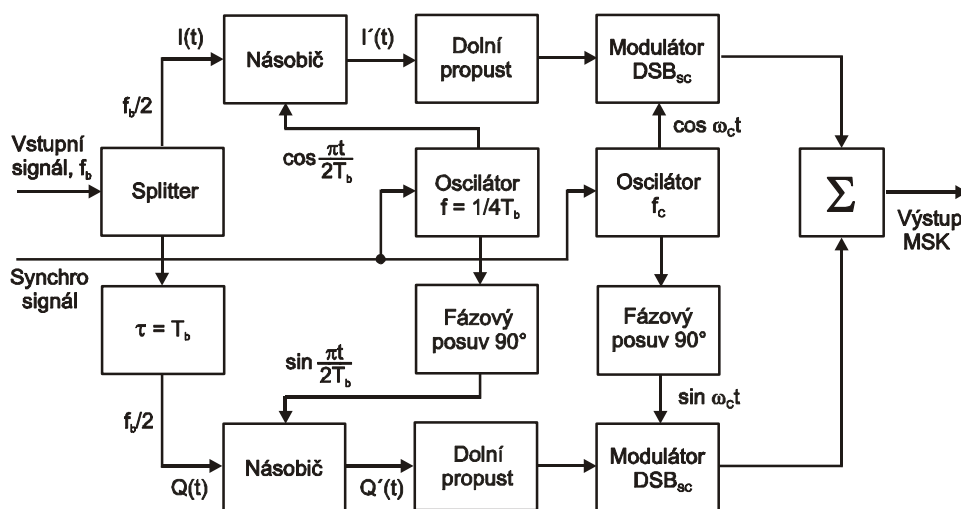
podle bitů vstupního signálu. Takový modulátor však nemůže dosáhnout potřebné stability a přesnosti signalizačních kmitočtů, které jsou vyžadovány v náročnějších aplikacích.

Ze vztahu (2.19) vyplývají další možnosti realizace modulátorů MSK. U nich se signál MSK vytváří obecně jako součet dvou modulovaných signálů jejichž nosné se fázově liší o úhel 90° . Modulátory MSK pracující na uvedeném principu se nazývají kvadrurní modulátory nebo modulátory IQ. Signály nosných mohou být vyjádřeny

ve tvarech $\cos \omega_c t$ a $\sin \omega_c t$, ale také $\cos \omega_c t$ a $(-\sin \omega_c t)$, což závisí na matematické úpravě vztahu 2.19. Velice často užívaný kvadrurní modulátor MSK, jehož blokové schéma zapojení je nakresleno na obr. 2.38, vytváří modulovaný signál MSK na základě vztahu odvozeného z (2.19), který má tvar

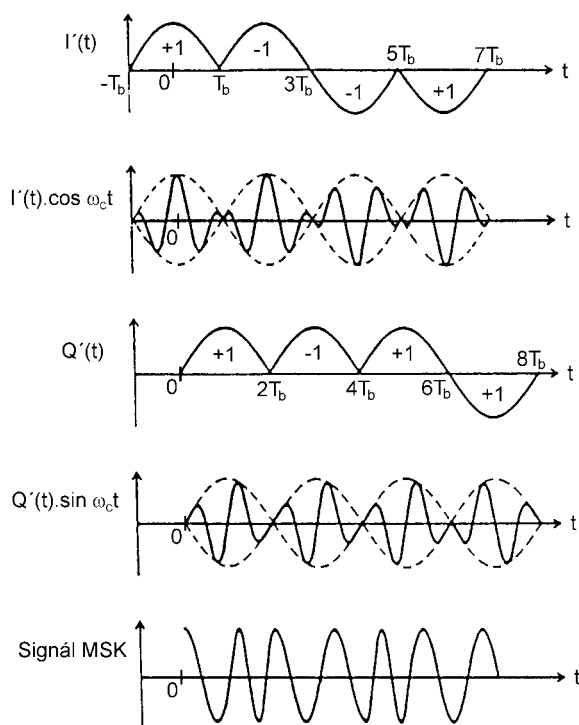
$$s_{MSK}(t) = I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos \omega_c t + Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin \omega_c t, \quad (2.20)$$

kde $I(t) \approx s_k = \pm 1$ platí pro liché bity s dobou trvání $2T_b$ a $Q(t) \approx s_k = \pm 1$ platí pro sudé bity s dobou trvání $2T_b$ modulačního signálu zpožděného o T_b (pro jednoduchost jsme zvolili $S_C = 1$).



Obr. 2.38. Blokové schéma kvadrurního modulátoru MSK

Vstupní signál je ve splitteru rozdělen do dvou kanálů I a Q, ve kterých mají oba signály poloviční bitovou rychlost. Navíc je signál v kanálu Q zpožděn o $\tau = T_b$. V násobičích jsou



Obr. 2.39. Časové průběhy signálů v modulátoru MSK

modulační signály $I(t)$ resp. $Q(t)$ upraveny tvarovací (váženou) funkcí $\cos(\pi t/2T_b)$ resp. $\sin(\pi t/2T_b)$. Doba periody tvarovací funkce je $T = 4T_b$. Po průchodu dolními propustmi přichází modulační signály do modulátorů DSB, kde modulují synfázní a kvadrurní nosnou vlnu. Sečtením výstupních signálů modulátorů vzniká signál MSK. Časové průběhy v důležitých bodech modulátoru, jsou nakresleny na obr. 2.39.

Kmitočtové spektrum signálu MSK ukazuje obr. 2.40, kde je pro

srovnání znázorněno i spektrum signálu QPSK. Hlavní lalok spektra signálu MSK je sice širší než u signálu QPSK, avšak jeho postranní laloky ve srovnání se signálem QPSK klesají se vzrůstajícím kmitočtem mnohem rychleji. První postranní lalok signálu MSK má vrchol při spektrální hustotě výkonu PSD (*Power Spectral Density*) rovné cca -23dB , zatímco u signálu QPSK je tato hodnota přibližně poloviční.

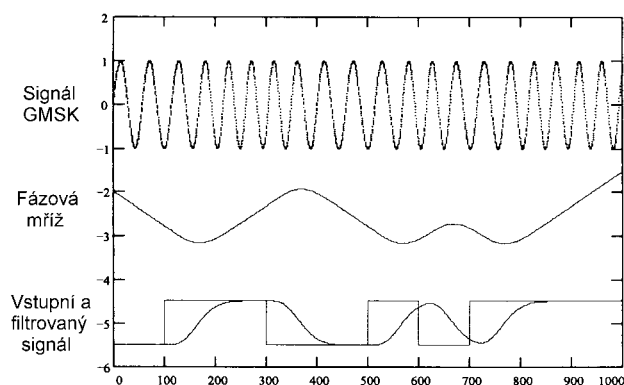
Signál MSK lze demodulovat nekoherentně jednoduchým demodulátorem s omezujícím zesilovačem a kmitočtovým diskriminátorem, za kterým následuje dolní propust a rozhodovací obvod. Je však možné použít i demodulaci koherentní, vyžadující však přesné obnovení nosného signálu. Blokové schéma kvadrurního demodulátoru MSK je obdobné jako zapojení na obr. 2.26, pouze v kanále I je za dolní propustí zapojen zpožďovací člen s dobou zpoždění $\tau = T_b$.

2.4.6 Modulace GMSK

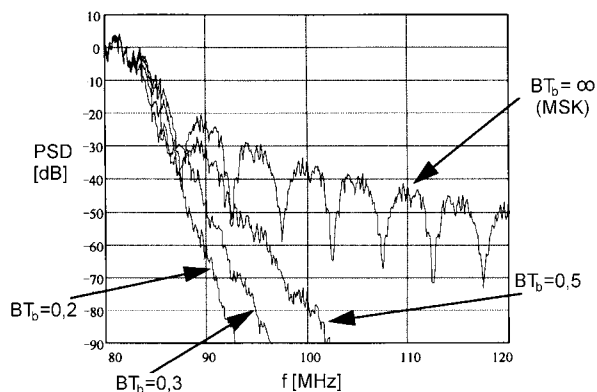
Modulace GMSK (*Gaussian-filtered MSK*) je variantou modulace MSK a používá se v systémech GSM a DECT. Před modulátor MSK je zařazena Gaussovská dolní propust GLPF (*Gaussian Low Pass Filter*), která kmitočtově omezí spektrum vstupního digitálního signálu, což se projeví nejen v zaoblení jeho hran, ale především v tom, že výsledný modulovaný signál GMSK má výrazně potlačené postranní laloky kmitočtového spektra a nemusí být tedy již dále filtrován. Modulátor GMSK se tedy skládá z Gaussovské dolní propusti, zajišťující speciální

předmodulační filtraci signálu, a modulátoru MSK. Demodulace je obdobná jako u signálu MSK.

Vliv Gaussovské dolní propusti na tvar modulačního signálu i na časový průběh fázové mříže (zaoblení fázové trajektorie) ukazuje obr. 2.41 (porovnejte s obr. 2.36 pro modulaci MSK). Základním parametrem modulace GMSK je relativní (poměrná) šířka pásma $b = BT_b$, kde B je

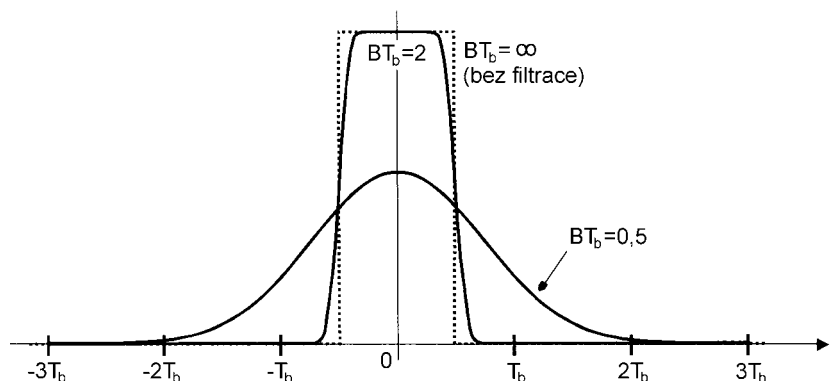


Obr. 2.41. Časový průběh signálu GMSK, jeho fázová mříž a odpovídající vstupní a filtrovaný signál



Obr. 2.42. Spektrum signálu GMSK pro různé parametry BT_b

šířka pásma Gaussova filtru pro pokles o 3 dB a T_b je bitová perioda modulačního signálu. Na obr. 2.42 je nakresleno spektrum signálu pro různé hodnoty parametru b . Při $BT_b \rightarrow \infty$ přechází modulace GMSK v modulaci MSK a spektrum výstupního signálu má velké postranní laloky. Při zmenšování parametru BT_b se postranní laloky výrazně zmenšují. Současně s tím se však mění tvar modulačních impulsů a vznikají intersymbolové interference ISI. Původní systém s plnou odezvou (modulační impuls nepřesáhne bitovou periodu T_b) se začíná měnit na systém s částečnou odezvou (modulační impulsy na výstupu propusti přesahují více než jednu periodu T_b) což je znázorněno na obr. 2.43. Volba parametru BT_b pro určitý systém je tedy kompromisem mezi dostatečně potlačenými postranními laloky spektra a přijatelnými intersymbolovými interferencemi ISI a tím i BER. Pro celoevropský radiotelefonní systém GSM byla zvolena hodnota $BT_b = 0,3$ a pro systém bezšňůrových telefonů DECT byla zvolena hodnota $BT_b = 0,5$ [10], [12], [18], [20].



Obr. 2.43. Časová odezva Gaussovské dolní propusti na pravoúhlý impuls pro různé hodnoty parametru BT_b

3 ZÁKLADNÍ KONCEPCE A FUNKCE RADIOKOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMŮ

3.1 Systémy s mnohonásobným přístupem a metody multiplexování

Radiokomunikační systémy, určené pro přenos informace a vzájemnou komunikaci, využívá velký počet účastníků. Pohodlný, bezproblémový a rychlý přístup účastníka ke službám systému je stanoven souborem pravidel a vzájemných dohod, označovaných jako protokol (metoda) mnohonásobného přístupu MAP (*Multiple Access Protocol*). V současné době existují čtyři základní metody mnohonásobného přístupu do systému:

- FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), mnohonásobný přístup s kmitočtovým dělením,
- TDMA (*Time Division Multiple Access*), mnohonásobný přístup s časovým dělením,
- CDMA (*Code Division Multiple Access*), mnohonásobný přístup s kódovým dělením,
- Stochastický neboli náhodný přístup (ALOHA).

Mnohonásobný přístup FDMA 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.

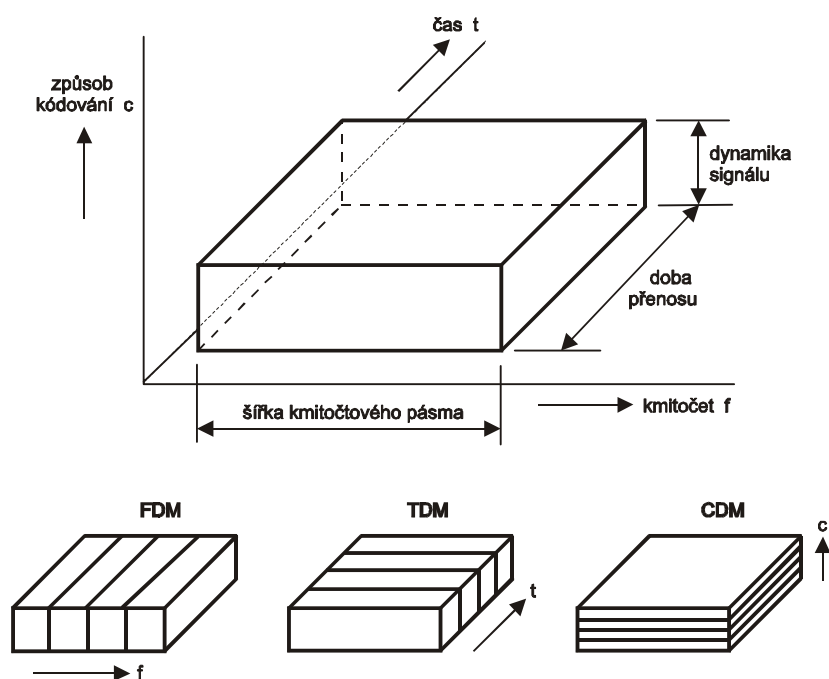
U mnohonásobného přístupu TDMA je každému účastníkovi přidělen v určitém kanálu pouze krátký časový úsek (*time slot*), který je součástí tzv. TDMA rámce, jež se cyklicky opakuje. Přenos tedy neprobíhá v čase spojitě, ale ve stejně dlouhých, pravidelně se opakujících časových úsecích. Na vysílací straně 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.

U mnohonásobného přístupu CDMA jsou jednotliví účastníci rozlišeni individuálním pseudonáhodným kódem, který se ve vysílači 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 vysílači, 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.

Náhodný přístup do systému nezaručuje účastníkovi okamžitý vstup do systému, neboť jeho požadavek může kolidovat s požadavkem jiného účastníka nebo může být systém již obsazen jinými účastníky. Tyto kolise řeší protokol na základě „náhodných zákonitostí“. Jsou

možné dva základní způsoby řešení. Protokoly s opakovaným náhodným přístupem umožňují všem účastníkům pokusit se opět náhodně vstoupit do systému, což může mít za následek selhání všech následujících pokusů. Úspěšný vstup do systému je tedy náhodným jevem. U protokolů s náhodným přístupem s rezervací je prvotní vstup do systému opět náhodným jevem, avšak je-li pokus úspěšný, následující přenos již bude řízen systémem (rezervuje volný kanál v přesně stanovené době) a nemůže tedy ke kolizím dojít. Systémy využívající náhodný přístup nezaručují přenos informace v reálném čase. Tyto náhodné přístupové techniky se dosud nejvíce uplatnily v systémech využívajících družic. K nejstarším protokolům s náhodným přístupem patří protokol ALOHA, který byl poprvé publikován v roce 1970 na universitě v Havaii a byl také poprvé použit v družicovém systému se stejným názvem.

Stručně popsané **metody mnohonásobného přístupu** umožňují sdílení rádiového prostředí (obecně přenosového média) mnoha účastníkům. Jejich terminály a řídicí zařízení systému vytvářejí složitou komunikační síť, mající různou topologii a používající buď centrální nebo distribuované řízení. V případě, kdy místo společného přenosového média s přístupem pro všechny účastníky je použit systém s jednorozměrnou topologií a terminálovým řízením, např. spojení bod-bod (*PP, Point to Point*) nebo spojení bod-více bodů (*PM, Point to Multipoint*), vystačí k jeho provozu vhodné **metody multiplexování**.



Obr. 3.1. Znárodnění multiplexních přenosů

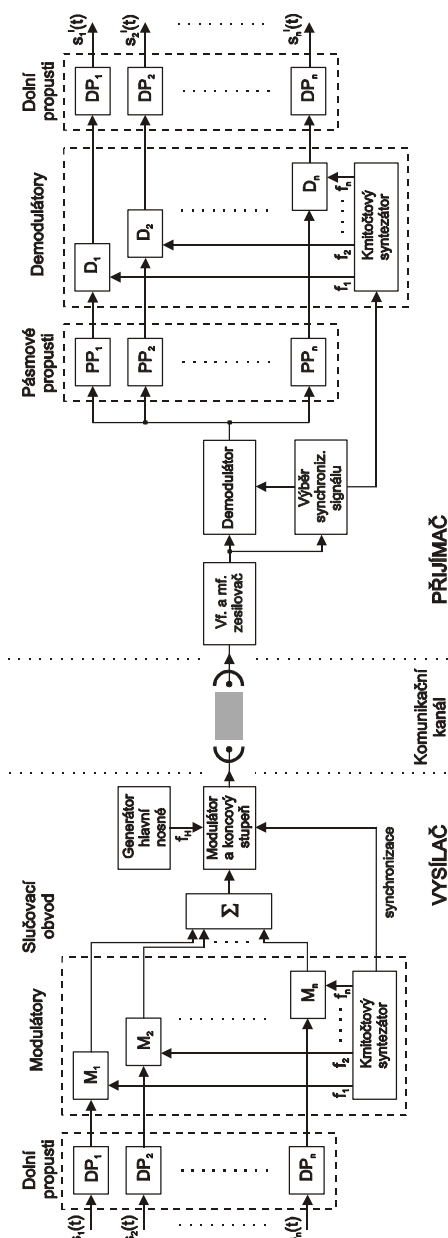
Multiplexování je proces sdružování signálů z několika samostatných zdrojů do jednoho výsledného signálu, vhodného k dalšímu přenosu komunikačním kanálem. Opačným procesem je demultiplexování, při kterém jsou ze signálu vzniklého multiplexováním získány jednotlivé původní signály. Na obr. 3.1 je znázorněn celkový objem informace, která má být přenesena komunikačním kanálem daného systému. Rozdělíme-li kvádr na dílčí části pomocí rovin kolmých k ose kmitočtu f , vzniká kmitočtový multiplex FDM (*Frequency Division Multiplex*). Jednotlivé dílčí

části představují účastnické (informační) kanály, v nichž se přenáší část celkové informace, např. informace jednoho telefonního hovoru. Každý účastnický kanál má vyhrazeno své dílčí kmitočtové pásmo, přičemž všichni účastníci mohou komunikovat ve stejném čase. Podobně při rozdělení kvádr rovinami kolmými k ose času t , vzniká časový multiplex TDM (*Time Division Multiplex*). Jednotliví účastníci sdílejí jedno kmitočtové pásmo, avšak každý účastník má vyhrazen pro komunikaci pouze jistý časový interval (který se může periodicky opakovat). A konečně rozdělíme-li kvádr rovinami kolmými k ose kódování c , dostáváme kódový multiplex

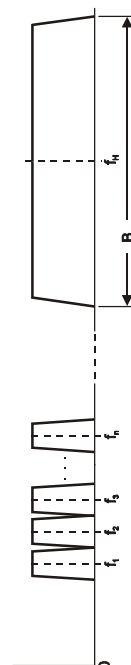
CDM (*Code Division Multiplex*). Všechny účastnické kanály sdílí stejné kmitočtové pásmo, komunikace v nich probíhá ve stejném čase, avšak jsou rozlišeny různými kódy.

3.1.1 Kmitočtový multiplex FDM

Jednoduché blokové schéma radiokomunikačního systému s kmitočtovým multiplexem FDM je nakresleno na obr. 3.2.



Obr. 3.2. Blokové schéma radiokomunikačního systému s kmitočtovým multiplexem



Obr. 3.3. Spektrum signálu FDM

Pro přenos n nezávislých modulačních signálů má systém na svých vstupech n dolních propustí. Vstupní signály jsou nejprve filtrovány, aby se omezilo jejich kmitočtové spektrum. Poté jsou ve vhodných modulátorech modulovány na pomocné nosné vlny (subnosné), které jsou generovány v kmitočtovém synteázatoru tak, aby se jednotlivé kanály kmitočtově nepřekrývaly a vzájemně se nerušily, jak je naznačeno na obr. 3.3. Obecně lze použít modulátory SSB, DSB i jiné. Každý modulační signál má svoji samostatnou nosnou vlnu, a proto se uvažovaný systém

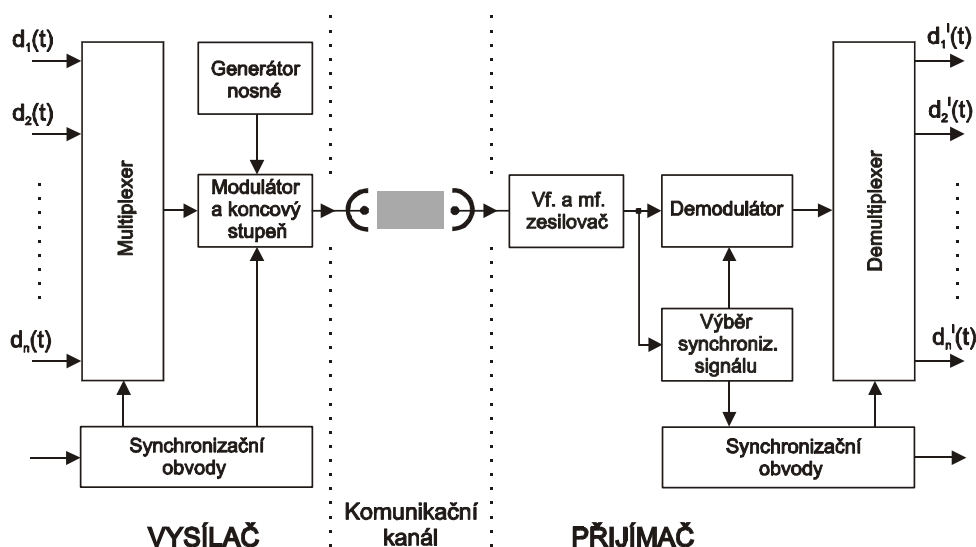
označuje SCPC (*Single Channel Per Carrier*). Vytvořený multiplexní signál je již možné přenášet komunikačním kanálem. Také je ovšem možné takto vytvořený multiplexní signál modulovat na hlavní nosnou vlnu a teprve potom přenášet. Takový systém se označuje MCPC (*Multi Channel Per Carrier*).

Na přijímací straně je celkový signál nejprve zesílen a ve směšovači je transponován do mezifrekvenčního pásma. U systému MCPC se signál nejdříve demoduluje. Rozdělení jednotlivých informačních kanálů se provádí pomocí pásmových filtrů laděných na příslušné kmitočty. Druhá demodulace probíhá v synchronních demodulátorech. Potřebné pomocné nosné se generují opět v kmitočtovém syntezátoru, který je synchronizován přenášeným synchronizačním signálem se syntezátorem na vysílací straně. Po druhé demodulaci procházejí signály dolními propustmi na jejichž výstupech dostáváme n výstupních signálů.

Každý účastnický kanál multiplexu FDM je definován svým číslem, středním kmitočtem a šířkou kmitočtového pásma. Jeden z kanálů může být vyhrazen pro řídicí účely a přenáší se v něm např. informace o volných kanálech, aj.

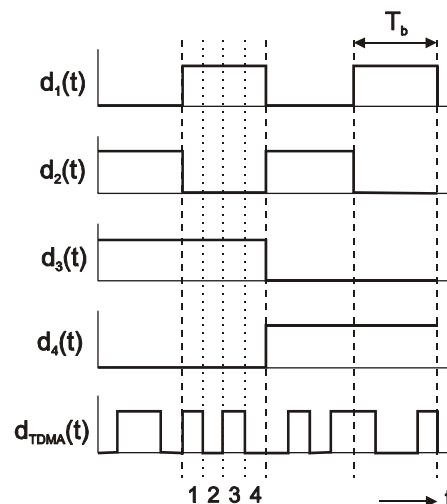
3.1.2 Časový multiplex TDM

Systémy s časovým multiplexem TDM se převážně používají pro přenos digitálních signálů, lze je však využít i pro přenos analogových signálů. Při přenosu analogových modulačních signálů se však musí tyto signály nejprve převést na diskretní vzorky některou diskretní modulací (PAM, PCM, aj.) a teprve potom se časově proloží a společně přenášejí komunikačním kanálem.



Obr. 3.4. Blokové schéma radiokomunikačního systému s časovým multiplexem

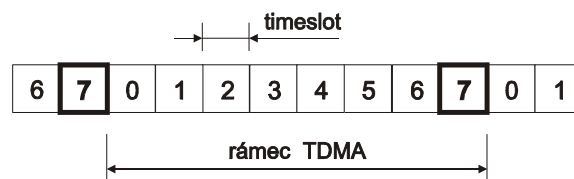
Blokové schéma systému s časovým multiplexem je nakresleno na obr. 3.4. Vstupní digitální signály přichází do multiplexeru, který je řízen synchronizačním signálem, jehož kmitočet je odvozen z kmitočtu vstupních signálů. Vytváření výstupního signálu je pro čtyři vstupní signály znázorněno na obr. 3.5. Obdobným způsobem pracuje multiplexer i v případě, kdy místo jednotlivých bitů prokládáme časově celé skupiny bitů (bursty), mezi nimiž bývá navíc i malý ochranný interval. Příklad vytvoření rámcu TDMA v systému GSM z osmi burstů (každý umístěn v jednom časovém intervalu - *time slot*), je nakreslen na obr. 3.6. Výstupní signál multiplexeru je přiveden na vhodný digitální modulátor a modulován na nosnou. V koncovém stupni je signál zesílen a anténou vyzářen do prostoru.



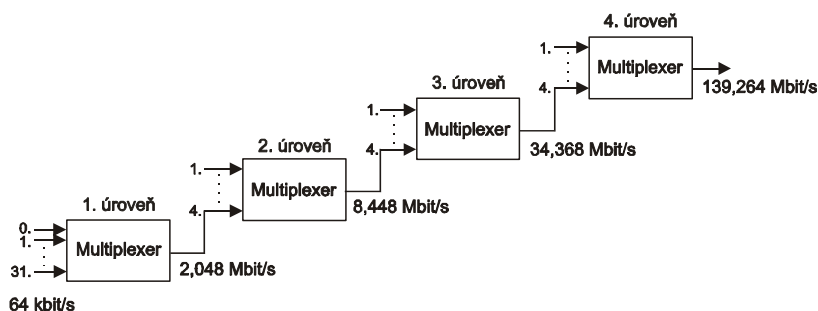
Obr. 3.5. Časové průběhy při multiplexování signálů

Na přijímací straně je signál po zesílení a transpozici do mezifrekvenční oblasti demodulován. Pro koherentní demulaci je nezbytné obnovit nosnou, pomocí které je obvykle možné vytvořit synchronizační signál pro demultiplexer. Na jeho výstupu dostáváme původní digitální signály.

Časový multiplex s pulsní kódovou modulací PCM-TDMA se původně používal především pro přenos digitálních telefonních hovorových signálů. Časové sdružování neboli multiplexování se může provádět až na čtyřech úrovních, lišících se bitovou rychlostí. Podle doporučení CCIR pro Evropu je multiplex první úrovně vytvořen sdružením 32 kanálů, z nichž 30 přenáší informační signály a zbývající dva jsou využity pro signalizaci a rámcovou synchronizaci. U telefonních signálů je vzorkovací kmitočet 8 kHz a každý vzorek je vyjádřen osmibitovým slovem. Pro přenos 32 kanálů je přenosová rychlost první úrovně 2,048 Mbit/s ($8000 \cdot 8 \cdot 32$). Sdružením čtyř takových systémů se vytvoří multiplexní systém na druhé úrovni s přenosovou rychlostí 8,448 Mbit/s. Podobně vzniknou systémy třetí úrovně s přenosovou rychlostí 34,368 Mbit/s a systémy čtvrté úrovně s přenosovou rychlostí 139,264 Mbit/s. Hierarchická struktura multiplexování je naznačena na obr. 3.7.



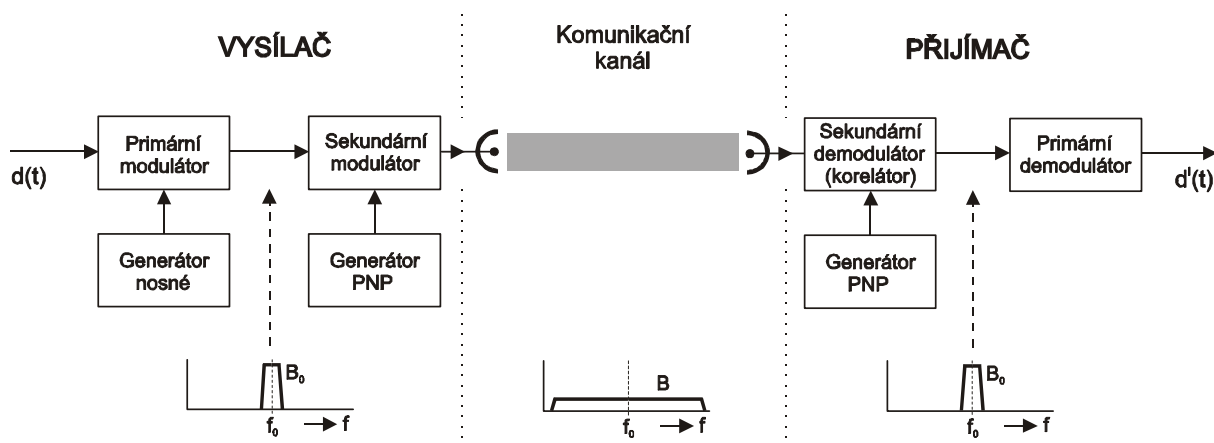
Obr. 3.6. Rámec TDMA systému GSM



Obr. 3.7. Hierarchická struktura časového multiplexu TDM pro digitální telefonní hovorové signály podle CCIR

3.1.3 Kódový multiplex CDM

Tyto systémy, nazývané také systémy s rozptřeným spektrem SS (*Spread Spectrum*), jsou funkčně i obvodově složité (náročná synchronizace a časování). Zjednodušené blokové schéma systému s přímou modulací kódovou posloupností DS (*Direct Sequence*) je nakresleno na obr. 3.8. Digitální modulační signál nesoucí informaci se v primárním modulátoru moduluje na nosnou vlnu, např. pomocí FSK, PSK aj. Tím se vytvoří signál s určitou šířkou pásma, závislou na druhu modulace, která je řádově shodná s šířkou pásma modulačního signálu. V následujícím sekundárním modulátoru, obvykle typu PSK, dochází k další modulaci signálu, a to pomocným binárním signálem, generovaným v generátoru **pseudonáhodné posloupnosti PNP**. Bitová rychlost pseudonáhodného signálu PNP, označovaná jako **čipová rychlost** (*chip rate*) je úmyslně volena o několik řádů vyšší než bitová rychlost signálu modulačního. Proto i šířka pásma výsledného signálu je mnohem větší (až o několik řádů) než šířka pásma původního signálu.

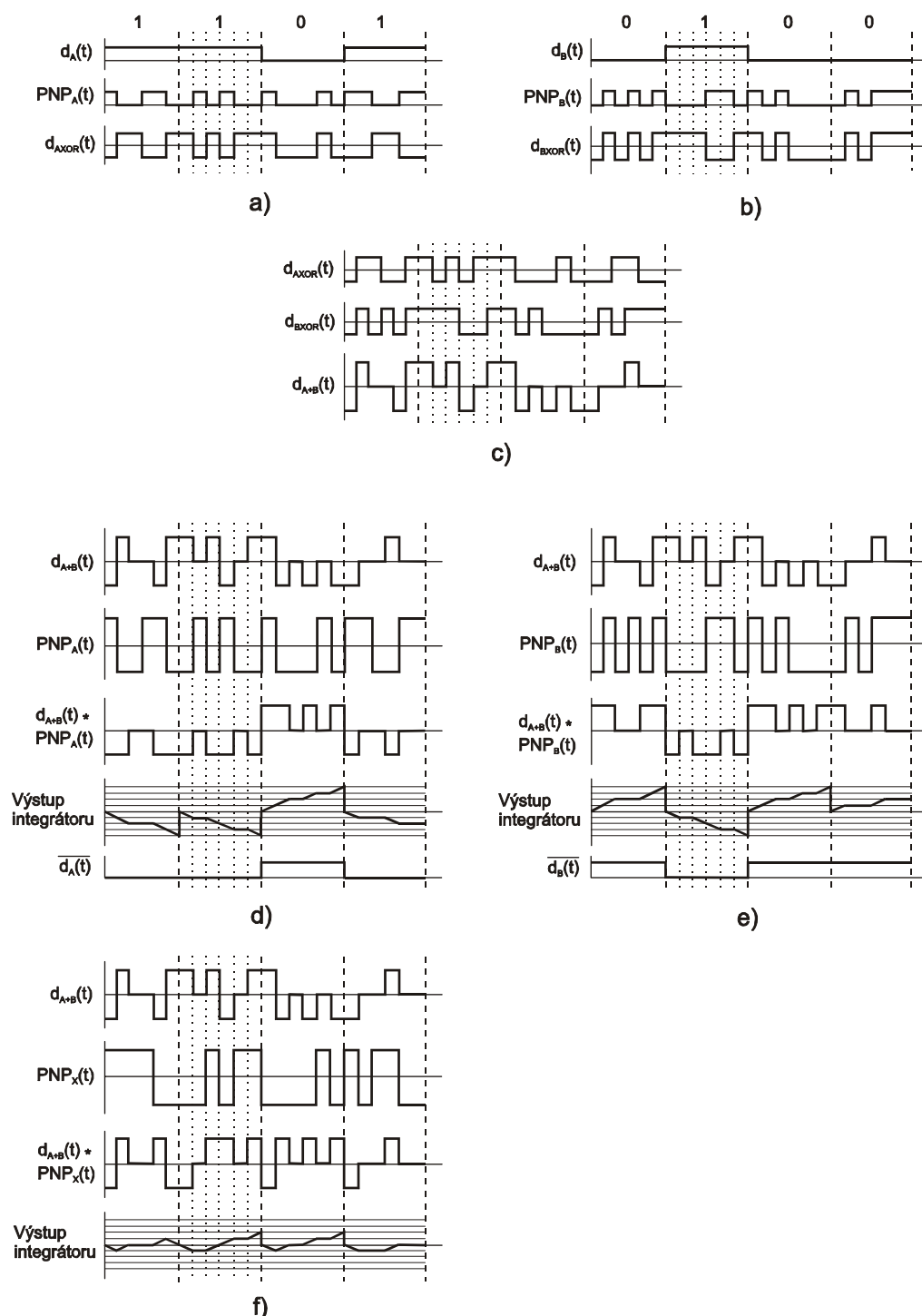


Obr. 3.8. Blokové schéma systému s kódovým multiplexem s přímou modulací kódovou posloupností

Na přijímací straně se přivádí signál do sekundárního demodulátoru PSK (korelátoru) na jehož druhý vstup se přivádí binární signál z generátoru pseudonáhodné posloupnosti PNP, který pracuje podle stejného algoritmu a v přesném časovém synchronismu s generátorem na vysílací straně. Na výstupu demodulátoru má signál již úzkopásmový charakter a v primárním demodulátoru se běžným způsobem demoduluje.

Pseudonáhodná posloupnost PNP je pseudonáhodný binární signál o délce 10^7 až 10^{33} taktů (čipů). Její délka musí být dostatečně dlouhá, aby v krátkém časovém intervalu nedošlo k synchronizaci nežádoucího přijímače, a její generace musí být jednoduchá. Generátory PNP jsou obecně posuvné registry s lineární nebo nelineární zpětnou vazbou a pamětí. Bývají realizovány mikroprocesorem s programem uloženým v paměti. Ideální PNP musí mít impulzní autokorelační funkci $R_X(\tau)$ a nulovou vzájemnou korelační funkci $R_{XY}(\tau)$. Tím je zajištěno, že každá posloupnost bude dobře rozlišitelná od ostatních posloupností daného systému. Těmto požadavkům nejlépe vyhovují Barkerovy kódy, Huffmanovy posloupnosti, Goldovy kódy a především často užívané Walshovy kódy. Kmitočet pseudonáhodného signálu PNP musí být dostatečně vysoký, aby nastalo dostatečné rozšíření kmitočtového spektra, tj. aby se snížila spektrální hustota signálu.

Jednoduchý příklad kódování digitálního signálu pomocí pseudonáhodné posloupnosti PNP i jeho zpětné obnovení, jsou nakresleny na obr. 3.9.



Obr. 3.9. Příklad kódování signálu pomocí pseudonáhodné posloupnosti PNP

Uvažujme dva účastníky systému s kódovým multiplexem, označené A a B. Digitální informační signál $d_A(t)$ a pseudonáhodná posloupnost $PNP_A(t)$ účastníka A, jsou nakresleny na obr. 3.9.a. Podobně jiný digitální informační signál $d_B(t)$ a jiná pseudonáhodná posloupnost $PNP_B(t)$ účastníka B, jsou nakresleny na obr. 3.9.b. V našem případě mají posloupnosti PNP

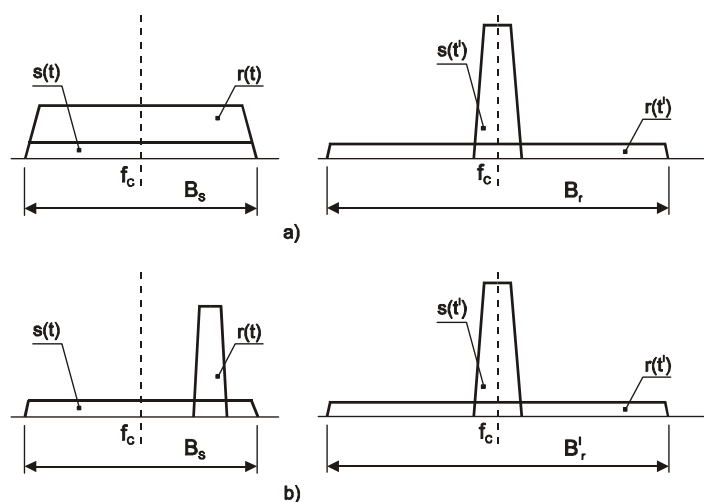
šestkrát vyšší kmitočet než informační signály. Ve vysílači každého účastníka jsou informační signál a pseudonáhodná posloupnost sečteny ve sčítacím členu modulo 2 a výsledný signál je převeden na signál NRZ. Vytvořené signály $d_{AXOR}(t)$ a $d_{BXOR}(t)$ již mají rozprostřené spektrum a jsou vysílány do přenosového média. V přenosovém médiu dochází k jejich běžnému sčítání, jak je naznačeno na obr. 3.9.c, takže na vstupy přijímačů obou účastníků přichází stejný signál $d_{A+B}(t)$. Nyní následuje v každém přijímači korelační proces, který je prováděn se vstupním signálem a příslušnou pseudonáhodnou posloupností (srovnejte PNP v obr. 3.9.a s PNP v obr. 3.9.d, a podobně srovnejte PNP v obr. 3.9.b s PNP v obr. 3.9.e). Korelační proces se skládá z násobení dvou signálů a následné integrace po dobu trvání periody informačního signálu, na jejímž konci se rozhoduje o velikosti výsledného digitálního signálu (1 nebo 0). Výsledkem těchto procesů jsou původní informační signály v invertované podobě. Nezbytnou podmínkou korelačního procesu je přesná synchronizace obou signálů a přesné dodržení časových intervalů integrace.

