

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická



Multimediální přenosy signálů

doc. Ing. Václav Žalud, CSc.

1995

Vydavatelství ČVUT

Lektor: Ing. Josef Skála

© Václav Žalud, 1995
ISBN 80-01-01338-3

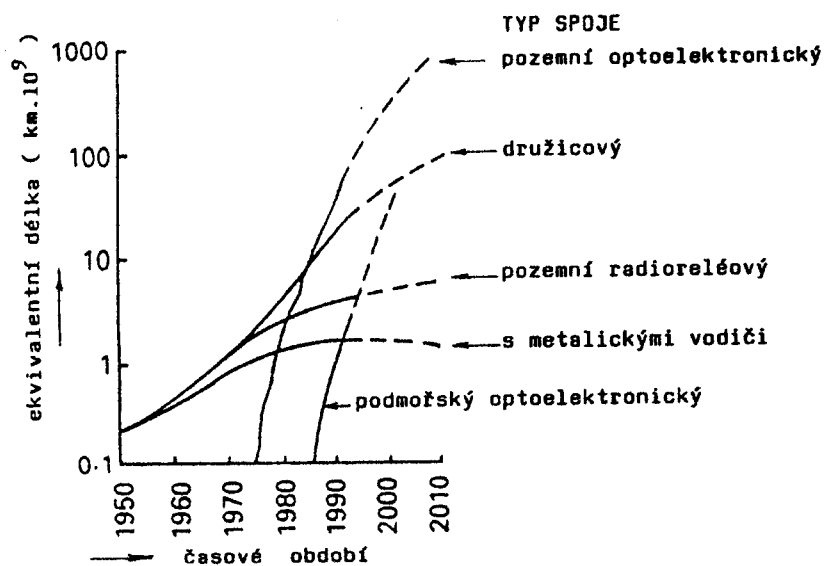
Ú V O D

Přenos audiosignálů, videosignálů a datových signálů se v současné době realizuje prostřednictvím různých telekomunikačních prostředků. Ještě z minulého století pocházejí systémy, využívající jako přenosové médium metalická vedení, tedy například telefonní dvoulinky, koaxiální kabely apod. Jen s malým zpožděním se začaly v telekomunikační technice uplatňovat radiokomunikační systémy, které používají k přenosu informací elektromagnetické vlny, šířící se volným prostředím. Nejnovějším telekomunikačním prostředkem jsou potom optoelektronické spoje, jejichž nástup se datuje až do druhé poloviny tohoto století.

Charakteristickým rysem současné telekomunikační techniky je výrazná konvergence, resp. kooperace všech tří uvedených telekomunikačních systémů. Má-li se například uskutečnit telefonní spojení mezi dvěma účastníky, kteří se nacházejí na různých kontinentech, může být zapojena do přenosu příslušného telefonního signálu klasická telefonní síť s metalickými, ale i s optickými spoji, dále se přenosu mohou účastnit pozemní radioreléové spoje a při transoceánských hovorech často i spoje družicové.

Toto skriptum pojednává o všech zmíněných telekomunikačních prostředcích. Je koncipováno tak, aby poskytlo čtenáři jednak encyklopedický přehled o dané problematice, jednak detailnější poznatky o nejnovějších variantách telekomunikačních systémů. Hlavní pozornost je zde věnována radiokomunikačním systémům, především pak jejich nejnovějším variantám jako jsou celulární radiotelefony apod. Podrobněji se zde pojednává i o optoelektronických systémech, které v metodách modulace, multiplexování apod. přímo vycházejí ze systémů radiokomunikačních. Jak vyplývá z následujícího obrázku, patří oba tyto systémy v devadesátých letech zřejmě k nejprogressivnějším. Naproti tomu telekomunikační prostředky s metalickými spoji představují svébytnou, specifickou oblast telekomunikací, a proto je v tomto skriptu obsažena jen stručná zmínka o nich.

A u t o r



Tempo rozvoje různých telekomunikačních systémů v několika minulých desetiletích, s výhledem do 21. století (na svislé ose je vyznačena ekvivalentní délka, vztažená na jeden telefonní kanál)

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions. It emphasizes that every entry should be supported by a valid receipt or invoice. This ensures transparency and allows for easy verification of the data.

In the second section, the author details the various methods used to collect and analyze the data. This includes both primary and secondary data collection techniques. The analysis focuses on identifying trends and patterns over time, which is crucial for making informed decisions.

The final part of the report provides a comprehensive summary of the findings. It highlights the key insights gained from the data and offers practical recommendations for future actions. The author concludes by stating that the information presented is intended to serve as a valuable resource for all stakeholders involved.

The following table provides a detailed breakdown of the data collected during the study. Each row represents a different category, and the columns show the corresponding values for each data point. This visual representation helps in understanding the distribution and relative importance of each element.

In conclusion, this document has provided a thorough overview of the project's progress and results. It is hoped that the information shared here will be useful and informative to all who read it. The author remains committed to providing high-quality data and analysis to support the organization's goals.