Na obr. 3.9.f je uveden případ, kdy signál od účastníků A a B, tedy $d_{A+B}(t)$, je přijímán účastníkem X, jehož pseudonáhodná posloupnost má tvar $PNP_X(t)$. Výsledkem korelačního procesu v přijímači účastníka X, je náhodný signál, který má charakter šumu [19].

Podle způsobu rozšíření spektra u systémů s kódovým multiplexem, rozlišujeme systémy:

- **s přímou modulací kódovou posloupností DS (Direct Sequence)**, kde nosná je přímo modulovaná digitálním signálem, který má bitovou rychlost mnohem vyšší než má informační signál,
- **s kmitočtovým skákáním nosné FH (Frequency Hopping)**, kde kmitočet nosné se mění skokem podle PNP (používají se rychle přeladitelné kmitočtové syntezátory řízené PNP),
- **hybridní DS-FH.**

Přestože jsou systémy s kódovým multiplexem poměrně složité, začínají se stále více prosazovat neboť mají řadu výhod. K největším výhodám patří odolnost systému proti rušení širokopásmového i úzkopásmového charakteru, jak je znázorněno na obr. 3.10. Obrázek 3.10.a ukazuje případ, kdy uvažované kmitočtové pásmo sdílí kromě užitečného signálu $s(t)$ i rušivý širokopásmový signál $r(t)$, který může mít v celém pásmu i vyšší výkonovou úroveň.



Obr. 3.10. Vliv rušení u systému CDM
a) širokopásmové. b) úzkopásmové

zpracování obou signálů v korelátoru přijímače dostáváme na jeho výstupu užitečný signál ve své původní úzkopásmové podobě, zatímco rušivý signál je korelátozem ještě více rozprostřen, takže se projeví v užitečném signálu jako velice malý přírůstek šumu. Na obrázku 3.10.b je naznačen případ, kdy v uvažovaném kmitočtovém pásmu užitečného signálu $s(t)$ pracuje například televizní nebo rozhlasový vysílač, jehož signál $r(t)$ má povahu úzkopásmového rušení. Po zpracování obou signálů v korelátoru přijímače

bude na jeho výstupu opět užitečný signál ve své úzkopásmové podobě, zatímco rušivý signál bude opět rozprostřen do větší kmitočtové šířky pásma a projeví se jako malý přírůstek šumu.

Z uvedeného vyplývá, že systémy s rozprostřeným spektrem mohou pracovat v kmitočtových pásmech, kde současně pracují i systémy využívající odlišných principů. Díky nízké výkonové hustotě signálu v uvažovaném kmitočtovém pásmu je možné činnost systému utajit, neboť při monitorování pásma se činnost systému projeví pouze nepatrným zvýšením šumového signálu. Použitím PNP specifické pro každého účastníka je zajištěno téměř dokonalé utajení přenášené informace.

Uvedené přístupové techniky resp. metody multiplexování signálů se v dnešní době velice často používají ve vzájemných kombinacích a vytvářejí se tak kombinované systémy. U systému FDMA-TDMA je kmitočtové pásmo přidělené systému rozděleno technikou FDMA na jednotlivé rádiové kanály, které jsou technikou TDMA rozděleny na jednotlivé účastnické kanály (použito v systému GSM). V případě systému FDMA-CDMA je přidělené kmitočtové pásmo opět rozděleno technikou FDMA na jednotlivé rádiové kanály, ve kterých jsou technikou CDMA vytvořeny účastnické kanály (použito v americkém systému IS-95), [10], [28].

3.2 Způsoby přenosu

V radiokomunikačních systémech lze použít různé způsoby přenosu. Podle toho, v jakém směru probíhá komunikace mezi dvěma účastníky A a B, rozlišujeme následující způsoby přenosu.

Simplexní přenos, simplex - komunikace mezi účastníky je uskutečněna pouze v jednom směru a je pro ni vyhrazen pouze jeden kanál. Používá se při distribuci informací, například klasické rozhlasové a televizní vysílání, rádiový paging, atd.

Poloduplexní přenos, poloduplex - jeden kanál je využit pro komunikaci oběma směry, které je však třeba přepínat. Využívá se v rádiových pojítkách policie, taxislužby, atd.

Plněduplexní přenos, duplex - komunikace probíhá současně oběma směry. Každý směr přenosu má vyhrazen jeden kanál. Používá se v radiotelefonních systémech. Podle toho, jakým způsobem je provedeno oddělení směrů přenosu, rozděluje duplexní přenos na:

- a) **Kmitočtový duplex FDD** (*Frequency Division Duplex*) - každý směr přenosu má přidělen jiný rádiový kanál. Obvykle jsou rádiové kanály pro každý směr přenosu v jiném kmitočtovém pásmu a nazývají se duplexní pár. Účastnické stanice obsahující vysílač a přijímač (*Transmitter + Receiver = Transceiver*) mají společnou anténu, která je k výstupu vysílače a ke vstupu přijímače připojena přes filtr nazývaný duplexer. Jeho úkolem je kmitočtově oddělit jednotlivé směry přenosu. U mobilních systémů je směr přenosu signálů ze základnové stanice BTS k mobilní stanici MS nazýván *downlink* a směr přenosu signálů z MS k BTS nazýván *uplink*. Stanice BTS obvykle vysílá na vyšším kmitočtu duplexního páru, z důvodů jednodušší konstrukce mobilní stanice na nižším kmitočtu (koncový stupeň, anténa, zdroj, atd.).
- b) **Časový duplex TDD** (*Time Division Duplex*) - oddělení směrů přenosu je provedeno v časové oblasti, kde je každému směru přiřazen jeden časový úsek (*time slot*) a tyto úseky se pravidelně v čase opakují. Komunikace je uskutečněna v jednom rádiovém kanálu. Přenos má pulzní charakter, což se projeví v menším příkonu, životnosti

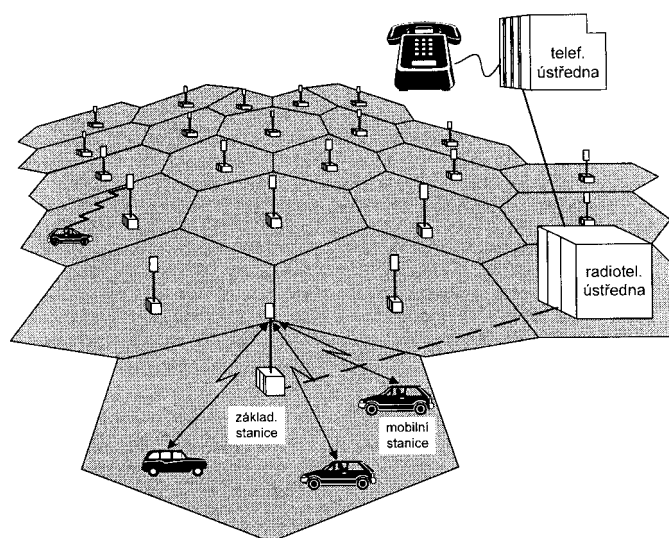
zdrojů a menší hmotnosti celé účastnické stanice. Nevýhodou tohoto způsobu přenosu je tzv. dopravní zpoždění (*Guard Time*), které omezuje využití této techniky pouze v systémech s malým dosahem (např. DECT, bezšňůrové telefony, atd.), [28].

3.3 Plošná struktura

Nejjednodušší rádiové **spojení bod-bod PP** (*Point to Point*) je užívané například pro spojení ústředny s místem, kde je zvýšená koncentrace účastníků. Spojení může být realizováno mikrovlnným spojem se směrovými anténami a může se při něm přenášet několik informačních signálů.

Při rádiovém **spojení bod-několik bodů PM** (*Point to Multipoint*) je mikrovlnnými spoji propojena například ústředna s několika místy zvýšené koncentrace účastníků, na které mohou navazovat smyčky WLL (*Wireless Local Loop*) pro pevné nebo mobilní účastníky.

Další variantou plošné struktury rádiové sítě, používané u mobilních systémů, je **struktura buňková** neboli **celulární**, jejíž základní zjednodušená koncepce je nakreslena na obr. 3.11 na příkladu radiotelefonní sítě. Požadované území, například území jednoho státu, je rozděleno na velké množství malých území, **buněk**. Obvykle uprostřed každé buňky je umístěna **základnová rádiová stanice BTS** (*Base Transceiver Station*), která zajišťuje spojení mobilních účastníků v této buňce se systémem. Velikost jednotlivých buněk není stejná a buňky nejsou pravidelné nejen z důvodů různého terénu, ale jejich velikost se mění podle předpokládané hustoty provozu a předpokládaném počtu účastníků. Malé buňky s poloměrem menším než 50 metrů se nazývají **pikobuňky** a jsou používány pro místa s vysokou koncentrací uživatelů, např. nádraží, obchodní domy, buňky v poschodích nad sebou ve výškových budovách, aj. **Mikrobuňky** mají poloměr do 1 km a používají se pro oblasti s větším provozem, například v centru měst. Velké buňky nebo **makrobuňky** se používají pro oblasti s malou hustotou provozu, například pro pokrytí venkovských oblastí a mají poloměr až desítky km. Zvláštním

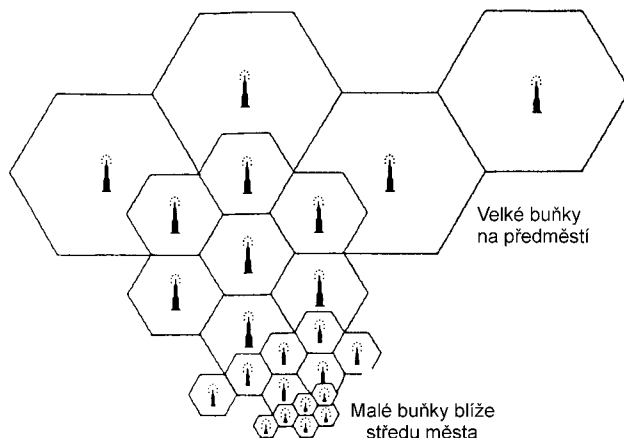


Obr. 3.11. Zjednodušená struktura celulární sítě

typem buněk jsou **buněk deštníkového typu** (*umbrella cells*), které vykrývají nepokryté části území mezi menšími pikobuňkami nebo mikrobuňkami. Několik buněk tvoří **svazek buněk**, jehož činnost řídí **základnová řídicí jednotka BSC** (*Base Station Controller*), umístěná obvykle s BTS v buňce ležící uprostřed svazku. Jednotlivé BSC jsou koordinovaně řízeny z jednoho nebo několika málo center, **radiotelefonních**

ústředěn MSC (*Mobile Switching Centre*), které zajišťují spojení s jinými telekomunikačními sítěmi.

Poloha mobilních stanic v síti se automaticky registruje v databázi MSC a spojení k mobilní stanici je tedy směrováno přímo do oblasti, kde se stanice nachází. Funkce umožňující najít mobilní stanici v síti, například v případě příchozího hovoru, se nazývá *roaming*. Systém monitoruje polohu mobilní stanice tím, že registruje základnovou stanici v jejímž dosahu se mobilní stanice nachází. Monitorování je prováděno v určitých časových intervalech i v době, kdy spojení se základnovou stanicí není navázáno (mobilní stanice musí být ovšem zapnuta). Pokud je spojení již navázáno, potom při přechodu stanice z jedné buňky do druhé dochází k automatickému přepnutí spojení z jedné základnové stanice na druhou. Tato funkce se nazývá *handover*. Schopnost systému přepojovat spojení mezi základnovými stanicemi dovoluje realizovat velice malé buňky a tak na poměrně malé ploše mnohonásobně opakovat a tedy i využívat stejné kmitočty, [10], [21], [28].

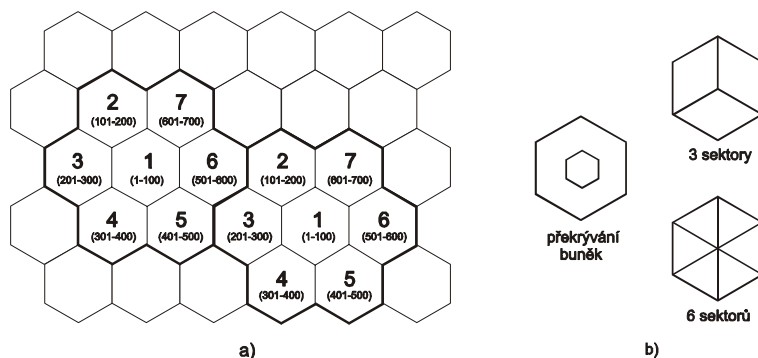


Obr. 3.12. Část plánu městské celulární sítě

3.4 Využití kmitočtového pásma

Pro celulární systémy je typické velice efektivní hospodaření s kmitočtovým spektrem, které je v dnešní době již pokládáno za přírodní bohatství. Dosáhne se toho mnohonásobným (teoreticky nekonečným) opakováním jednoho a téhož kmitočtu v obsluhované oblasti. Takovým způsobem lze s omezeným kmitočtovým pásmem pokrýt nekonečně rozlehlé území. Způsob realizace tohoto principu ukazuje obr. 3.13.a. Obsluhovaná oblast je rozdělena na 14 buněk, které vytvářejí 2 svazky po 7 buňkách. Uprostřed každé buňky je základnová stanice, obsahující základnový vysílač a přijímač, pracující s určitou skupinou rádiových kanálů. Mobilní účastník nacházející se uvnitř této buňky, komunikuje s okolním světem pouze prostřednictvím této základnové stanice. Ve zbývajících šesti buňkách téhož svazku jsou využity jiné skupiny rádiových kanálů. Tak například v první buňce prvního svazku se využívají rádiové kanály č. 1 až 100, ve druhé buňce kanály č. 101 až 200, atd., až v poslední sedmé buňce prvního svazku se využívají kanály č. 601 až 700. Všechny 700 kanálů jednoho svazku je však možné opět využít ve druhém svazku, který s prvním sousedí. Jsou-li totiž dvě buňky různých svazků využívající stejné kanály rozmístěny podle obr. 3.13.a, je jejich vzdálenost rovna asi pětinašobku ekvivalentního poloměru buňky, takže je splněna podmínka platná pro interferenční zónu a rádiový provoz v těchto buňkách se vzájemně neruší. V uvedeném případě je počet kanálů ve svazku roven celkovému počtu kanálů přidělených danému systému. Pokud budou v obdobném duchu rozmístěny na území i další svazky se stejnou konfigurací buněk a rádiových kanálů, lze s omezeným kmitočtovým pásmem (v našem případě 700 rádiových kanálů), pokrýt teoreticky

nekonečně rozlehlé území. Popsaný způsob rozdělení kanálů do jednotlivých buněk svazku se nazývá **pevné přidělování kanálů** a označuje se zkratkou **FCA** (*Fixed Channel Allocation*).



Obr. 3.13. a) Vícenásobné využití kmitočtů přidělených systému
b) Sektorizace a překrývání buněk

Další zvýšení kapacity sítě lze provést tzv. sektorizací buněk nebo překrýváním buněk. Při **sektorizaci buněk** se každá buňka rozdělí na 3 (obr. 3.13.b) nebo 6 kruhových výsečí tzv. sektorů, ve kterých je zajištěno spojení s mobilní stanicí pomocí příslušné dvojice vysílače-přijímač a směrových antén. Tak se zvýší počet kanálů jedné buňky na trojnásobek resp. šestinásobek a jednotlivé kanály se mohou na daném území opakovat ještě častěji. Buňky mají menší rozměry a základnové vysílače tak vystačí s menšími výkony. Při **překrývání buněk** je do přetížené buňky přidána další základnová stanice využívající kanály sousedních buněk. Výkon vysílače této základnové stanice je omezen, takže svým signálem pokrývá pouze část území původní buňky a nedochází k interferencím se signály sousedních buněk.

Popsaný způsob pevného přidělování kanálů, kdy každá základnová stanice má přístup pouze k omezenému počtu rádiových kanálů svazku (celého systému), je sice jednoduchý a snadno realizovatelný, nevyužívá však přidělené rádiové kanály s maximální efektivitou. Může nastat situace, kdy například v buňce 1 uprostřed svazku bude nedostatek volných rádiových kanálů, zatímco v buňce 7 bude obsazeno pouze 50% kanálů a zbytek kanálů bude nevyužit. Uvedený problém se řeší tzv. **dynamickým přidělováním kanálů DCA, DCS** (*Dynamic Channel Allocation, Selection*), kdy každá základnová stanice má přístup ke všem kanálům svazku. Jejich použití však závisí na tom, zda volný rádiový kanál není zrovna využíván v sousední buňce, což musí být zjištěno monitorováním provozu v okolních buňkách, [28].

Na území, které tvoří jednu buňku, je třeba umístit základnovou stanici tak, aby vysílaný signál v dostatečné intenzitě pokrýval co největší její část. Obvykle se BTS umístí do středu buňky nebo na vyvýšené místo, případně se využije vhodná výšková budova. Vlastní návrh parametrů BTS se provádí s pomocí výpočetní techniky. Nedílnou součástí podkladů pro speciální návrhové programy je i digitální mapa daného území, která by měla být dostatečně podrobná a hlavně aktuální. Vlastní návrh spočívá v modelování vysílání BTS a to tak, že operátor umístí do zvoleného bodu mapy anténu, zvolí její typ a nastaví elevační úhel, který obvykle bývá záporný, aby signál úmyslně pokrýval pouze omezené území buňky. Dále zvolí operátor výstupní výkon vysílače BTS a pracovní kmitočet. Po spuštění programu jsou do digitální mapy zakresleny různými barvami oblasti odpovídající určité intenzitě pole, případně velikosti signálu. Pokud výsledek neodpovídá představám operátora, změní umístění antén do jiného bodu mapy (na jinou budovu), zvolí jiný vyzařovací diagram antény, případně upraví

elevační úhel a výstupní výkon vysílače. Po dosažení uspokojivých výsledků je BTS na příslušném místě dočasně instalovaná a po jejím spuštění se provádí v různých bodech buňky kontrolní měření, které by mělo potvrdit správnost provedené počítačové simulace. Teprve po měřicí kontrole je BTS na zvoleném místě definitivně instalovaná.

Některé návrhové programy umožňují modelovat situace, ze kterých lze stanovit úroveň interferenčních produktů, které se vytváří v důsledku vysílání v sousední buňce na jiném kmitočtu. Pokud tyto interference dosahují nežádoucích úrovní, je možné už v návrhové etapě změnit předpokládaný vysílací kmitočet buňky.

3.5 Handover

Přepnutí spojení mezi mobilní stanicí MS a základnovou stanicí BTS během komunikace z jednoho kanálu na jiný kanál se nazývá *handover* neboli *handoff*. Dochází k němu v případě, kdy systém vyhodnotí nový kanál jako kvalitnější (například při rušení, velkém zpoždění, atd.), většinou však na hranicích mezi buňkami. Podle průběhu přepínacího procesu rozdělujeme handover na tvrdý, bezešvý (*seamless*) a měkký.

- **Tvrdý handover** - Systém nejdříve odpojí mobilní stanici z původního kanálu a teprve potom ji připojí na kanál nový. Při přepnutí dochází ke krátkému přerušení spoje (do 100 ms), což při přenosu hovorového signálu účastník nepostřehne, avšak při přenosu datových signálů může přepnutí způsobit ztrátu informace. Doba přerušení spojení se výrazně snižuje při synchronizaci základnových stanic.
- **Seamless (bezešvý) handover** - Nejdříve se vytvoří spojení na novém kanále, takže po určité krátkou dobu existuje paralelní spojení na dvou kanálech, a teprve potom je původní kanál odpojen (DECT).
- **Měkký handover** - Mobilní stanice je spojena na všechny dostupné základnové stanice (minimálně 2) a spojení se uskutečňuje paralelně po všech kanálech (zvýšené nároky na kapacitu sítě). Při pohybu MS v síti se některá spojení ruší jiná opět vznikají (IS-95, UMTS, IMT 2000).

Podle toho, která část systému provádí měření kvality spojení, rozhoduje o handoveru a řídí jej, rozdělujeme handover do následujících skupin.

- **Síť řízený handover - NCHO (Network Controlled Handover)** - Měření kvality kanálu provádí základnová stanice a na základě výsledků měření signálu provádí rozhodnutí o přepnutí. Na mobilní stanici nejsou kladeny žádné požadavky. Nejčastěji se používá v analogových systémech.
- **Handover řízený mobilní stanicí - MCHO (Mobile Controlled Handover)** - Měření kvality kanálů (všech) provádí mobilní i základnová stanice. Rozhodnutí o přepnutí provádí mobilní stanice, předá je do systému a ten zajistí provedení přepnutí (DECT).
- **Síť řízený handover s asistencí mobilní stanice - MAHO (Mobile Assisted Handover)** - Mobilní stanice neustále měří velikost signálu sousedních základnových stanic a výsledky měření předává servisní základnové stanici (ke které je právě připojena). Současně mobilní i základnová stanice provádí měření probíhajícího spojení. Na základě

naměřených údajů provádí systém rozhodnutí o přepnutí spojení a uskuteční je (GSM, JDC), [12], [28].

3.6 Typy spojování

Obecně všechny telekomunikační sítě, mezi něž patří i radiokomunikační sítě, používají dva základní způsoby spojování dvou i více účastníků.

Komutované spojování neboli spojení s přepojováním (přepínáním) okruhů používají od svého vzniku jak telefonní tak i radiotelefonní sítě, ale i některé komutované datové sítě. Po vytvoření spojení mezi dvěma účastníky je po celou dobu spojení (např. hovoru) využíván jeden přenosový kanál. Výhodou tohoto způsobu komunikace je určitá požadovaná kvalita spojení, nevýhodou je nižší efektivita využití přenosové kapacity sítě neboť přenosový kanál je obsazen i v případě, kdy účastníci spojení spolu nekomunikují (například mlčí). Přenosová rychlost signálu mezi oběma účastníky je dána nejpomalejším článkem celého řetězce. Pokud je uvedený způsob spojování využit při přenosu digitálních signálů, používá se tzv. **synchronní přenosový mód STM** (*Synchronous Transfer Mode*), při kterém je přenosová rychlost signálu konstantní.

V datových sítích, které vznikaly souběžně s rozvojem výpočetní techniky, se přenos dat provádí odlišným způsobem nazývaným **paketové spojování**. Tok dat je rozdělen na menší části, tzv. pakety, které jsou opatřeny záhlavím s adresou odesílatele i adresáta, prioritou a dalšími důležitými údaji. V datové síti se pakety šíří od odesílatele k adresátovi přes přepojovací uzly a jejich přenos může probíhat různými způsoby.

Při tzv. **službě bez spojení** (datagramová služba) se může stát, že v důsledku čekacích front a různé propustnosti sítě mohou být jednotlivé pakety směrovány k adresátovi po různých fyzických kanálech a do cílového bodu proto přicházejí v různém pořadí. Na přijímací straně musí být potom seřazeny do takového pořadí, v jakém byly vysílány. Uvedený způsob je vhodný pro přenos kratších zpráv. Při tzv. **službě se spojením** vyznačí první (vyhledávací) paket tzv. virtuální okruh a rezervuje v každém přepojovacím uzlu dostatečnou paměť pro celou zprávu. Data se tedy šíří po jednom fyzickém kanálu, avšak přenos jednotlivých paketů závisí na okamžité propustnosti sítě. Tento způsob přenosu je vhodný pro velké objemy dat. Paketový způsob přenosu umožňuje velice efektivní využití přenosové kapacity sítě. Nevýhodou jsou určité problémy vznikající při vzájemné komunikaci v reálném čase.

Výrazné zvyšování rychlosti paketového přenosu umožnilo až zavedení **asynchronního přenosového módu ATM** (*Asynchronous Transfer Mode*), jehož základní jednotkou je (na rozdíl od „klasických“ paketů) paket s pevnou délkou, nazývaný buňka ATM. Každá buňka ATM se skládá ze záhlaví a délce 5 bytů (40 bitů) a z informačního pole dat o délce 48 bytů (384 bitů). V záhlaví se přenáší informace o směrování buněk, jejich prioritě, potřebné šířce pásma, aj. Celková délka buňky 53 bytů (5+48) byla stanovena s ohledem na přenosovou rychlost do 155 Mbit/s, lze ji však použít až do přenosové rychlosti 600 Mbit/s, [10], [12], [28].

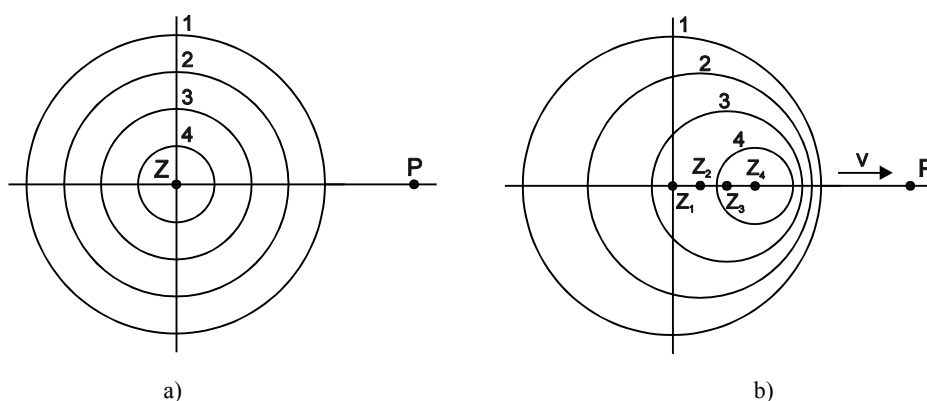
4 RUŠIVÉ JEVY PŮSOBÍCÍ NA SIGNÁL A MOŽNOSTI JEJICH OMEZENÍ

4.1 Dopplerův princip

Dopplerův princip, objevený v roce 1842 profesorem pražské techniky Christianem Dopplerem, lze obecně vyjádřit následovně: „Jestliže se zdroj vlnění Z a pozorovatel P pohybují, pak při vzájemném přibližování je kmitočet přijímaného vlnění vyšší a při vzájemném vzdalování naopak nižší.“

4.1.1 Zdroj se pohybuje vzhledem ke klidnému pozorovateli v klidném prostředí

Vlnoplochy klidného (nepohybujícího se) zdroje jsou ve čtyřech po sobě následujících periodách T znázorněny v řezu na obr. 4.1.a. Pohybuje-li se zdroj rychlostí $v = \text{konst.}$ (rovnoměrně přímočaře), jak je znázorněno na obr. 4.1.b, potom vlnoplochu 1 vyslal z místa Z_1 a vlnoplochu 2 z místa Z_2 , které je vzdáleno od prvního místa o vT . Podobně vlnoplochu 3 vyslal zdroj z místa Z_3 a vlnoplochu 4 z místa Z_4 .



Obr. 4.1. Šíření vln ze zdroje a) klidného, b) pohyblivého

Pro vzdálenosti bodů na obr. 4.1.b platí

$$Z_1Z_2 = Z_2Z_3 = Z_3Z_4 = vT. \quad (4.1)$$

Je zřejmé, že směrem k pozorovateli P jsou vlnoplochy zhuštěny, tj. vlnová délka je o

$$\Delta\lambda = vT \quad (4.2)$$

kratší, než kdyby byl zdroj Z v klidu. Poněvadž se přitom nemění fázová rychlost c , vnímá pozorovatel P vlnění s kmitočtem

$$f_P = \frac{c}{\lambda - \Delta\lambda} = \frac{c}{\lambda - vT} = \frac{c}{cT - vT} = \frac{c}{c - v} f_Z, \quad (4.3)$$

kde f_Z je kmitočet kmitů klidného zdroje. Kdyby se zdroj Z od pozorovatele P vzdaloval stejnou rychlostí v , zdánlivá vlnová délka by se naopak prodloužila a pro kmitočet kmitů, kterou vnímá pozorovatel P by platil vztah

$$f_P = \frac{c}{c+v} f_Z. \quad (4.4)$$

Fázová rychlost vlnění se nemění, avšak vůči pozorovateli se mění vlnová délka a kmitočet vlnění.

4.1.2 Pozorovatel se pohybuje vzhledem ke klidnému zdroji v klidném prostředí

Je-li zdroj Z i prostředí v klidu, projde pevným bodem za jednu sekundu celkem $f_Z = c/\lambda$ vln. Avšak pohybuje-li se pozorovatel P ke zdroji rychlostí $u = konst.$ (rovnoměrně přímočaře), mají k němu vlny relativní rychlost $c+u$, a proto vnímá větší počet vln daný vztahem

$$f_P = \frac{c+u}{\lambda} = \frac{c+u}{cT} = \frac{c+u}{c} f_Z. \quad (4.5)$$

V případě, že se pozorovatel P od zdroje Z vzdaluje, platí pro kmitočet kmitů, kterou vnímá pozorovatel vztah

$$f_P = \frac{c-u}{\lambda} = \frac{c-u}{cT} = \frac{c-u}{c} f_Z. \quad (4.6)$$

Vlnová délka se nemění, avšak vůči pozorovateli se mění fázová rychlost a kmitočet vlnění. Ze srovnání vztahů (4.3) až (4.6) vyplývá, že pro stanovení kmitočtu kmitů je třeba rozlišovat zda se pohybuje zdroj nebo pozorovatel.

4.1.3 Pozorovatel i zdroj se pohybují v klidném prostředí

V tomto případě se uplatní oba předchozí vlivy, takže pro kmitočet kmitů, kterou vnímá pozorovatel, lze psát

$$f_P = \frac{c \pm u}{\lambda \pm \Delta\lambda} = \frac{c \pm u}{\lambda \pm vT} = \frac{c \pm u}{cT \pm vT} = \frac{c \pm u}{c \pm v} f_Z. \quad (4.7)$$

Ze vztahu (4.7) vyplývá, že existují celkem čtyři případy:

$$\text{a) } Z \Rightarrow \Leftarrow P \quad \dots \quad f_P = \frac{c+u}{c-v} f_Z, \quad (4.8)$$

$$\text{b) } Z \Rightarrow \Rightarrow P \quad \dots \quad f_P = \frac{c-u}{c-v} f_Z, \quad (4.9)$$

$$\text{c) } Z \Leftarrow \Leftarrow P \quad \dots \quad f_P = \frac{c+u}{c+v} f_Z, \quad (4.10)$$

$$\text{d) } Z \Leftarrow \Rightarrow P \quad \dots \quad f_P = \frac{c-u}{c+v} f_Z. \quad (4.11)$$

4.1.4 Vliv pohybu prostředí

Pokud jsou zdroj i pozorovatel vzájemně v klidu (mohou se tedy oba pohybovat stejnou rychlostí ve stejném směru), nemá pohyb prostředí vliv na kmitočet přijímaných kmitů.

V případě, že se vlnění šíří v prostředí, které se pohybuje rychlostí w , je třeba do výše uvedených vztahů místo fázové rychlosti c dosadit rychlost $c + w$ (fázová rychlost má stejný směr jako rychlost prostředí), resp. $c - w$ (fázová rychlost má opačný směr jako rychlost prostředí).

V obecném případě, kdy vektor rychlosti prostředí má obecný směr, je třeba nejdříve určit složku tohoto vektoru spadající do směru šíření vlnění w_c a ve výše uvedených vztazích získanou hodnotu přičíst resp. odečíst od fázové rychlosti c .

Poznámka: Po úpravě vztahu (4.3), při uvažování případu $v/c < 1$ dostáváme

$$f_P = \frac{c}{c-v} f_Z = \frac{c(c+v)}{c^2-v^2} \frac{c}{c} f_Z = \frac{c+v}{c} \frac{1}{1-\left(\frac{v}{c}\right)^2} f_Z \approx \frac{c+v}{c} f_Z. \quad (4.12)$$

V případě, kdy rychlost v pohybu zdroje nebo rychlost u pohybu pozorovatele jsou mnohem menší než fázová rychlost šíření c , není třeba uvažovat rozdíl vztahů (4.3) a (4.5) resp. (4.4) a (4.6) a kmitočet kmitů lze v obou případech určit podle vztahů (4.5) resp. (4.6). V tomto zvláštním případě tedy nezávisí na tom, zda se pohybuje zdroj k pozorovateli nebo pozorovatel ke zdroji, [8], [9].

4.1.5 Dopplerův princip v mobilních komunikacích

V následujícím příkladě je naznačeno, jak se Dopplerův princip projeví například při přenosu signálu v celulární radiotelefonní síti GSM. Mobilní stanice MS se pohybuje rychlostí $v = 60 \text{ km/hod.} = 16,6 \text{ m/s}$ směrem k základnové stanici BTS. Vysílací kmitočet základnové stanice uvažujme $f_{BTS} = 900 \text{ MHz}$ a rychlost šíření elektromagnetických vln $c = 300000 \text{ km/s} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Poněvadž platí

$$\frac{v}{c} = \frac{16,6}{3 \cdot 10^8} = 5,53 \cdot 10^{-8} \ll 1,$$

použijeme podle Pozn. pro výpočet kmitočtové odchylky vztah (4.5), který upravíme do tvaru

$$f_{MS} = \frac{c+u}{c} f_{BTS} = f_{BTS} + \frac{u}{c} f_{BTS}$$

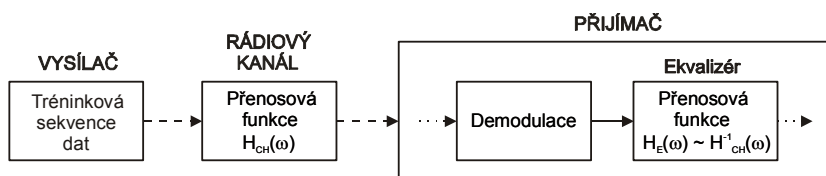
$$|f_{MS} - f_{BTS}| = |\Delta f| = \frac{u}{c} f_{BTS} = \frac{16,6}{3 \cdot 10^8} \cdot 900 \cdot 10^6 \cong 50 \text{ Hz}.$$

Systém GSM je navržen pro pohyb MS do rychlosti $v \cong 250 \text{ km/hod.} = 69,44 \text{ m/s}$. V tomto nejhorším případě bude odchylka kmitočtu způsobená Dopplerovým jevem

$$|\Delta f| = \frac{u}{c} f_{BTS} = \frac{69,44}{3 \cdot 10^8} \cdot 900 \cdot 10^6 \cong 208,33 \text{ Hz}.$$

4.2 Ekvalizace

V ideálním rádiovém kanálu se šíří signál od vysílací antény k přijímací anténě po jediné přímé dráze na níž dochází pouze k útlumu signálu a k jeho časovému zpoždění. V reálném rádiovém kanálu působí na signál řada různých jevů, které mohou způsobit jeho znehodnocení. Kromě popsaného Dopplerova posuvu kmitočtu jsou to dále různé typy úniků signálu, způsobené mnohocestným šířením vln i jinými fyzikálními jevy, různá atmosférická a průmyslová rušení, atd. Při bližším zkoumání vlastností reálného rádiového kanálu, lze téměř všechny rušivé vlivy považovat za různé formy kmitočtového neboli lineárního zkreslení. Z tohoto pohledu je proto možné považovat rádiový kanál za lineární. Lineární zkreslení rádiových kanálů je možné kompenzovat v přijímači pomocí tzv. ekvalizačních obvodů, zařazených v mezifrekvenční části nebo většinou až za demodulátorem.



Obr. 4.2. Princip kompenzace lineárního zkreslení

Obecný princip kompenzace lineárního zkreslení je naznačen na obr. 4.2. Komplexní přenosová funkce rádiového kanálu s šířkou kmitočtového pásma B je dána vztahem

$$H_{CH}(\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad (4.13)$$

a vyjadřuje jak jeho modulovou (amplitudovou) charakteristiku $K(\omega)$, tak i fázovou charakteristiku $\varphi(\omega)$. Ve skutečnosti se jedná o přenosovou funkci rádiového kanálu včetně obvodů vysílače od modulátoru k anténě a všech obvodů přijímače před ekvalizérem. V případě, že kanál nevykazuje lineární zkreslení, platí

$$K(\omega) = K \quad \text{a} \quad \varphi(\omega) = -\omega t_0, \quad (4.14)$$

kde t_0 je doba zpoždění signálu. Lineární zkreslení rádiového kanálu je teoreticky možné kompenzovat ekvalizačním obvodem s přenosovou funkcí $H_E(\omega)$, zařazeným v ideálním případě přímo na výstup kanálu. Pro výslednou přenosovou funkci rádiového kanálu i ekvalizéru potom platí $H(\omega) = H_{CH}(\omega) H_E(\omega)$. Aby pro výslednou přenosovou funkci $H(\omega)$ platily podmínky (4.14), tj. aby rádiový kanál včetně ekvalizéru nevykazoval lineární zkreslení, musí pro přenosovou funkci ekvalizéru platit

$$H(\omega) = H_{CH}(\omega) H_E(\omega) = K e^{-j\omega t_0} \Rightarrow H_E(\omega) = \frac{K e^{-j\omega t_0}}{H_{CH}(\omega)}. \quad (4.15)$$

Poněvadž přenosová funkce ekvalizéru je úměrná reciproké hodnotě přenosové funkce kanálu, nazývají se ekvalizační obvody také inverzní ekvalizační filtry. Pro jejich realizaci se používají různé typy digitálních filtrů nebo transversální filtry (filtry se zpožďovacími linkami s odbočkami), u kterých se požadované přenosové funkce ekvalizéru dosahuje nastavením váhových koeficientů.

Pro nastavení požadované funkce ekvalizéru je však třeba znát, podle (4.15), přenosovou funkci rádiového kanálu. Tu je možné zjistit v přijímači měřením odezvy na vysílaný, předem známý signál. Po změření odezvy a na základě znalosti vysílaného signálu, je možné vypočítat přenosovou funkci kanálu a pomocí ní stanovit podle (4.15) přenosovou funkci ekvalizéru. Poněvadž podmínky v rádiovém kanálu bývají časově proměnné (což je typické pro mobilní komunikace), mění se s časem i jeho lineární zkreslení, a proto se nastavení ekvalizéru musí v průběhu přenosu korigovat. Proces, při kterém se adaptivně mění nastavení ekvalizéru v určitých časových intervalech, se nazývá **adaptivní ekvalizace**.

U digitálních systémů se provádí ekvalizace opět za účelem kompenzace lineárního zkreslení rádiového kanálu, avšak kritériem pro její účinnost je minimalizace intersymbolových interferencí ISI a tím i minimalizace BER. Do vysílaného signálu se vkládá v určitých časových intervalech tzv. **tréninková sekvence dat**, jejíž posloupnost je v přijímači známa. Pomocí této sekvence se provádí periodický odhad přenosové funkce rádiového kanálu. Po jejím vyhodnocení se periodicky nastavuje přenosová charakteristika adaptivního digitálního filtru, [10], [28].