1. ZÁKLADNÍ POZNATKY OBORU TELEKOMUNIKACE

1.1. Informace, zpráva, signál, telekomunikace

Nepřetržitě se zrychlující vědeckotechnický rozvoj lidské společnosti stimuloval v posledních desetiletích vznik nového oboru, označovaného obecně jako informatika a zabývajícího se získáváním, zpracováním, záznamem a přenosem informací. Důležitou částí informatiky jsou telekomunikace, které se zaměřují především na přenos informací na dálku. Podle platných mezinárodních úmluv (Radiokomunikační řád apod.) se pojmem telekomunikace označuje "... každé vysílání, přenesení a příjem značek, písemností, obrazů nebo zpráv libovolného jiného druhu, které se uskutečňuje pomocí elektrických vedení, nebo pomocí rádiových, optických a jiných elektromagnetických soustav."

Výše uvedený pojem informace má v hovorovém jazyce značně neurčitý význam. Exaktnější, avšak různý výklad mu přisuzují i různé vědní obory, jako je například filosofie, jazykověda, matematická teorie informací apod. V oblasti telekomunikací lze potom volně definovat informaci jako soubor písemností, obrazů, zvuků apod., které vytváří zdroj informací a které jsou přenášeny na dálku k příjemci informací. Před tímto přenosem nemá příjemce zpravidla téměř žádné znalosti o souborech, jež mají být přenášeny, nachází se tedy ve stavu "nevím", resp. ve stavu "neurčitosti". Přenosem se tento stav mění, neurčitost je částečně nebo úplně odstraňována a příjemce se tedy blíží ke stavu "vím", a to tím těsněji, čím větší má přenášené informace svůj informační obsah, nazývaný též míra, resp. množství informace.

Informace ve své původní - obvykle neelektrické podobě (tj. v podobě jakou vytváří zdroj informace) - se často nazývá zpráva nebo sdělení. Tato podoba nebývá vhodná k přímému přenosu na dálku, a proto se zpráva převádí na signál, který je k dálkovému přenosu lépe uzpůsoben. Signál je definován jako určitá fyzikální časově proměnná veličina (jev), která prostřednictvím změn některých svých parametrů (charakteristických veličin) může přenášet vhodným přenosovým médiem informaci. Uvedenou fyzikální veličinou může být např. sinusové elektrické napětí, elektromagnetická vlna, optická vlna apod., parametrem potom může být amplituda, kmitočet, nebo fáze uvedeného střídavého elektrického napětí apod. Informace zobrazená signálem může být užitečná, má-li nežádoucí obsah, nazývá se rušení.

V přenášeném signálu jsou často obsaženy složky, které nejsou zcela nezbytné k přenosu požadované informace. Tyto složky, nazývané redundantní (nadbytečné), lze tedy vypustit nebo alespoň částečně potlačit, aniž by se snížil informační obsah přenášené informace. Nepodstatné složky přenášeného signálu se potom označují pojmem irrelevantní.

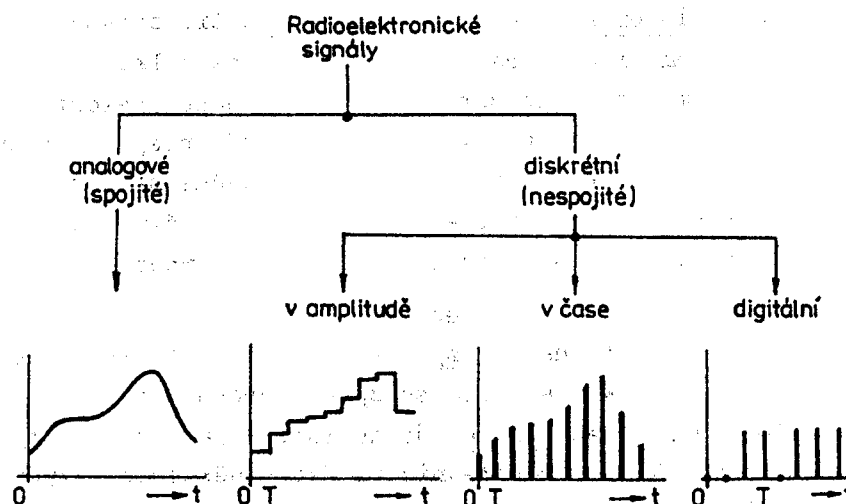
Množství informace obsažené v nějakém signálu nebo zprávě lze formálně popsat také pomocí pojmu entropie. Čím má signál větší entropii, tím obsahuje více informace a k jeho přenesení musí být použito více bitů (bit je jednotka informace reprezentující dvouhodnotovou veličinu - 0/1). Poměr entropie zprávy a velikosti jejího skutečného uložení udává redundanci; čím úsporněji je zpráva uložena (zakódována), tím má menší redundanci.

Klasifikace signálů

Signály, které je možné popsat analytickou funkcí času, se nazývají deterministické, nebo také regulární. U těchto signálů lze jednoznačně predikovat jejich hodnotu v libovolném budoucím čase, a proto nemohou být využity k přenosu informací. V případě náhodných (stochastických) signálů jejich konkrétní hodnoty v budoucnu predikovat nelze, lze je však charakterizovat určitými statistickými veličinami (časovou střední hodnotou apod.); díky této své neurčitosti mohou náhodné signály přenášet informaci.