4.3 Diverzitní příjem

Velice nepříjemným jevem, který se při rádiové komunikaci vyskytuje velice často, je kolísání úrovně signálu v místě příjmu, obecně označované jako **únik** (*fading*). Může být způsoben terénními překážkami mezi pohybující se mobilní stanicí a stacionární základnovou stanicí nebo postupnými změnami parametrů ionosféry, případně mnohocestným šířením signálu mezi vysílačem a přijímačem, komplikovaným navíc pohybem vysílače nebo přijímače.

V případě mnohocestného šíření signálu, způsobeného odrazem vysílaného signálu od různých překážek, dochází v každém bodě daného prostředí (např. v místě příjmu) k vektorovému sčítání přímého a jednotlivých odražených signálů. V prostředí se tak mohou vytvořit tzv. lokální maxima a lokální minima signálu, jejichž vzdálenost závisí na vlnové délce vysílaného signálu. Rozložení pole v takovém prostředí není rovnoměrné, a proto jsou rozdílné i podmínky příjmu v různých bodech prostředí. Poněvadž některé z překážek, na kterých vznikají odrazy, se mohou pohybovat, jsou podmínky příjmu navíc i časově závislé. Obdobná situace nastává v případě, kdy se mezi pevnými překážkami pohybuje přijímač (mobilní stanice).

Pro omezení, případně potlačení, uvedených jevů se používá technika diverzitního (výběrového) příjmu. Podstatou diverzitního příjmu je vytvoření několika nezávislých přenosových kanálů mezi vysílačem a přijímačem, ve kterých je přenášen stejný informační signál. Důležitou podmínkou je **minimální vzájemná korelace úniků v jednotlivých kanálech**. Jestliže se úroveň signálu s časem mění ve všech rádiových kanálech stejným způsobem, diverzitní příjem je neúčinný. Vytvoření několika přenosových cest může, ale také nemusí být spojeno s úpravami ve vysílací části systému. Diverzitním způsobem může být přijímán i signál z „běžného“ vysílače. Na přijímací straně je možné z určitého počtu přijatých signálů vytvořit různými způsoby výsledný signál, u něhož je vliv úniků výrazně potlačen. U diverzitních systémů se dosahuje zlepšení poměru signál-šum až o několik dB.

V oblasti mobilních komunikací se rozlišují dva základní systémy diverzitní komunikace. Makroskopické diverzitní systémy se používají k omezení vlivu **pomalých úniků**, způsobených zastíněním mobilní stanice relativně velkým objektem nebo překážkou. Realizují se soustavou základnových stanic, ze kterých si mobilní stanice vybere tu, s níž bude mít nejlepší spojení.

Mikroskopické diverzitní systémy omezují naproti tomu vliv **rychlých úniků** (Rayleighův únik), způsobených mnohocestným šířením signálu i pohybem mobilní stanice. Využívají komunikace na více rádiových kanálech (s minimální vzájemnou korelací), rychlým přepínáním nosného kmitočtu (*frequency hopping*). Lokální minima signálů různých kmitočtů téměř nikdy nenastávají současně, a proto je možné z dílčích signálů vytvořit výsledný signál neovlivněný únikem.

Vytváření nezávislých rádiových kanálů je možné provádět různými způsoby. Nejstarší, ale stále používaný, je **diverzitní systém s prostorovým výběrem**. Používá jeden vysílač a na přijímací straně určitý počet samostatných antén, vzájemně vzdálených o několik vlnových délek λ (minimálně $\lambda/2$). Každá anténa je připojena k samostatnému přijímači (vysokofrekvenční části), ze kterých se signály vhodným způsobem vybírají nebo se přímo sečítají.

Diverzitní systém s úhlovým výběrem se skládá ze stejných částí jako systém s prostorovým výběrem, používá však směrové antény, které jsou nastaveny do různých směrů a přijímají signály odražené od blízkých objektů.

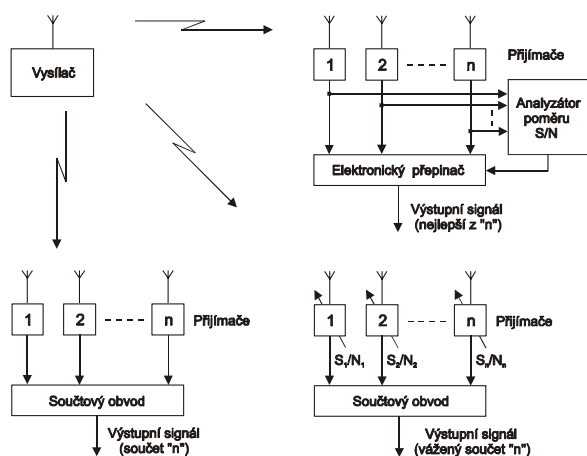
Diverzitní systém s polarizačním výběrem vyžaduje úpravu vysílače, kde musí být vysílán signál dvěma různými anténami, a to s horizontální i vertikální polarizací. Na přijímací straně musí být použity dva přijímače, každý s anténou pro jiný druh polarizace. Využívá se toho, že signály přenášené dvěma rádiovými vlnami s lineární vertikální a horizontální polarizací, mají velice slabě korelované úniky.

Slabé korelace úniků rádiových vln s dostatečně rozdílnými kmitočty využívá **diverzitní systém s kmitočtovým výběrem**. Odstup jednotlivým kmitočtů by měl být 2-4 % kmitočtu nosné vlny. Tyto systémy mohou používat jednu vysílací a jednu přijímací anténu, avšak počet vysílačů a přijímačů je dán počtem použitých kmitočtů.

Diverzitní systémy s časovým výběrem jsou vlastně systémy s časovým multiplexem, kde je ve všech účastnických kanálech přenášen stejný signál. Rámec TDM může mít délku až jednotky sekund. Nevýhodou tohoto způsobu je dlouhá doba přenosu.

Na obr. 4.3 jsou nakresleny různé způsoby sdružování signálů na přijímací straně. Nejjednodušším způsobem je prostý součet všech signálů. Lepších výsledků se dosáhne

Obr. 4.3. Různé způsoby sdružování signálů na přijímací straně



váženým sčítáním signálů, kdy výsledný signál je složen z „příspěvků“ od jednotlivých přijímačů, které jsou úměrné poměru signál-šum příslušných signálů. Třetí způsob výběru lze charakterizovat jako „nejlepší z n “. Signály z jednotlivých přijímačů se analyzují a podle hodnoty poměru signál-šum se vybere nejlepší, který je přes elektronický přepínač přiveden na výstup, [10], [12], [28].

5 RADIOTELEFONNÍ SYSTÉMY

Rádiové sítě se staly v posledních letech velkým konkurentem pevných telekomunikačních sítí neboť kromě obdobných služeb, které nabízejí pevné sítě, mohou účastníkovi navíc nabídnout komunikaci při zachování jeho mobility. Proto se velice často označují jako mobilní sítě. Pevné a mobilní sítě jsou většinou vzájemně propojeny, takže účastníci spolu mohou bez problémů komunikovat.

První veřejné radiotelefonní sítě používaly radiotelefonní systémy s přenosem analogových signálů, označované jako systémy 1. generace. V současné době se již používají systémy s přenosem digitálních signálů, jež jsou řazeny mezi systémy 2. generace. Díky použití nejmodernější technologie mohou tyto systémy využít i nejnovější poznatky z oblasti zpracování digitálních signálů. Kromě přenosu hovorových signálů, pro které byly původně určeny, se v nich začíná v narůstající míře používat i přenos datových signálů, tj. přenos různých textů a obrazů.

Přehled základních světových standardů, spolu s uvedením jejich základních technických parametrů, je pro analogové systémy 1. generace uveden v tab. 5.1 a pro digitální systémy 2. generace je uveden v tab. 5.2, [19], [20], [21], [28], [30].

Tab. 5.1. Základní světové standardy analogových celulárních radiotelefonních systémů

Systém:	AMPS	TACS	C 450	NMT 450	NMT 900
Kmitočtový rozsah [MHz]	824 - 849 869 - 894	890 - 915 935 - 960	450 - 455,74 460 - 465,74	453 - 457,5 463 - 467,5	890 - 915 935 - 960
Odstup rádiových kanálů [kHz]	30	25	10	25	12,5
Počet rádiových kanálů	832	1000	573	180	1999
Kmitočtový odstup FDD [MHz]	45	45	10	10	45
Využití na území	Amerika Austrálie JV Asie Afrika	Evropa Afrika JV Asie	Německo Portugalsko	Evropa Afrika JV Asie	Evropa Afrika JV Asie

Tab. 5.2. Základní světové standardy digitálních celulárních radiotelefonních systémů

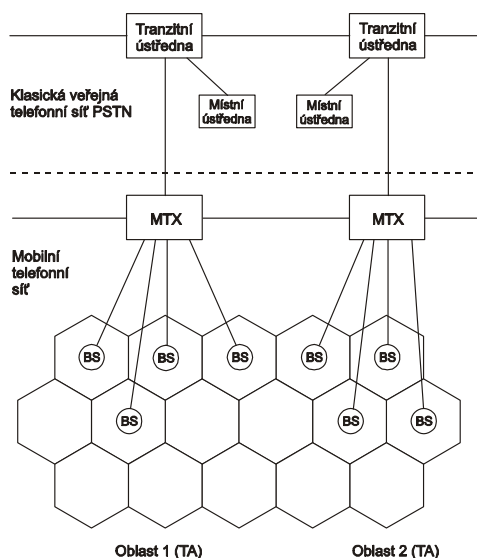
Systém:	GSM	IS 54	IS 95	JDC
Mnohonásobný přístup	FDMA / TDMA	FDMA / TDMA	FDMA / CDMA	FDMA / TDMA
Kmitočtový rozsah [MHz]	890 - 915 935 - 960	824 - 848 869 - 894	824 - 848 869 - 894	810 - 826 940 - 956
Duplex	FDD	FDD	FDD	FDD
Odstup rádiových kanálů [kHz]	200	30	1250	25
Digitální modulace	GMSK (BT=0,3)	$\pi/4$ QPSK	QPSK, OQPSK	$\pi/4$ QPSK
Zdrojové kódování	RPE - LTP	VSELP	QCELP 9,6 4,8 2,4 1,2	VSELP
Přenosová rychlost [kbit/s]	13	8		8
Počet účastnických kanálů v rádiovém kanálu	8	3	není fixní	3
Kanálové kódování	konvoluční 1/2	konvoluční 1/2	konvoluční 1/2, 1/3	CRC
Přenosová rychlost [kbit/s]	270,833	48,6	1228,8	42

5.1 Systém NMT 450 (Nordic Mobile Telephone)

Byl vyvinut ve skandinávských zemích (Dánsko, Finsko, Norsko a Švédsko), původně pro spojení rybářských lodí s pobřežím. Teprve později se uplatnil jako veřejný radiotelefonní systém s analogovým přenosem signálů. Základní varianta systému se rozšířila do řady evropských i mimoevropských zemí, mezi jinými i do České republiky, kde se dosud používá. V Německu byl systém vhodně upraven pro místní podmínky a označuje se C 450.

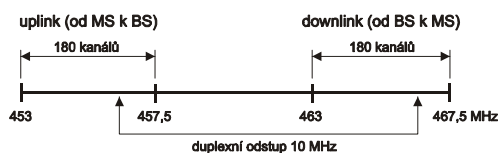
5.1.1 Základní struktura a parametry

Systém používá celulární strukturu a jeho zjednodušená architektura je nakreslena na obr. 5.1. Celé území, které má být pokryto signálem, např. území jednoho státu, je rozděleno na menší části, buňky. Průměry jednotlivých buněk se pohybují od stovek metrů do desítek kilometrů. Obvykle uprostřed každé buňky jsou umístěny základnové stanice BS (*Base Station*), které jsou připojeny k radiotelefonní ústředně MTX (*Mobile Telephone Exchange*), buď rádiovými linkami nebo čtyřdrátovými telefonními linkami (čtyřdrátem). Prostřednictvím BS



Obr. 5.1. Zjednodušená architektura systému NMT 450

(*Public Switched Telephone Network*). Jejich vzájemné propojení se provádí telefonními linkami (čtyřdrátem).



Obr. 5.2. Kmitočtová pásma systému NMT 450

tzv. *downlink*, se používá pro přenos signálů od BS k MS. V těchto pásmech je vytvořeno

komunikují jednotliví účastníci se svými mobilními stanicemi MS (*Mobile Station*) se systémem. Skupina základnových stanic připojených k jedné ústředně vytváří svazek – servisní oblast SA (*Service Area*), která může být rozdělena na několik suboblastí TA (*Traffic Area*). Ústředny MTX jsou vzájemně propojeny, přičemž jedna z nich má funkci hlavní ústředny HMTX (*Home MTX*). Ta obsahuje databázi všech účastníků systému označovanou jako domovský lokační registr HLR (*Home Location Register*). Ostatní ústředny obsahují tzv. návštěvnický lokační registr VLR (*Visitor Location Register*), ve kterém jsou informace o účastníkovi uloženy pouze dočasně a po opuštění území pod řízením příslušné ústředny jsou data z registru vymazána. Jednotlivé ústředny MTX mohou být připojeny k pevné telefonní síti PSTN

Systém používá pro přenos analogových signálů přes rádiové rozhraní kmitočtovou modulaci. Kmitočtové pásmo 453 až 467,5 MHz přidělené systému je rozděleno na dvě části. Dolní pásmo 453 až 457,5 MHz, tzv. *uplink*, se používá pro přenos signálů od MS k BS. Horní pásmo 463 až 467,5 MHz,

celkem 180 rádiových duplexních kanálů, s roztečí duplexního páru 10 MHz. Každý rádiový kanál má šířku kmitočtového pásma 25 kHz. Graficky jsou kmitočtová pásma systému naznačena na obr. 5.2. Kromě uvedeného základního rozdělení kmitočtového pásma a šířky pásma rádiových kanálů, existují i jiné varianty, které se rozlišují velkými písmeny, THF-2 (P, C, M, F, K, H, SA, SB).

5.1.2 Mobilní stanice MS

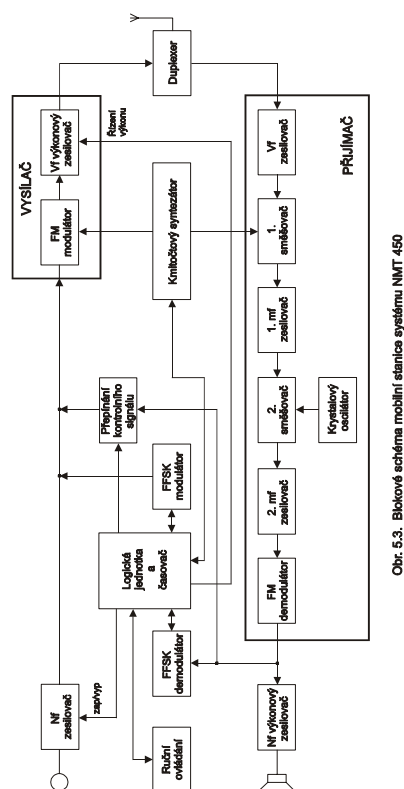
Blokové schéma mobilní stanice je nakresleno na obr. 5.3. Signál z mikrofону, s šířkou kmitočtového pásma 300 až 3400 Hz, je zesílen v nízkofrekvenčním zesilovači, který může účastník podle potřeby vypnout. Zesilovač obsahuje kompresor dynamiky signálu v poměru 1:2. Před vstupem do FM modulátoru je k hovorovému signálu přidán signalizační signál z FFSK modulátoru a kontrolní signály z logické jednotky (mohou být až 4 v okolí 4 kHz). Výsledný signál je upraven obvodem preemfáze pro zdůraznění jeho vyšších spektrálních složek. Kmitočtový modulátor pracuje se zdvihem max. 4,7 kHz pro hovorový a signalizační signál, při použití kontrolních signálů je zdvih max. 5 kHz. Nosná je generovaná v kmitočtovém syntezátoru řízeného z logické jednotky. Modulovaný signál přichází do vysokofrekvenčního koncového stupně, jehož výkon lze skokově měnit na hodnoty 0,15W, 1,0W a 1,5W. Přes duplexer je signál přiváděn do antény a vyzářen do prostoru.

Přijímač mobilní stanice pracuje jako superheterodyn s dvojitým směřováním z důvodů potlačení signálů zrcadlových kmitočtů. Signál z antény je přiváděn přes duplexer do vysokofrekvenčního zesilovače a odtud do prvního směšovače. Heterodynní signál je generovaný v kmitočtovém syntezátoru řízeném logickou jednotkou. První mezifrekvenční zesilovač pracuje na kmitočtu $f_{mf1} = 45 \text{ MHz}$. Ve druhém směšovači je zdrojem heterodynního signálu krystalem řízený oscilátor. Druhý mezifrekvenční zesilovač pracuje na kmitočtu $f_{mf2} = 455 \text{ kHz}$. Mezifrekvenční zesilovač se podílí až 90% na celkové citlivosti a selektivitě přijímače. Po demodulaci v kmitočtovém demodulátoru je signál upraven obvodem deemfáze (potlačení vyšších spektrálních složek signálu) a jsou z něj odděleny jak signalizační signál, který je veden do demodulátoru FFSK, tak i signál kontrolní, který je veden do přepínače řízeného logickou jednotkou. Hovorový signál prochází expanderem dynamiky, dále je zesílen v nízkofrekvenčním výkonovém zesilovači a přiveden do reproduktoru.

Kontrolní signály se používají ke stanovení kvality přenosu měřením poměru signál-šum. Měření i jeho vyhodnocení provádí základnová stanice bez „vědomí“ účastníka mobilní stanice. Na základě signalizačních signálů vyslaných z BS je z logické jednotky vydán příkaz k elektronickému přepínači, který propojí cestu kontrolního signálu z výstupu demodulátoru FM na vstup modulátoru FM. Tím se MS stává pro kontrolní signál průchozí a BS může měřit kvalitu obou směrů přenosu současně (downlink i uplink). Kontrolní signál vysílaný BS prochází mobilní stanicí zpět k BS, která změří a vyhodnotí jeho poměr signál-šum.

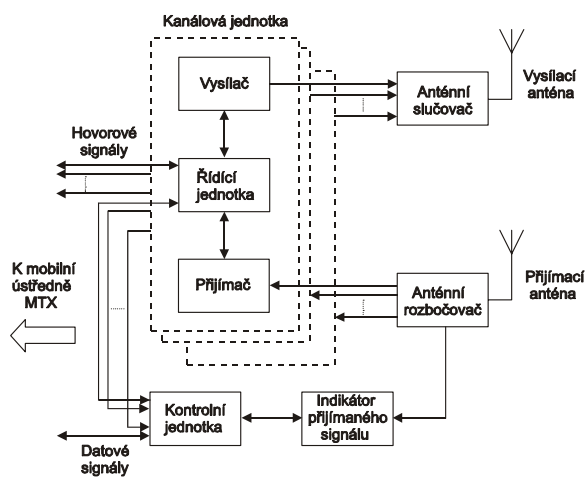
Řízení mobilní stanice i ostatních částí systému je prováděno pomocí procesorů řízených digitálními signály. Přenos řídicích informací mezi MS a systémem se proto uskutečňuje prostřednictvím **signalizačních signálů**. Digitální signály jsou pro přenos v kmitočtovém pásmu hovorových signálů upraveny v FFSK modulátoru do tvarů: log.1 je vyjádřena jednou periodou signálu s kmitočtem 1200 Hz, log.0 je vyjádřena 1,5 periodou signálu s kmitočtem 1800 Hz. V FFSK demodulátoru jsou naopak analogové signály převedeny na digitální.

Příkon mobilní stanice ze zdrojů je různý v závislosti na pracovním režimu. V pohotovostním režimu je odběr ze zdrojů řádově mA až desítky mA. V hovorovém módu se odběr výrazně zvyšuje a podle výstupního výkonu dosahuje hodnot řádově až stovky mA.



5.1.3 Základnová stanice BS

Blokové schéma základnové stanice BS je nakresleno na obr. 5.4. Podle počtu rádiových kanálů přidělených základnové stanici, obsahuje stejný počet kanálových jednotek. Každá kanálová jednotka obsahuje rádiový přijímač a vysílač, jejichž činnost je řízena řídicí jednotkou. Vysílací anténa je společná pro všechny vysílače a signál k ní je přiváděn z anténního slučovače, kde jsou sloučeny výstupní signály všech vysílačů. Podobně i přijímací anténa je společná pro všechny přijímače a signál z ní je přiváděn k jednotlivým přijímačům přes anténní rozbočovač. V případě sektorizace buňky se používá několik směrových antén vyzařujících do různých směrů. Pro každý sektor je v takovém případě vyhrazen jen určitý počet kanálových jednotek. Hovorové signály jsou z řídicí jednotky vedeny k ústředně MTX nejčastěji čtyřdrátovým vedením složeným ze dvou párů vodičů, každý pár pro jeden směr přenosu. Datové signály (signalizace) se vedou z BS k MTX zvláštním vedením.



Obr. 5.4. Blokové schéma základnové stanice systému NMT 450

Vysílač základnové stanice obsahuje kompresor dynamiky, obvod preemfáze, FM modulátor a koncový vysokofrekvenční stupeň, jehož výstupní výkon bývá až

50W. V přijímači základnové stanice je signál zpracován ve vysokofrekvenčních obvodech a dále upraven členem deemfáze a expanderem dynamiky. Řídící jednotka obsahuje řídicí mikroprocesor, modem pro signalizační signály a obvody pro zpracování a vyhodnocení kontrolního signálu z hlediska poměru signál-šum. V případě malého poměru signál-šum je vyslán k MS pokyn, aby zvýšila výstupní výkon svého vysílače.

K nejdůležitějším funkcím, které provádí BS, patří handover. Nad jeho přípravou i provedením dohlíží kontrolní jednotka. Informace o úrovni přijímaných signálů dodává řídicí jednotce indikátor přijímaném signálu a informace o kvalitě signálu (poměru signál-šum) jí dodává řídicí jednotka. Je-li poměr signál-šum malý, vysílá BS signál k MTX. Ta přikáže BS i sousedním BS měřit úroveň signálu od MS. Výsledky měření jsou předány MTX a ta přepne hovor do BS s nejlepším příjmem. Současně může MTX přes BS vydat povel ke změně výkonu MS.

5.1.4 Signalizace

Přenos všech informací pro sestavování a řízení jednotlivých spojení se provádí prostřednictvím signalizačních signálů. K přenosu mezi mobilní stanicí a systémem se tyto digitální signály upravují pomocí FFSK modemů (modulátor + demodulátor) do tvarů popsaných v odstavci 5.1.2. Bitová perioda digitálního signálu je $T_b = 0,83ms$, tj. $f_b = 1200bit/s$.

Signalizační rámce mají všechny stejnou délku a jejich základem je 16 hexadecimálních znaků ($16 \cdot 4 = 64bitů$), v nichž je obsažena potřebná informace. Tato data jsou zabezpečena kanálovým kódováním pomocí Hagelbargerova konvolučního kódu. Ochranný kód umožňuje opravu až do šesti po sobě jdoucích chybných bitů, je-li před i za chybou 19 správných bitů. Po kódování má základ rámce délku 140 bitů. Na začátek rámce je umístěno 15 bitů pro bitovou synchronizaci (101010101010101), za nimiž následuje 11 bitů pro rámcovou synchronizaci (11100010010). Výsledná délka každého rámce je $15 + 11 + 140 = 166bitů$ a doba trvání rámce je $166 : 1200 = 0,138s$.

Rámce přenášené k MS obsahují:

- informaci o redukci výkonu N_1 ,
- číslo kanálu N_2N_3 ,
- znak P udávající význam rámce,
- číslo území (oblasti) Y_1Y_2 ,
- identifikační číslo MS - $ZX_1X_2X_3X_4X_5X_6$, kde Z označuje stát (DK ~ 5 , S ~ 6 , N ~ 7 , SF ~ 8 , IS ~ 8 , CS ~ 7 , B ~ 2),
- pomocné informační pole.

Rámce přenášené z MS k BS neobsahují číslo území Y_1Y_2 a pomocné informační pole obsahuje pět znaků $J_1J_2J_3J_4J_5$. Všechny rámce začínají znaky $N_1N_2N_3P$.

V následujících dvou příkladech je zjednodušeně naznačena komunikace mezi mobilní stanicí a systémem pomocí signalizačních signálů. Uvažujme mobilní stanici s identifikací $ZX_1X_2X_3X_4X_5X_6 = 6123456$, kde $Z = 6$ označuje Švédsko, která se pohybuje ve Finsku $Y_1 = 8$ na území $Y_2 = 2$.

Příklad č.1 - Hovor z MS :

- MS chce volat číslo 90061. Přeladuje se proto v kmitočtovém pásmu a hledá volný kanál ($P = 3$) se stejným číslem oblasti v jaké se nachází, a kde předtím již uskutečnila spojení. Necht' se naladí na volný kanál č. 95, ve kterém bude signalizační rámec:

695 3 82 0000000 000	„FREE TRAFFIC CHANNEL“
s významem	„Volný provozní kanál“

- Při rozdílu čísla území vysílaného rámcem z MTX a údajem v paměti MS, dochází k hledání nového „volajícího kanálu“. Následují dvě přeladění, kdy MS hledá ústřednu, která ji zaregistruje a přidělí „volající kanál“. Není-li hledání úspěšné objeví se na displeji ROAM a uživatel musí manuálně volat MTX.

- MS vysílá po sobě dva shodné rámce (požadavek a identifikaci):

695 1 6123456 00000	„I WANT TO MAKE A CALL!“
s významem	„Potřebuji spojení!“

- MTX vysílá až 8 identických rámců (dotaz, požadavek):

695 5 82 6123456 000	„REPEAT YOUR ID!“
s významem	„Opakuj svoji identifikaci!“

- MS opakuje požadavek a identifikaci čtyřikrát a zakončí rámcem ze samých nul (*idle frame*):

695 1 6123456 00000	
000 0 0000000 00000	„THIS IS MY ID“
s významem	„To je moje identifikace“

- MTX odpoví rámcem:

695 6 82 6123456 333	„READY TO RECEIVE DIGITS“
s významem	„Připraveno pro příjem číslic“

- MS nyní vysílá rámce s číslicemi volaného čísla včetně indikátorů číslic, 0 (lichá) a F (sudá). Každý rámec se opakuje dvakrát a na konci volby je vysílán rámec složený pouze z nul.

695 7 6123456 00999	„9“
695 7 6123456 FF000	„0“
695 7 6123456 00000	„0“
695 7 6123456 FF666	„6“
695 7 6123456 00111	„1“
000 0 0000000 00000	

- Po přijetí číslic vysílá MTX čtyři signální rámce a čtyři nulové rámce:

695 6 82 6123456 666	„DIGITS RECEIVED“
000 0 0000000 00000	
s významem	„Číslice jsou přijaty“

- Následuje příkaz pro BS ($Z = F$) aby spojila hovor MTX-MS

695 F 82 F0003 22222	AN ORDER TO THE BS
s významem	„Příkaz pro základnovou stanici“

- Po vykonání příkazu je mobilní stanice připojena k ústředně. Na kvalitu přenosu dohlíží BS měřením poměru signál-šum.

Příklad č.2 - Hovor z MTX :

- V pohotovostním stavu je mobilní stanice naladěna na tzv. „volající kanál“ (také nazývaný *paging channel*) a přijímá rámce:

690 C 82 0000000 000	„CALLING CHANNEL“
s významem	„Volající kanál“

- V případě příchozího hovoru je vysílán z MTX rámec (a to do všech BS v oblasti MTX, kde byla MS naposledy identifikována):

690 C 82 6123456 000	„A CALL FOR 6123456“
s významem	„Hovor pro MS s číslem 6123456“

- MS zasílá k ústředně na tomto kanálu svoji identifikaci (telefonní číslo a heslo). Ústředna vybere volný hovorový kanál, jeho číslo zašle MS, atd.
- Při vypnuté MS nebo je-li MS na území bez rádiového signálu, tj. MS neodpovídá, může být hovor přesměrován na číslo C (*Service Centre*) nebo na záznamový přístroj.

Dalšími signalizačními procesy jsou změna vysílaného výkonu, roaming, přepnutí na jinou BS během hovoru, ukončení hovoru z podnětu MS, ukončení hovoru z podnětu MTX, atd.

Po zapnutí MS nebo po ukončení hovoru je vyhledán „volající kanál“. Přeladování pásma může probíhat až několikrát po sobě, přičemž při prvním přeladování se nastaví přijímač MS na nejhorší citlivost, kterou po každém přeladění o stupeň zlepší, např. $10\mu V$, $3,2\mu V$, $0,8\mu V$. Důvodem je naladění MS na nejbližší základnovou stanici. V případě nastavení přijímače na nejlepší citlivost by se mohla MS naladit na vzdálenou BS hned při prvním kroku ladění. Po spojení hovoru by zcela jistě za chvíli následoval požadavek na handover (z důvodů slabého signálu) a komunikace se systémem by se komplikovala. Rychlost přeladování kmitočtového pásma je typicky 20 ms/kanál (syntezátor, demodulace, FFSK), takže celkové přeladění pásma trvá přibližně 3,6 s. Po indikaci signálu FFSK je vše připraveno k přijetí rámců z MTX, které mohou být za dobu 276 ms (2 rámce) analyzovány.

Na „volajícím kanálu“ MS kontroluje úroveň nosné v pravidelných intervalech a pokud je signál nevyhovující, provede přeladění na jiný „volající kanál“. Měření se provádí ve dvouminutových intervalech, ve kterých nesmí velikost nosného signálu klesnout pod $3,2\mu V$ v 75% celkové doby měření.

5.1.5 Radiotelefonní ústředna MTX

Radiotelefonní ústředna DX 200 MTX se používá jak v systému NMT 450, tak i pro jeho rozšířenou a dokonalejší variantu NMT 900. Její jednoduché blokové schéma je nakresleno na obr. 5.5. Ústředna je plně digitální a řízená programem uloženým v paměti. Používá mikroprocesory Intel 8086, 8085 a TMS 32010. Je navržena pro maximální počet 60 000 účastníků a je schopna řídit až 1024 základnových stanic BS, které mohou být rozděleny až do 16 oblastí (TA). V každé oblasti mohou být buňky čtyř různých typů:

- mikrobuňka s průměrem 0,5 až 3 km, potřebný výkon MS je 0,1W,
- malá buňka s průměrem 2 až 6 km, potřebný výkon MS je 1W,

- velká buňka s průměrem 5 až 20 km, potřebný výkon MS je 6W,
- buňka deštníkového typu má stejné parametry jako velká buňka.

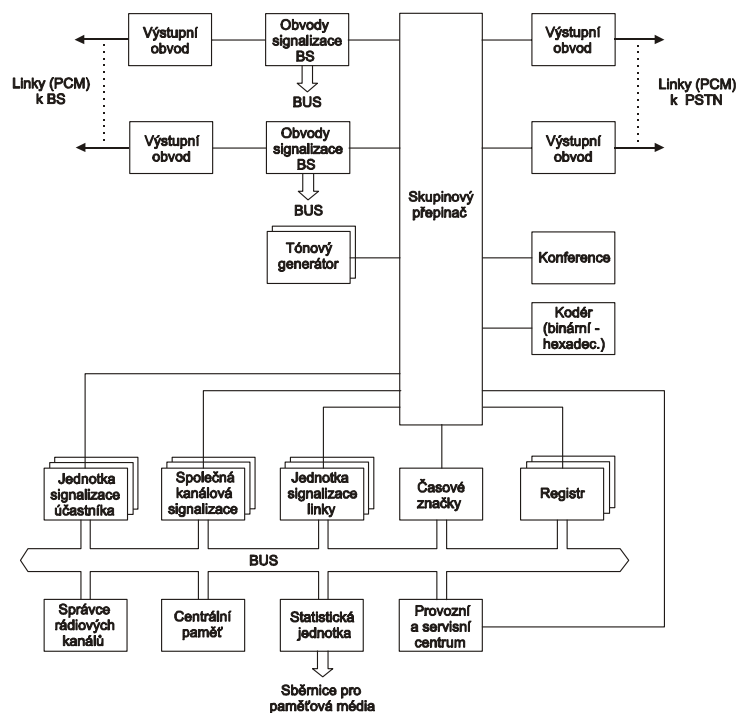
Signály na výstupu ústředny ve směru k základnovým stanicím i k pevné telekomunikační síti jsou v digitálním tvaru PCM. Při spolupráci ústředny se základnovými stanicemi starších typů musí být proto zapojeny na výstupech z ústředny převodníky A-D a D-A. K nejdůležitějším částem ústředny patří následující bloky.

Obvody signalizace BS (*Base Station Signalling Equipment*). Zpracovávají signalizaci z MS a BS, vytvářejí 64 bitové rámce pro vyhodnocení v ústředně. Současně vytváří signalizaci pro BS a MS. K tomu se používá speciální procesor TMS 32010 (demodulace a modulace FFSK) a procesor 8086 (kódování, dekódování).

Jednotka signalizace účastníka (*Mobile Subscriber Signalling Unit*). Dohlíží na tu část signalizace, týkající se hovoru a přepínání hovoru z jednoho rádiového kanálu na druhý.

Správce rádiových kanálů (*Channel Administration Unit*). Zde jsou uloženy informace o současném využití každého rádiového kanálu.

Statistická jednotka (*Statistical Unit*). Účtování hovorů, záznam informací o hovorech na dvě záznamová média (magnetofonové pásky, Winchester disky).



Obr. 5.5. Blokové schéma radiotefonní ústředny DX 200 MTX

5.2 Systém GSM (*Global System for Mobile Communication, Group Special Mobile*)

Celulární radiotefonní systém GSM patří mezi systémy druhé generace, které jsou plně digitální. Jeho vývoj byl zahájen v počátku osmdesátých let na podnět organizace CEPT. Na vývoji tohoto celoevropského standardu veřejné radiotefonní sítě se podílel také ETSI, který v roce 1991 vydal první část doporučení GSM - Phase 1. Zpočátku se systém používal pouze pro přenos hovorových signálů, avšak v současné době se již ve velké míře využívá také k přenosu datových signálů (textů a obrazů). Je dostatečně flexibilní, aby do něj mohly být implementovány nové technologie (GPRS, HSCSD). Proto se jeho použití rozšířilo i mimo Evropu. V současné době se jeho vývoj dostal již do druhé fáze, GSM – Phase 2, a počítá se s jeho dalším vylepšováním a postupných přechodem na systém třetí generace UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) – Universální mobilní telekomunikační systém.

V porovnání s analogovými systémy umožňuje dosáhnout kvalitnější spojení v nepříznivých podmínkách pozemních rádiových kanálů, efektivněji využívá přidělená kmitočtová pásma a odposlech je téměř vyloučen. Přenos signálů v digitální formě umožňuje značně rozšířit nabídku poskytovaných služeb a dosáhnout kompatibility s jinými digitálními sítěmi, a to nejen v rámci jednoho státu, ale po celém světě.

5.2.1 Rozdělení kmitočtového pásma

Primární systém GSM, označovaný PGSM (*Primary GSM*) nebo GSM 900, má přidělené kmitočtové pásmo 890 MHz až 960 MHz rozděleno na dvě části. Pro spojení mobilní stanice MS (*Mobile Station*) – základnová rádiová stanice BTS (*Base Transceiver Station*), tzv.

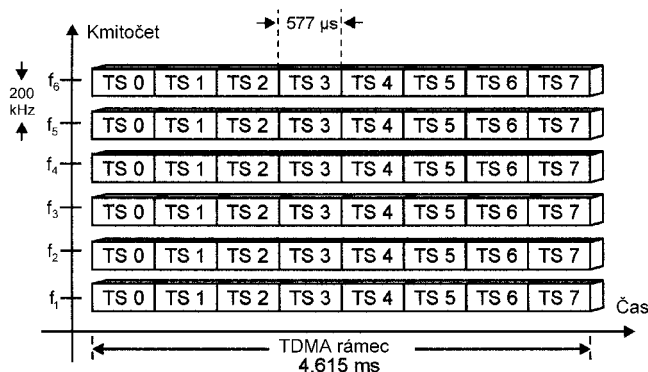
uplink, je vyhrazeno pásmo 890 MHz až 915 MHz. Pro spojení BTS – MS, tzv. downlink, je vyhrazeno pásmo 935 MHz až 960 MHz. Je tedy použit přístup FDMA a kmitočtový duplex FDD.

Základnové stanice vysílají na vyšším kmitočtu duplexního páru, jehož rozteč je 45 MHz. Uvnitř každého pásma je vytvořeno 124 rádiových kanálů, každý s šířkou pásma 200 kHz. Zbylá 125. část je rozdělena na poloviny (2.100 kHz), z nichž jedna tvoří oddělovací úsek na horním a druhá na dolním konci každého pásma. Pro číslo rádiového kanálu, které může nabývat hodnot od 1 do 124, se používá označení ARFCN (*Absolute Radio Frequency Channel Number*). Systém PGSM používá tedy 124 duplexních kanálů. Kmitočet nosné pro uplink $f_{CUL}(n)$ i downlink $f_{CDL}(n)$ lze určit ze vztahů

$$f_{CUL}(n) = 890,0 + 0,2 \cdot n \quad [\text{MHz}], \quad (5.1)$$

$$f_{CDL}(n) = f_{CUL}(n) + 45 \quad [\text{MHz}], \quad (5.2)$$

kde $n = \text{ARFCN}$, pro něž platí $1 \leq n \leq 124$. Rozdělení pásma na jednotlivé rádiové kanály je naznačeno v tab. 5.3. V každém rádiovém kanálu je metodou TDMA vytvořeno 8 časových intervalů TS (*Time Slot*), které tvoří rámec TDMA (*TDMA Frame*). Do každého TS je „vložen“ jeden účastnický kanál, při použití zdrojového kodéru s plnou rychlostí (*full rate*) nebo dva kanály, při použití zdrojového kodéru s poloviční rychlostí (*half rate*). Celkový počet účastnických duplexních kanálů je při použití kodéru s plnou rychlostí $124 \cdot 8 = 992$, při použití kodéru s poloviční rychlostí $124 \cdot 16 = 1984$. Kodéry s poloviční rychlostí se zatím nepoužívají. Rozdělení rádiových a účastnických kanálů je přehledně naznačeno na obr. 5.6.



Obr. 5.6. Rozdělení rádiových a účastnických kanálů systému GSM

Tab. 5.3. Rozdělení kmitočtového pásma systému PGSM

n	$f_{CUL} [\text{MHz}]$	$f_{CDL} [\text{MHz}]$
1	890,2	935,2
2	890,4	935,4
3	890,6	935,6
4	890,8	935,8
5	891,0	936,0
.	.	.
.	.	.
.	.	.
121	914,2	959,2
122	914,4	959,4
123	914,6	959,6
124	914,8	959,8

Rozšířený systém GSM, označovaný EGSM (*Extended GSM*), se v současné době běžně používá. Pásmo, která využívá systém PGSM, jsou na spodních okrajích rozšířena o 10 MHz. Kapacita systému se zvýšila o 50 duplexních kanálů. Kmitočet nosné pro uplink se určí ze vztahů

$$f_{CUL}(n) = 890,0 + 0,2 \cdot n \quad [\text{MHz}], \quad \text{kde } 0 \leq n \leq 124 \quad (5.3)$$

$$\text{a} \quad f_{CUL}(n) = 890,0 + 0,2 \cdot (n - 1024) \quad [\text{MHz}], \quad \text{kde } 975 \leq n \leq 1023. \quad (5.4)$$

Pro kmitočet nosné $f_{CDL}(n)$ platí vztah (5.2). Ochranný úsek 100 kHz na spodních koncích obou pásem se posunul o 10 MHz níže.

Systém GSM 1800, DCS-1800, PCN-1800. Používá kmitočtová pásma 1710 MHz až 1785 MHz pro uplink a 1805 MHz až 1880 MHz pro downlink. V těchto pásmech je umístěno 374 rádiových kanálů, každý s šířkou pásma 200 kHz. Celkový počet účastnických kanálů je $374 \cdot 8 = 2992$ (při použití kodéru s plnou rychlostí). Na horních a spodních okrajích obou pásem jsou opět oddělovací úseky 100 kHz. Rozteč duplexního páru je 95 MHz. Kmitočty nosných pro uplink a downlink se určí ze vztahů

$$f_{CUL}(n) = 1710,0 + 0,2 \cdot (n - 511) \quad [\text{MHz}], \quad \text{kde } 512 \leq n \leq 885 \quad (5.5)$$

$$\text{a} \quad f_{CDL}(n) = f_{CUL}(n) + 95 \quad [\text{MHz}]. \quad (5.6)$$

Systém GSM 1900, DCS-1900, PCS-1900, se používá od roku 1995 v USA. Kmitočtová pásma 1850 MHz až 1910 MHz pro uplink a 1930 MHz až 1990 MHz pro downlink, jsou rozdělena na 299 kanálů, každý s šířkou pásma 200 kHz. Rozteč duplexního páru je 80 MHz. Od GSM 1800 se kromě kmitočtových rozsahů liší i v používaných výkonových úrovních. Kmitočty nosných pro uplink a downlink se určí ze vztahů

$$f_{CUL}(n) = 1850,0 + 0,2 \cdot (n - 512) \quad [\text{MHz}], \quad \text{kde } 512 \leq n \leq 810 \quad (5.7)$$

$$\text{a} \quad f_{CDL}(n) = f_{CUL}(n) + 80 \quad [\text{MHz}]. \quad (5.8)$$

Účastnický kanál nemusí využívat po celou dobu komunikace jedinou nosnou vlnu, ale podle určitých pravidel mění nosný kmitočet v pravidelných časových intervalech. Využívají se tzv. pomalé kmitočtové skoky (*Short Frequency Hopping*). Sníží se tím především ztráty způsobené Rayleighovým únikem v případech, kdy se mobilní stanice téměř nepohybuje.

5.2.2 Výkonové úrovně

Podle používaných výkonových úrovní jsou mobilní a základnové stanice systému GSM rozděleny do několika tříd. V tab. 5.4 jsou uvedeny pro jednotlivé třídy maximální výkonové úrovně ve [W] a [dBm]. Minimální výkon mobilní stanice je 20 mW (13 dBm).

Pro GSM – Phase 2, jsou maximální výkony základnových stanic určených pro mikrobuňky a pikobuňky menší. Dělí se do tříd:

- M1 – 0,25W (24 dBm)
- M2 – 0,08W (19 dBm)
- M3 – 0,03W (14 dBm).

Minimální výkon mobilní stanice je 2,5 mW (4 dBm).

Tab. 5.4. Výkonové úrovně v systému GSM

Výkonová třída	Maximální výkon MS	Maximální výkon BTS
1	20W (43 dBm)	320W (55 dBm)
2	8W (39 dBm)	160W (52 dBm)
3	5W (37 dBm)	80W (49 dBm)
4	2W (33 dBm)	40W (46 dBm)
5	0.8W (29 dBm)	20W (43 dBm)
6		10W (40 dBm)
7		5W (37 dBm)
8		2,5W (34 dBm)

5.2.3 Zpracování signálu

5.2.3.1 Zdrojové kódování

Při výběru zdrojového kódování pro systém GSM se sešlo celkem 20 návrhů z 9 zemí Evropy. Závěrečné hodnocení se zúžilo na 4 kodeky, u kterých se hodnotila především kvalita výsledného hovorového signálu a dále schopnost transkódování. Testování se provádělo pro sedm evropských jazyků, při třech různých úrovních signálů (12 dB, 22 dB a 32 dB pod maximální úrovní), zkoumal se vliv BER (0 , 10^{-4} , 10^{-2}) a vliv šumového prostředí. Základní parametry a hodnocení kodeků jsou uvedeny v tab. 5.5. Pro srovnání je zde uvedeno i hodnocení kvality hovorového signálu po přenosu pomocí analogové kmitočtové modulace. Výsledkem výběru byl kodek RPE-LTP (*Regular Pulse Excitation - Long Term Prediction*) využívající dílčích metod dvou testovaných kodeků. Pro efektivní činnost kodéru musí být na jeho vstup přiveden speciálně upravený digitalizovaný hovorový signál. Výstupní přenosová rychlost kodéru pro hovorový signál je 13 kbit/s.

Tab. 5.5. Parametry kodeků pro systém GSM a jejich hodnocení

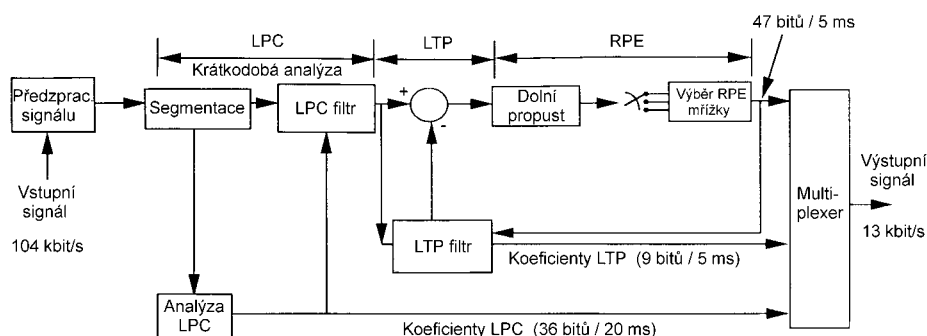
Kódování	MOS (1 ~ špatný 5 ~ výborný)	Počet pásem	Přenosová rychlost [kbit/s]	Počet matemat. operací [mil./s]	Výrobce
RPE - LPC	3,54	1	14,77	1,5	Philips, Germany
MPE - LTP	3,27	1	13,20	4,9	IBM, France
SBC - APCM	3,14	16	13,0	1,5	Ellemtel, Sweden
SBC - ADPCM	2,92	8	15,0	1,9	Britisch Telecom Research
Analogová FM	1,95	-	-	-	-

Analogový hovorový signál v pásmu 300 - 3400 Hz je po filtraci vzorkován s kmitočtem 8 kHz a segmentován do časových rámců 20 ms. V analogově digitálním převodníku se vytvoří v každém časovém rámci 160 vzorků, z nichž každý je kódován 13 bity, tj. do 8192 úrovní. Bitová rychlost signálu na vstupu kodéru je tedy $160 \cdot 13 / 20 \cdot 10^{-3} = 104 \text{ kbit/s}$.

Obvody kodéru, jehož jednoduché blokové schéma je nakresleno na obr. 5.7, jsou realizovány signálovými procesory v technologii LSI a podle funkce je lze rozdělit na bloky:

- předzpracování signálu,
 - analýza LPC,
 - krátkodobá analýza a filtrace,
 - analýza LTP a filtrace,
 - kódování RPE.
- **Předzpracování signálu** spočívá v odstranění stejnosměrné složky a provedení preemfáze, aby se přesněji zpracovaly složky s vyššími kmitočty, které mají menší úrovně.
 - Výsledkem **analýzy LPC** je osm filtračních koeficientů (tzv. koeficientů odrazu), které jsou vyjádřeny v logaritmické míře a kvantovány.
 - Výsledkem **krátkodobé analýzy a filtrace** je filtrovaný signál (160 vzorků) a filtrační koeficienty. Filtr lze považovat za digitální imitaci lidského hlasového traktu, kde koeficienty představují vliv jeho ostatních částí (zuby, jazyk, hltan, atd.). Zde ještě nedochází k výraznému snížení přenosové rychlosti.

- **Kódování RPE.** Pro LTP analýzu je hovorový rámec 160 filtrovaných vzorků rozdělen do 4 bloků po 40 vzorcích (5 ms). První blok obsahuje vzorky 1, 5, 9, 13, 157, druhý 2, 6, 10, 14, 158, atd. Z těchto bloků je vybrán blok s největším signálem.
- **Analýza LTP.** Smyčka LTP používá k výpočtu odhadu rozdílového signálu z rekonstruovaného excitačního signálu. LTP filtr je charakterizovaný ziskem a zpožděním.



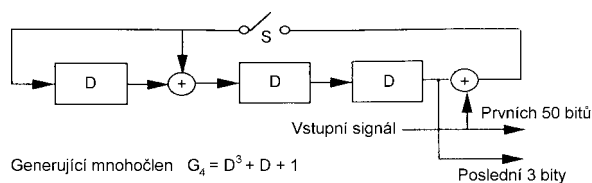
Obr. 5.7. Jednoduché blokové schéma kodéru RPE-LTP

Výsledkem zdrojového kódování je $47.4 = 188$ bitů excitačního signálu a $4.9 + 36 = 72$ bitů reprezentujících koeficienty LTP filtru a LPC analýzy. Celkem 260 bitů za 20 ms představuje výstupní přenosovou rychlost signálu 13 kbit/s . Při použití výkonnějších signálových procesorů je možné dosáhnout rychlosti poloviční, tj. $6,5 \text{ kbit/s}$ (*half rate coder*).

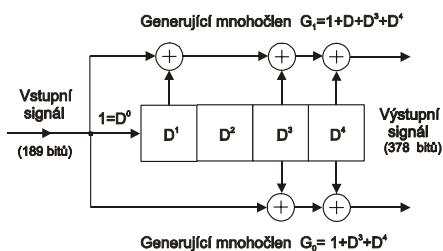
5.2.3.2 Kanálové kódování

Z celkového počtu 260 bitů hovorového rámce délky 20 ms, jsou však pro rekonstrukci signálu na přijímací straně některé bity důležitější a některé méně důležité. Proto se také zabezpečují proti chybám na přenosové cestě s různým stupněm ochrany. Jak je naznačeno na obr. 5.8, je 260 bitů rozděleno na tři části, tzv. třída 1a, třída 1b, třída 2, které jsou podle své důležitosti kódovány s různým stupněm zabezpečení.

Nejdůležitějších 50 bitů **třídy 1a** je zabezpečeno třemi paritními bity v blokovém kodéru nakresleném na obr. 5.9. V případě výskytu chyby v této skupině bitů, je na přijímací straně ignorován celý blok dat. Vstupní signál přicházející do kodéru je vedený jednak na jeho výstup, ale současně je zaváděn přes sčítací člen i do registru, jehož zpětná vazba je uzavřena sepnutým spínačem S. Prvních 50 bitů tedy beze změny přichází na výstup kodéru, ale současně tyto bity ovlivňují nastavení kruhového registru sestaveného podle generujícího mnohočlenu. Po načítání 50 bitů se spínač S rozpojí a k signálu jsou přidány nakonec tři paritní bity, které zůstaly v buňkách posuvného registru. Tak je k signálu přidána informace, jejíž obsah nutně závisí na všech 50 předchozích bitech.



Obr. 5.9. Kodér pro zabezpečení bitů třídy 1a

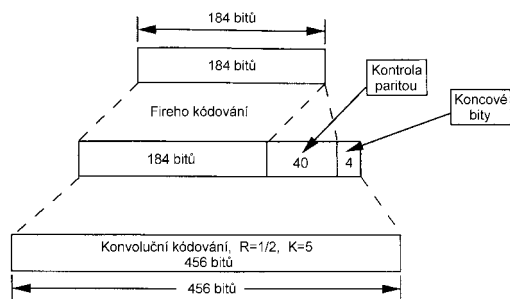


Obr. 5.10. Konvoluční kodér pro zabezpečení bitů třídy 1

- vstupní bitový tok a 4 nulové bity, $D^0 = 1$
- bitový tok zpožděný o jeden bit, D^1
- bitový tok zpožděný o dva bity, D^2
- bitový tok zpožděný o tři bity, D^3
- bitový tok zpožděný o čtyři bity, D^4
- výstup $(1 + D^3 + D^4)$
- výstup $(1 + D^1 + D^3 + D^4)$
- výstup konvolučního kodéru

Výsledkem kanálového kódování rámců hovorového signálu je blok dat s délkou $2 \cdot [(50 + 3) + (132 + 4)] + 78 = 456$ bitů. Přenosová rychlost signálu po kanálovém kódování je $456 / 20 \cdot 10^{-3} = 22,8 \text{ kbit/s}$.

Podobně se kódují i datové signály s rychlostí $2,4 \text{ kbit/s}$ až $9,6 \text{ kbit/s}$. Kódování řídicích signálů je naznačeno na obr. 5.11. Přenosová rychlost po kanálovém kódování je opět $22,8 \text{ kbit/s}$.



Obr. 5.11. Kanálové kódování řídicích signálů

Ke 132 bitům **třídy 1b** jsou přidány 4 koncové nulové bity. Zbýlých 78 bitů **třídy 2** se přenáší bez zabezpečení.

Celkový počet bitů třídy 1, tj. $(50 + 3) + (132 + 4) = 189$ bitů, je podrobeno konvolučnímu kódování s kódovým poměrem $R = 1/2$ a délkou působení $K = 5$. Na výstupu konvolučního kodéru, jehož symbolické schéma je nakresleno na obr. 5.10, dostáváme $2 \cdot 189 = 378$ bitů. Následující příklad naznačuje generaci konvolučního kódu.

Příklad:

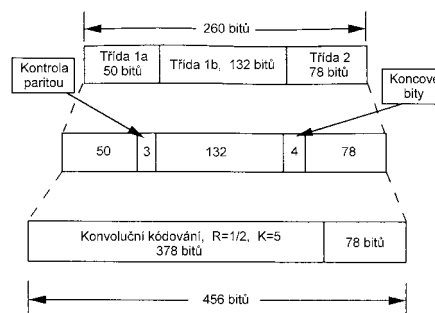
- vstupní bitový tok

```

      1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1
1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0
0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0
0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0
0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0
0 0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0
1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 0
1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0

1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0

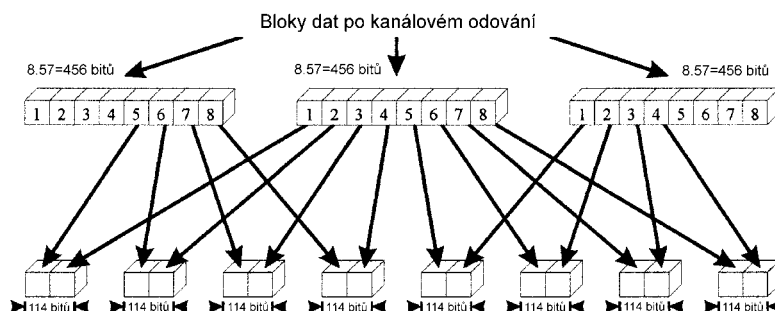
```



3. Kanálové kódování hovorových signálů

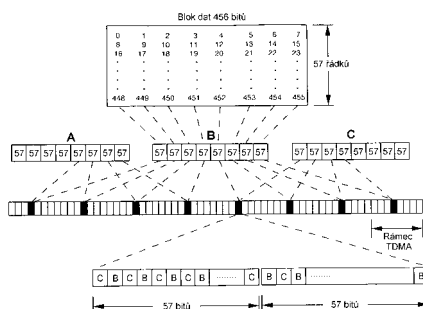
5.2.3.3 Prokládání (*Interleaving*)

Každý blok s délkou 456 bitů, vytvořený kanálovým kódováním, se rozdělí na 8 skupin po 57 bitech. Ty jsou metodou diagonálního prokládání proloženy s posledními čtyřmi skupinami předchozího bloku a prvními čtyřmi skupinami následujícího bloku, jak je zjednodušeně naznačeno na obr. 5.12.



Obr. 5.12. Základní myšlenka prokládacího procesu

Podrobněji je prokládací proces znázorněn na obr. 5.13. Bloky A, B a C náleží jednomu hovorovému signálu a reprezentují úseky hovoru v délce 20 ms následující těsně za sebou. Jsou proloženy způsobem vysvětleným na obr. 5.12, takže černé obdélníky reprezentují skupiny $2 \cdot 57 = 114$ bitů příslušející jednomu hovorovému signálu. Z obrázku vyplývá, že každému hovoru je přidělen jen určitý časový úsek (*time slot*) v tzv. rámci TDMA, který se pravidelně opakuje. Detail prokládacího procesu je naznačen ve spodní části obrázku a vyplývá z něj, že jednotlivé bloky po 57 bitech jsou proloženy bit po bitu, tedy trochu jinak než je zjednodušeně naznačeno na obr. 5.12.



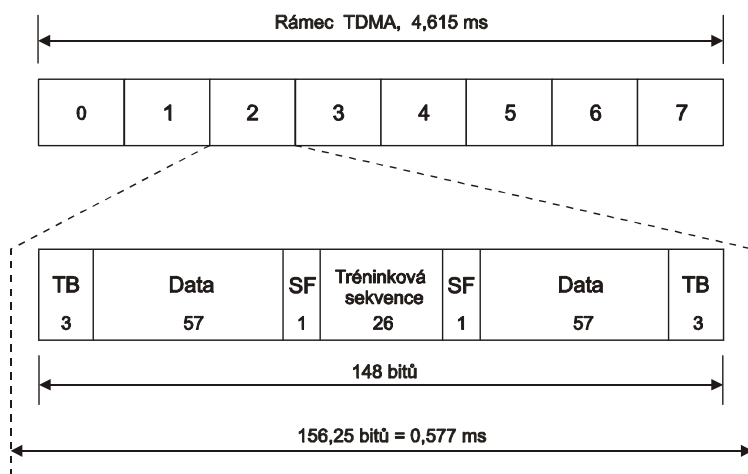
Obr. 5.13. Detail prokládacího procesu

5.2.3.4 Vytváření burstů

Po doplnění dvou 57 bitových skupin hovorového signálu o 26 bitů tzv. tréninkové sekvence, dále o 2 bity řídící, dvě trojice koncových (okrajových) bitů a 8,25 bitů ochranných, dostáváme **základní jednotku přenosu v systému GSM** označovanou názvem **burst**. Tréninková sekvence dat je pravidelně vysílána uprostřed každého burstu pro zajištění funkce ekvalizace. Celkové uspořádání **normálního burstu** pro přenos hovorových signálů a některých řídicích signálů, je nakresleno na obr. 5.14.

Burst obsahuje celkem 156,25 bitů a jeho doba trvání je 0,577 ms (přesně $15/26 \approx 0,5769 \text{ ms}$). Z těchto dvou údajů lze vypočítat přenosovou rychlost signálu v rádiovém kanálu

$$f_{bc} = \frac{156,25}{\frac{15}{26} \cdot 10^{-3}} = 270,833 \text{ kbit/s} . \quad (5.9)$$



Obr. 5.14. Normální burst

Poněvadž v rádiovém kanálu je přenášeno osm účastnických kanálů, vychází na jeden účastnický kanál přenosová rychlost signálu $f_{bU} = 270,833/8 = 33,854 \text{ kbit/s}$.

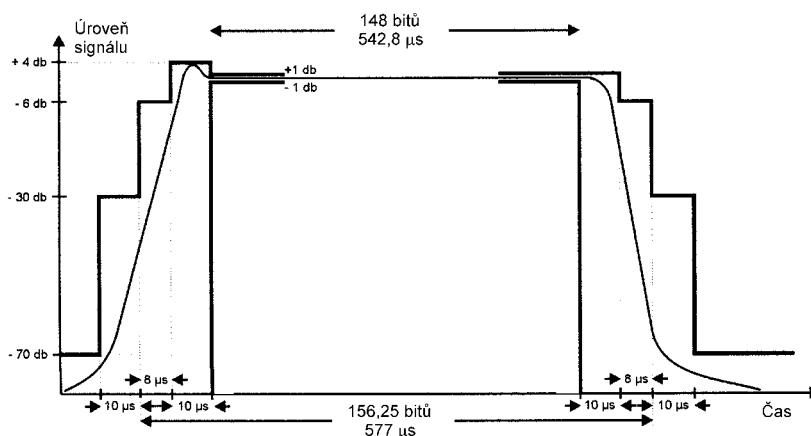
Každá bitová pozice v burstu je označena svým číslem BN (*Bit Number*). První bit je označen BN0, poslední bit (čtvrtinový) je označen BN156. Dvě trojice koncových (okrajových) bitů TB (*Tail Bits*) jsou na pozicích BN0, BN1, BN2, resp. BN145, BN146, BN147 a obsahují vždy pouze 0. Řídící bity označené SF (*Stealing Flag*) udávají, zda je v burstu přenáš

hovorový signál nebo řídící informace. Tréninková sekvence dat TS (*Training Sequence*) přenášena uprostřed burstu sestává z 26 bitů. Používané tréninkové sekvence jsou uvedeny v tab. 5.6. Jsou uloženy v paměti každé mobilní stanice, která je využívá pro funkci ekvalizace.

Tab. 5.6. Tréninkové sekvence

Číslo kódu TS	Tréninková sekvence 26 bitů
0	00100101110000100010010111
1	00101101110111100010110111
2	01000011101110100100001110
3	01000111101101000100011110
4	00011010111001000001101011
5	01001110101100000100111010
6	10100111110110001010011111
7	11101111000100101110111100

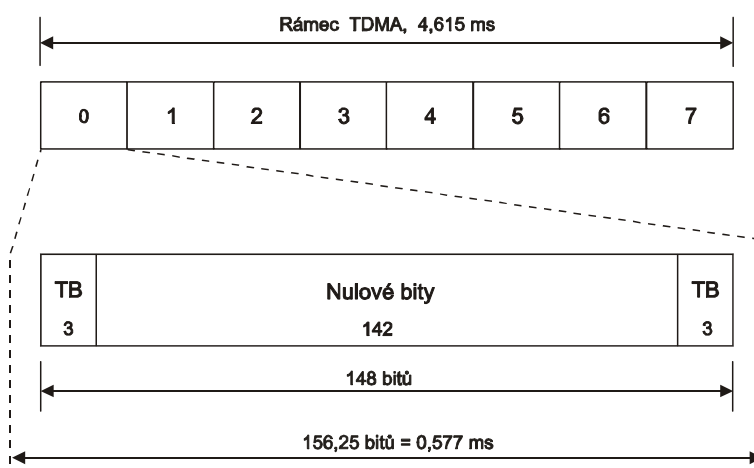
BTS o $d \approx 9,14 \text{ km}$. Druhým důvodem pro zavedení ochranné doby je nutnost rychlého nárůstu a poklesu výkonu vysílače, který pracuje v impulzním (burstovém) režimu. Toleranční výkonový diagram (*Power Ramping Time Mask*) je pro normální burst nakreslen na obr. 5.15. Vyplývá z něj, že nárůst i pokles výkonu vysílače musí splňovat přísná kritéria, aby signál nepronikal do sousedních timeslotů a nerušil sousední účastnické kanály.



Obr. 5.15. Toleranční výkonový diagram pro normální burst

V systému GSM se používá pět různých druhů burstů. Kromě již popsaného normálního burstu, jsou to dále synchronizační burst, burst pro kmitočtovou korekci, přístupový burst a prázdný burst.

Burst pro kmitočtovou korekci obsahuje samé nuly, jak je nakresleno na obr. 5.16. Používá se pro kmitočtovou synchronizaci mobilní stanice. Sekvence samých 0 (neboť i okrajové bity jsou nulové) odpovídá nemodulovanému signálu s kmitočtovým posuvem $1625/24 = 67,7 \text{ kHz}$ nad nosnou. Pokud přijímá mobilní stanice tento burst, určí nosnou tak, že od kmitočtu přijímaného signálu (horní signalizační kmitočet) odečte hodnotu $\Delta f = 67,7 \text{ kHz}$.



Obr. 5.16. Burst pro kmitočtovou korekci

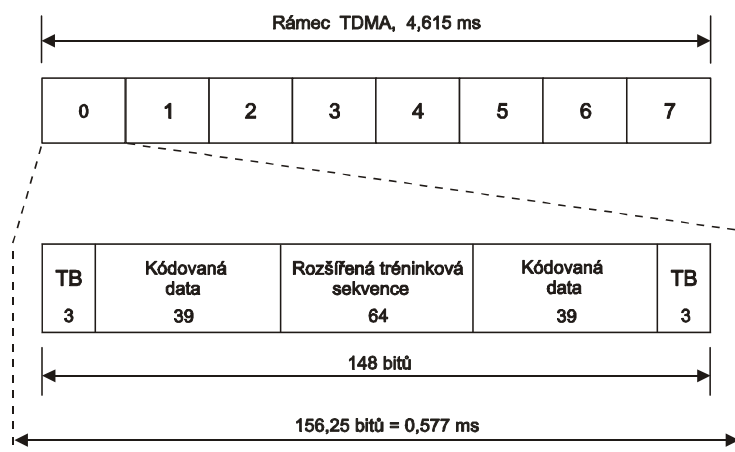
Synchronizační burst se používá pro časovou synchronizaci mobilní stanice a je vysílán vždy za burstem pro kmitočtovou korekci. Jeho struktura je nakreslena na obr. 5.17. Obsahuje dlouhou, rozšířenou tréninkovou sekvenci na pozicích BN42, BN43, BN105, ve tvaru

1011100101 1000100000 0100000011 1100101101 0100010101 1101100001 1011.

Zakódovaných 78 bitů nese informaci o pořadí TDMA rámce, kódu operátora PLMN (*Public Land Mobile Network*) a kódu základnové stanice, jak je uvedeno v tab. 5.7.

Tab. 5.7. Část informací přenášených synchronizačním burstem

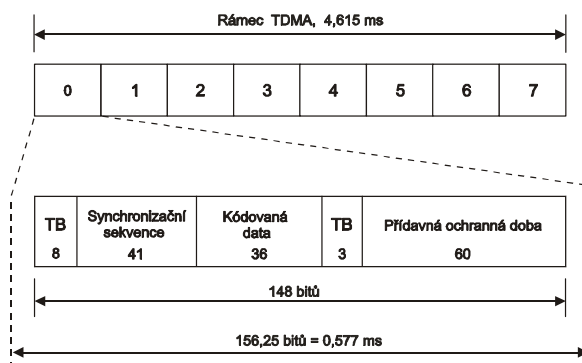
Kód operátora PLMN 3 bity	Kód BS 3 bity	T1 číslo superrámce 11 bitů	T2 číslo multirámce 5 bitů	T3 číslo rámce 3 bity
BSIC (<i>BTS Identification Code</i>) 6 bitů		RFN (<i>Reduced TDMA Frame Number</i>) 19 bitů		



Obr. 5.17. Synchronizační burst

informaci ve formě šestibitového slova. Na základě této informace upraví mobilní stanice dobu vysílání tak, aby eliminovala vliv zpoždění signálu a vysílané bursty přicházely k základnové stanici v požadovaných časových relacích. Pro 63 bitů (tj. 63 časových posuvů) vychází ochranná doba $t_{ZP\ MAX} = 63 \cdot 3,692 \approx 232,6\ \mu s$, což odpovídá vzdálenosti $d_{MAX} = 232,6 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 = 69780\ m = 69,78\ km \approx 70\ km$. Vypočítaná ochranná doba $t_{ZP\ MAX}$ vyjadřuje maximální možné zpoždění signálu na cestě od BTS k MS a zpět od MS k BTS. Odpovídající vzdálenost $d_{MAX} = 2r_{MAX}$ určuje dvojnásobek maximální vzdálenosti MS od BTS. Odtud vyplývá, že systém GSM je navržen na maximální poloměr buňky $r_{MAX} = d_{MAX}/2 \approx 35\ km$.

V případě, kdy není třeba zpoždění signálu v účastnickém kanálu uvažovat nebo MS již časový posuv upravila, vysílá BTS vždy o 3 TS dříve než MS, jak je naznačeno na obr. 5.19 pro účastnický kanál TS1. V obrázku je naznačen i případ, kdy MS musí upravit začátek vysílání v důsledku velkého zpoždění signálu. Na pokyn BTS začíná vysílat MS dříve, aby signál, který se na cestě zpozdí, dorazil k BTS přesně o 3 TS později než byl okamžik vysílání.



Obr. 5.18. Přístupový burst

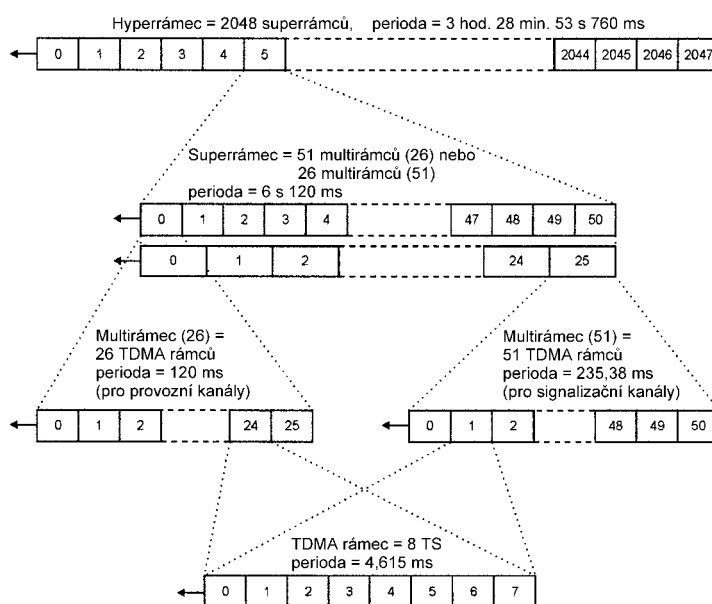
Přístupový burst se používá při náhodném přístupu do systému, např. po zapnutí MS, a má dlouhou ochrannou dobu. Jak je naznačeno na obr. 5.18, ochranný interval tvoří $60 + 8,25 = 68,25\ bitů$, což odpovídá ochranné době $68,25 \cdot 3,692 \approx 252\ \mu s$. Pro nastavení tzv. časového posuvu (*Timing Advance*) se však využívá pouze 63 bitů, aby základnová stanice mohla po změření časového posuvu zaslat mobilní stanici

Kromě bitů reprezentujících ochrannou dobu, má přístupový burst rozšířené okrajové bity na pozicích BN0, BN1,, BN7, resp. BN85, BN86 a BN87. Synchronizační sekvence složená z 41 bitů je na pozicích BN8,, BN48.

Prázdný burst má stejnou strukturu jako normální burst s tím rozdílem, že na datových pozicích jsou přenášeny přesně známé sekvence 1 a 0. V případě potřeby je zasílán k MS, avšak nenese žádnou informaci.

5.2.3.5 Struktura rámců

V každém rádiovém kanálu systému GSM je metodou TDMA vytvořeno 8 časových intervalů, timeslotů, tvořících **TDMA rámec** s dobou trvání $8,0577 = 4,615 \text{ ms}$. Tyto rámce se pravidelně opakují. Účastnický signál sestavený do burstů se tedy přenáší v pravidelně se opakujících časových intervalech TDMA rámců. Spojením 26 hovorových TDMA rámců vzniká



Obr. 5.20. Hierarchie rámců v systému GSM

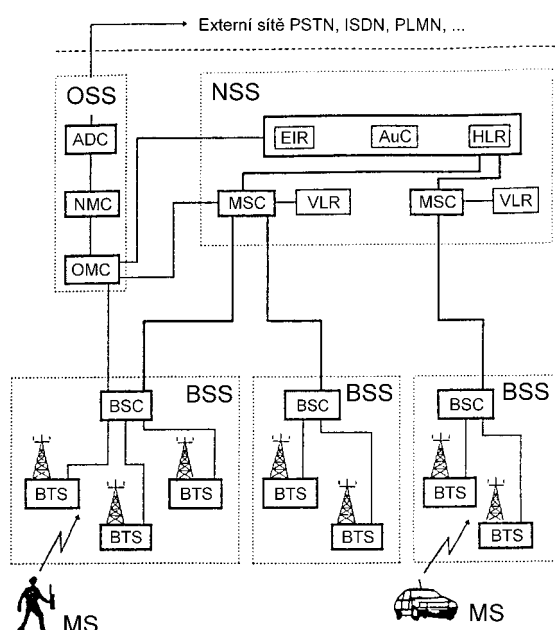
jeden **multirámec**. Dalším spojením 51 multirámců vznikne jeden **superrámec** a konečně spojením 2048 superrámců vznikne jeden **hyperrámec** s dobou periody 3 hodiny, 28 minut, 53 sekund a 760 ms.

V případě, že v TDMA rámcích jsou přenášeny signalizační signály (kanály), potom jeden multirámec vznikne spojením 51 TDMA rámců. Spojením 26 těchto multirámců vznikne jeden superrámec. Hierarchie rámců v systému GSM je přehledně znázorněna na obr. 5.20. Uvedená struktura všech rámců spolu s použitou ekvalizací, dovolují používat mobilní stanice až do rychlosti 250 km/hod. Po této úpravě signálu následuje modulace GMSK ($BT_b = 0,3$).

5.2.4 Architektura systému GSM

Systém GSM je navržen tak, aby nebyl autonomní a uzavřený, ale aby umožňoval přístup i do jiných sítí. Lze jej rozdělit na tři základní subsystémy, jak je naznačeno na obr. 5.21.

- **Subsystém základnových stanic BSS** (*Base Station Sub-System*) neboli rádiový subsystém, se kterým prostřednictvím rádiového rozhraní U_m přímo komunikují mobilní stanice MS (*Mobile Stations*).
- **Síťový a spínací (přepojovací) subsystém NSS** (*Network and Switching Subsystem*) označovaný někdy jako radiotelefonní ústředna s rozšířenými úkoly a funkcemi.
- **Operační subsystém OSS** (*Operation Support Subsystem*) zajišťuje servis a koordinuje funkce celého systému (provoz, údržba, opravy poruch, atd.).



Obr. 5.21. Architektura systému GSM

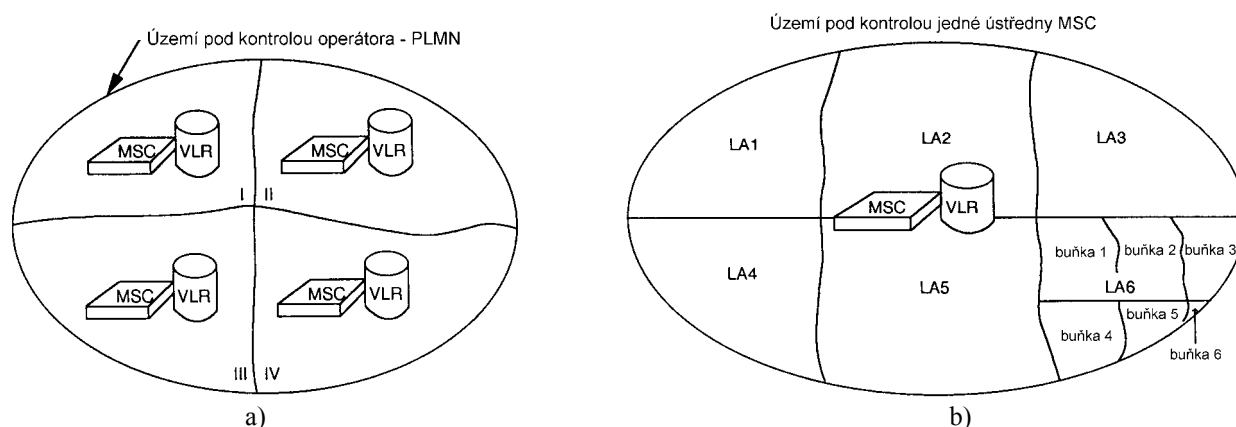
BTS	(Base Transceiver Station) základnová rádiová stanice
BSC	(Base Station Controller) základnová řídicí jednotka
MSC	(Mobile Switching Centre) mobilní radiotelefonní ústředna
HLR	(Home Location Register) domovský lokační registr
VLR	(Visitor Location Register) návštěvnický lokační registr
AuC	(Authentication Centre) centrum autentičnosti
EIR	(Equipment Identity Register) registr mobilních stanic
IMEI	(International Mobile Equipment Identity) mezinárodní identifikace (číslo) registrované MS
OMC	(Operational and Maintenance Centre) provozní a servisní centrum
NMC	(Network Management Centre) centrum managementu sítě
ADC	(Administrative Centre) administrativní centrum

Při plnění základních funkcí kooperuje systém GSM se třemi externími složkami:

- Uživatelé systému se svými mobilními stanicemi.
- Operátoři, což jsou společnosti angažující se v oblasti telekomunikací, kteří řídí systém z hlediska finančního, ekonomického a částečně i provozního (účtují služby, evidence, tarifování, vydávají SIM karty, atd.).
- Externí telekomunikační sítě, především veřejné komutované telefonní sítě PSTN (*Public Switching Telecommunication Network*), digitální sítě ISDN (*Integrated Services Digital Network*), veřejné datové sítě, atd.

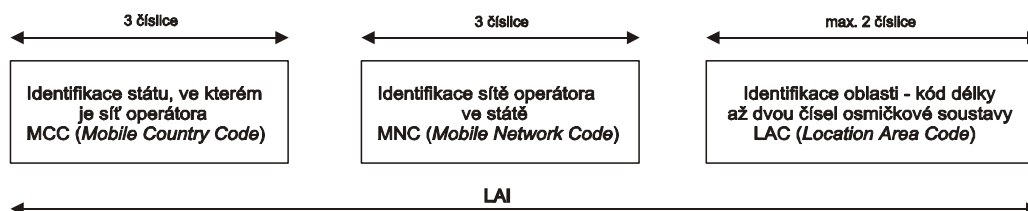
Mezi jednotlivými částmi systému jsou přesně definovaná rozhraní. Mezi MS a BTS je tzv. rádiové rozhraní označované U_m , jehož popis byl uveden v předchozím textu, a to dostatečně podrobně. Mezi základnovou stanicí BTS a řídicí jednotkou BSC je tzv. rozhraní *A-bis*. Zde má signál přenosovou rychlost 16 kbit/s . Signál s touto rychlostí vznikne z hovorového signálu s rychlostí 13 kbit/s nebo z datových signálů s nižšími rychlostmi, přidáním dalších signalizačních a synchronizačních bitů pro rozlišení přenosu hovoru nebo dat. Na výstupu řídicí jednotky BSC bývá zapojena transkódovací jednotka TRAU (*Transcoder and Rate Adaptor Unit*), která mění přenosovou rychlost signálu na hodnotu 64 kbit/s , která je nutná pro komunikaci mezi řídicí jednotkou BSC a mobilní ústřednou MSC na rozhraní *A*. Jednotka TRAU může však být také použita ke sloučení (multiplexování) čtyř signálů s rychlostmi 16 kbit/s do výsledného signálu s rychlostí 64 kbit/s . Na rozhraní *A* se používá signalizační systém SS7. Ten využívá zvláštních kanálů pro přenos signalizačních signálů a podporuje komunikaci nejen mezi BSS a MSC, ale i přenos síťových informací mezi MS a MSC.

Plošná struktura systému GSM je symbolicky naznačena na obr. 5.22. Nejvyšším článkem plošné struktury je území všech států používajících systém GSM. Nižším článkem je území pod kontrolou operátora PLMN (jeden nebo několik ve státě), obr. 5.22.a. Dále je to území pod kontrolou jedné mobilní radiotelefonní ústředny MSC, obr. 5.22.b. V případě, že ústředna umožňuje komunikaci s externími sítěmi, označuje se GMSC (*Gateway MSC*). Dalšími články jsou oblasti LA (*Location Areas*) a buňky (*Cells*).