Analogové signály jsou takové, jejichž parametry nesoucí informaci mohou v libovolném časovém okamžiku nabývat jakékoliv hodnoty v rozsahu spojitého intervalu. Diskrétní (časově nespojité) signály se skládají z časového sledu (posloupnosti) signálových prvků, vyskytujících se v diskretních časových okamžicích; každý z těchto prvků (symbolů) potom změnou jednoho nebo více svých parametrů (změnou svého tvaru, doby trvání, relativní polohy apod.) může přenášet informaci. Přitom uvedené parametry mohou nabývat v rozsahu určitého spojitého intervalu jakoukoliv hodnotu. Digitální signály jsou potom zvláštní skupinou diskretních signálů, u nichž je informace vyjádřena pouze konečným počtem přesně definovaných diskretních hodnot, vyskytujících se v pravidelně se opakujících časových intervalech; přitom jeden z parametrů těchto signálů může být závislý na čase.

Uvedenou klasifikaci signálů ilustruje obr. 1.1 [4].



Obr. 1.1 Klasifikace signálů používaných v telekomunikacích

Poznámka: Většina pojmů uvedených v tomto článku je přesně definována v normě [1]

ČSN IEC 50 (702) - Mezinárodní elektrotechnický slovník, kap. 602: Kmity, signály a související zařízení. Zde uvedené definice však jsou většinou složité a bez podrobnějšího komentáře, opírajícího se o poznatky z oboru Teorie signálů a Teorie informace, jsou jen málo srozumitelné. K ilustraci této problematiky si všimněme například pojmu "informace"; ten sice není přímo v uvažovaném pramenu definován, jsou zde však obsaženy definice jednotek "shannon" (Sh) a "hartley", v nichž je informace vyjadřována.

a) Definice jednotky "shannon":

jeden shannon je jednotka logaritmické míry informace rovná rozhodovacímu obsahu množiny dvou vzájemně se vylučujících a stejně pravděpodobných jevů. Informační obsah v jednotce shannon je vyjádřen logaritmem o základu 2.

b) Definice jednotky "hartley":

jeden hartley je jednotka logaritmické míry informace rovné rozhodovacímu obsahu množiny deseti vzájemně se vylučujících jevů. Informační obsah v jednotce hartley je vyjádřen logaritmem o základu 10.

Příklad: Rozhodovací obsah množiny osmi znaků se přibližně rovná 0,9 hartley (logaritmus 8 o základu 10 se rovná 0,903 hartley).

c) Definice pomocného pojmu "rozhodovací obsah":

rozhodovací obsah je počet elementárních rozhodnutí, potřebných k výběru určitého jevu v konečném počtu vzájemně se vylučujících jevů, který je definován logaritmem počtu jevů, kde základem logaritmu je počet výběrů při každém rozhodnutí.

1.2. Mezinárodní telekomunikační unie ITU

Přenos rozhlasových, televizních, telefonních a dalších signálů se již řadu let uskutečňuje nejen na území jednoho státu, ale má mezinárodní charakter. Aby mohly národní telekomunikační systémy navzájem spolupracovat a aby kvalita jednotlivých signálů byla při mezinárodních přenosech jednotná, musí nutně existovat mezinárodní organizace pro telekomunikace, které v souladu s vývojem telekomunikač-

Tabulka 1.1 Organizace a funkce Mezinárodní telekomunikační unie ITU (stav platný do 31. května 1994)

Organizace	Funkce
Mezinárodní telekomunikační unie (ITU = International Telecommunication Union)	Mezinárodní koordinace telekomunikací; vytváření standardů; vydávání předpisů vypracovaných organizacemi CCIR & CCITT, spojujících členy Unie pomocí mezinárodních smluv
Generální sekretariát (General Secretariat)	Spojovací orgán mezi privátními a národními telekom. organizacemi a administrativou
Mezinárodní výbor pro registraci kmitočtů (IFRB = International Frequency Registration Board)	Registruje kmitočty přidělené jednotlivým zemím na základě jejich požadavků
Mezinárodní poradní komise pro telegrafii a telefonii (CCITT = International Telegraph & Telephone Consultative Committee)	Vydává doporučení k provozním, tarifovým a technickým otázkám telefonní a telegrafní sítě a faksimile
Mezinárodní poradní komise pro radiokomunikace (CCIR = International Radio Consultative Committee)	Vydává doporučení k provozním a technickým otázkám rádiových systémů a jejich technických složek
Studijní skupiny (Study Groups)	Studují technické, provozní a tarifové otázky, zpracovávají rozborů a doporučení pro organizace CCITT a CCIR
Odbor C (Special C)	Šum obvodů a systémů, spolehlivost
Odbor D (Special D)	Vývoj systémů PCM, integrace, kompatibilita
X	Přenos rozhlasových programů
XV	Přenosová zařízení a systémy

ních systémů doporučují pro přenosy jednotlivých signálů přenosové parametry těchto systémů, koncepce telekomunikačních sítí, způsoby údržby a měření, způsoby ochrany proti rušení, tarifování apod.

Rozvoj telekomunikací koordinuje - prakticky v celém světě - Mezinárodní telekomunikační unie (ITU), založená v Madridu v r. 1932. Základním dokumentem této instituce jsou Mezinárodní úmluvy o telekomunikacích, jejichž poslední varianta pochází z roku 1982. Tato Úmluva je v oboru radiokomunikací doplněna Radiokomunikačním řádem, schváleným v Ženevě rovněž v roce 1982, který obsahuje podrobné ustanovení pro všechny druhy radiokomunikačních služeb.