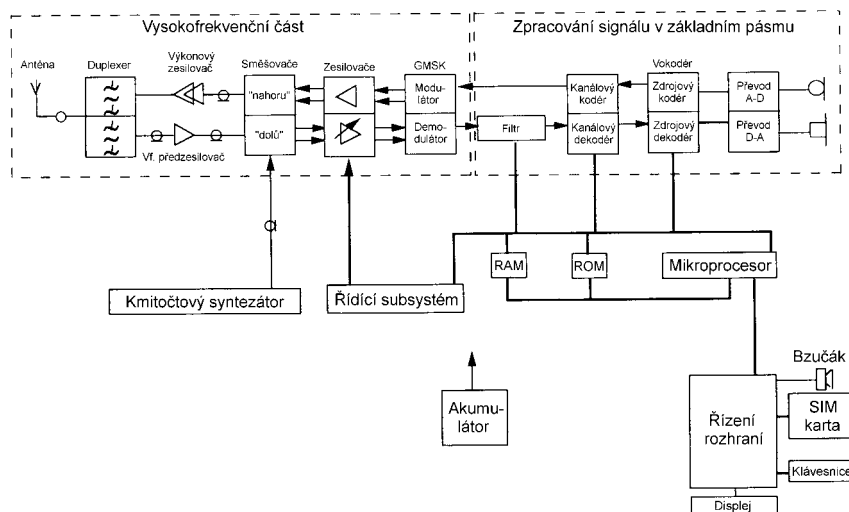
Obr. 5.22. Plošná struktura systému GSM

Základnová stanice BTS v každé buňce je označena šestibitovým kódem BSIC, jak je uvedeno v tab. 5.7. Podobně každá oblast v systému GSM je označena pomocí identifikačního kódu oblasti LAI (*Location Area Identity*), který má následující strukturu.



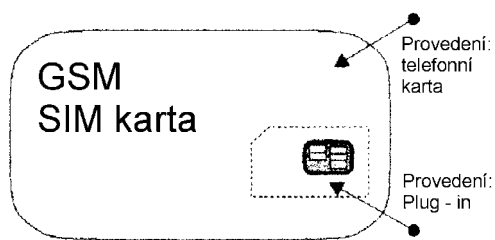
5.2.4.1 Mobilní stanice MS

Obecné blokové schéma mobilní stanice je nakresleno na obr. 5.23. Obsahuje vysokofrekvenční část s kmitočtovým syntezátorem, obvody pro zpracování signálu v základním pásmu, řídicí mikroprocesorové obvody a paměti, obvody styku s obsluhou a napájecí zdroj. Nedílnou součástí každé mobilní stanice je tzv. SIM karta (*Subscriber Identity Module*), jejíž možné tvary jsou nakresleny na obr. 5.24.



Obr. 5.23. Blokové schéma mobilní stanice

Analogový signál z mikrofону je v A-D převodníku převeden na signál digitální, který přichází do zdrojového kodéru, kde je zbaven redundance a irelevance. Signál s přenosovou rychlostí 13 kbit/s prochází kódem kanálu, kde je zabezpečen proti chybám při přenosu. Přidáním nepatrné kontrolované redundance se jeho přenosová rychlost zvýší na hodnotu $22,8 \text{ kbit/s}$. Následuje modulátor, ve kterém je signál pomocí digitální modulace GSMK ($BT_b = 0,3$) modulován na nosnou. Zdrojem nosné je kmitočtový syntezátor, který je využíván i v přijímací části a proto musí být rychle přeladován. Z toho důvodu jsou obvody modulátoru kresleny poněkud netradičním způsobem. Za modulátorem následuje výkonový zesilovač, který je pomocí řídicích obvodů nastaven vždy jen na takový výkon, který postačí pro spolehlivou komunikaci. Příliš velký vysílací výkon by zvýšil možnost vzniku interferencí a značně by zatěžoval zdroj mobilní stanice. Výkon MS lze nastavovat od maximálního výkonu do 13 dBm (20 mW) po 2 dB krocích. Jeho nastavení se provádí automaticky a je řízeno z BTS (každých 13 TDMA rámců, tj. 60 ms). Z výkonového stupně je signál veden přes duplexer (oddělující uplink a downlink) do antény a je vyzářen do prostoru.



Obr. 5.24. Provedení SIM karty

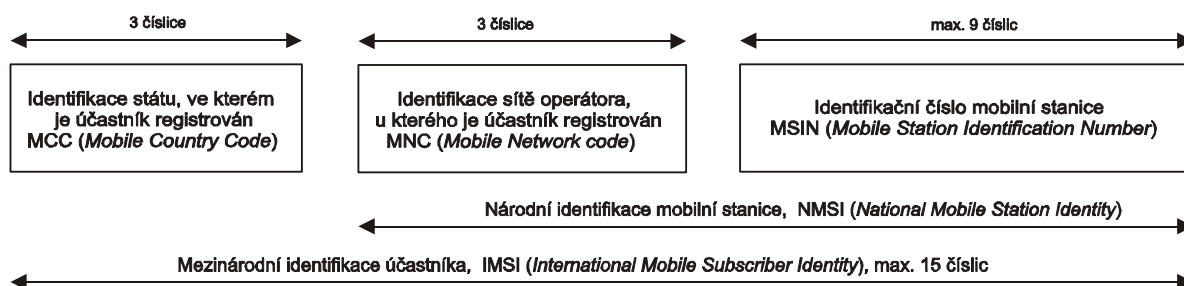
Při příjmu je signál z antény přiveden přes duplexer do vysokofrekvenčního předzesilovače a po konverzi do mezifrekvenčního pásma prochází řízeným mezifrekvenčním zesilovačem. Po demodulaci a kmitočtové úpravě je signál podroben kanálovému dekódování, zdrojovému dekódování a v D-A převodníku je převeden na

signál analogový. Následuje nízkofrekvenční zesilovač a reproduktor.

Zpracování signálu v mobilní stanici je řízeno mikroprocesorem, který spolu s dalšími řídicími obvody včetně pamětí RAM a ROM zajišťuje i komunikaci s uživatelem prostřednictvím klávesnice, displeje, případně i bzučáku nebo vibrátoru. Důležitá jsou i rozhraní pro připojení periferních zařízení, např. faxu, PC, aj. V paměti ROM je mimo jiné uložena i mezinárodní identifikace (číslo) registrované mobilní stanice IMEI (*International Mobile Equipment Identity*), která může být přes signalizační kanál zaslána k MSC. Lze ji využít ke zjištění ukradené mobilní stanice. Vzhledem ke stále klesajícím cenám MS, však není tato možnost operátory využívána.

Mobilní stanice komunikuje se systémem pouze v případě, je-li do ní vložena SIM karta. Výjimku tvoří případy tísňového volání. Karta SIM slouží k identifikaci uživatele a lze ji zasunout do libovolného (např. vypůjčeného) mobilního telefonu GSM. Obsahuje čip s mikroprocesorem a paměťmi RAM a ROM, ve kterých jsou uloženy důležité informace uživatele, například:

- čtyřmístný číselný kód PIN (*Personal Identification Number*),
- číselný kód PUK (*Personal Unblocking Key*),
- jednoznačná identifikace uživatele IMSI (*International Mobile Subscriber Identity*),



- tajný ověřovací klíč K_i a algoritmy A3 a A8,
- dočasně uložená důležitá data (SMS, telefonní čísla, atd.).

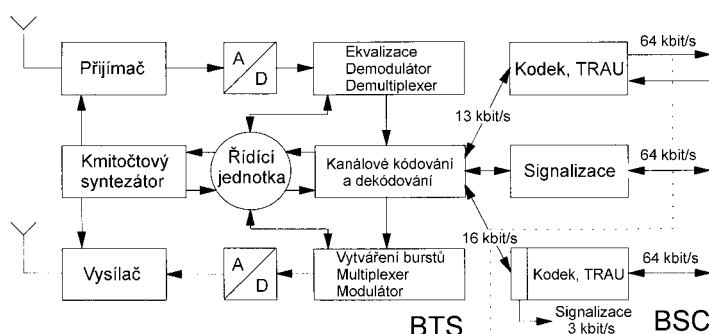
Základní funkce mobilní stanice lze shrnout do následujících bodů:

- přenos hovorových a datových signálů,
- naladění na požadovaný kmitočet a zajištění synchronizace,
- kódování a dekódování signálů,
- zajištění funkce ekvalizace,
- nastavení časového posuvu,
- sledování výkonu a kvality signálů v sousedních buňkách pro optimální handover,
- příjem a zobrazení krátkých zpráv na displeji.

5.2.4.2 Subsystem základnových stanic BSS

Subsystem BSS může obsahovat jednu nebo více základnových rádiových stanic BTS, umístěných v různých buňkách a zajišťující rádiové spojení s mobilními stanicemi MS přes rádiové rozhraní. BSS obsahuje jedinou řídicí jednotku BSC, která řídí provoz rádiových stanic BTS, např. handover MAHO, přidělování rádiových kanálů mobilním stanicím, atd. BTS má

nejčastěji přiděleno 3 až 5 rádiových kanálů (24 až 40 účastnických kanálů). Existuje několik možných konfigurací propojení BTS a BSC, lišících se podle jejich vzájemného umístění. Obecné blokové schéma základnové rádiové stanice BTS je nakresleno na obr. 5.25. Příklad skutečného provedení základnové stanice BTS ukazují fotografie na obr. 5.26.



Obr. 5.25. Obecné blokové schéma základnové stanice BTS

Kromě již popsaných obvodů pro zpracování signálů, jsou na obr. 5.25 naznačeny i různé možnosti propojení BTS s BSC, při kterých může být umístěna TRAU buď v BTS nebo až v BSC. Pro řízení BTS je třeba již používat zvláštní kanály pro přenos signalizačních signálů. V případě, že BTS pracuje s více rádiovými kanály (na obr. 5.25 je naznačena BTS pouze s jedním rádiovým kanálem), prochází signály z vysílačů a signály k přijímačům přes vazební obvody, filtry, slučovače, resp. obvody pro přepínání signálů. Používá se jedna kombinovaná vysílací a přijímací anténa a další přijímací anténa, která zajišťuje diverzitní příjem s prostorovým výběrem. Modernější koncepce BTS používá pouze jednu kombinovanou vysílací a přijímací anténu, u které je diverzitní příjem proveden polarizačním výběrem.

Přestože mají přijímače BTS velký dynamický rozsah, je nutná úprava vysílaného výkonu každé mobilní stanice, aby jednotlivé signály v sousedních timeslotech neměly příliš velké rozdíly úrovní. Pokud takový případ nastane je přes signalizační kanál zaslán k příslušné MS příkaz na úpravu vysílaného výkonu. Změna výkonu MS se provede bez vědomí účastníka.

Důležitou součástí řídicí jednotky BTS jsou obvody kmitočtové a časové reference MCLU (*Master Clock Unit*), kde se vytváří synchronizační rámce vysílané z BTS v signalizačních kanálech FCCH (*Frequency Correction Channel*) a SCH (*Synchronization Channel*). Pro řízení kmitočtového skákání nosné FH (*Frequency Hopping*) je nezbytná tzv. matice řízení FH, která generuje algoritmy skoků tak, aby se MS na území pod kontrolou jedné BSC vzájemně nerušily.

Základní funkce BTS lze shrnout do následujících bodů:

- rádiová komunikace s MS (příjem a vysílání signálů),
- transkódování a změna bitové rychlosti v TRAU (z 13 kbit/s na 16 kbit/s případně sloučení 4 kanálů na 64 kbit/s),
- časová a kmitočtová synchronizace signálů,
- řízení FH,
- měření kvality signálů v rádiových kanálech,
- měření časového posuvu,
- každá BTS obsluhuje pouze jednu buňku.



a)



b)

Obr. 5.26.



c)

Základnová stanice BTS, kterou **společnost RadioMobil, a.s.** darovala Ústavu radioelektroniky FEI VUT v Brně především pro potřeby výuky studentů oboru Elektronika a sdělovací technika.

Základnová stanice EGSM, výrobce Motorola, má dva koncové vysokofrekvenční stupně, každý s výstupním výkonem 50W. Výstupní signály jsou vedeny do antén (provedení *indoor*) přes děliče výkonu, které zajišťují, že vyzářený výkon z antén nepřekročí hygienické limity v žádném místě laboratoře ani jejího okolí. Stanice je optickým kabelem propojena s kontrolerem BSC na ulici Technická a tím je připojena do sítě Paegas.

a) Celkový pohled na umístění BTS v laboratoři „Bezdrátových a mobilních komunikací a vf. techniky“. Nad BTS je skříň s děliči výkonu, nad ní jsou antény pro diverzitní příjem.

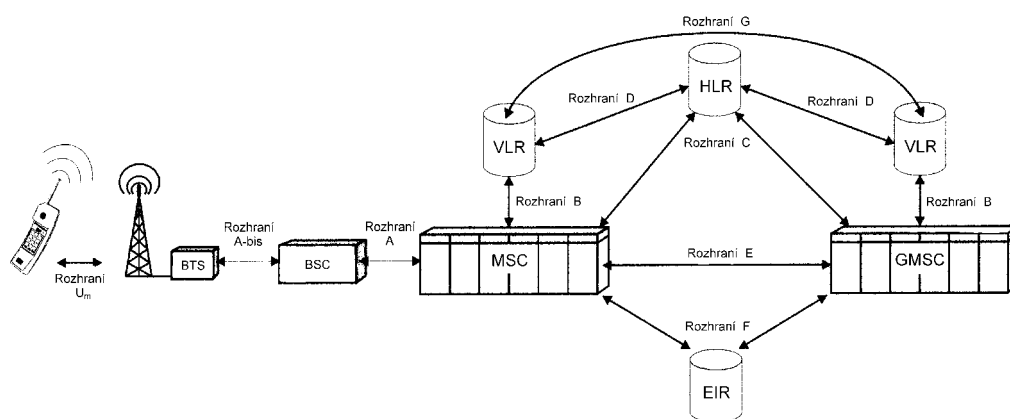
b) Pohled do skříně BTS i děličů výkonu.

c) Detailní pohled do skříně BTS.

5.2.4.3 Síťový a spínací subsystém NSS

Provádí především spínací funkce podobně jako je provádí klasická telefonní ústředna. Řídí komunikaci mezi účastníky v rámci mobilní sítě GSM i komunikaci s účastníky externích telekomunikačních sítí.

Všechny spínací funkce zajišťuje v subsystému NSS jeho **mobilní rádiová ústředna MSC**, která bývá dimenzována pro zajištění provozu například v oblasti velkého města a jeho okolí. Je-li ústředna propojena s externími sítěmi, označuje se **GMSC** (*Gateway MSC*). Další operace v subsystému NSS zajišťuje **domovský lokační registr HLR**, což je databáze v níž jsou uloženy důležité informace o všech účastnících příslušejících do její oblasti a dále informace o službách, ke kterým mají účastníci přístup. Součástí tohoto registru je i **centrum autentičnosti AuC** ověřující totožnost každého účastníka před zahájením komunikace. Bloky HLR a AuC mohou být využity jednou nebo několika ústřednami MSC. Každý účastník je ale registrován pouze v jediném registru HLR. **Návštěvnícký lokační registr VLR** je databáze, ve které jsou dočasně uložena aktuální data o mobilních účastnících, kteří se právě pohybují v oblasti příslušné ústředny MSC. Jakmile účastník opustí oblast ústředny, data se ruší. Registr VLR je součástí každé ústředny. Vzájemnou propojenost jednotlivých částí ukazuje obr. 5.27.

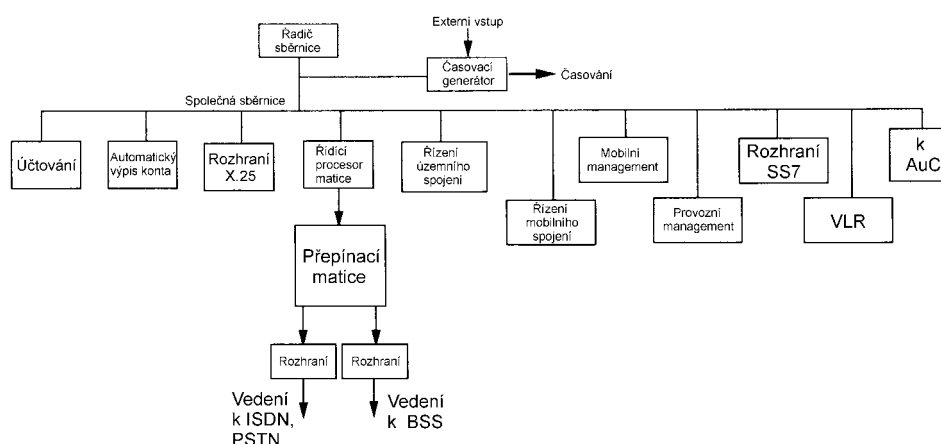


Obr. 5.27. Propojení jednotlivých částí síťového a spínacího subsystému NSS

Registr mobilních stanic EIR zaznamenává data o odcizených nebo neoprávněně užívaných mobilních stanicích. Je těsně propojen s AuC a je pouze jeden v celé síti jednoho operátora. V paměti MS (ne v paměti SIM karty) je uložena její identifikace IMEI. Ta může být použita ke kontrole při sestavování spojení (rozhoduje operátor). Provádí se v několika krocích. Nejdříve MSC-VLR žádá po MS identifikaci IMEI a po zpětném zaslání identifikace je tato předána do registru EIR, který provede kontrolu, případně „zařadí“ MS do jednoho ze tří seznamů.

- „Bílý“ seznam obsahuje čísla IMEI všech platně registrovaných MS.
- „Černý“ seznam obsahuje čísla IMEI všech nahlášených odcizených MS.
- „Šedý“ seznam obsahuje čísla IMEI všech porouchaných MS.

Obecná bloková architektura mobilní ústředny MSC je nakreslena na obr. 5.28.



Obr. 5.28. Obecná bloková architektura mobilní ústředny MSC

5.2.4.4 Operační systém OSS

Zajišťuje následující základní funkce:

- řídí provoz a provádí údržbu hardwaru BSS a NSS,
- sleduje registraci účastníků a částečně řeší otázky tarifování,
- monitoruje mobilní stanice, zjišťuje stanice porouchané, atd.

Uvedené úkoly plní v systému OSS bloky provozní a servisní centrum OMC, centrum managementu sítě NMC a administrativní centrum ADC .

5.2.5 Zabezpečení informací proti zneužití (Security Management)

Zatímco v pevných sítích se přenáší signály po kabelech, ke kterým je přístup velice obtížný případně zcela nemožný, u mobilních sítí je signál na cestě k účastníkovi přenášen v rádiovém prostředí, ke kterému má přístup kdokoli. Poněvadž mobilní systém GSM je využíván v oblasti obchodu, podnikání, bezpečnosti, atd., je třeba přenášené informace zabezpečit proti zneužití nepovolanými osobami. Systém GSM poskytuje čtyři základní způsoby zabezpečení informací:

- použití SIM karty,
- anonymitu, TMSI (*Temporary Mobile Subscriber Identity*),
- ověření totožnosti,
- ochranu signalizačních a hovorových dat šifrováním.

K tomu používá následující algoritmy:

- A3 - pro ověření totožnosti účastníka (může být definován operátorem),
- A5 - pro šifrování a dešifrování dat (algoritmus je normalizovaný pro všechny sítě GSM),
- A8 - pro generování šifrovacího klíče (může být definován operátorem).

5.2.5.1 SIM karta

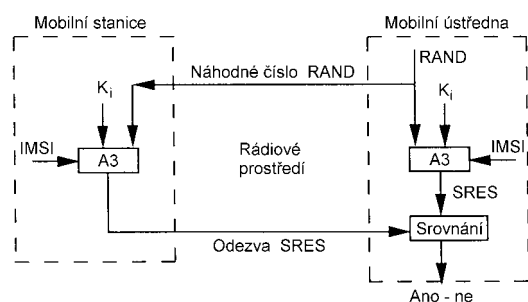
Po vložení SIM karty do mobilní stanice a jejím zapnutí, musí účastník nejdříve zadat pomocí klávesnice správné čtyřmístné číslo PIN. Mobilní stanice jej porovná s údajem uloženým na SIM kartě a pokud čísla souhlasí, povolí účastníkovi přístup k MS, takže má dále možnost i přístupu do systému. Při třech chybných zadáních čísla PIN se SIM karta zablokuje a lze ji odblokovat pouze užitím čísla PUK (*Personal Unblocking Key*). Číslo PIN lze libovolně často měnit. Na SIM kartě jsou uloženy důležité údaje potřebné pro utajení přenášených informací, viz. odstavec 5.2.4.1, a pro zajištění anonymity účastníka v síti. Proto se nedoporučuje SIM kartu půjčovat, na rozdíl od mobilní stanice, která ve své paměti nemá uloženy žádné důvěrné informace o účastníkovi.

5.2.5.2 Anonymita

Každý účastník je v síti GSM jednoznačně identifikován číslem IMSI. Aby nemusel toto číslo posílat přes rádiové rozhraní při každé žádosti o nějakou službu, přiřadí mu systém tzv. dočasnou identifikaci TMSI (*Temporary Mobile Subscriber Identification*). Číslo TMSI je uloženo na SIM kartě a v registru VLR mobilní ústředny. Pokud se účastník s mobilní stanicí přesune na území pod kontrolou jiné ústředny, je mu novou ústřednou zasláno nové číslo TMSI a předchozí číslo je zrušeno, jak v SIM kartě, tak i ve VLR předchozí ústředny. Takovým anonymním způsobem se účastník pohybuje v síti GSM. Pouze v případech, kdy se účastník hlásí do systému po zapnutí mobilní stanice, zasílá MS do ústředny identifikaci IMSI. Ihned poté je však do mobilní stanice zaslána prozatímní identifikace TMSI, pomocí které již může účastník se systémem dále komunikovat, tj. žádat o služby, atd.

5.2.5.3 Ověření totožnosti

Ověření totožnosti účastníka může být provedeno až tehdy, když systém zná IMSI (TMSI), neboť při znalosti této identifikace může systém použít i další tajné informace potřebné k výpočtům. Jedná se o okamžitou kontrolu totožnosti účastníka, která se provádí technikou nazývanou „Výzva a odezva“ (*Challenge and Response*). V AuC je generováno 128 bitové náhodné číslo RAND (0 až $2^{128} - 1$), které je zasláno k MS, kde se z něj vypočítá odezva SRES (*Signed Response*) jež se zasílá zpět. Obdobný výpočet se provádí i v AuC a oba výsledky se srovnávají. Přenos signálů probíhá mezi MS a AuC-MSC, BSS je pouze průchozí. V případě shody čísel SRES je účastníkovi povolen přístup k systému, v opačném případě je přístup odmítnut.

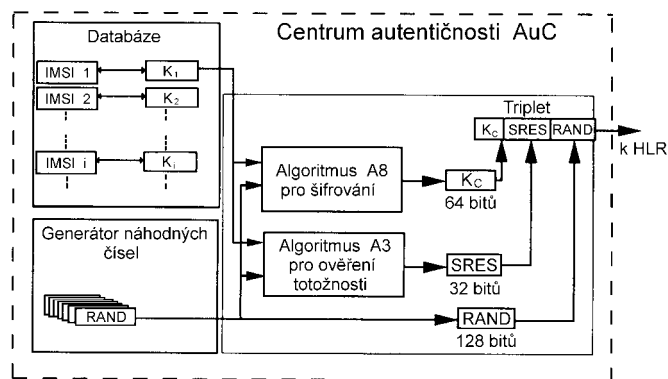


Obr. 5.29. Jednoduché znázornění procesu ověření totožnosti

Jednoduché znázornění procesu ověření totožnosti je naznačeno na obr. 5.29. Odezva SRES se počítá pomocí účastnického (individuálního) tajného ověřovacího klíče K_i a náhodného čísla RAND, užitím algoritmu A3. Výsledkem tohoto procesu je 32 bitové číslo SRES.

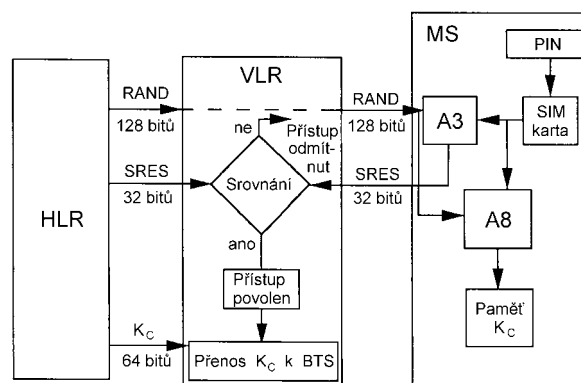
Současně s generací čísla RAND se v AuC počítá kromě odezvy SRES i tzv. šifrovací klíč K_C , který bude při uskutečnění hovoru použit k šifrování přenášených dat. Šifrovací klíč K_C se počítá z tajného ověřovacího klíče K_i a náhodného čísla RAND pomocí algoritmu A8. Jeho délka je 64 bitů.

Trojice čísel RAND, SRES a K_C se nazývá triplet a lze ji generovat teprve na základě znalosti identifikace účastníka pomocí IMSI nebo TMSI. Po výpočtu je triplet uložen do HLR. Při každé další komunikaci účastníka se systémem se generuje nový triplet. Jednoduché znázornění generace tripletu je naznačeno na obr. 5.30.



Obr. 5.30. Generace tripletu

Celý proces ověření totožnosti začíná požadavkem VLR-MSC zaslaným do AuC na generaci tripletu. Požadavek z VLR může vzejít na základě žádosti účastníka o komunikaci nebo na základě žádosti ústředny, která s účastníkem chce komunikovat (volá ho jiný účastník). Triplet se generuje před začátkem komunikace pro oba účastníky sice stejným způsobem (obr. 5.30), ale s různými náhodnými čísly RAND a samozřejmě různými ověřovacími klíči každého účastníka, takže vypočítaná čísla jsou zcela rozdílná. Po generaci je triplet uložen do HLR. Z něj se na pokyn VLR zasílá číslo RAND k účastníkovi a odezva SRES spolu s šifrovacím klíčem K_C se zasílá do VLR. Ve VLR se provádí srovnání obou čísel SRES a v případě shody je šifrovací klíč K_C zaslán do základnové stanice BTS. Lokační registr VLR tedy zahajuje ověřovací proces a rovněž kontroluje i jeho výsledek. Podrobněji je proces ověření totožnosti naznačen na obr. 5.31.



Obr. 5.31. Proces ověření totožnosti

5.2.5.4 Šifrování

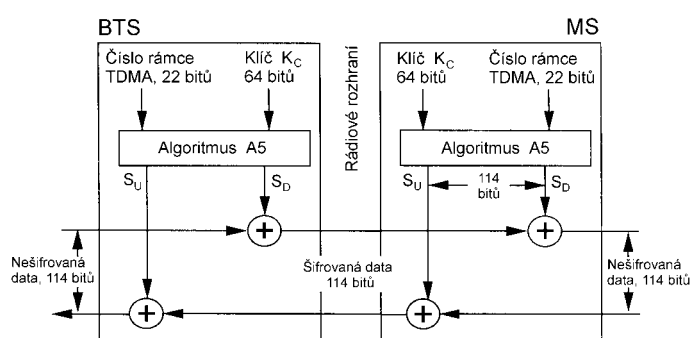
Šifrování digitálního signálu je proces, při kterém je série bitů transformována matematickými a logickými operacemi na jinou sérii bitů. Počet transformačních operací je určen šifrovacím klíčem K_C . Tímto procesem se zabezpečují soukromé informace účastníka. Tyto kryptografické metody umožňují dosáhnout výborné úrovně ochrany, a to jednodušším způsobem než při šifrování analogového signálu.

Signál se zabezpečuje šifrováním pouze při přenosu v rádiovém prostředí. O použití šifrování rozhoduje operátor sítě. Blok, ve kterém je signál šifrován, je zařazen mezi blok prokládání (*Interleaving*) a modulátor. Dešifrování se provádí mezi demodulátorem a blokem

zpětného prokládání (*Deinterleaving*). Šifrování se provádí pouze nad hovorovými nebo datovými signály účastníka a nad některými signalizačními signály, tedy nad $2.57 = 114$ bity každého burstu. Ostatní bity burstu se nešifrují (ekvalizační sekvence, okrajové bity, atd.).

Potřebný šifrovací klíč K_C je součástí tripletu, jak je uvedeno v odstavci 5.2.5.3, a vypočítá se v AuC i v MS z náhodného čísla RAND a ověřovacího klíče K_i pomocí algoritmu A8. Poněvadž se při každé nové komunikaci mezi MS a systémem generuje nové náhodné číslo RAND, mění se při každé komunikaci i šifrovací klíč.

Šifrovací algoritmus je synchronní s rámcem TDMA a pouze nepatrně komplikuje složitost zpracování signálu jak v MS, tak i v BTS. Celý proces je znázorněn na obr. 5.32. Z čísla TDMA



Obr. 5.32. Šifrovací proces

rámce a šifrovacího klíče K_C jsou pomocí algoritmu A5 generována v MS i BTS současně dvě 114 bitová slova S_U a S_D , jedno pro uplink a druhé pro downlink. Jednotlivé bity těchto slov jsou ve sčítacích obvodech modulo 2 sčítány se 114 bity každého burstu účastnického signálu. Uvažujeme-li např. přenos na uplinku, potom při šifrování dat v MS pomocí slova S_U , je tím stejným slovem signál v BTS dešifrován.

Poněvadž každý následující rámec má

jiné číslo, mění se s každým rámcem i generovaná slova S_U a S_D . Pokud je během šifrování signálu proveden handover, šifrovací klíč K_C se nemění.

Příkaz k používání šifrovacího klíče je po identifikaci účastníka zasílán v logickém kanálu DCCH k BTS. Po stejném kanálu je zaslán z VLR i příkaz do MS a BTS k zahájení šifrovacího a dešifrovacího procesu.

5.2.6 Základní kroky při vytváření spojení

5.2.6.1 Kanály systému GSM

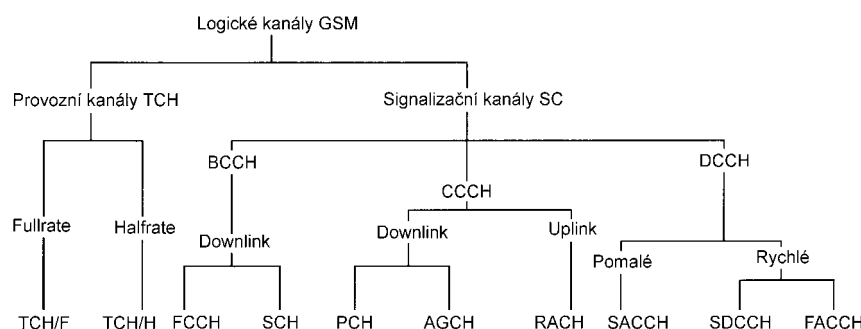
Před sestavením spojení mezi dvěma účastníky, během komunikace i po jejím skončení, je mezi MS a BTS přenášeno velké množství různých uživatelských a řídicích informací. Podle druhu těchto informací rozlišujeme různé **logické kanály**. Tyto logické kanály jsou sdružovány v určitých konfiguracích do fyzických kanálů. **Fyzickým kanálem** se rozumí skutečný přenosový kanál definovaný číslem timeslotu a číslem rádiového kanálu. Uvedený způsob sdružování se označuje jako mapování logických kanálů do kanálů fyzických.

Logické kanály jsou vzájemně odděleny na principu časového multiplexu. V systému GSM se dělí na **provozní kanály TCH** (*Traffic Channel*) a **signalizační kanály SC** (*Signaling Channel*). Přehledné uspořádání všech logických kanálů systému GSM je nakresleno na obr. 5.33.

Provozní kanály TCH jsou určeny k přenosu digitalizovaných hovorových nebo datových uživatelských signálů a označují se zkratkami TCH/F, TCH/H, TCH/F9.6, TCH/H4.8 atd.

Symbol za lomítkem značí přenos s plnou (F – *full rate*) nebo poloviční (H – *half rate*) rychlostí a číslo za lomítkem označuje přenosovou uživatelskou rychlost datového signálu (text nebo obraz) v kbit/s. Signalizační kanály SC se dělí do 3 podskupin:

- **Vysílané řídicí kanály BCCH** (*Broadcast Control Channel*), jsou vysílány pouze na sestupné dráze a jsou v nich informace nezbytné pro registraci MS v systému, dále korekce výkonu MS, číslo rádiového kanálu, číslo sekvence FH, kódy státu, sítě a oblasti, kmitočtová korekce FCCH (*Frequency Control Channel*), časová synchronizace SCH (*Synchronization Channel*), atd.
- **Společné řídicí kanály CCCH** (*Common Control Channel*), jsou vysílány v obou směrech a obsahují vzájemnou signalizaci pro dosažení přístupu MS do sítě, dále obsahují PCH (*Paging Channel*) pro volání MS, RACH (*Random Access Channel*) pro přidělení kanálu MS při požadavku hovoru a AGCH (*Access Grant Control Channel*) pro přímé přidělení TCH (paging a velký přístupový kanál).
- **Vyhrazené (jednouúčelové) řídicí kanály DCCH** (*Dedicated Control Channel*) sestávají z obousměrného kanálu SDCCH (*Subscriber Dedicated Control Channel*) a ACCH (*Access Control Channel*). SDCCH se používá pro přenos signalizace do MS v pohotovostním módu a dále pro vzájemnou komunikaci MS a systému před přidělením TCH. SACCH se využívá mimo jiné také pro přenos informací z MS o měření velikosti signálů rádiových kanálů servisní (aktuální) i sousedních BTS, potřebných pro handover. FACCH (přepadový kanál) se používá během komunikace účastníka, kdy je třeba zaslat důležitou zprávu, např. pro handover. Kanál se vloží místo hovorového kanálu TCH (místo jednoho burstu), což účastníci komunikace vůbec nepostřehnou.



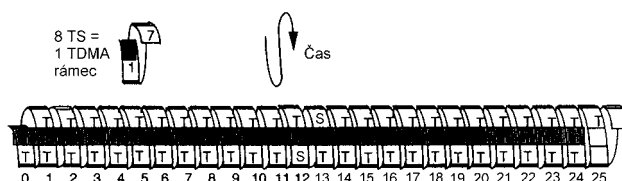
Obr. 5.33. Logické kanály systému GSM

5.2.6.2 Časová organizace logických kanálů

Podle účelu, ke kterému se používají, existuje několik kombinací logických kanálů. V následujícím textu budou uvedeny pouze základní konfigurace.

Časová organizace provozních kanálů s plnou přenosovou rychlostí TCH/F (13 kbit/s resp. 22,8 kbit/s) je pro jeden multirámec (26 TDMA rámců) symbolicky nakreslena na obr. 5.34. Osa času zde má tvar spirály a „jeden závit“ znázorňuje jeden TDMA rámec. Timesloty se stejným číslem, tvořící jeden účastnický přenosový kanál, jsou proto na obrázku umístěny těsně

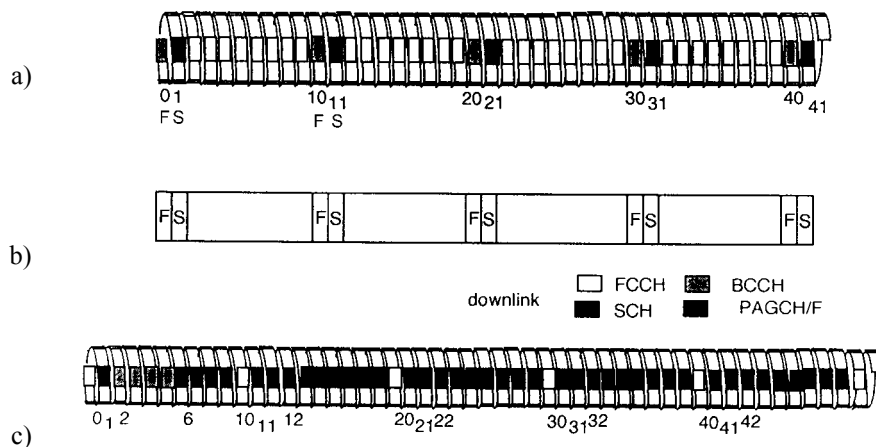
vedle sebe a tvoří „vodorovný pásek“. Z pohledu času je však mezi nimi mezera 7 timeslotů. Multirámec obsahuje kromě provozních kanálů TCH/F i jeden kanál SACCH (13. pozice multirámce), který přenáší informace např. o výsledcích měření signálu v servisní buňce nebo v sousedních buňkách (potřebné pro handover MAHO), dále informace o nastavení výkonu MS, aj. Jeho přenosová rychlost je $114 \text{ bitů} / 120 \text{ ms} = 950 \text{ bit/s}$. 26. pozice multirámce je volná.



Obr. 5.34. Časová organizace provozních kanálů TCH/F

Organizace provozních kanálů s poloviční přenosovou rychlostí (6,5 kbit/s resp. 11,4 kbit/s) je obdobná jako na obr. 5.34, avšak zatímco v předchozím případě je pro jeden účastnický kanál využíván každý 8. timeslot TDMA rámce, v tomto případě je využíván až každý 16. timeslot. V timeslotech se stejným číslem se tedy přenáší dva účastnické kanály (střídají se každý následující TDMA rámec).

Řídicí kanály se sdružují do multirámců s 51 TDMA rámci. Každá základnová stanice BTS vysílá na n rádiových kanálech, označených např. C0, C1, ..., Cn, a v každém rádiovém kanálu je osm slotů TS0, TS1, ..., TS7. Řídicí kanály vysílá **každá BTS v rádiovém kanálu C0 a v timeslotu TS0**. Po 51 TDMA rámcích (1 multirámec) se řídicí kanály opakují. V případě, že je buňka rozdělena na sektory, vysílají se řídicí kanály do každého sektoru (C0, TS0).



Obr. 5.35.

organizace řídicích kanálů

Časová

Na začátku každého multirámce (51) se přenáší kanál pro kmitočtovou korekci FCCH, za kterým následuje (ve stejném slotu následujícího TDMA rámce) kanál pro časovou synchronizaci SCH. Dvojice kanálů FCCH a SCH se opakuje po osmi TDMA rámcích. V jednom multirámci (51) je takových dvojic celkem 5, jak je naznačeno na obr. 5.35.a,b. Za první dvojici těchto kanálů se vysílají čtyři kanály BCCH s důležitými informacemi pro MS, obr. 5.35.c. Následují kanály PCH, pomocí kterých je MS zasílána informace o požadavku na

komunikaci ze strany systému (s MS chce nějaký účastník komunikovat). Časová organizace řídicích kanálů v multirámci (51) je nakreslena na obr. 5.36.

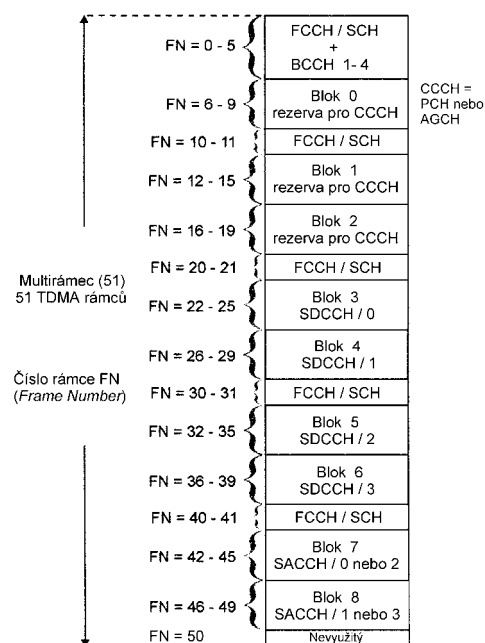
V případě, že žádá o přístup do systému mobilní stanice, vysílají se na uplinku v multirámci (51) pouze kanály náhodného přístupu RACH/F (RACH/H). Po akceptování žádosti o spojení, probíhá úvodní komunikace, tj. ověření totožnosti, atd., na jejímž konci sdělí systém mobilní stanici, na kterém kanálu bude komunikace probíhat.

5.2.6.3 Základní operace mobilní stanice

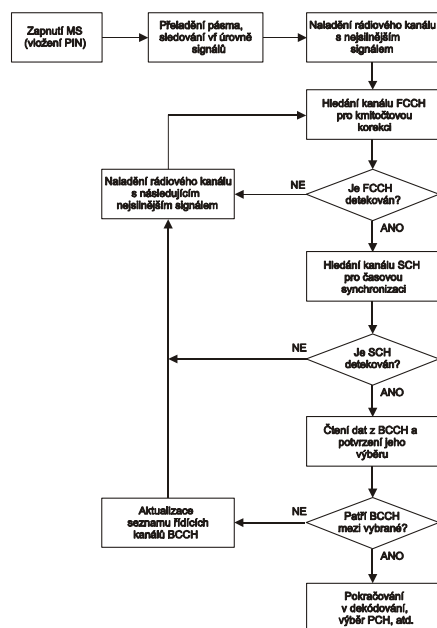
Prioritou každé komunikace je synchronizace mobilní stanice se systémem. Po zapnutí MS (kdy v paměti nejsou uloženy informace o sousedních buňkách), se její přijímač nastaví na určitou (malou) citlivost a přeladuje se přes všechny rádiové kanály. Hledá kanál FCCH a současně měří průměrnou hodnotu všech signálů. Po přeladění celého pásma má MS dostatečně přesný přehled o velikostech jednotlivých signálů (důležité pro handover). Přeladování může trvat i několik sekund. Jestliže MS v průběhu přeladování nenajde FCCH, zvýší citlivost přijímače a postup opakuje. Je-li FCCH detekován, je provedeno kmitočtové naladění s ohledem na ofset 67,7 kHz (burst obsahuje samé nuly). Po nastavení kmitočtového syntezátoru je MS kmitočtově naladěna a prohlásí tento kanál za C0,TS0.

V následujícím TDMA rámci hledá potom MS známou sekvenci 64 bitů v kanálu SCH. Tato sekvence je korelována se vzorkem uloženým v paměti MS a při maximu této funkce je MS časově zasynchronizovaná. Ze stejného burstu určí MS i kód BSIC. Pokud nedojde k časové synchronizaci, uvedený proces se opakuje podle vývojového diagramu nakresleného na obr. 5.37.

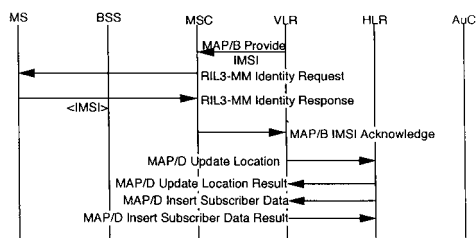
Nyní může MS dekodovat informace v kanále BCCH (následující čtyři rámce), jako např. seznam sousedních buněk, minimální úroveň přijímaného signálu (všechny BCCH jsou vysílány se stejnou standardní úrovní), LAI, kmitočty řídicích kanálů sousedních BTS, atd. Souhlasí-li číslo kanálu BCCH s údajem uloženým v paměti, MS na tomto kanálu zůstane. Jestliže údaje nesouhlasí (MS byla vypnuta a účastník se s ní přesunul z dosahu původní i sousedních BTS) nebo je úroveň přijímaného signálu nízká, MS hledá další řídicí kanál. Po zasynchronizování a určení správného kanálu BCCH, udržuje MS spojení a čeká na příchozí požadavek sledováním kanálu PCH. Měla by mít informace o signálu nejméně šesti sousedních BTS.



Obr. 5.36. Úplná časová organizace řídicích kanálů, multirámec (51)



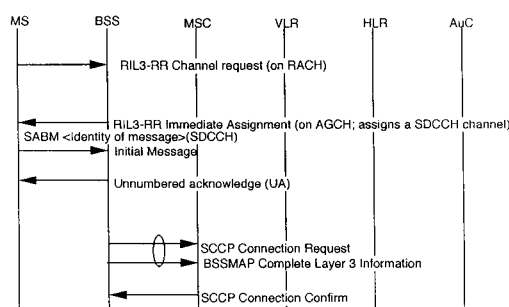
Obr. 5.37. Vývojový diagram činnosti



Obr. 5.38. Proces žádost o spojení

5.2.6.4 Žádost o spojení

Pro dosažení jakékoli služby systému musí MS o službu požádat. Používá k tomu přístupový kanál RACH. Zpráva obsahuje 3 bity, které určují důvod žádosti (odezva na paging, žádost o hovor, atd.) a pětibitové náhodné číslo. Jestliže na žádost nepříjde ze systému odpověď v nastavené době (např. z důvodů kolise na RACH), MS žádost opakuje se změnou čekací doby. Tuto operaci provádí tak dlouho, dokud nedostane odpověď. Po přijetí zprávy posílá BSS její potvrzení, spolu se stejným náhodným číslem s jakým zprávu přijala, a to přes AGCH spolu s číslem kanálu pro SDCCH. MS zasílá do sítě konečnou zprávu „SABM frame“ (*Set Asynchronous Balanced Mode*). Jako odpověď na SABM zprávu posílá BSS požadavek MSC (*SSCP message*), ke které přidává informaci o požadované službě. MSC tuto zprávu potvrdí. Na obr. 5.38 jsou nakresleny jednotlivé kroky procesu žádosti o spojení.



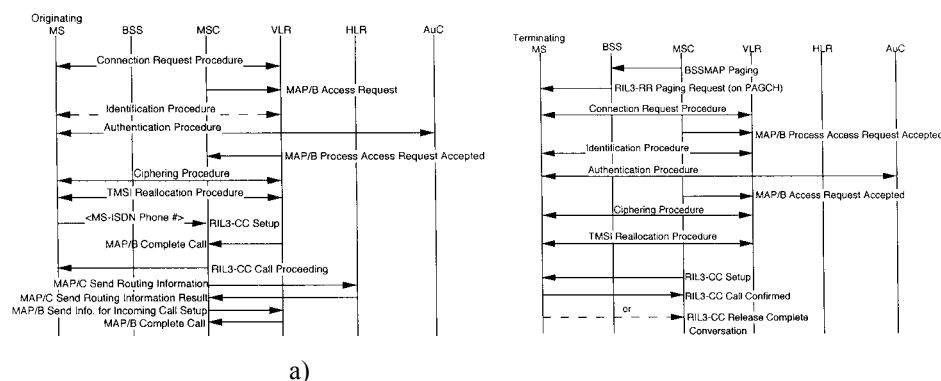
Obr. 5.39. Proces identifikace

5.2.6.5 Proces identifikace

Základní kroky tohoto procesu jsou naznačeny na obr. 5.39. Používá se k identifikaci MS a jejího IMSI, v případě kdy VLR nepovolí zaslání TMSI k MS (např. při změně MSC-VLR při vypnutí MS, atd.). Je-li identifikace požadována, VLR posílá MSC požadavek na zajištění IMSI. Výsledkem je zpráva zasílaná MSC k MS. Ta zasílá zpět zprávu obsahující IMSI. Pouze v této krátké době prochází IMSI rádiovým prostředím nechráněné. Běžně se posílá přes rádiové rozhraní TMSI a IMSI není požadováno. MSC posílá IMSI do VLR a když není nalezeno, musí být potvrzeno v HLR. Odtud se dostává zpět do VLR.

5.2.6.6 Spojení MS - MS

Na obr. 5.40 je nakreslena sekvence všech procesů, které probíhají na straně volající i volané mobilní stanice, než je uskutečněno spojení dvou účastníků. Jedná se pouze o názornou ukázkou, neboť podrobný popis tohoto procesu by přesáhl rámec těchto skriptů.



Obr. 5.40. Jednotlivé kroky před uskutečněním spojení MS – MS, a) volající MS, b) volaná MS

5.2.7 Přenos datových signálů

Přenos digitalizovaných hovorových signálů v telefonních sítích a přenos datových signálů (text, obraz, data z počítače) v datových sítích jsou prováděny odlišnými způsoby.

Telefonní i radiotelefonní sítě jsou již od svého vzniku založeny na spojení s přepojováním (přepínáním) okruhů – komutované spojování. Po vytvoření spojení mezi dvěma účastníky je po celou dobu hovoru využíván jeden spojovací kanál. Výhodou tohoto způsobu komunikace je určitá požadovaná kvalita hovoru, nevýhodou je nižší efektivita využití přenosové kapacity sítě neboť spojovací kanál je obsazen i v případě, kdy účastníci hovoru mlčí. V datových sítích, které vznikaly souběžně s rozvojem výpočetní techniky, se přenos dat provádí paketovým způsobem. Paketový způsob přenosu umožňuje velice efektivní využití přenosové kapacity sítě. Nevýhodou jsou určité problémy vznikající při vzájemné komunikaci v reálném čase.

V současné době se však stále častěji a ve větší míře začínají telefonní resp. radiotelefonní sítě používat k přenosu „klasických“ datových signálů a naopak datové sítě se začínají používat i k přenosu digitalizovaných hovorových signálů.

Při přenosu hovorových signálů v datových sítích (*Voice over Data networks – VoD*) lze rozlišit způsoby VoFR (*Voice over Frame Relay*), VoATM (*Voice over ATM*) a VoIP (*Voice over IP*). Datové pakety hovorového signálu jsou vystaveny nepříznivým vlivům typickým pro datové sítě, jako jsou např. zpoždění (vzniká echo), ztráta paketů (krátkodobé nebo úplné přerušení hovoru), atd. Navíc přenos hovorových signálů po síti Internet (např. služba Paegas Internet Call) vyžaduje kvalitní počítač se zvukovou kartou. Již dnes se však uvedený způsob přenosu začíná využívat i při běžném telefonování, kdy hovor je veden přes síť Internet (XCall - 052). Přestože přenos VoD není zatím masově rozšířen, je považován za velice perspektivní, především pro vysoce efektivní využití přenosové kapacity sítě.

Přenos datových signálů v telefonních a zejména radiotelefonních sítích (*Data over Voice – DoV*) je v současné době již rozšířen do takové míry, že v nejbližší době jeho objem přesáhne objem přenosu hovorových signálů. Systém GSM, který byl navržen především k přenosu hovorových signálů, umožňuje ve své základní variantě i přenos datových signálů s přenosovou

rychlostí až $9,6 \text{ kbit/s}$. Přenos dat touto relativně nízkou přenosovou rychlostí je však v současné době již nevyhovující, zejména s ohledem na delší dobu přenosu, která se projeví v jeho ceně. Díky flexibilitě systému GSM a implementaci nových standardů GPRS, HSCSD a EDGE, je však možné rozšířit systém GSM na systém 2,5 generace (specifikace GSM Phase 2+), který umožní přenos datových signálů přenosovými rychlostmi desítky až stovky kbit/s , [30], [31].

5.2.7.1 Klasický přenos dat v systému GSM

Způsob kódování dat v systému GSM je poměrně složitý. Data musí být zabezpečena důkladněji než hovorový signál, neboť chyba v přenosu jediného bitu (např. desetinné čárky) se může projevit jako chybný údaj nebo může způsobit chybu při řízení nějakého procesu. Naproti tomu chyba v přenosu jediného bitu hovorového signálu může mít za následek výpadek nebo chybnou interpretaci hovorového rámce v délce trvání pouhých 20 ms, což účastníci hovoru ani nepostřehnou. Pro přenos datových signálů existuje pět různých datových kanálů s označením TCH/F9.6, TCH/F4.8, TCH/F2.4, TCH/H4.8, a TCH/H2.4, které používají odlišné způsoby kanálového kódování i prokládání. Písmena TCH (*Traffic CHannel*) označují provozní kanál, písmeno za lomítkem F (*Full-rate*) resp. H (*Half-rate*) značí přenos s plnou nebo poloviční rychlostí a desetinné číslo udává přenosovou rychlost signálu v kbit/s .

Například kódování signálu pro datový kanál označený TCH/F9.6 se provádí následujícím způsobem. Data s přenosovou rychlostí $9,6 \text{ kbit/s}$ jsou ještě v koncovém zařízení uživatele kódována z důvodu zabezpečení proti chybám na přenosové cestě (kabelu) k mobilní stanici. Podle druhu a typu koncového zařízení mohou být použity i různé kódy, avšak přenosová rychlost takto zabezpečeného signálu přicházejícího k mobilní stanici musí být max. 12 kbit/s . V mobilní stanici je bitový tok rozdělen do bloků po 240 bitech. Ke každému bloku jsou přidány čtyři nulové bity a výsledný signál je podroben konvolučnímu kódování s kódovým poměrem $R = 1/2$ a délkou působení $K = 5$. V tomto případě jsou parametry kódování stejné jako při kódování hovorového signálu. Na výstupu konvolučního kodéru dostáváme blok obsahující $(240 + 4) \cdot 2 = 488$ bitů. Poněvadž počet bitů je vyšší než je standardní počet bitů GSM rámce, nad kterým se provádí prokládání (*interleaving*), vynechá se v každém bloku podle jistého pravidla 32 bitů (*puncturing*). Výsledný blok dat má $488 - 32 = 456$ bitů a přenosová rychlost signálu je $22,8 \text{ kbit/s}$. Následujícím poměrně složitým prokládacím procesem je blok dat rozprostřen až do několika burstů. V tab. 5.8 jsou pro jednotlivé datové kanály uvedeny přenosové rychlosti signálu před (*Net Data Rate*) a po (*Gross Data Rate*) kanálovém kódování. Pro srovnání jsou zde uvedeny i údaje platné pro kódování hovorového signálu (TCH/F). Signály s nižší přenosovou rychlostí jsou zabezpečeny proti chybám lépe než signály s vyšší přenosovou rychlostí.

Tab. 5.8. Přenosové rychlosti pro různé datové kanály

Označení kanálu	Přenosová rychlost před kanál. kódováním [kbit/s]	Přenosová rychlost po kanál. kódování [kbit/s]
TCH/F	13,0	22,8
TCH/F9.6	12,0	22,8
TCH/F4.8	6,0	22,8
TCH/F2.4	3,6	22,8
TCH/H4.8	6,0	11,4
TCH/H2.4	3,6	11,4

Takto upravený signál může být ještě podroben šifrovacímu procesu (rozhoduje operátor), kterým je přenášena informace chráněna proti zneužití. Po šifrování se signál přivádí do modulátoru GMSK.

Tab. 5.9. Systémy kódování a jejich rychlosti

Systémy kódování	Přenosová rychlost [kbit/s]	Uživatelská rychlost [kbit/s]
CS1	9,1	6,7
CS2	13,4	10,0
CS3	15,6	12,0
CS4	21,4	16,7

s teoretickou přenosovou rychlostí až $171,2 \text{ kbit/s}$. Aplikace technologie GPRS, založené na paketovém přenosu dat pomocí protokolu IP, umožňuje mobilní přístup do sítě Internet. Poněvadž stávající GSM systém neumožňuje paketový přenos dat, je nutné doplnění, jak mobilní stanice, tak i dalších částí systému GSM, o nové bloky. Přenosová rychlost se má z počáteční hodnoty $28,8 \text{ kbit/s}$ postupně zvyšovat na 56 kbit/s a dále na 112 kbit/s . Základní blokové schéma systému GSM s implementací systému GPRS – síť GPRS, je nakresleno na obr. 5.41. Stávající bloky sítě GSM mají obdélníkový tvar, nové bloky mají eliptický tvar.

Běžný hovor probíhá přes rádiové rozhraní mezi mobilní stanicí MS a příslušnou základnovou stanicí BTS. Dále je směrován přes řídicí část rádiové sítě BSC do radiotelefonní ústředny a odtud například do veřejné telefonní sítě. Celá síť využívá i dalších bloků, například databáze účastníků VLR, střediska pro řízení provozu krátkých zpráv SMSC (*Short Message Service Center*), aj.

Při přenosu dat v rámci sítě GSM je spojení sestaveno obdobným způsobem, avšak datový signál není směrován do telefonní sítě, nýbrž do jednotky IWU (*Inter-Working Unit*), obsahující standardní analogové i digitální modemy, které určují přenosovou rychlost a parametry datového přenosu, běžně $9,6 \text{ kbit/s}$.

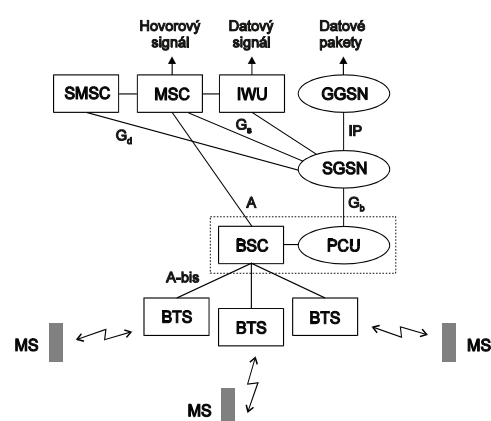
V případě paketového přenosu pomocí systému GPRS je spojení opět navázáno mezi MS a BTS, avšak v BSC jsou pakety vedeny do jednotky PCU (*Packet Controller Unit*) obsahující „dodatečnou inteligenci“ pro identifikaci a řízení paketového provozu na rádiovém rozhraní. Koncepce i provedení PCU jsou různé podle výrobce, podobně jako rozhraní mezi BSC a PCU. Přes rozhraní G_b je jednotka PCU spojena s datovým uzlem SGSN (*Serving GPRS Support Node*), který je schopen komunikovat s rádiovou částí sítě GPRS a s druhým datovým uzlem GGSN (*Gateway GPRS Support Node*). GGSN je standardní směrovač a jeho úkolem je komunikovat s paketovými datovými sítěmi, např. sítí Internet. Přestože na obr. 5.41 je nakreslena pouze jedna dvojice uzlů SGSN a GGSN, může síť GPRS obsahovat velké množství uzlů obou typů, vzájemně propojených páteří sítě.

Technologie GPRS je naprosto kompatibilní se současnými i budoucími datovými sítěmi. Filozoficky i prakticky se síť GPRS vzdálila původní síti GSM, neboť využívá především její rádiovou část a přibližuje se více datovým sítím a oblasti informačních technologií.

Pro kódování signálu na rádiovém rozhraní specifikovala ETSI pro GPRS čtyři různé kódovací systémy CS (*Coding Scheme*), jejichž přenosové rychlosti jsou uvedeny v tab. 5.9.

5.2.7.2 GPRS (*General Packet Radio Service*)

Pomocí systému GPRS, jehož specifikaci vypracoval ETSI (*European Telecommunications Standard Institute*), lze stávající systém GSM rozšířit a umožnit tak přenos datových paketů přes rádiové rozhraní



Obr. 5.41. Základní schéma sítě GPRS

Kódovací systém CS1 představuje nejbezpečnější způsob kódování s vysokou odolností proti chybám na rádiovém rozhraní. Použití kódu s velkou redundancí má však za následek nízkou výslednou přenosovou rychlost. Naproti tomu kódovací systém CS4 je z pohledu odolnosti vůči chybám nejméně bezpečný, zato však umožňuje dosáhnout nejvyšší přenosové rychlosti. Při využití všech osmi timeslotů jednoho rádiového kanálu, lze pro kódovací systém CS4 stanovit teoretickou přenosovou rychlost fyzické vrstvy systému GPRS na $21,4 \cdot 8 = 171,2 \text{ kbit/s}$.

Z pohledu uživatele sítě je vhodnější uvažovat tzv. uživatelskou rychlost, která je vždy nižší než přenosová rychlost, neboť uvažuje přenos dodatečných informací použitých přenosových protokolů fyzické vrstvy. Pro kódovací systém CS4 lze stanovit uživatelskou rychlost fyzické vrstvy systému GPRS na $16,7 \cdot 8 = 133,6 \text{ kbit/s}$. Výsledná uživatelská rychlost je v důsledku použití dalších protokolů, například IP, ještě menší. Obsazení všech osmi timeslotů je však pouze teoretickou úvahou, o které rozhoduje operátor. Současná technologie GPRS podporuje alokování pouze 3 resp. 4 timeslotů.

Poněvadž rádiové prostředí má největší vliv na kvalitu přenášeného signálu (výrazně vyšší než metalické nebo optické kabely), bude rychlost přenosu záviset na úrovni rušení v síti, vyjádřené poměrem C/I (*Carrier to Interference*). Výsledky simulace přenosu pro MS pohybující se v městském prostředí vykazují pokles charakteristik pro kódovací systémy CS3 a CS4 v prostředí s vyšší úrovní rušení, což je důsledek jejich menší odolnosti vůči rušení a s tím související nutnosti opakování přenosů chybně přijatých paketů.

Z pohledu účtování je systém GPRS velice flexibilní a umožní účtování založené nejen na době trvání přenosu, ale i na množství přenášené informace, případně jejich kombinaci.

5.2.7.3 HSCSD (*High Speed Circuit Switched Data*)

Standard HSCSD specifikovaný ETSI v roce 1997 umožňuje přenos dat v síti GSM vyšší rychlostí bez hardwarového zásahu do její struktury. Nejedná se tedy o paketový přenos dat. Úpravy sítě jsou pouze softwarovou záležitostí což umožňuje velice rychlou implementaci HSCSD do stávajících sítí.

Vyšší přenosové rychlosti je dosaženo novým způsobem kódování, který umožní zvýšit přenosovou rychlost v jednom kanálu na $14,4 \text{ kbit/s}$. Následným sdružením až 4 timeslotů lze vytvořit kanál s přenosovou rychlostí $14,4 \cdot 4 = 57,6 \text{ kbit/s}$. Pro nesymetrický provoz, který je typický například při komunikaci se sítí Internet, se předpokládá rozdělení této přenosové rychlosti tak, že pro spojení MS – BTS (*uplink*) bude vyhrazen 1 kanál s přenosovou rychlostí $14,4 \text{ kbit/s}$, zatímco pro spojení BTS – MS (*downlink*) budou vyhrazeny 3 kanály umožňující dosáhnout přenosové rychlosti $43,2 \text{ kbit/s}$ (tzv. *3+1 timeslot service*). HSCSD (Nokia) lze využít pro přenos video signálu, e-mail, přístup k síti Internet a pro další služby.

5.2.7.4 EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution*)

Standard EDGE (Ericsson) umožňuje zvýšit přenosovou rychlost systému GSM při alokování všech 8 timeslotů až na hodnotu 384 kbit/s . Proto byl dříve také označován GSM 384. Standard podporuje paketový přenos dat a přenosová rychlost signálu v jednom timeslotu je 48 kbit/s . Této vysoké rychlosti, blízké rychlosti systému 3G, je dosaženo vhodnou digitální modulací. Zatímco systémy GPRS i HSCSD používají modulaci GMSK, systém EDGE používá modulaci 8 PSK (*Eight Phase Shift Keying*). Využití tohoto standardu proto vyžaduje zásah do hardwarového řešení BTS i MS.

5.2.8 Zvláštnosti systému GSM 1800

Ve vývojové řadě radiotelefonních systémů je zařazen jako systém 2,5 generace, patří tedy mezi systémy PCS, PCN (*Personal Communication System, Network*). Je založen na standardu GSM a jeho velikou předností je výrazné zvýšení kapacity ve srovnání s původním systémem GSM 900. Jeho zavedením lze v předstihu vyřešit předpokládané budoucí kapacitní problémy v oblastech s vysokou koncentrací účastníků. Používá stejné zpracování signálu a má i stejnou architekturu, jak je uvedeno v předchozím textu pro systém GSM. Rozdíly mezi systémy GSM 900 a GSM 1800 lze shrnout do následujících bodů.

- Používá jiné kmitočtové pásmo, jak je uvedeno v kapitole 5.2.1. Celková kapacita systému je 2992 (kódování FR) resp. 5984 (kódování HR) účastnických kanálů, tedy až šestkrát větší než má systém GSM 900.
- Plošná struktura systému využívá buněk malých rozměrů s maximálním průměrem řádově stovky metrů (typicky 500 metrů), což umožňuje výrazně zvýšit počet účastnických kanálů na jednotku plochy. Pro srovnání, systém GSM 900 je navržen na maximální poloměr buňky 35 km.
- V buňkách malých rozměrů lze použít pro spojení menší vysílací výkony MS i BTS. Mobilní stanice jsou konstruovány s výstupním maximálním výkonem pouze ve dvou třídách, 250 mW a 1 W (střední výkony jsou cca 30 mW a 125 mW). Výstupní výkony MS lze nastavovat od 4 dBm do 30 dBm po 2 dBm krocích, tedy celkově ve čtrnácti úrovních. Nastavení výkonu MS se provádí automaticky na příkaz BTS. Menší vysílací výkony mobilních stanic se projeví prodloužením doby činnosti použitých akumulátorů mezi dvěma nabíjecími cykly a především výrazně nižšími interferenčními produkty v rádiovém prostředí.
- Systém umožňuje národní roaming mezi operátory, jejichž území jsou pokryta společným signálem.

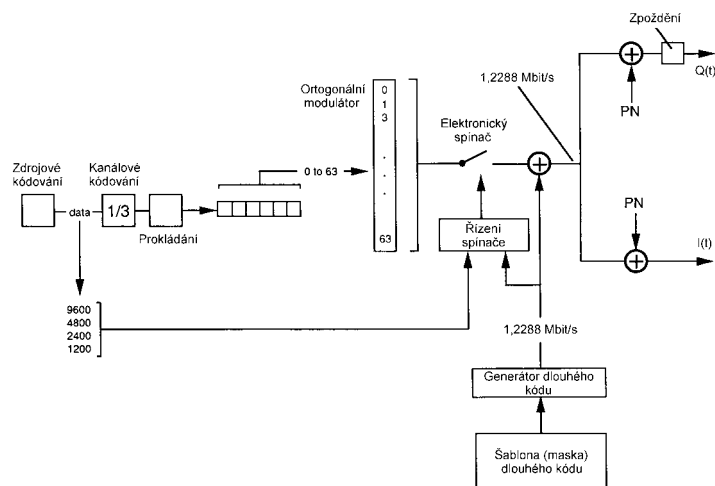
Mobilní stanice pro oba systémy GSM 900 a GSM 1800 (případně i GSM 1900 – USA) jsou označovány jako dvojmódové (trojmódové) radiotelefony. Obsahují dva (tři) vstupní díly, na jejichž vstupy přichází signály přes pásmové propusti z důvodů potlačení zrcadlových signálů. Používají dvojího směřování a kmitočty jednotlivých oscilátorů jsou $f_{O1} \cong 1,3 \text{ GHz}$ (přeladitelný) a $f_{O2} = 400 \text{ MHz}$ (pevný). Mezifrekvenční pásma jsou přesně určena použitými filtry s povrchovou akustickou vlnou PAV (SAW).

5.3 Systém IS-95 (Interim Standard)

Digitální standard USA IS-95 byl uveden do provozu v roce 1993. Pracuje ve stejných kmitočtových pásmech, jako digitální systém IS-54 (nevyužívá rozprostřeného spektra) a analogový systém AMPS IS-533. Používá kombinovaného přístupu CDMA - FDMA a kmitočtový duplex. Kmitočtová pásma 824-849 MHz a 869-894 MHz jsou rozdělena na 20 duplexních rádiových kanálů, každý s šířkou pásma 1,25 MHz. V každém rádiovém kanálu je vytvořeno několik účastnických kanálů, které se odlišují kódovou posloupností PNP. Jejich počet není fixní, ale závisí na okamžitých interferenčních poměrech na přijímací anténě základnové stanice, kde by měly mít jednotlivé signály stejné úrovně. Z toho důvodu je v systému nutný velice přesný způsob řízení výkonu mobilních stanic. Systém používá digitální modulace QPSK a OQPSK, každou pro jiný směr přenosu. Proces rozprostírání signálu pomocí posloupnosti PNP je rovněž odlišný pro každý směr přenosu. Při pohybu MS v síti používá systém měkký handover.

5.3.1 Provozní kanál pro směr mobilní stanice – základnová stanice

Blokové schéma zpracování signálu v mobilní stanici je nakresleno na obr. 5.42. Akustický signál se zpracovává v kodéru QCELP. Na výstupu kodéru může mít signál různou přenosovou rychlost, závislou na obsahu řeči (*speech activity*) - 9,6 - 4,8 - 2,4 a 1,2 kbit/s. Při malé bitové rychlosti mohou být přenášeny i signalizační informace. Signál je v konvolučním kodéru kódován s kódovým poměrem $R = 1/3$ a délkou působení $K = 9$. Výstupní přenosová rychlost 28,8 kbit/s je pro 20 ms rámce řeči konstantní. Pracuje-li kodér s nižší přenosovou rychlostí, je po určitou dobu odpojen výstup ortogonálního modulátoru. Po jeho opětovném připojení má po zbytek doby do 20 ms signál na výstupu konvolučního kodéru přenosovou rychlost 28,8 kbit/s. Následuje blok prokládání. Odpojováním ortogonálního modulátoru (při bitové rychlosti nižší než 9,6 kbit/s) se ve vysílači MS vytváří výkonové bursty (*power bursting*) s délkou 1/2, 1/4 a 1/8 časového úseku 20 ms, které se opakují. Sníží se tím průměrný výkon MS a interference.



Obr. 5.42. Blokové schéma zpracování signálu v MS

V ortogonálním modulátoru se signál ukládá do šestibitového posuvného registru. Každé kombinaci šesti bitů je přiřazena odpovídající 64 bitová Walshova funkce (*Walsh code*). Přenosová rychlost signálu na výstupu ortogonálního modulátoru je potom

$$28,8 \cdot \frac{64}{6} = 307,2 \text{ kbit/s}$$

a nazývá se čipová rychlost (*chip rate*). Ve sčítacím členu modulo 2 se výstupní signál sečítá se specifickým kódem pro každého účastníka (dlouhý kód - *long spreading code*), jehož čipová rychlost je $1,2288 \text{ Mbit/s}$. Kód má délku $2^{42} - 1 = 4\,398\,046\,511\,103$ bitů a jeho perioda je

$$\begin{aligned} 4\,398\,046\,511\,103 \cdot 1,228800^{-1} &= 3\,579\,139,413\,333\dots s = \\ &= 59\,652,323\dots \text{min.} = 994,205\dots \text{hod.} \approx 995 \text{ hodin.} \end{aligned}$$

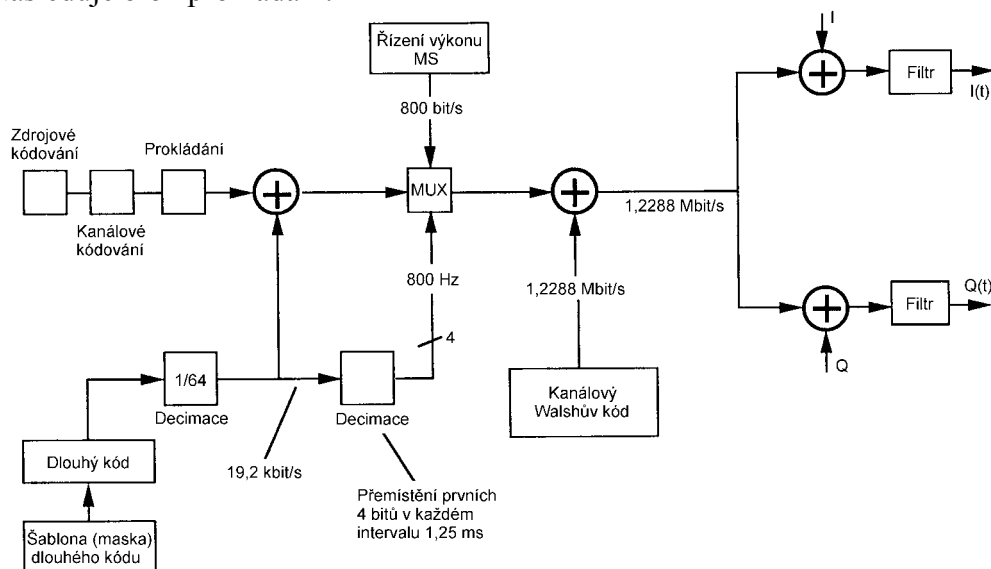
Výsledný bitový tok je rozdělen na liché a sudé bity, které jsou sčítány s tzv. krátkým kódem (*short PN spreading code*), který má bitovou rychlost opět $1,2288 \text{ Mbit/s}$. Kód má délku $2^{15} - 1 = 32\,767$ bitů a jeho perioda je

$$32\,767 \cdot 1,228800^{-1} = 0,026 \text{ s.}$$

Tento proces se také nazývá kvadrurní rozprostírání (*quadrature spreading, quadrature covering, quad cover*). Krátký kód je stejný pro všechny základnové stanice a jejich rozlišení se provádí ofsetem. Používá se celkem 512 ofsetů s označením 0 až 511. Ve větvi Q je signál zpožděn o polovinu čipové periody (406,9 ns). Následuje modulace O-QPSK (OK-QPSK) pomocí které je signál modulován na nosnou.

5.3.2 Provozní kanál pro směr základnová stanice - mobilní stanice

Blokové schéma zpracování signálu v základnové stanici je nakresleno na obr. 5.43. Výstupní signál kodéru zdroje může mít přenosovou rychlost 9,6 - 4,8 - 2,4 nebo 1,2 kbit/s, podle hlasové aktivity. Kódování je prováděno opět po 20 ms rámcích. Blok kanálového kódování zabezpečuje signál konvolučním kódem s poměrem $R = 1/2$. Na jeho výstupu má signál bitovou rychlost 19,2 kbit/s pro všechny bitové rychlosti kodéru zdroje (opakování 20 ms rámců). Následuje blok prokládání.



Obr. 5.43. Blokové schéma zpracování signálu v BS

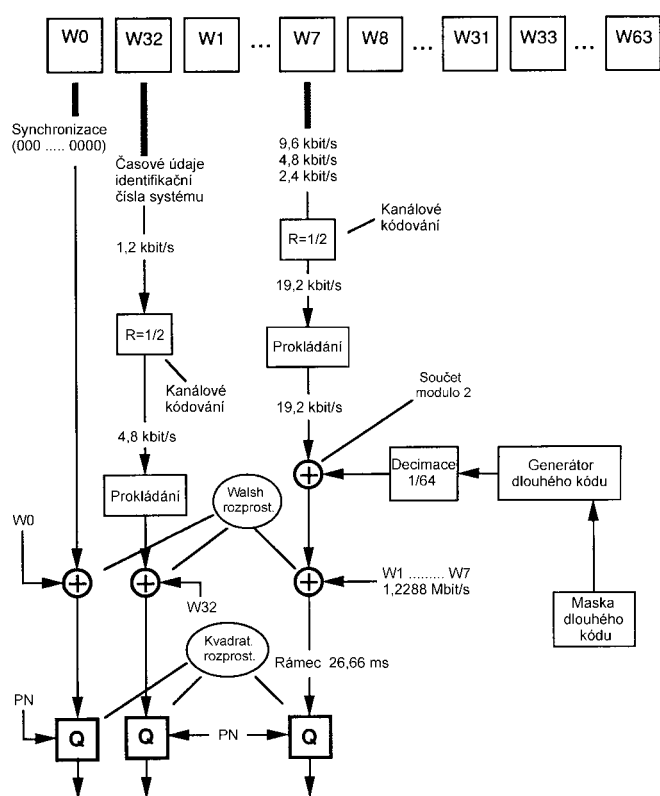
Rozprostírání (scramblování) dat se provádí dlouhým kódem, specifickým pro každého účastníka, s bitovou rychlostí $1,2288 \text{ Mbit/s}$, který je decimován 1:64 na bitovou rychlost $19,2 \text{ kbit/s}$. Dlouhý kód je po decimaci 1:64 segmentován do rámců délky 1,25 ms (24 bitů). Další decimací jsou vybrány vždy první čtyři bity z každého rámce, které slouží jako adresa pro

multiplexer (16 adres), kterým je do signálu vkládán údaj o řízení výkonu MS. Tyto údaje se mohou měnit až 800 krát za sekundu a umožňují nastavit úroveň signálů na vstupu přijímače v základnové stanici tak, že se liší maximálně o jednotky dB.

Dále je datový tok 19,2 kbit/s (s údajem o řízení výkonu) sčítán s Walshovým kódem (obvykle W8 až W63) s bitovou rychlostí 1,2288 Mbit/s a tím je rozprostírán. Současně je tímto kódem logický kanál definován. Walshovy kódy jsou jen 64 bitů dlouhé s periodou 52,0833... μ s. Další rozprostření signálu je prováděno krátkým PN kódem společným pro všechny BS. Rozlišení BS se provádí pomocí offsetu tohoto kódu, kterých je 512. Krátký kód existuje ve dvou tvarech, a to I a Q. Po filtraci signálu následuje modulace QPSK.

5.3.3 Řídicí kanály pro směr základnová stanice - mobilní stanice

Jednotlivé řídicí kanály systému pro směr od základnové k mobilní stanici, jsou rozlišeny pomocí Walshových funkcí s označením W0 až W63. Jejich signály jsou po zpracování sloučeny a vysílají se na jedné nosné (*Forward Waveform*).



Obr. 5.44. Řídicí kanály ve směru BS - MS

Z celkového počtu 64 řídicích kanálů mohou být v případě potřeby všechny kanály kromě W0 využity jako provozní, tj. k přenosu účastnických signálů. V takovém případě se ovšem budou označovat T1 ... až ... T63 a účastnické signály se budou zpracovávat způsobem popsaným v odstavci 5.3.2. Postup vytváření signálů v jednotlivých řídicích kanálech je naznačen na obr. 5.44.

Kanál W0 je vždy rezervován pro řízení a nazývá se pilotní kanál (*Pilot Channel*). Obsahuje triviální sekvenci samých nul, která není podrobena kanálovému kódování. Signál je pouze rozprostírán Walshovou funkcí W0 na přenosovou rychlost 1,2288 Mbit/s. Mobilní stanice využívá tento kanál k synchronizaci se základnovou stanicí, aby mohla přijímat další potřebné kanály.