Strukturu Mezinárodní telekomunikační unie (ITU) ukazuje tabulka 1.1. Jak je patrné, uvedená organizace obsahuje řadu výborů, komisí a studijních skupin, pomocí nichž řeší technické, provozní a finanční otázky telefonní a telegrafní sítě, radiového vysílání atd. Jednou z hlavních aktivit ITU je periodické svolávání Administrativních rádiových konferencí (ARC = Administrative Radio Conferences), a to jednak na regionální bázi (RARC) a jednak na světové bázi (WARC). Na těchto konferencích se řeší především otázky rozdělení, resp. přidělení kmitočtů pro jednotlivé radiokomunikační služby, a to zvláště pro každou ze tří oblastí, na něž je podle ITU rozdělen svět (oblast 1 tvoří Evropa s celým bývalým Sovětským svazem a Afrika, oblast 2 zahrnuje celý americký kontinent a Grónsko a do oblastí 3 náleží Asie a Austrálie).

Podobně jako rádiové konference svolává ITU periodicky Světové administrativní konference pro telegrafii a telefonii (WATTC). Rovněž periodicky se scházejí i Plenární zasedání Mezinárodní poradní komise (sboru) pro radiokomunikace (CCIR) a rovněž Plenární zasedání Mezinárodní poradní komise pro telegrafii a telefonii (CCITT).

Všechny výše uvedené Konference, resp. Zasedání jsou pořádány pravidelně, ve čtyřletých intervalech. Přitom schvalují tzv.:

- směrnice (regulations) - administrativní konference;
- doporučení (recommendations) - plenární zasedání.

Problematika kmitočtového "hospodářství" je zpracována v Radiokomunikačním řádu. Ten obsahuje v hlavě III všeobecná pravidla i zvláštní ustanovení o přidělování a používání kmitočtů, stanoví podmínky zvláštních dohod mezi členy Unie o podrobnějším rozdělení kmitočtových pásem mezi příslušné služby jejich zemí, pro přidělování kmitočtových pásem vymezuje zmíněné oblasti a tzv. zóny, definuje kategorie služeb a zejména obsahuje celosvětovou Tabulku přidělení kmitočtových pásem od 9 kHz do 400 GHz. S touto tabulkou souhlasí i norma ČSN 35 5352 - Základní rozdělení kmitočtových pásem. Hlava IV pojednává o koordinaci, ohlašování a zápisu kmitočtů, včetně působnosti a pracovních metod Mezinárodního výboru pro registraci kmitočtů (IFRB).

V posledních desetiletích se rozvoj telekomunikací rapidně zrychluje a současně se i mění jejich vztah vůči jiným vědeckotechnickým, ale i společenským institucím. Tento proces má následující charakteristické rysy:

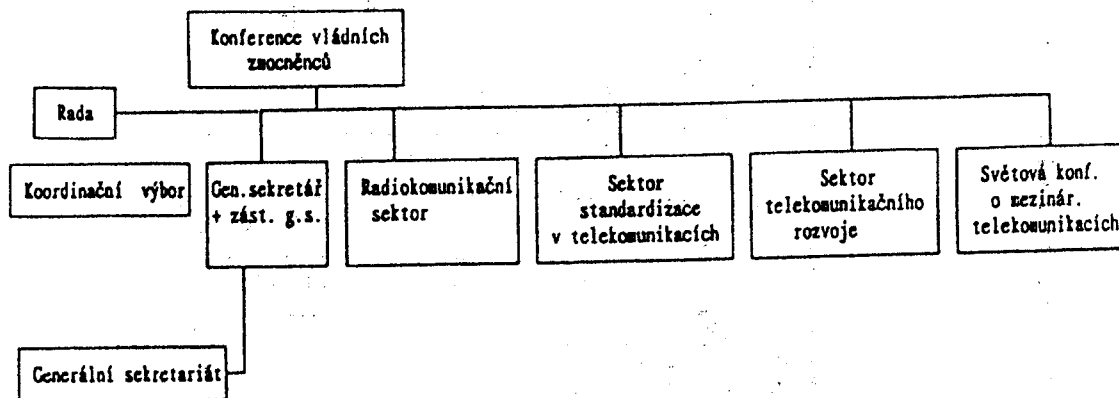
- dochází ke konvergenci informačních systémů a telekomunikačních sítí, doprovázené rozvojem nových telekomunikačních služeb;
- radiokomunikace jsou stále intenzivněji propojovány s veřejnými sítěmi jako jsou například "širokopásmové digitální sítě s integrací služeb" (angl. Broadband - Integrated Services Digital Networks = B - ISDN), systémy pro univerzální personální telekomunikaci apod.;
- vzniká celá řada mezinárodních, ale i regionálních nebo i národních institucí, které vytvářejí své různé telekomunikační standardy, jejichž působnost má nejen technické, ale i netechnické (obchodní, sociální apod.) aspekty;

- paralelně s předchozími liberalizačními tendencemi vystupuje - jako protiklad - stále více do popředí nutnost důslednější celosvětové koordinace rozvoje telekomunikací, která by napomáhala jejich harmonickému rozvoji a potlačovala případné nežádoucí revoluční zvraty.