Kanál W32 je vyhrazen jako zvláštní synchronizační kanál SCH. Ve velmi malých buňkách může být

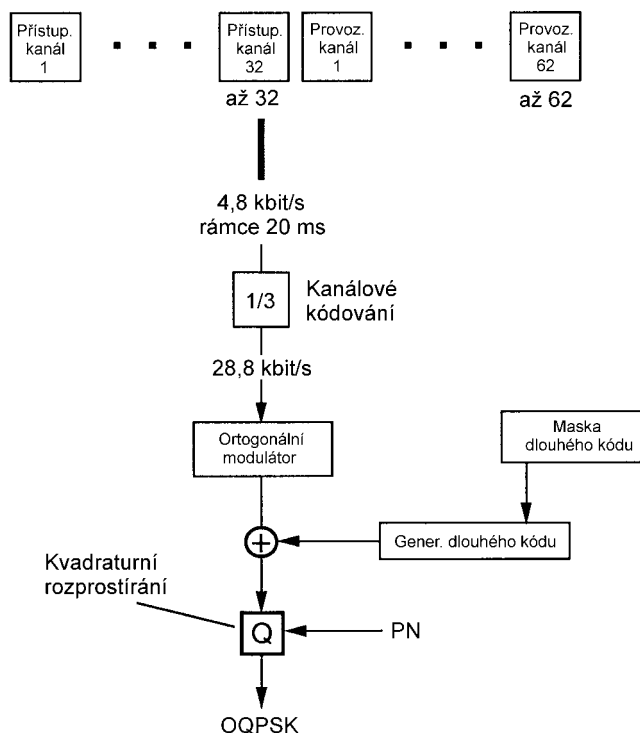
vynechán. Obsahuje větší množství informací, které mobilní stanice v systému potřebují, jako například identifikační číslo systému SID (*System Identification Number*), přístupové procedury, přesné časové údaje, atd. Signál má přenosovou rychlost 1,2 kbit/s a před kanálovým kódováním je jedenkrát opakován, takže zvýší svoji rychlost na 2,4 kbit/s. Po kanálovém kódování s $R = 1/2$ je prokládán a v následujícím součtovém bloku modulo 2 je sečítán s Walshovou funkcí W32 (*Walsh Cover*). Výsledný signál je ještě jednou rozprostřen společným krátkým PN kódem (*Quad Cover*) při kvadrurní modulaci QPSK.

Kanály W1 až W7 se používají jako pagingové s označením PCH a na žádné základnové stanici jich nikdy není více než sedm. V těchto kanálech mohou mít signály jednu ze tří přenosových rychlostí 2,4 – 4,8 – 9,6 kbit/s. Signály s nižší přenosovou rychlostí se opakují (4,8 kbit/s jedenkrát a 2,4 kbit/s dvakrát), aby po kanálovém kódování s $R = 1/2$ byla přenosová rychlost vždy 19,2 kbit/s. Z výstupu prokládacího stupně přichází signál na sečítací obvod, kde je rozprostírán dlouhým kódem, který je ovšem decimován v poměru 1/64. Následuje další rozprostření signálu některou z Walshových funkcí W1 až W7 na přenosovou rychlost 1,2288 Mbit/s. Výsledné rámce délky 26,66 ms jsou opět rozprostřeny krátkým kódem v modulátoru QPSK. Po modulaci jsou výstupní signály všech řídicích kanálů sloučeny a vysílají se na jedné nosné k mobilní stanici.

5.3.4 Řídicí kanály pro směr mobilní stanice - základnová stanice

V horní části obr. 5.45 je naznačeno, v jakém „složení“ se mohou řídicí signály od jednotlivých mobilních stanic objevit v přijímači základnové stanice. Kromě signálů provozních kanálů (maximálně 62), může ve stejnou dobu žádat o přístup do systému až 32 účastníků.

Přístupový kanál ACH se používá při žádosti mobilní stanice o komunikaci nebo pro odezvu na paging. Bitový tok obsahující potřebné informace (číslo MS, číslo účastníka, atd.) má rychlost 4,8 kbit/s a je sestaven do rámců 20 ms. Používá kanálové konvoluční kódování s poměrem $R = 1/3$ a opakováním, takže výsledná bitová rychlost je 28,8 kbit/s. Následuje ortogonální modulátor s Walshovými funkcemi, popsány v odstavci 5.3.1. Za tímto modulátorem je signál rozprostírán dlouhým kódem (specifickým pro každého účastníka). Před modulací O-QPSK se provádí ještě rozprostření krátkým PN kódem, [19], [22], [26], [27], [28].



Obr. 5.45. Řídicí kanál ve směru MS - BS

6 SYSTÉMY PRO BEZŠŇŮROVÉ TELEFONY

6.1 Úvod

Přestože název „Systémy pro bezšňůrové telefony“ vyvolává spíše představy o telefonních aplikacích, jsou tyto systémy v současné době již využívány nejen k přenosu hovorových signálů, ale i signálů datových. Název této velké skupiny radiokomunikačních systémů se zachoval spíše z tradice. Nejedná se o klasické systémy buňkového charakteru, ale je možné je označit za rádiové přístupové sítě (rádiová rozhraní) k externím servisním systémům, umožňující uživatelům telekomunikačních služeb mobilitu na krátkou vzdálenost od základnové stanice BS. Vzdálenost uživatele od základnové stanice může být, podle použitého systému, od několika desítek metrů do stovek metrů. Tyto systémy lze využívat v následujících aplikacích:

- v domácnosti místo běžného telefonního přístroje (bezšňůrový telefon),
- bezšňůrové pobočkové ústředny,
- při realizaci služby telepoint (bezšňůrový telefonní automat),
- bezdrátová účastnická smyčka WLL (*Wireless Local Loop*),
- při vytváření personálních komunikačních sítí, atd.

Na rozdíl od radiotelefonních systémů nejsou u těchto systémů specifikovány přepojovací a kontrolní funkce, které vykonává až příslušný externí systém. Další srovnání některých vlastností radiotelefonních systémů a systémů pro bezšňůrové telefony je uvedeno v tab. 6.1, [10], [12], [20], [28].

Tab. 6.1. Srovnání vlastností radiotelefonních systémů a systémů pro bezšňůrové telefony

	Systémy pro bezšňůrové telefony	Radiotelefonní systémy
Velikost buněk	průměr desítky až stovky metrů	průměr stovky metrů až desítky km
Maximální rychlost pohybu	menší než 6 km/hod.	až 250 km/hod.
Pokrytí	lokální (podnik, město)	velké oblasti (stát)
Složitost mobilní stanice	malá	střední
Složitost základnové stanice	malá	vysoká
Průměrný výstupní výkon mobilní stanice	5 až 10 mW	10 až 600 mW
Zdrojové kódování	32 kbit/s, ADPCM	4 až 16 kbit/s
Kanálové kódování	CRC	FEC - prokládání

Během svého vývoje doznaly systémy pro bezšňůrové telefony značných změn.

- Nejjednodušší bezšňůrové telefony s analogovým systémem **CT0** (*Cordless Telephone*) používají přístup FDMA, kmitočtový duplex FDD a kmitočtovou modulaci. Pracují v oblasti prvního TV pásma. V České republice se používá pásmo 31,025 – 31,325 MHz a 39,925 – 40,225 MHz, označované **CT0-CZ**, obsahující 12 rádiových duplexních kanálů. Dříve tyto systémy nebyly odolné proti odposlechu a nebyly zabezpečeny proti napojení přenosné části na cizí účastnickou linku. Ve většině evropských zemí, stejně jako u nás, bylo použití takových přístrojů zakázáno. V současné době se již používá zabezpečení pomocí 65000 automaticky nastavovaných kódů.
- Analogový systém **CT1** používá kmitočtové pásmo 959-960 MHz a 914-915 MHz, ve kterém je vytvořeno 40 duplexních rádiových kanálů s roztečí 25 kHz. Používá se automatický výběr

kanálů a přenos je zabezpečen proti odposlechu a neoprávněnému napojení na cizí účastnickou linku zabezpečovacím kódem s 10^6 kódových kombinací. Přístup k systému je opět FDMA, využívá kmitočtový duplex FDD a FM modulace má maximální zdvih 5 kHz.

- Poněvadž kmitočtová pásma systému CT1 zasahovala do pásem systému PGSM, byl vytvořen systém **CT1+**, který využívá 80 rádiových duplexních kanálů v pásmech 930 – 932 MHz a 885 – 887 MHz. Bohužel tato pásma zasahují do pásem systému EGSM.
- Systém **CT2** byl prvním komerčně zavedeným systémem s digitálním přenosem signálů a časovým duplexem TDD. Je evropským standardem a pracuje v pásmu 864,1 – 868,1 MHz, kde je umístěno 40 rádiových kanálů, každý s šířkou pásma 100 kHz (přístup FDMA). Pro zdrojové kódování signálu se používá ADPCM s přenosovou rychlostí 32 kbit/s . Duplexního přenosu je dosaženo střídáním krátkých časových intervalů (milisekundy) vyhrazených pro každý směr přenosu.
- Modifikace systému CT2 byla vytvořena v Kanadě pod označením **CT2+**. Systém pracuje v kmitočtovém pásmu 944 – 948 MHz a ze 40 rádiových kanálů využívá 5 kanálů pro přenos signalizace, mimo jiné i pro paging a registraci polohy.
- Systém **CT3** byl vyvinut firmou Ericsson pro bezšňůrové pobočkové ústředny. Firemní označení má DCT 900 a je předchůdcem evropského standardu DECT. Používá kmitočtové pásmo 862 – 866 MHz, ve kterém jsou 4 rádiové kanály, každý s šířkou pásma 1 MHz. V každém rádiovém kanálu je vytvořeno 8 účastnických kanálů. Používá zdrojové kódování ADPCM a zabezpečení přenosu proti chybám pomocí CRC. Signál je modulován pomocí modulace GFSK.
- Moderní celoevropský digitální systém **DECT** (*Digital European Cordless Telecommunication, Digital Enhanced Cordless Telecommunication*) je evropským standardem a pracuje v pásmu 1880-1900 MHz. Má určité prvky mikrobuňkové struktury a zajišťuje svým účastníkům i handover, avšak odlišným způsobem než se používá u radiotelefonních celulárních systémů.

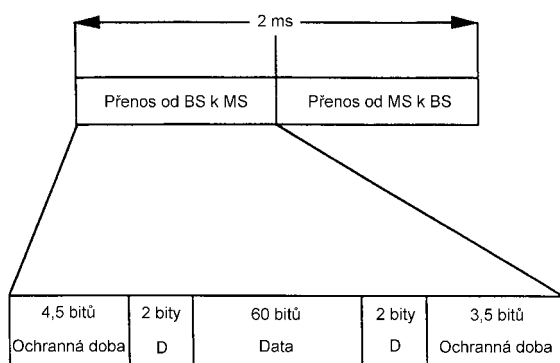
6.2 Standard CT2

Systém CT2 je první digitální evropský standard, jehož dosah působení závisí na použitém kmitočtu, vysílaném výkonu, citlivosti přijímače, typu prostředí, atd.

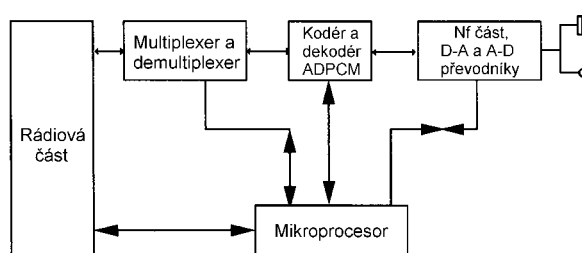
Kmitočtové pásmo 864,1 až 868,1 MHz, je rozděleno na 40 rádiových kanálů, každý s šířkou pásma 100 kHz. V každém rádiovém kanálu je jeden účastnický duplexní kanál využívající TDD.

Účastnický hovorový signál je kódován v kodéru ADPCM na jehož výstupu má signál přenosovou rychlost 32 kbit/s . Digitální signál je sestaven do rámců délky 2 ms, které na sebe bezprostředně navazují. Kanálové kódování systém nepoužívá. Struktura rámce je nakreslena na obr. 6.1. Po dobu 1 ms je nejdříve vysílán signál z BS k MS a v následujícím časovém intervalu 1 ms je vysílán signál opačným směrem od MS a BS. Každý rámec obsahuje 60 bitů účastnického signálu, 4 bity řídicí (jež jsou rozděleny po dvou na každou stranu datového bloku) a 8 bitů reprezentujících ochrannou dobu. Řídicí bity v kanálu D reprezentují signalizační informace, například sledování vlastností spojení, aktivace funkcí během hovoru, kontrola identity MS, aj. Celkový počet 72 bitů za dobu 1 ms dává přenosovou rychlost signálu v rádiovém kanálu $(60 + 4 + 8) \text{ bitů} : 1 \text{ ms} = 72 \text{ kbit/s}$. Spektrální účinnost je

$72\text{ kbit/s} : 100\text{ kHz} = 0,72\text{ bit/s/Hz}$. Výsledný signál je modulován na nosnou pomocí modulace GMSK.



Obr. 6.1. Struktura rámce systému CT2



Obr. 6.2. Blokové schéma mobilní stanice

Blokové schéma mobilní stanice (*Cordless Handset*) je nakresleno na obr. 6.2. Sestává z vysokofrekvenční rádiové části, multiplexeru, kodéru ADPCM a nízkofrekvenční části s A-D a D-A převodníky. Činnost mobilní stanice je řízena mikropočítačem, který rovněž řídí tlačítkovou soupravu i dispej pro komunikaci s uživatelem. Rádiová část stanice obsahuje anténu, přijímač a vysílač, jehož výstupní výkon je omezen na maximální hodnotu 10 mW (střední hodnota je 5 mW). S tímto výkonem je dosah systému omezen asi na 100 metrů. Definováním tzv. společného rádiového rozhraní CAI (*Common Air Interface*) je umožněna spolupráce zařízení od různých výrobců. Rozlišení účastníka se provádí 27 bitovým číslem.

6.3 Standard DECT

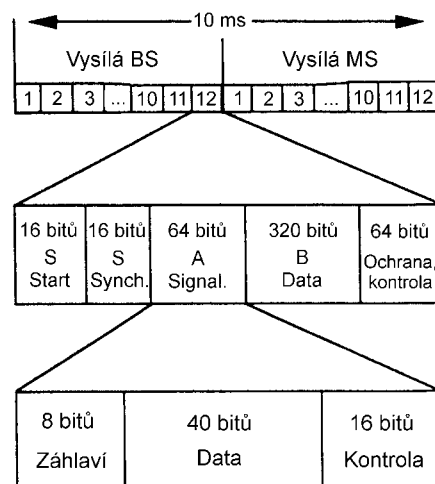
6.3.1 Základní parametry

Digitální standard DECT se používá pro přenos hovorových i datových signálů. Má vyhrazeno kmitočtové pásmo 1880 až 1900 MHz, ale již nyní se uvažuje o jeho rozšíření až na 1920 MHz. Používá kombinovaný přístup FDMA-TDMA a časový duplex TDD. V přiděleném kmitočtovém pásmu je 10 rádiových kanálů s odstupem nosných 1,728 MHz. Do jednoho rádiového kanálu je metodou TDMA vloženo 12 účastnických kanálů, které používají časový duplex TDD. Jeden rámeček TDMA trvá 10 ms a je rozdělen na 24 časových úseků (štěrbín) neboli timeslotů, jež mají dobu trvání $0,417\text{ ms}$ a obsahují 480 bitů. Prvních 12 timeslotů je vyhrazeno pro přenos od základnové stanice k mobilní stanici a druhých 12 timeslotů pro směr opačný. Struktura rámce je nakreslena na obr. 6.3.

K redukci bitové rychlosti účastnického hovorového signálu je použito kódování ADPCM. Přenosová rychlost signálu na výstupu kodéru je 32 kbit/s . V základním, nechráněném formátu je v každém timeslotu přenášeno celkem 480 bitů. Prvních 16 bitů, tzv. preamble, se využívá pro bitovou synchronizaci a dalších 16 bitů pro rámcovou synchronizaci přijímače. Těchto 32 bitů je součástí tzv. pole S. Dalších 64 bitů (pole A) přenáší signalizační informace. Jsou složeny z 8 bitů záhlaví, 40 bitů vlastních signalizačních dat a 16 bitů kontrolních CRC (*Cyclic Redundancy Code*). V případě výskytu chyby v řídicím slově, dochází k jeho opakování. V poli B je přenášeno 320 bitů účastnického signálu. Posledních 64 bitů se využívá jednak ke kontrole paritou (4 bity, pole X4), jednak tyto bity vytváří ochrannou dobu nezbytnou pro zamezení případných časových kolizí signálů. Pomocí paritních bitů se pouze

zjišťují chyby v poli B, ale jejich korekce se neprovádí. Pole $(A + B + X4)$ se označují jako datové pole D. Každý rámeček obsahuje celkem $480.24 = 11520$ bitů. Poněvadž doba jeho trvání je 10 ms, vychází přenosová rychlost signálu v rádiovém kanálu $11520/10 \cdot 10^{-3} = 1,152 \text{ Mbit/s}$. Spektrální účinnost je $1,152 \text{ Mbit/s} : 1,728 \text{ MHz} \approx 0,667 \text{ bit/s/Hz}$. Složením 16 rámečků DECT se vytváří jeden multirámeček DECT s dobou trvání 160 ms. Výsledný signál je přiváděn do modulátoru GMSK, který pracuje s normovanou šířkou pásma $b = B.T_b = 0,5$ (dříve používal systém DECT modulaci GFSK).

Kromě nechráněného formátu lze u systému DECT použít i přenos s chráněným formátem dat, u kterého je 320 bitů pole B rozděleno na 4 bloky po 64 bitech. Každý blok je doplněn 16 bity CRC pro kontrolu chyb.



Obr. 6.3. Struktura rámce DECT

6.3.2 Architektura systému

Systém obsahuje několik bloků. Bezšňůrové mobilní stanice PP (*Portable Part*) se skládají z rádiové části PT (*Portable Terminal*) a koncového zařízení systému ES (*End System*). V případě mobilních stanic určených pro telefonní provoz (*Handset*) je koncovým zařízením nízkofrekvenční část s mikrofonom a reproduktorem. V případě přenosných stanic může být koncovým zařízením fax, monitor, aj. Maximální výkon mobilních stanic je 250 mW, střední výkon je přibližně 10 mW.

Mobilní stanice komunikují se základnovými fixními rádiovými stanicemi RFP (*Radio Fixed Part*), obr. 6.4. Několik stanic RFP je řízeno fixní centrální řídicí jednotkou CCFP (*Central Control Fixed Part*). K propojení jednotky CCFP s externími sítěmi se používá mezioperační jednotka IWU (*Inter Working Unit*), upravující signál do příslušných formátů. V obsluhovaných oblastech má systém DECT mikrobečkovou a pikobečkovou strukturu. Průměr buněk je od 30 do 150 metrů a uprostřed každé buňky je stanice RFP používající přijímač s prostorovou diverzitou. Pro spojení se proto vystačí s malými vysílacími výkony, což snižuje vznik interferencí v rádiovém prostředí. Používá se dynamického přidělování kanálů DCA (*Dynamic Channel Allocation*) a bezešvý handover MCHO.

6.3.3 Spojení DECT-GSM

Základní myšlenkou spojení systémů GSM a DECT bylo využití a sloučení výhod obou systémů. Tato myšlenka byla dalším evolučním krokem k systémům třetí generace 3G.

Za největší výhody systému GSM lze považovat vyšší efektivitu využití kmitočtového pásma, širší sortiment nabízených služeb, odolnost proti vlivům mnohacestného šíření a interferencím a vysoký stupeň ochrany proti odposlechu. K jeho nevýhodám patří malá provozní kapacita, složitost systému, nižší rychlost přenosu dat $9,6 \text{ kbit/s}$ a horší kvalita přenosu hovorových signálů.

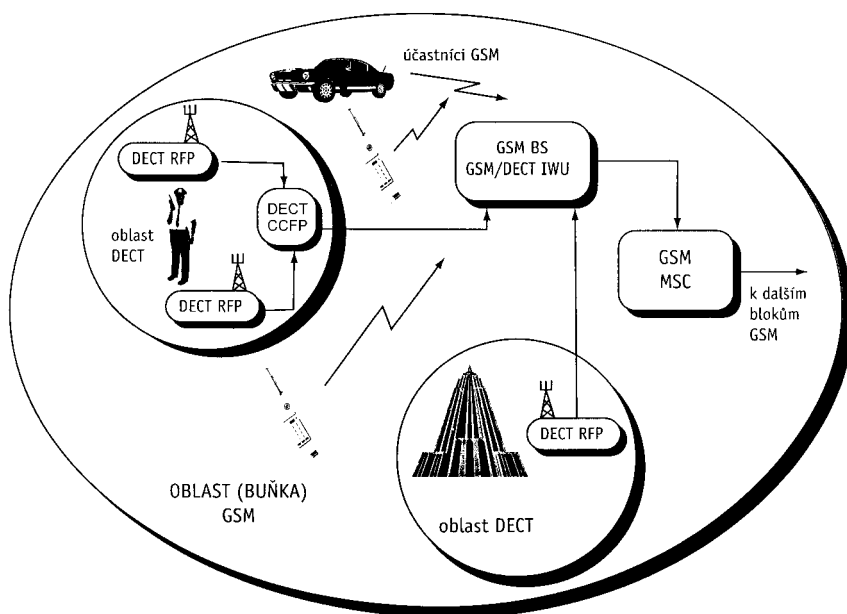
Mezi největší výhody systému DECT patří vysoká provozní kapacita, dobrá kvalita přenosu hovorových signálů (srovnatelná s pevnou telefonní sítí), přenos dat rychlostí 32 kbit/s , odolnost vůči interferencím, nízké pořizovací a provozní náklady a jednoduchá koncepce. Sloučením všech 12 timeslotů jednoho rámce DECT lze dosáhnout přenosové rychlosti signálu až $12 \cdot 32 = 384 \text{ kbit/s}$. Nevýhodou je pouze lokální pokrytí a omezená rychlost pohybu účastníků. Srovnání základních parametrů obou systémů je uvedeno v tab. 6.2.

Tab. 6.2. Srovnání základních parametrů systémů GSM a DECT

Parametr	GSM	DECT
Kmitočtové pásmo pro uplink [MHz]	890 - 915	1880 – 1900
Kmitočtové pásmo pro downlink [MHz]	935 - 960	1880 – 1900
Digitální modulace	GMSK ($b = 0,3$)	GMSK ($b = 0,5$)
Kódování hovorových signálů	RPE-LTP	ADPCM
Přenosová rychlost dat	9,6 kbit/s	32 kbit/s
Počet komunikujících účastníků na 1 km^2	až asi 5000	až asi 50 000
Odolnost vůči interferencím	střední	velká
Ekonomická náročnost	velká	menší

Přímá spolupráce obou systémů není možná vzhledem k rozdílným technickým parametrům signálů na rádiovém rozhraní (rozdílné kmitočty a kódování). Spolupráce je však možná na úrovni BS neboť zde jsou signály zpracovávány v základním pásmu. Základní koncepce propojení systémů GSM a DECT je nakreslena na obr. 6.4.

V buňce systému GSM jsou v oblastech se zvýšeným provozem vytvořeny mikrobuňky nebo pikobuňky systému DECT a do jejich středu jsou umístěny základnové stanice DECT RFP. Tyto stanice mohou být propojeny se základnovou stanicí BS systému GSM mikrovlnným

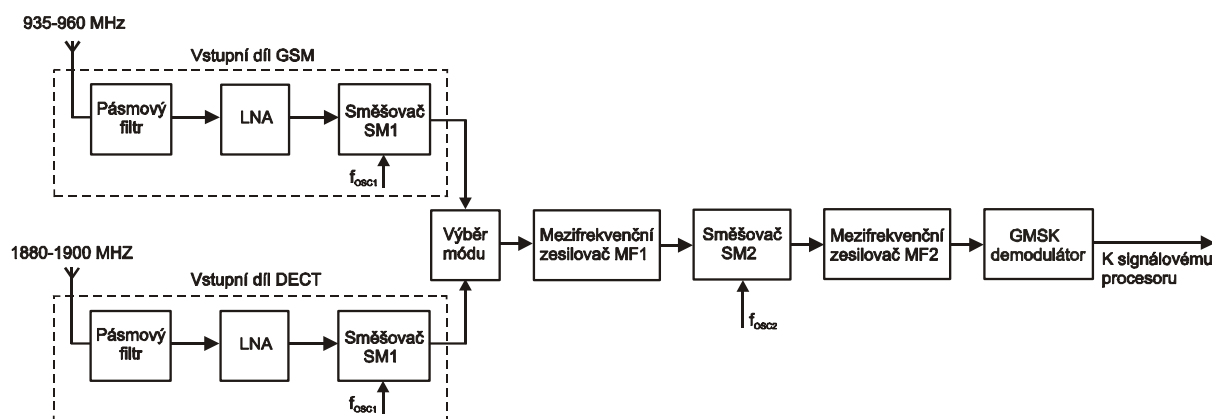


Obr. 6.4. Základní koncepce spojení GSM-DECT

spojem nebo kabelem, a to buď přímo nebo přes řídicí jednotku CCFP. Před sloučením signálů obou systémů v BS musí být signály systému DECT upraveny v jednotce IWU. Je-li buňka systému GSM příliš rozlehlá, lze propojení RFP případně CCFP s BS systému GSM provést pomocí opakovacích stanic (*Repeater*). Základnová stanice BS je potom již běžným způsobem připojena přes rozhraní A k radiotefonní ústředně MSC.

Přijímač
dvoj módové mobilní stanice GSM-DECT je koncipován jako superheterodyn s dvojím

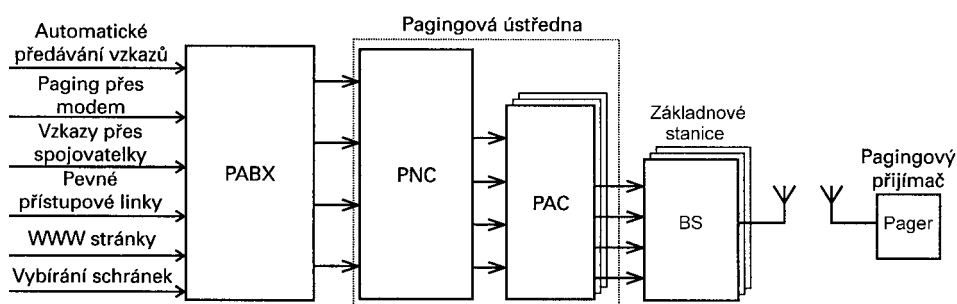
směšováním a přepínáním vstupních dílů. Jeho blokové schéma je nakresleno na obr. 6.5. Obsahuje dva samostatné vstupní díly, každý pro jiné kmitočtové pásmo a tedy pro jiný systém. Každý vstupní díl se skládá z pásmového filtru, nízkošumového zesilovače LNA (*Low Noise Amplifier*) a prvního směšovače SM1. Směšovače v obou vstupních dílech transponují signály v různých kmitočtových pásmech na signál se shodným 1. mezifrekvenčním kmitočtem f_{mf1} . Jeho hodnota bývá 100 až 400 MHz, tedy relativně vysoká, z důvodů potlačení parazitních signálů zrcadlového kmitočtu. Z výstupu směšovačů jsou vedeny signály na přepínač pro výběr jednoho módu. Následující obvody jsou již společné oběma signálům (GSM i DECT) a tvoří je mezifrekvenční zesilovač MF1 pracující na kmitočtu f_{mf1} , druhý směšovač SM2, mezifrekvenční zesilovač MF2 pracující na kmitočtu f_{mf2} a kvadrurní demodulátor. Druhý mezifrekvenční kmitočet f_{mf2} bývá 10,7 MHz nebo 21 MHz, pro dosažení potřebné blízké selektivity. Po demodulaci jsou signály obou módů zpracovány jedním signálovým procesorem.



Obr. 6.5. Vysokofrekvenční část přijímače dvojmódové mobilní stanice GSM-DECT

7 RÁDIOVÝ PAGING

Systémy rádiového pagingu jsou označovány jako systémy pro vyhledávání osob. Umožňují jednosměrné předávání krátkých zpráv k adresátovi, který má kapesní pagingový přijímač (*Pager*). Mohou být využity k privátním účelům (nemocnice, letiště, atd.) nebo slouží veřejnosti a je k nim přístup z veřejných telekomunikačních sítí. Zprávu je možné zaslat buď pouze jednomu účastníkovi nebo celé skupině účastníků, a to ve formě tónového signálu, numerické informace (například telefonní číslo kam má účastník ihned zavolat) nebo alfanumerické informace s určitým omezeným počtem znaků, zobrazovaných na displeji přijímače. Obecné blokové schéma pagingového systému je nakresleno na obr. 7.1.



Obr. 7.1. Obecné blokové schéma pagingového systému

Zpráva pro adresáta může být předána do systému různým způsobem pomocí různých terminálů. Dříve se předávala pouze telefonicky, dnes existuje již celá řada jiných možností, například e-mail, fax, modem, atd. Pomocí přístupových sítí PABX je zpráva přenesena do pagingové řídicí ústředny systému. V databázi centrální pagingové řídicí jednotky PNC (*Paging Network Controller*) jsou uloženy základní informace o účastníkovi, například jméno a adresa, typ přijímače, seznam objednaných služeb, vymezení provozní oblasti, aj. Dále jsou v databázi uloženy systémové informace o konfiguraci sítě, jejím provozním zatížení, atd. Po ověření údajů volaného účastníka je zpráva předána přes distribuční síť do oblastní pagingové řídicí jednotky PAC (*Paging Area Controller*). Má-li účastník vymezeno (tj. zapláceno) několik provozních oblastí (případně všechny), je zpráva zaslána do všech příslušných jednotek PAC. V případě velkého množství různých zpráv je požadavek zařazen do fronty respektující nejen dobu příchodu požadavku, ale i požadovaný stupeň priority odeslání zprávy (1 - do minuty, 2 - do dvou minut, 3 - bez neomezení).

Prostřednictvím distribuční sítě je zpráva předána pagingové základnové stanici BS, která zprávu upraví do vhodného formátu pro vysílání k účastnickým pagingovým přijímačům. Používá se většinou kmitočtové klíčování 2FSK a 4FSK, které je odolné vůči šumu a interferencím a umožňuje velice jednoduchou konstrukci pagingových přijímačů v levném monolitickém provedení. Výstupní výkony vysílačů základnových stanic bývají desítky až stovky wattů. Poněvadž pagingové systémy využívají relativně nízkých kmitočtových pásem VKV, kde se rádiové vlny již ohýbají, je síť základnových stanic mnohem řidší než v případě radiotelefonních systémů. Signálem jedné základnové stanice se pokryje přibližně plocha jednoho okresu, [10], [12], [25], [28], [32].

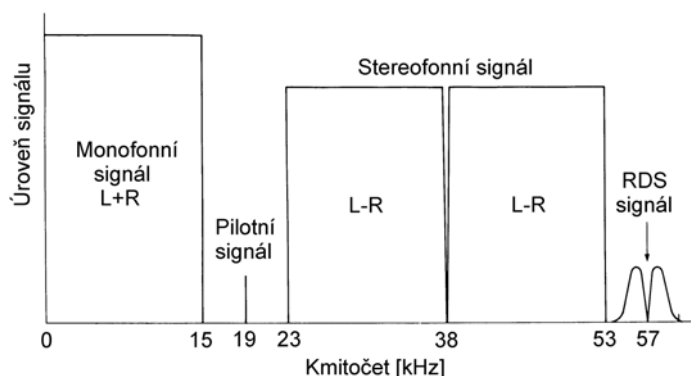
Pagingové přijímače jsou velice jednoduché neboť neobsahují mikrofon, reproduktor, tlačítkovou soupravu ani koncový vysokofrekvenční stupeň.

7.1 Pagingový systém RDS

Systém RDS (*Radio Data System*) je určen k přenosu doplňkových informací rozhlasových programů FM, vysílaných v pásmu VKV 87,5 až 108 MHz. Spolu s rozhlasovým programem je vysíláno 16 různých typů informací, jako například identifikace programu PI, název programu PS, typ programu PTY, identifikace dopravního hlášení TP, atd. Tyto informace se zobrazují na displeji rozhlasového přijímače. Jedním z 16 typů přenášených informací je i **rádiový paging RP**. Vzhledem k tomu, že v naší republice pokrývá síť VKV vysílačů téměř celé její území (cca 97%), využívá se tohoto způsobu šíření signálu bez nutnosti budování nové sítě. Je nutný pouze nepříliš náročný zásah do modulačních obvodů vysílače.

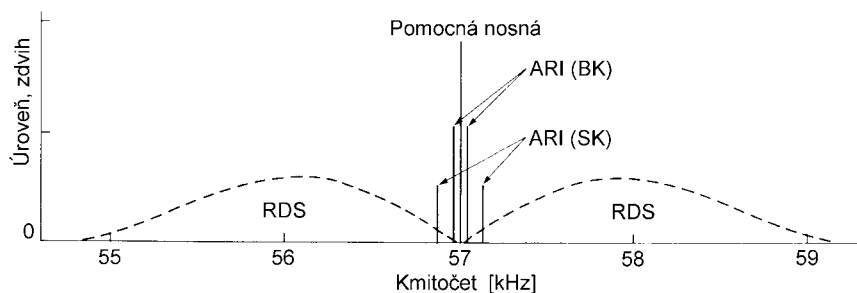
Na obr. 7.2 je nakresleno spektrum modulačního signálu, který se přivádí do modulátoru vysílače, kde je kmitočtově modulován na nosnou v pásmu 87,5 až 108 MHz. Nízkofrekvenční signály levého kanálu L (*Left*) a pravého kanálu R (*Right*) jsou přivedeny do maticového obvodu,

kde se z nich vytvoří signály L+P a L-P. Součtové i rozdílové signály mají spektrum od cca 20 Hz do cca 15 kHz. Rozdílový signál L-P se amplitudově moduluje na pomocnou nosnou s kmitočtem 38 kHz, přičemž nosná je ve vyváženém modulátoru potlačena. Ke generaci pomocné nosné se používá tzv. pilotní signál s kmitočtem 19 kHz, z něhož se vytvoří druhá harmonická 38 kHz.



Obr. 7.2. Spektrum modulačního signálu

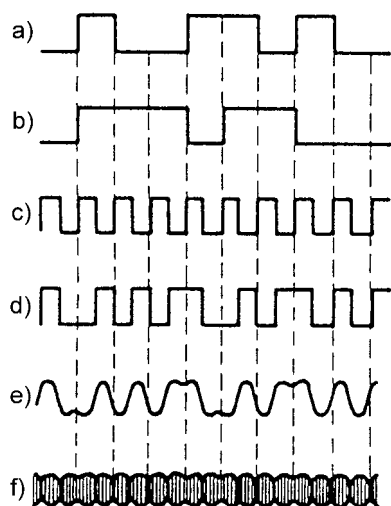
Digitální signál RDS je v modulátoru DSB_{SC} modulován na pomocnou nosnou s kmitočtem 57 kHz, což je třetí harmonická pilotního signálu. Po modulaci má signál RDS šířku kmitočtového pásma 4,8 kHz. Pomocná nosná 57 kHz se však také využívá k přenosu dopravního rozhlasu ARI (*Autofahrer Rundfunk Information*) firmy Blaupunkt, který je rozšířen ve střední Evropě a od roku 1986 i v České republice. Signál ARI je modulován na pomocnou nosnou amplitudovou modulací AM. Aby nedocházelo k vzájemnému rušení systémů ARI a



Obr. 7.3. Spektrum v okolí pomocné nosné 57 kHz

RDS, je pomocná nosná systému RDS otočena o 90° vůči nosné systému ARI. Detail spektra v okolí pomocné nosné 57 kHz je nakreslen na obr. 7.3.

Digitální signál RDS (a tedy i signál rádiového pagingu) je sestaven do tzv. grup. Jedna grupa obsahuje 104 bitů a je tvořena 4 bloky po 26 bitech. Každý blok se skládá z 16 bitů informačních a 10 bitů kontrolních, používaných pro zabezpečení přenášené informace a synchronizaci. Přenosová rychlost signálu je $1187,5\text{ bit/s}$.

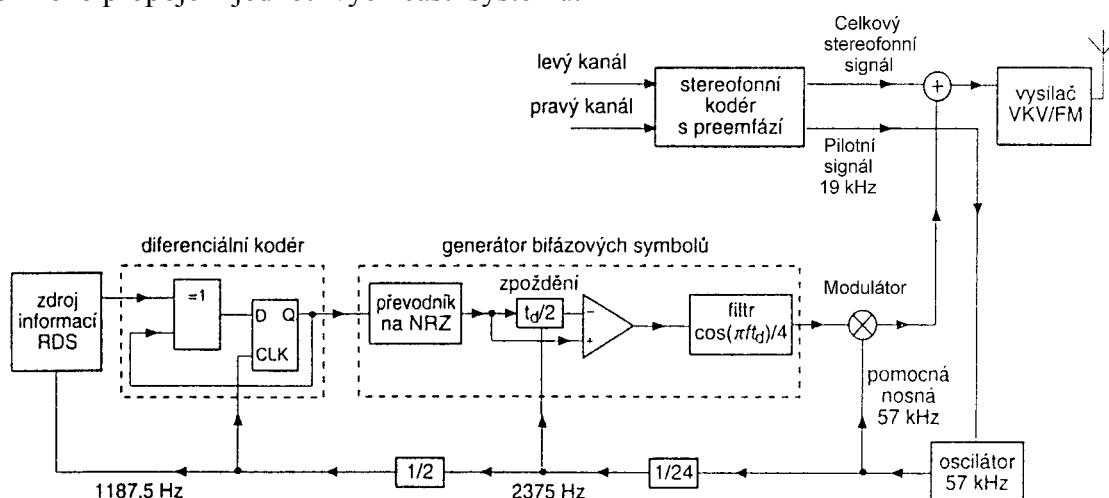


Obr. 7.4. Časové průběhy při kódování signálů RDS

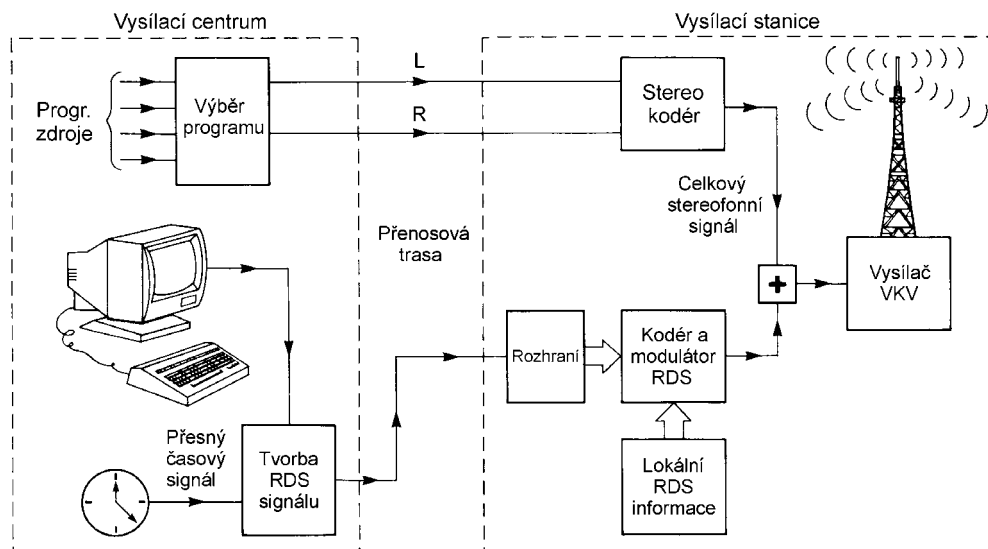
Datový informační signál (obr. 7.4.a) je podroben **diferenciálnímu kódování**. Signál úrovně 1 na vstupu kodéru způsobí na výstupu kodéru změnu úrovně proti předchozímu stavu. Signál úrovně 0 na vstupu kodéru, ponechá výstupní úroveň signálu beze změny (obr. 7.4.b). Diferenciální kódování má výhodu v tom, že případná inverze signálu při jeho dalším zpracování nemá vliv na správné vyhodnocení dat.

Z důvodů synchronizace celého systému RDS je diferenciálně kódovaný signál podroben tzv. **bifázovému (dvoufázovému) kódování**. Periodický signál s kmitočtem $1187,5\text{ Hz}$ (obr. 7.4.c) je ve sčítacím obvodu modulo 2 sečten s diferenciálně kódovaným signálem (obr. 7.4.b). Výsledný signál má časový průběh nakreslený na obr. 7.4.d. Touto operací se dosáhne toho, že informace původně vyjádřená úrovní signálu je nyní vyjádřena jeho změnou uprostřed bitové periody. Současně je zajištěn i přenos synchronizačního signálu. Poněvadž k přenosu signálu je vyhrazeno omezené kmitočtové pásmo, prochází signál před modulací dolní propustí na jejímž výstupu má

časový průběh podle obr. 7.4.e. Následuje amplitudová modulace s potlačenou nosnou, po níž má signál časový průběh nakreslený na obr. 7.4.f. Modulovaný signál RDS je sloučen s monofonním a stereofonním signálem (případně i signálem ARI) a vytváří modulační signál pro hlavní modulátor, ve kterém se uskutečňuje kmitočtová modulace na hlavní nosnou v pásmu VKV. Na obr. 7.5 je nakresleno blokové schéma kodéru signálu RDS a na obr. 7.6. je nakresleno blokové schéma vystihující tvorbu, distribuci a vysílání signálu RDS včetně vzájemného propojení jednotlivých částí systému.

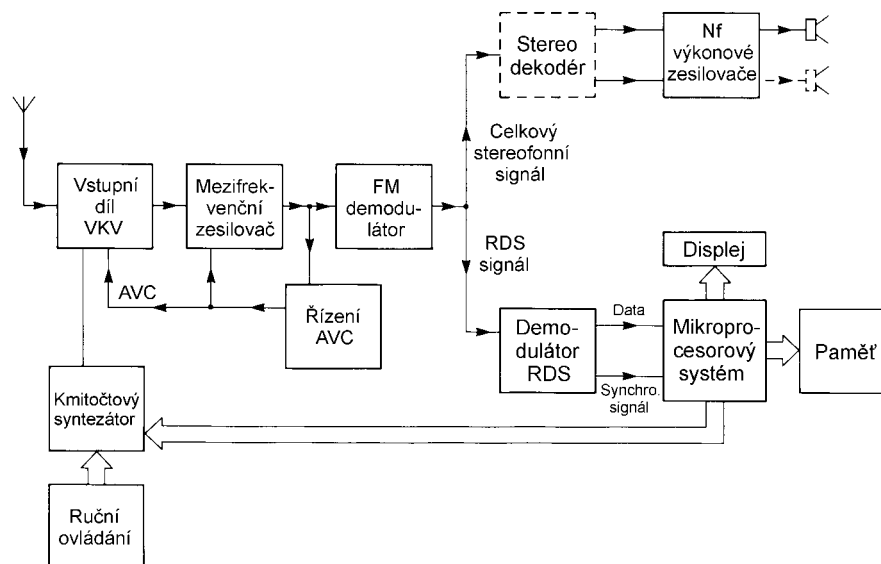


Obr. 7.5. Blokové schéma kodéru RDS



Obr. 7.6. Blokové schéma tvorby, distribuce a vysílání signálu RDS

Na přijímací straně je FM signál zpracován běžným způsobem, jak je nakresleno na obr. 7.7. Ve vstupním dílu VKV je přijímaný signál zesílen a transponován do mezifrekvenčního pásma $10,7\text{ MHz}$. Po zesílení v mezifrekvenčním zesilovači se přivádí do demodulátoru FM na jehož výstupu je signál kmitočtově rozdělen. Stereofonní signál prochází stereofonním dekodérem, kde se vytváří signály pravého a levého kanálu. Ty se vedou do nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů a do reproduktorů. Signál RDS se nejdříve v synchronním demodulátoru amplitudově demoduluje a z výsledného signálu se oddělí synchronizační signál s přenosovou rychlostí $1187,5\text{ bit/s}$. Následuje zpracování signálu v mikroprocesorovém systému, který přenášenou zprávu zobrazí na displeji ve formě čísla nebo alfanumerického textu.



Obr. 7.7. Blokové schéma přijímače RDS

Charakteristické rysy systému RDS s využitím pro paging:

- umožňuje použít všechny druhy pagingových služeb, tj. tónovou, numerickou (10 a 18 číslic) a alfanumerickou (80 znaků),
- přenosová rychlost signálu je $1187,5 \text{ bit/s}$,
- přijímač RDS je poměrně složitý,
- využívá bez nejmenších problémů stávající síť VKV vysílačů,
- kapacita cca 100 000 účastníků,
- možnost mezinárodního nasazení.

7.2 Pagingový systém ERMES

Pagingový systém ERMES (*European Radio MESSage System*) byl v říjnu 1994 doporučen ITU jako evropský standard pro celoplošné pagingové systémy umožňující i mezinárodní roaming. První komerční systém ERMES zahájil provoz ve Francii v říjnu 1994. V naší republice je zaváděn od roku 1997 (hlavně Praha + velká města). Jeho bloková struktura odpovídá schématu na obr. 7.1.

Systém má přidělené kmitočtové pásmo 169,4125 až 169,8125 MHz, ve kterém je vytvořeno 16 rádiových kanálů s odstupem nosných 25 kHz. Kmitočet nosné každého rádiového kanálu lze určit ze vztahu

$$f_n = 169,400 + n \cdot 0,025 \text{ [MHz]}. \quad (7.1)$$

K přenosu se používá modulace 4FSK (4PAM/FM) a přenosová rychlost signálu je $6,25 \text{ kbit/s}$. Přenos je zabezpečen kanálovým kódováním a prokládáním. Prokládání se provádí s hloubkou devíti kódových slov. V tab. 7.1. jsou uvedeny kmitočtové posuvy, tj. rozdíly mezi signalizačními kmitočty f_{xy} a nosnou f_c , pro jednotlivé dibity.

Tab. 7.1. Tabulka modulace 4FSK

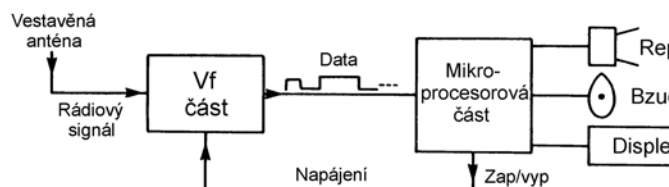
Dibit (symbol)	$(f_{xy} - f_c) \text{ [Hz]}$
10	+4687,5
11	+1562,5
01	-1562,5
00	-4687,5

Podle přenosového protokolu systému ERMES je vysílaný datový tok rozdělen do 16 časových rámců (*batches*) s celkovou dobou trvání 12 s, které se periodicky opakují. Každá dávka s dobou trvání 0,75 s obsahuje (kromě poslední) 154 kódových slov o délce 30 bitů. K 18 informačním bitům je přidáno 12 bitů ochranných, což umožňuje korigovat až 2 chybně přenesené bity. Na začátku každé dávky jsou synchronizační bity, potom následují systémové informace (kód země, kód operátora, kód oblasti, číslo dávky, atd.), adresa příjemce a nakonec datové pole, kde je přenášena vlastní zpráva.

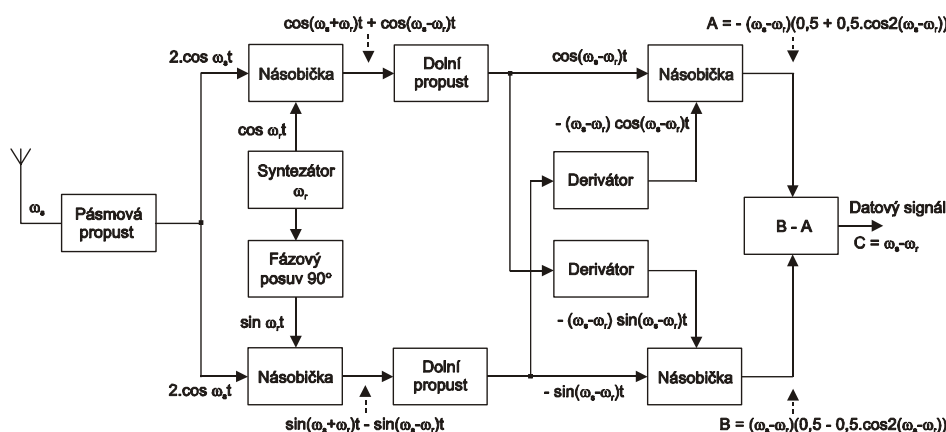
Každému pagingovému přijímači je přidělen pouze jeden ze 16 rámců, na kterém může přijímat svůj individuální rádiový identifikační kód RIC (*Radio Identification Code*). Kód je trvale uložen v paměti pagingového přijímače i v centrální pagingové jednotce PNC. Obsahuje celkem 35 bitů, z nichž prvních 13 bitů obsahuje kódy oblasti, země a operátora, u kterého je účastník přihlášen. Dalších 18 bitů obsahuje adresu konkrétního pagingového přijímače a poslední 4 bity určují číslo datového rámce, v němž daný přijímač může přijímat svůj identifikační kód RIC. Poněvadž příjem je synchronní, přijímač je aktivní pouze v době, kdy mu může být zaslána zpráva. Tím se šetří energie akumulátorů, které při běžném provozu vydrží až několik měsíců. Příjem vlastní zprávy však může být proveden na libovolném rámci.

Blokové schéma zapojení pagingového přijímače je nakresleno na obr. 7.8. Signál je přijímán vestavěnou anténou ve tvaru smyčky na plošném spoji. Tyto antény mají velmi malou účinnost. Následuje vf část přijímače tvořená filtrem, zesilovačem, směšovačem, syntežátorem, mezifrekvenčním zesilovačem a demodulátorem. Místo superheterodynu může však být použit i přijímač s přímou konverzí. Vysokofrekvenční část přijímače musí mít velkou citlivost a minimální příkon. Digitální signál je zpracováván v mikroprocesorové části, která zajišťuje bitovou a rámcovou synchronizaci, kódování a případnou opravu dat, uložení zpráv do paměti (až 10 zpráv) a ovládání výstupů (reproduktor, bzučák, displej).

Příklad často užívaného přijímače s přímou konverzí (tzv. homodyn) je nakreslen na obr. 7.9. Přijímaný signál je rozdělen do dvou cest a přiveden ke dvěma násobičkám. Druhým signálem násobiček je signál obnovené nosné, v jednom případě fázově posunut o 90° . Následují dolní propusti, které odstraní nežádoucí produkty. Výsledné nízkofrekvenční signály jsou přiváděny opět k násobičkám, kam jsou přiváděny i signály z opačné větve, avšak podrobené derivaci. Výstupní signály násobiček se odečtou a dostáváme datový signál, jehož velikost je úměrná kmitočtovému zdvihu vstupního signálu.



Obr. 7.8. Blokové schéma pagingového přijímače



Obr. 7.9. Blokové schéma přijímače s přímou konverzí (homodyn)

Charakteristické rysy systému ERMES:

- vysoká kapacita, až 4,2 miliónů adres na jednoho národního provozovatele při využití 2 rádiových kanálů,
- mezinárodní použití,
- všechny druhy pagingových služeb (tónová, numerická a alfanumerická),
- tónový paging definuje až 8 tónů,
- numerický paging umožňuje vyslat více než 20 numerických nebo speciálních znaků,
- textový paging umožňuje vyslat více než 400 textových znaků,
- mód úspory napájecích článků pageru.

8 PERSPEKTIVNÍ RADIOKOMUNIKAČNÍ SYSTÉMY

8.1 Univerzální mobilní telekomunikační systém UMTS

Ve vývojové řadě mobilních radiokomunikačních systémů je univerzální mobilní telekomunikační systém UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) zařazen mezi systémy třetí generace 3G. Na jeho vývoji se v Evropě pracuje asi od roku 1990 a vývojové práce koordinuje Evropský telekomunikační institut ETSI. Souběžně s tímto systémem je v Evropě vyvíjen i Mobilní širokopásmový systém MBS (*Mobile Broadband System*). Na celosvětové úrovni řídí vývojové práce na systémech třetí generace Mezinárodní telekomunikační unie ITU, pod jejíž patronací je vyvíjen Budoucí veřejný pozemní mobilní telekomunikační systém FPLMTS (*Future Public Land Mobile Telecommunication System*). Souhrnně se uvedené systémy označují zkratkou IMT-2000 (*International Mobile Telecommunication in the year 2000*). Musí splňovat společná doporučení a v praxi budou proto kompatibilní. Systém UMTS se často označuje také symbolem IMT-2000/UMTS, který zdůrazňuje jeho příslušnost k rodině IMT-2000. Systém IMT-2000 je definován jako otevřený „zastřešující“ mezinárodní standard pro mobilní telekomunikační systémy s vysokou kapacitou a vysokou přenosovou rychlostí, zahrnující v sobě pozemní i družicové radiokomunikační prostředky a spolupracující pozemní pevné sítě.

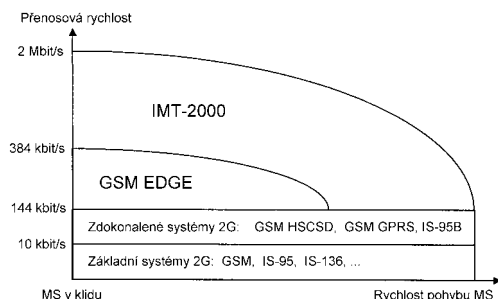
Požadavky na systém UMTS, podobně jako na ostatní systémy třetí generace, se s postupem času vyvíjely a byly doplňovány. Na rozdíl od systémů druhé generace, určených především pro přenos hovorových signálů a datových signálů s nízkou přenosovou rychlostí, umožní systém UMTS přenos dat se zvýšenou rychlostí a bude orientován na multimediální aplikace, [22], [26], [27], [28].

Poznámka: Obecně je možné pojem „multimedia“ definovat jako soubor audiovizuálních a informačních služeb, poskytovaných prostřednictvím pevných a mobilních (radiokomunikačních) širokopásmových sítí, a to na různých úrovních interaktivity.

8.1.1 Přenosová rychlost signálu

Přenos hovorových signálů by měl být stejně kvalitní jako v pevné telefonní síti. Rychlost přenosu datových signálů bude proměnná v závislosti na rychlosti pohybu mobilní stanice. V nepříznivých podmínkách rádiového prostředí, kdy je rychlost MS několik stovek km/hod., bude přenosová rychlost signálu minimálně 144 kbit/s . Při pomalém pohybu MS (chůzi) bude přenosová rychlost minimálně 384 kbit/s a v případě, kdy MS bude v klidu nebo v dosahu jedné pikobuňky, vzroste přenosová rychlost až na 2 Mbit/s . Závislost přenosové rychlosti signálu na rychlosti pohybu MS je pro různé systémy přehledně znázorněna na obr. 8.1.

Systém bude podporovat spojování s rychlým paketovým přenosem dat, například bezdrátový přístup k síti Internet, ale i spojování s přepínáním okruhů. V některých aplikacích bude přenos výrazně asymetrický, tj. přenosová rychlost signálu v jednom směru (většinou downlink) bude výrazně vyšší než přenosová rychlost signálu ve směru opačném. S tím souvisí i princip přidělu šířky pásma podle potřeby (*bandwidth on demand*), který výrazně zvýší efektivitu využití kmitočtového pásma.



Obr. 8.1.

Závislost přenosové rychlosti signálu na rychlosti pohybu MS pro různé mobilní systémy

8.1.2 Kmitočtová pásma a rádiové rozhraní UTRA

Pro systém UMTS jsou vyhrazena kmitočtová pásma v okolí 2 GHz. Jejich kmitočtové rozsahy jsou uvedeny v tab. 8.1. Pro nepárovaná pásma (TDD) 2 a 5 byla pro UMTS vybrána technologie TD-WCDMA, vhodná pro asymetrické vysokorychlostní datové přenosy hlavně uvnitř budov. Pro párovaná pásma (FDD) 3 a 6 byla pro UMTS zvolena technologie FD-WCDMA (*Wideband CDMA*), vhodná pro velkoplošné pokrytí a pro hovorové a středně rychlé symetrické datové služby. Podobně jako všechny systémy CDMA, je však tato technologie náročná na regulaci výkonu MS i BS. Kmitočtové pásmo 1 je rezervováno pro přístup pomocí systému DECT a pásma 4 a 7 jsou vyhrazena pro družicovou komunikaci systému UMTS. V roce 2000 byla dodatečně pro systém vyhrazena další pásma (v tab. 8.1 nejsou označena).

Tab. 8.1. Kmitočtová pásma systému UMTS

Pásmo	Kmitočtový rozsah [MHz]	Šířka pásma [MHz]	Schváleno v roce
-	1710 - 1885	175	2000
1	1885 – 1900	15	1998
2	1900 – 1920	20	1998
3	1920 – 1980	60	1998
4	1980 – 2010	30	1998
5	2010 – 2025	15	1998
6	2110 – 2170	60	1998
7	2170 - 2200	30	1998
-	2500 - 2690	190	2000

Pozemní rádiové rozhraní systému UMTS se označuje **UTRA** (*UMTS Terrestrial Radio Access*) nebo **UTRAN** (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*). Je jednou z možností, jak realizovat pozemní rádiové rozhraní umožňující komunikaci s časovým i frekvenčním duplexem (TDD, FDD). Základní přístupovou metodou je širokopásmový kódový multiplex s přímým rozptýlením DS-WCDMA. Pracuje se základní čipovou rychlostí $4,096 \text{ Mchip/s}$, šířkou kmitočtového pásma 5 MHz a zajišťuje přenosovou rychlost 2 Mbit/s . Připraveny jsou však další dvě rychlejší varianty s čipovými rychlostmi $8,192 \text{ Mchip/s}$ a $16,384 \text{ Mchip/s}$, kterým odpovídají šířky kmitočtového pásma rádiového kanálu 10 MHz resp. 20 MHz . Pro párovaná pásma 3 (uplink) a 6 (downlink) (tab. 8.1.) bude použit kmitočtový duplex FDD s označením UTRA/FDD. Základnové stanice budou pracovat v asynchronním režimu, což zjednoduší jejich konstrukci a následně sníží i jejich cenu. Tato pásma budou využívána různými operátory pro zajištění celoplošných služeb s výraznou symetrií provozu, například videokonference, apod. Pro nepárovaná pásma 2 a 5 (tab. 8.1.) bude použit kombinovaný přístup s časovým a kódovým dělením TD-WCDMA, využívající časový multiplex TDD s označením UTRA/TDD. Zde budou provozovány služby s výraznou nesymetrií provozu, například video na vyžádání, apod.

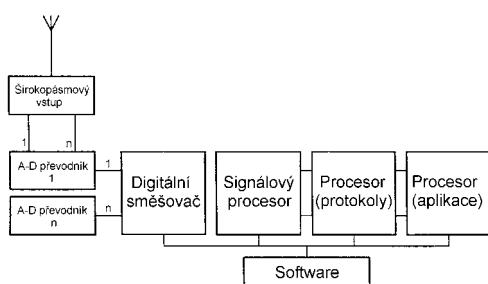
Pro sestupnou trasu je zvolena modulace QPSK, pro vzestupnou trasu modulace BPSK. Bude využito dynamického přidělování kanálů DCA a použit měkký handover. K zajištění celkové dostupnosti i v řídké obydlených nebo nedostupných oblastech využívá systém UMTS kromě svých pozemních složek T-UMTS také družicové složky S-UMTS, jejichž popis však přesahuje rámec těchto skript.

8.1.3 Architektura systému

Ve zjednodušeném pohledu je možné strukturu sítě UMTS rozdělit na 4 části. Základem je pevná **páteří síť** CN (*Core Network*), využívající technologie ATM, která řídí provoz a spojení v systému. Směrem k účastníkovi následuje **přístupová síť** AN (*Access Network*), která plní přenosové a přepojovací funkce. Využívá rádiového rozhraní UTRA, ke kterému mají přístup všichni uživatelé. Řízení zpracování a uchování dat zajišťuje **servisní řídicí síť** SCN (*Service Control Network*). Telekomunikační management celého systému zajišťuje **síť telekomunikačního managementu** TMN (*Telecommunications Management Network*).

Přístupová síť má buňkovou strukturu a využívá čtyř typů obsluhovaných oblastí. Nejmenší oblast představuje **pikobuňka** o poloměru 10-50 m, která se používá obvykle uvnitř budov a poskytne přenosovou rychlost signálu do 2 Mbit/s při rychlosti pohybu MS do 3 km/hod. **Mikrobunčka** o poloměru 300-500 m uvnitř městské zástavby, poskytne služby s přenosovou rychlostí do 384 kbit/s (v blízkosti základnové stanice do 2 Mbit/s) chodcům při nízké rychlosti pohybu do 10 km/hod. **Mikrobunčka** o poloměru 2-4 km poskytne služby s rychlostí do 144 kbit/s (případně do 384 kbit/s) vozidlům pohybujícím se v městské zástavbě při vyšší rychlosti do 150 km/hod. **Makrobunčka** o poloměru 5-6 km v příměstské oblasti poskytne služby do 144 kbit/s při vysoké rychlosti do 500 km/hod. Všechny uvedené typy buněk je možné použít i ve venkovských oblastech, které však budou v první fázi rozvoje UMTS (do roku 2005) patrně pokrývány převážně mobilními systémy druhé generace (GSM 900), později družicovou složkou systému UMTS. Uvedený model řešení sítě představuje jednu z více možností jejíž konkrétní podobu určí operátor.

Základnové rádiové stanice BTS systému UMTS budou mít softwarovou koncepci, znázorněnou na obr. 8.2. Přijímač pro n rádiových kanálů obsahuje jediný širokopásmový



Obr. 8.2. Softwarová koncepce
Přijímače základnové stanice UMTS

vstupní díl s výstupními mezifrekvenčními signály o nízkém kmitočtu. V následujících A-D převodnících jsou mezifrekvenční signály převedeny do digitální formy. Může být použit A-D převod širokopásmový (všechny kanály současně) nebo úzkopásmový (každý kanál samostatně). V digitálních směšovačích je proveden výběr kanálů digitální filtrací. Demodulace a následné zpracování signálů

(odhad kanálu, FEC, atd.) se provádí v digitálních signálových procesorech. Tyto bloky může operátor sítě snadno přeprogramovat pro různé standardy a různé provozní módy, a to pouhou změnou softwaru „na dálku“ (*download software*). Vysílací část je navržena obdobným způsobem.

Mobilní stanice systému UMTS je vhodnější nazývat mobilními terminály MT neboť jejich používání i ovládání se od klasických MS již liší. Výrobci je budou nabízet v řadě

jednoduchých i složitějších (vícemódových a vícepásmových), mobilních nebo stacionárních provedeních. V první fázi rozvoje UMTS to budou nejpravděpodobněji terminály podporující přístup k UMTS a ještě používaným systémům druhé generace (GSM, DECT, atd.). Při použití některých typů terminálů k uskutečnění hovoru, bude mikrofon se sluchátkem, usazeným za uchem účastníka, bezdrátově propojen s mobilním terminálem pomocí systému Bluetooth. Příklad provedení mobilního terminálu UMTS je nakreslen na obr. 8.3.



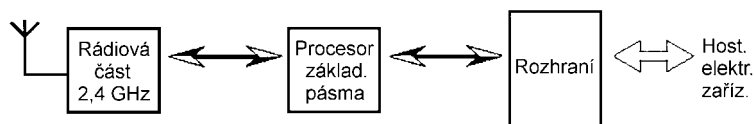
Obr. 8.3. Příklad provedení mobilních terminálů systému UMTS

8.2 Univerzální systém Bluetooth

Systém Bluetooth je univerzální radiokomunikační systém, umožňující bezdrátový přenos hovorových a datových signálů s přenosovou rychlostí cca 1 Mbit/s na krátké vzdálenosti (do desítek metrů). Označení „Bluetooth“ je anglickým přepisem příjmení dánského krále Haralda Bluatanda, který před tisíci lety sjednotil vikingské kmeny [10]. Systém pochází od firmy Ericsson (1998) a na jeho vývoji se podílela řada světových firem. Umožňuje bezdrátově propojit různá elektronická zařízení, například počítač, tiskárnu, scanner, aj. a tím odstranit komplikovaná propojení pomocí metalických kabelů.

8.2.1 Popis systému

Systém tvoří malé síťové struktury, označované názvem **pikonet** („pikosít“). Každé mobilní nebo pevné elektronické zařízení, které je součástí této sítě, obsahuje malý terminál v němž je umístěn rádiový vysílač a přijímač (*transceiver*) včetně procesoru základního pásma. Blokové schéma terminálu Bluetooth je nakresleno na obr. 8.4. Procesor základního pásma řídí činnost rádiové části, komunikaci v síti i komunikaci s hostitelským zařízením. V jedné pikonetové struktuře může mezi sebou vzájemně komunikovat až 8 terminálů, které jsou zabudovány přímo do různých hostitelských elektronických zařízení. Při nominálním výkonu



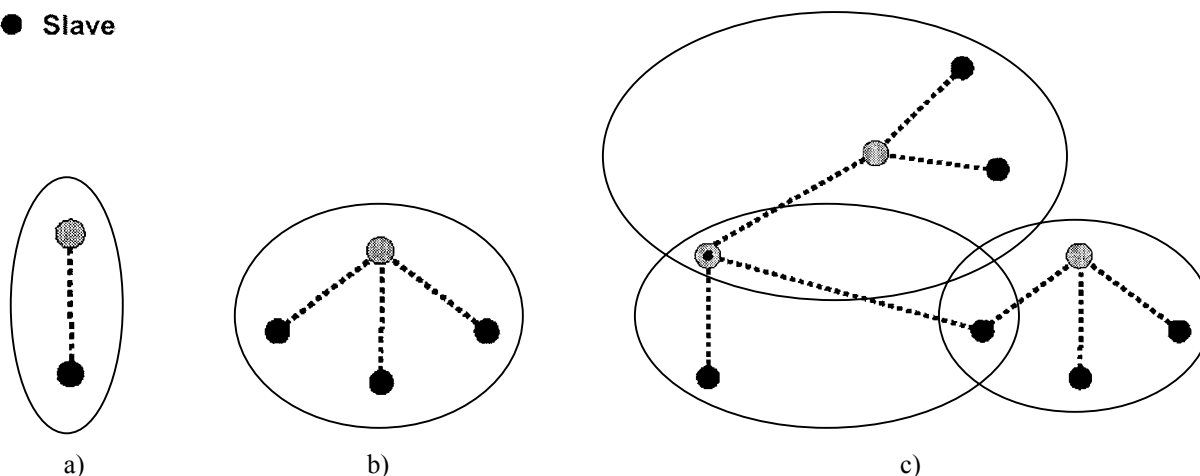
Obr. 8.4. Blokové schéma terminálu Bluetooth

jejich vysílačů 0 dBm, je možné spojení na vzdálenost až 10 metrů. Při použití pomocných zesilovačů se dosah systému zvýší až na cca 100 metrů. Přenosová rychlost signálu může být až cca 1 Mbit/s. Pokud je součástí

sítě pikonet i mobilní telefon, je možný přístup i do celulární sítě. Podobně pomocí přístupového bodu obsahujícího malý terminál, je možný i přístup do místní sítě LAN.

Na rozdíl od celulární struktury typické například pro radiotelefonní systém GSM, se v systému Bluetooth používá tzv. **topologie „ad hoc“**. Příklady sítě pikonet jsou uvedeny na obr. 8.5. Na obr. 8.5.a je nakreslena komunikace bod-bod (*point to point*), na obr. 8.5.b komunikace bod-více bodů (*point to multipoint*). Jednotlivé terminály jsou si rovnocenné a neexistuje mezi nimi žádná hierarchie. Avšak terminál, který první iniciuje sestavení sítě, se stává řídicí jednotkou (*master*) a plní řídicí funkci spočívající v identifikaci účastníků, zajištění jejich vzájemné synchronizace, atd. Ostatní terminály (účastníci) se stávají podřízenými jednotkami (*slave*). Tyto funkce jsou však dočasné a zanikají s ukončením spojení. Při následující komunikaci může funkci řídicí jednotky plnit jiný terminál. V případě, že v oblasti sítě pikonet pracují i jiné sítě pikonet, vzniká **rozptýlená ad hoc topologie** (*scatter ad hoc, scatternet*), jejíž příklad je nakreslen na obr. 8.5.c. Libovolný terminál (účastník) může být zapojen současně i v několika sítích pikonet a v každé z nich může plnit jinou funkci.

- Master
- Slave



Obr. 8.5. Topologie sítě pikonet: a), b) ad hoc, c) rozptýlená ad hoc

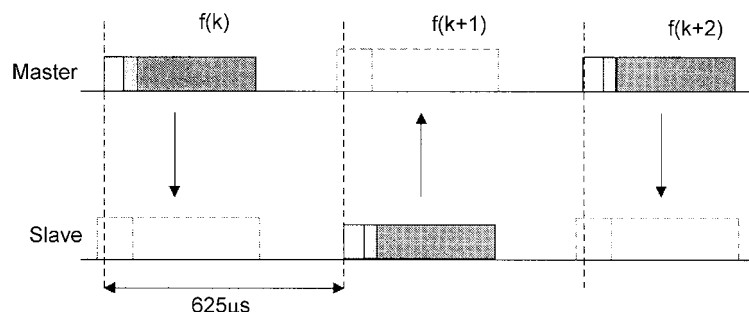
8.2.2 Zpracování signálu

Rádiový přenos mezi jednotlivými terminály sítě pikonet se uskutečňuje v kmitočtovém pásmu ISM (*Industrial, Scientific, Medical*), vyhrazeném pro průmyslové, vědecké a lékařské aplikace. Na provoz v tomto pásmu není třeba žádné povolení. V Evropě (mimo Francie a Španělska) a v USA je kmitočtový rozsah pásma ISM 2400 až 2483,5 MHz, jak je uvedeno v tab. 8.2. Vzdálenost jednotlivých nosných v kmitočtových pásmech je 1 MHz. Pro snížení

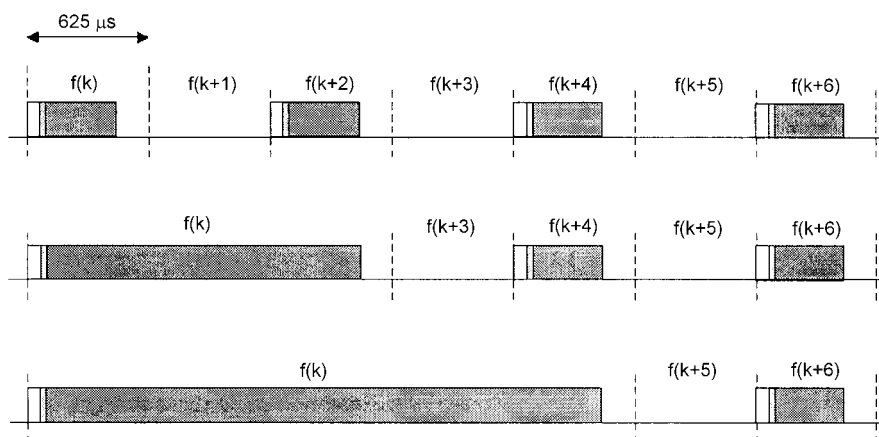
vzájemného rušení s rádiovými systémy, které toto pásmo rovněž využívají (bezpečnostní systémy, mikrovlnné trouby, atd.), používá systém Bluetooth přenos s rozprostřeným spektrem a to variantu s kmitočtovým skákáním nosné vlny FH-

SS (*Frequency Hopping – Spread Spectrum*). Každá síť má svoji vlastní pseudonáhodnou sekvenci, která je dána řídicí jednotkou (*master*). Proto i fáze pseudonáhodného signálu je dána hodinovým signálem řídicí jednotky. Počet přeskoků za jednu sekundu je $f_{FH} = 1600 \text{ s}^{-1}$, takže doba trvání vysílání na jedné nosné je $T_{FH} = 1/f_{FH} = 625 \mu\text{s}$.

Každý rádiový kanál je rozdělen na časové úseky (*time slot*) délky $625 \mu\text{s}$. Timesloty jsou číslovány podle hodinového signálu řídicí jednotky. Rozsah číslování je od 0 do $(2^{27} - 1)$, takže jeden cyklus má délku 2^{27} timeslotů. Pro komunikaci mezi terminály se používá časový duplex TDD. Řídicí jednotka vysílá pouze v každém sudém timeslotu, zatímco podřízená jednotka vysílá pouze v každém lichém timeslotu, jak je naznačeno na obr.8.6. Přenos se uskutečňuje pomocí paketů, které se „vkládají“ do timeslotů. Každý paket je vysílán na jiné nosné (skákání nosné). Jeden paket bývá přenášén obvykle v jednom timeslotu, avšak může být rozšířen tak, že je přenášén ve třech nebo pěti timeslotech, jak je znázorněno na obr. 8.7. V tom případě je vysílání celého paketu provedeno na téže nosné.

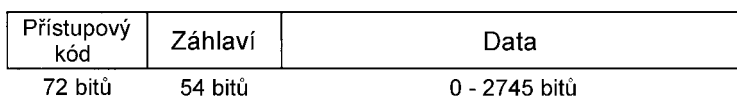


Obr. 8.6. Časový duplex TDD v systému Bluetooth



Obr. 8.7. Přenos paketů v několika timeslotech

Používané pakety mají stejný formát, jak je naznačeno na obr. 8.8. Na začátku každého paketu je přístupový kód (72 bitů), za ním následuje záhlaví (54 bitů) a nakonec jsou přenášena uživatelská data (0-2745 bitů). Přístupový kód má pseudonáhodné vlastnosti a je unikátní pro každou síť pikonet. Je určen řídicí stanicí a slouží k synchronizaci a autorizovanému přístupu do sítě. V záhlaví se přenáší 18 informačních bitů, které jsou však zabezpečeny kanálovým kódováním FEC na výsledný počet 54 bitů. Obsahují adresu řízení přístupu na medium, informace o typu paketu, řídicí bity, bity pro ochranu (ARQ) a bity pro kontrolu chyb v záhlaví. Celková délka paketu může být v rozmezí 126 až 2871 bitů.



Obr. 8.8. Standardní formát paketu systému Bluetooth

Systém Bluetooth používá digitální modulaci GFSK, tj. dvoustavové kmitočtové klíčování FSK s Gaussovskou předmodulační filtrací. Normovaná šířka pásma $BT = 0,5$. Logická jednička reprezentuje kladnou kmitočtovou odchylku, logická nula naopak zápornou kmitočtovou odchylku od nosné. Kmitočtová odchylka je v rozmezí mezi 140 až 175 kHz.

Přenos dat v systému může být synchronní nebo asynchronní. Při synchronním přenosu používaném pro hovorové signály, probíhá komunikace s přenosovou rychlostí 64 kbit/s v každém směru. Při asynchronním přenosu datových signálů může být přenos asymetrický, kdy v jednom směru je maximální přenosová rychlost $723,2 \text{ kbit/s}$ a v opačném směru $57,6 \text{ kbit/s}$, nebo symetrický, kdy v každém směru může být přenosová rychlost až $433,9 \text{ kbit/s}$.

L I T E R A T U R A

- [1] RYVOLA, R. Kmitočty – rodinné stříbro. *TELEKOMUNIKACE*, 1996, č. 7-8
- [2] RYVOLA, R. Kmitočtové inženýrství na rozcestí. *TELEKOMUNIKACE*, 1997, č. 12
- [3] RYVOLA, R., VALENTA, J. Národní kmitočtová tabulka. *TELEKOMUNIKACE*, 1998, č. 12
- [4] Ministerstvo dopravy a spojů ČR – Český telekomunikační úřad. *Národní kmitočtová tabulka*. Praha 1997. ISBN 80-85884-79-8
- [5] GODARA, L.C. Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications. *Proceedings of the IEEE*, 1997, vol. 85, no. 7, p. 1031- 1060
- [6] KNICHAL, V. aj. *Matematika I*. Praha, SNTL/SVTL, 1965
- [7] KNICHAL, V. aj. *Matematika II*. Praha, SNTL/SVTL, 1966
- [8] HORÁK, Z., KRUPKA, F. *Fyzika, svazek 1*. Praha, SNTL/AFLA, 1976
- [9] HORÁK, Z., KRUPKA, F. *Fyzika, svazek 2*. Praha, SNTL/AFLA, 1976
- [10] ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. Praha, BEN, 2000. ISBN 80-86056-47-3
- [11] ŽALUD, V. *Radioelektronika*. Praha, Vydavatelství ČVUT, 1993. ISBN 80-01-01042-2
- [12] BURDA, J. *Zemské mobilní rádiové sítě a přenos dat*. Praha, Artea Graphic, 2000
- [13] VÍT, V. *Televizní technika – přenosové barevné soustavy (A)*. Praha, Technická literatura BEN, 1997. ISBN 80-86056-04-X
- [14] ADÁMEK, J. *Kódování*. Praha, SNTL, 1989
- [15] HRDINA, Z., VEJRAŽKA, F. *Digitální rádiová komunikace*. Skripta ČVUT v Praze. Praha, vydavatelství ČVUT, 1995. ISBN 80-01-01059-7
- [16] SÝKORA, J. *Digitální rádiová komunikace II*. Skripta ČVUT v Praze. Praha, vydavatelství ČVUT, 1995. ISBN 80-01-01374-X
- [17] VLČEK, K. Turbo-kódy a rádiový přenos dat. *Sdělovací technika*, 2000, č.8, s. 24-26
- [18] LARSON, L.E. *RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications*. Artech House, Inc. Boston – London, 1996. ISBN 0-89006-818-6
- [19] REDL, S. M., WEBER, M. K., OLIPHANT, M.W. *An Introduction to GSM*. Artech House, Inc. Boston -London, 1995. ISBN 0-89006-785-6
- [20] MEHROTRA, A. *GSM System Engineering*. Artech House, Inc. Boston - London 1997. ISBN 0-89006-860-7
- [21] CALHOUN, G. *Digital Cellular Radio*. Artech House, Inc. Norwood, 1988. ISBN 0-89006-266-8

- [22] OJANPERA, T., PRASAD, R. *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*. Artech House, Inc. Boston – London, 1998. ISBN 0-89006-735-X
- [23] NEE, R., PEASAD, R. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, Inc. Boston – London, 2000. ISBN 0-89006-530-6
- [24] MANNING, T. *Microwave Radio Transmission Design Guide*. Artech House, Inc. Boston–London, 1999. ISBN 1-58053-031-1
- [25] WALKER, J. *Mobile Information Systems*. Artech House, Inc. Boston–London, 1990. ISBN 0-89006-340-0
- [26] GLISIC, S., VUCETIC, B. *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*. Artech House, Inc. Boston–London, 1997. ISBN 0-89006-858-5
- [27] LEE, J.S., MILLER, L.E. *CDMA Systems Engineering Handbook*. Artech House, Inc. Boston–London, 1998. ISBN 0-89006-990-5
- [28] SVAČINA, J. aj. *Vybrané problémy moderní rádiové komunikace – specializované přednášky*. Ústav radioelektroniky FEI VUT. Brno 1999. ISBN 80-214-1298-4
- [29] SRP, R. aj. *Mobilní zemské radiokomunikace*. Slovník pojmů a zkratk. Wirelesscom, s.r.o., Praha, 1996
- [30] HEINE, G. *GPRS from A-Z*. Inacon. Artech House, Inc. Boston–London, 2000. ISBN 1-58053-181-4
- [31] GSM 03.60 version 5.2.0. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+); General Packet Radio Service (GPRS); Service Description; Stage 2
- [32] HANOUSEK, K. *RDS doplňkové digitální informace v rozhlasovém vysílání VKV/FM*. Učební texty pro studenty. Ústav radioelektroniky FEI VUT. Brno 1997