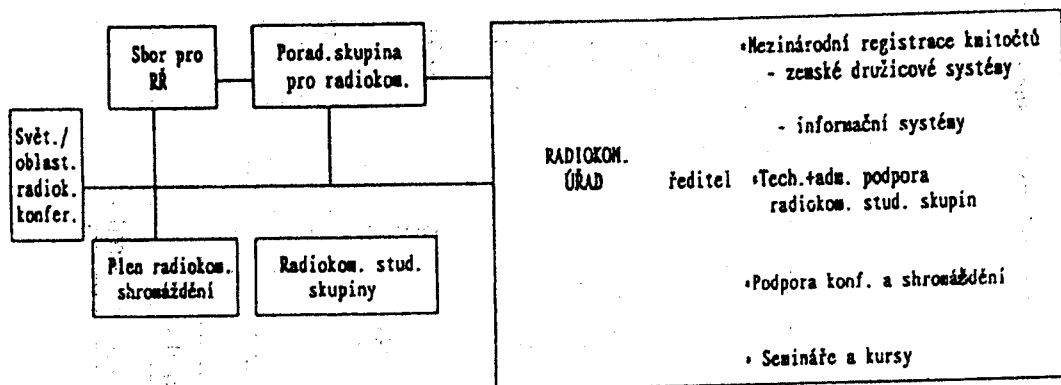
S ohledem na uvedené skutečnosti vypracovaly příslušné orgány Mezinárodní telekomunikační unie ITU její novou organizační strukturu, znázorněnou v tabulce 1.2 a vcházející v platnost od 1. června roku 1994. Celá instituce je zřejmě rozdělena do tří základních sektorů:

- 1) Sektor rozvoje - sledující celosvětový rozvoj telekomunikací; jeho pozornost by měla být ve zvýšené míře orientována na rozvojové země.
- 2) Telekomunikační standardizační sektor - sdružující v sobě standardizační aktivity poradních komisí CCITT a CCIR.
- 3) Radiokomunikační sektor - zajišťující zbývající aktivity komise CCIR, zaměřené především na efektivní využívání kmitočtového spektra v pozemských i kosmických radiokomunikacích (spolu s IFRB).

Tabulka 1.2 Nová organizační struktura Mezinárodní telekomunikační unie ITU, vcházející v platnost od 1. června 1994



Podrobná struktura radiokomunikačního sektoru:

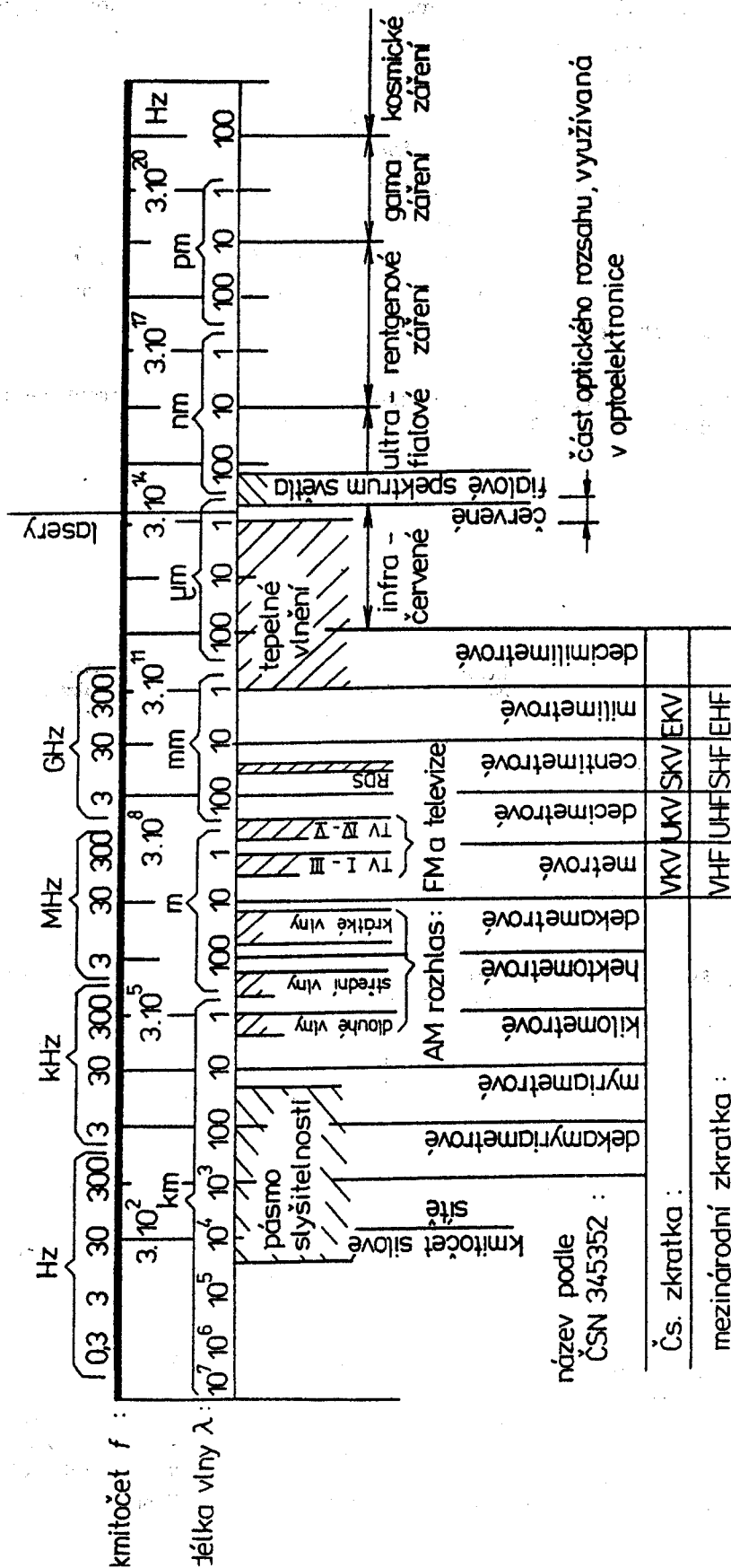


Stud. skupina č.	náplň		
1	Technické otázky správy spektra	8	Pohyblivé a radioamatérské služby, rádiové rozpoznávání (zejm. radiolokace)
2	Sdílení kmitočtů mezi službami elektromagnetická slučitelnost	9	Pevná služba (rr systém + KV relace)
4	Družicová pevná služba	10	Rozhlasová služba (zvuk)
5 + 6	Šíření radiových vln (v ionizovaném i neionizovaném prostředí)	11	Rozhlasová služba (televize)
7	Radiokom. služby výzkumné povahy	CCV	Koordináční skupina pro názvoslovi

1.3 Přehled rozdělení kmitočtových pásem využívaných v telekomunikacích

Detailní rozdělení kmitočtových pásem využívaných v telekomunikacích je obsaženo v radiokomunikačním řádu a v jeho Dodatcích 2. K rychlé základní orientaci v této problematice potom může posloužit tabulka 1.3.

Tabulka 1.3 Kmitočtová pásma používaná v telekomunikační technice a v optoelektronice



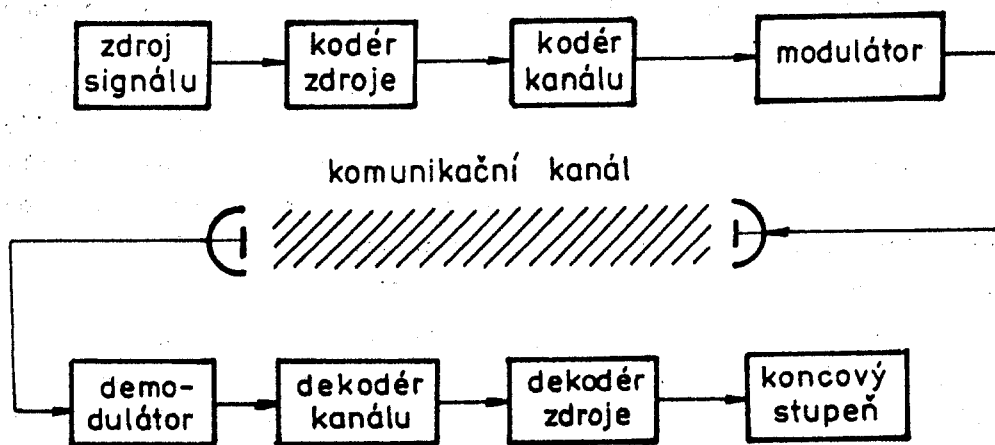
V telekomunikacích neustále roste význam mikrovlnných kmitočtových pásem. Pro tato pásma se vedle dekadického dělení podle tabulky 1.3 používá také speciální označení písmeny velké abecedy:

Pásmo L	- rozsah kmitočtů	0,390	až	1,450	GHz
Pásmo S	- rozsah kmitočtů	1,550	až	4,200	GHz
Pásmo X	- rozsah kmitočtů	5,200	až	10,90	GHz
Pásmo K	- rozsah kmitočtů	10,90	až	36,00	GHz
Pásmo Q	- rozsah kmitočtů	36,00	až	42,00	GHz
Pásmo V	- rozsah kmitočtů	46,00	až	56,00	GHz

Uvedené označení vzniklo za druhé světové války v USA; jeho smyslem bylo utajení pásem používaných pro vojenské účely.

1.4. O b e c n é S h a n n o n o v o s c h é m a k o m u n i k a č n í h o s y s t é m u

Nejrůznější rádiové komunikační systémy používané v praxi se mohou vzájemně velice lišit. Tak například k přenosu hovorových (řečových) elektroakustických signálů na kratší vzdálenosti se používají rádiová pojítka, která jsou z hlediska koncepčního i technického řešení velice jednoduché. Neoddělitelnou součástí moderní společnosti se však stávají také například systémy družicové televize nebo družicového rozhlasu, které jsou neporovnatelně složitější, neboť se u nich uplatňují moderní komplikované metody kódování a modulace, složité způsoby multiplexování (sdružování) mnoha modulačních signálů apod. Jak však ukázal Shannon již v padesátých letech, všechny možné rádiové komunikační systémy lze považovat jen za zvláštní případ obecného komunikačního systému, jež je znázorněn ve skupinovém schématu na obr. 1.2.



Obr. 1.2 Obecné schéma komunikačního systému podle Shannona

Na vysílací straně je vstupním blokem systému zdroj signálu. Do něj vcházejí zprávy (sdělení), tj. určité náhodné neelektrické veličiny (akustické signály, světelné signály apod.) nesoucí informaci, která se zde mění na odpovídající elektrické signály. Za zdrojem signálu je kodér zdroje, jímž může být analogové digitální převodník převádějící analogové signály na digitální, reprezentující posloupnost čísel, resp. symbolů některé vhodné číselné soustavy (nejčastěji dvojkové). Kodér zdroje však může realizovat i další funkce, zejména pak potlačovat redundanci, která je téměř vždy přítomna ve zpracovávaném signálu (v teorii informace se pojmem

redundance rozumí "nadbytečnost, resp. větší množství dat, než je nezbytné pro přenos informace vzhledem ke ztrátám v informačním kanálu").

Následující kodeř kanálu se naopak používá proto, aby do posloupnosti symbolů vcházejících do něho, jistou redundancí záměrně vznesl. Avšak na rozdíl od redundance potlačované v kodeřu zdroje je to zde redundance kontrolovaná, která může účinně zmenšovat chybovost přenosu.

Z kodeřu kanálu postupuje digitální signál nesoucí informaci do modulátoru, kde se uskutečňuje jeho modulace na vysokofrekvenční, resp. mikrovlnnou sinusovou nosnou vlnu. Pojem modulace má v komunikaci základní význam a proto si jej probereme podrobněji. Modulace se provádí na vysílací straně komunikačního systému ze dvou hlavních důvodů. Jedním z nich je skutečnost, že elektrické signály získávané ve zdroji signálu se obvykle nacházejí v tzv. základním pásmu kmitočtů (tak například telefonní signály zaujímají pásmo cca 300 Hz až 3 kHz, jakostní rozhlasové signály pásmo 50 Hz až 15 kHz apod.). Komunikačním kanálem může být volný prostor, jímž se šíří elektromagnetické vlny, může jím však také být koaxiální metalický vodič, optický vlnovod atd. Takové kanály mají výrazný širokopásmový charakter a jsou proto schopné přenášet nikoliv jen jediný, nýbrž velký počet různých signálů základního pásma. Aby se však této možnosti skutečně využilo, je nutné na vysílači přeložit přenášený signál ze základního pásma do vhodné oblasti vyšších kmitočtů - tj. provést modulaci, v této oblasti uskutečnit přenos komunikačním kanálem a na přijímací straně potom realizovat zpětnou translaci do požadovaného základního pásma - tj. provést demodulaci.

Tímto způsobem se dosáhne zejména selektivního, vzájemně nerušeného přenosu velkého počtu různých signálů jediným komunikačním kanálem. Většinou se však podstatně zlepší i energetická bilance přenosu, neboť přenášený vysokofrekvenční signál je možné lépe přizpůsobit k parametrům použitého komunikačního kanálu. V rádiové komunikaci mohou tuto bilanci zlepšit především vhodné vysílací a přijímací antény, které impedančně přizpůsobují koncové obvody vysílače, respektive přijímače k impedanci volného prostředí, jímž se šíří elektromagnetické vlny. Potřebnou velkou energetickou účinnost takových antén lze však dosáhnout jedině při vyšších kmitočtech, kdežto v základním pásmu jsou antény schopné účinného vyzařování elektromagnetických vln - pro neúnosně velké potřebné rozměry prakticky nerealizovatelné. To je tedy druhý zásadní důvod pro využití principu modulace v rádiové komunikaci, nebo i v komunikaci realizované pomocí jiných přenosových kanálů.

Vlastní proces modulace se uskutečňuje tak, že modulační signál ovlivňuje některý parametr vysokofrekvenční nosné vlny. Je-li to amplituda, jedná se o modulaci amplitudovou (AM), v případě frekvence jde o modulaci frekvenční (FM) a v případě ovlivňování fáze o modulaci fázovou (PM, resp. ϕM). Podle charakteru modulačního signálu je možné rozdělit způsoby modulace používané v rádiové komunikaci do dvou základních skupin. Prvou tvoří analogové modulace, u nichž se pracuje s analogovým modulačním signálem (tj. signálem spojitým v čase i v amplitudě) a s analogovou vysokofrekvenční sinusovou nosnou vlnou. Do druhé skupiny náleží modulace diskrétní, které používají rovněž vysokofrekvenční sinusovou nosnou vlnu, avšak modulační signál je diskrétní, resp. digitální (tj. nespojitý v čase i v amplitudě).

Vraťme se nyní k popisu dalších částí obecného komunikačního systému, znázorněného na obr. 1.2. Z výstupu modulátoru, který zpravidla obsahuje nejen vlastní modulátor, ale i měřič kmitočtu a koncový vf zesilovač, signál dále postupuje komunikačním kanálem k přijímači. Tímto kanálem může obecně být koaxiální vodič, optický

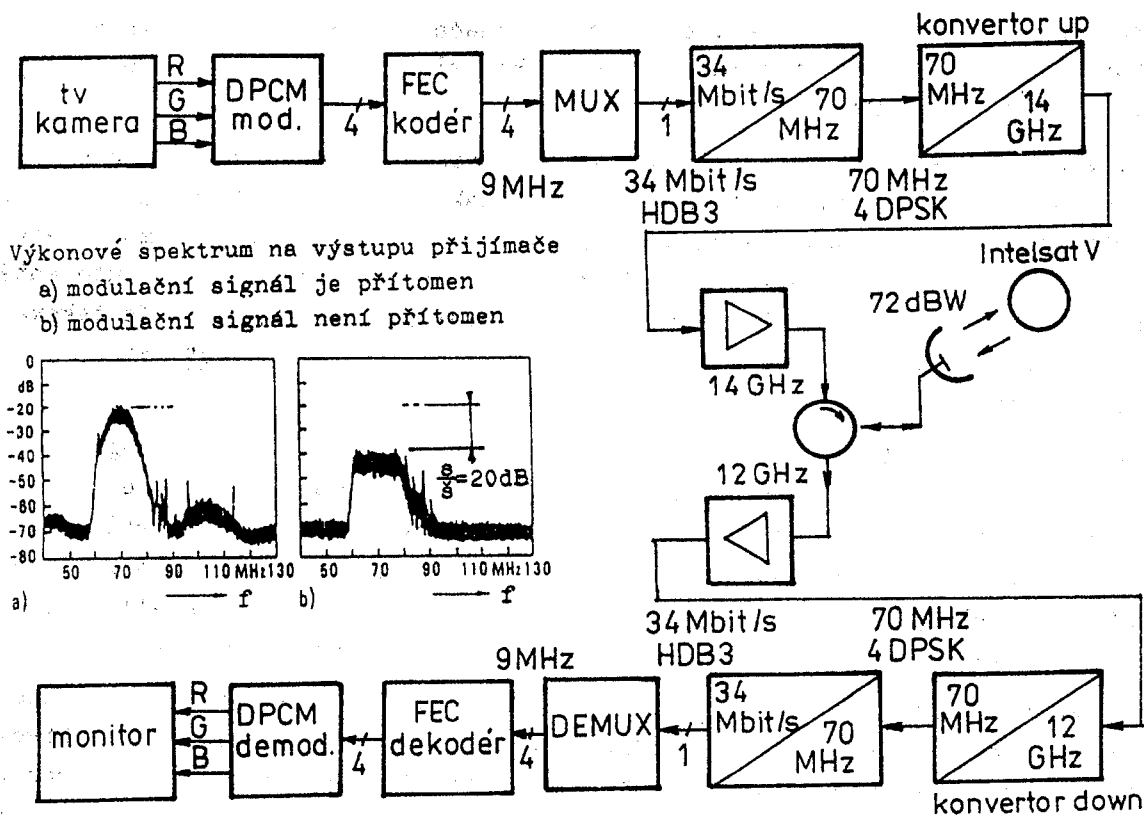
vlnovod atd. Dále však většinou předpokládáme, že je to volné prostředí, tedy se omezíme pouze na rádiový ("bezdrátový") přenos. Při průchodu tímto prostředím je signál tlumen, přidává se k němu šum, může být postihován únikem, fázovou a kmitočtovou disperzí a případně i dalšími rušivými vlivy.

V přijímači se signál zpracovává v opačném smyslu než ve vysílači. Demodulátor převádí přijímaný signál z vysokofrekvenční oblasti do základního pásma. Digitální signál, který se tím získá, potom dekodér kanálu vylepšuje z hlediska chybovosti a transformuje do téže podoby, jaká je na vstupu kodéru kanálu. Dekodér zdroje na svém výstupu odevzdává již analogový signál, shodující se až na jisté zkreslení a šum se signálem na vstupu kodéru zdroje. V koncovém stupni přijímače se realizuje závěrečná fáze celého procesu, tj. převod elektrického výstupního signálu na příslušnou analogovou fyzikální veličinu (zvuk, obraz atd.).

1.5. Konkrétní příklady komunikačních systémů

System digitální družicové televize

Všechny funkční bloky znázorněné ve schématu na obr. 1.2 nalezneme jen u nejjednodušších komunikačních systémů. Takovým je např. experimentální systém pro přenos digitálního signálu barevné televize prostřednictvím stacionární radiokomunikační družice (Intelsat V), znázorněný na obr. 1.3 (Siemens). Zdrojem signálu je zde kamera barevné televize, jako kodér zdroje působí modulátor DPCM, který uskutečňuje digitalizaci analogových signálů RGB kamery a současně redukuje bitovou



Obr. 1.3 a) Experimentální systém pro přenos digitalizovaného televizního signálu (standard PAL) družicovým spojem;
 b) výkonové spektrum na výstupu mezifrekvenčního dílu přijímače (monitoru) za přítomnosti modulačního signálu;
 c) bez modulačního signálu

rychlost těchto signálů ze 140 Mbit/s na 34 Mbit/s (čímž částečně odstraňuje jejich redundanci). V následujícím bloku "předkorekce chyb" (FEC = forward error correction), působícím jako kodér kanálu, se pomocí tzv. Fireho kódu generuje testovací informace používaná k ochraně přenosu proti chybám. V modulátoru se takto upravený signál základního pásma namoduluje na nosnou vlnu 70 MHz (modulace 4 DPSK), dále se transponuje do pásma 14 GHz a po výkonovém zesílení vysílá na družici. Na přijímací straně je signál zpracováván inverzním způsobem, ovšem v obráceném sledu.

Digitální veřejný celulární radiotelefonní systém GSM

Veřejné celulární radiotelefonní systémy umožňují svým mobilním individuálním účastníkům uskutečňovat soukromé telefonní hovory zcela nezávisle na klasické "drátové" telefonní síti. Tito účastníci jsou vybaveni radiotelefonními stanicemi, pomocí kterých mohou navázat přes tzv. základové stanice - rozmístěné fixně v terénu - rádiové (bezdrátové) spojení s radiotelefonní ústřednou. Jejím prostřednictvím mohou poté vstoupit přes konvenční telefonní ústřednu i do zmíněné klasické telefonní sítě. Při takové koncepci může libovolná radiotelefonní stanice realizovat spojení s libovolnou klasickou telefonní stanicí i s libovolnou jinou radiotelefonní stanicí, podobnou volnost ve výběru volaného má ovšem i klasická telefonní stanice.

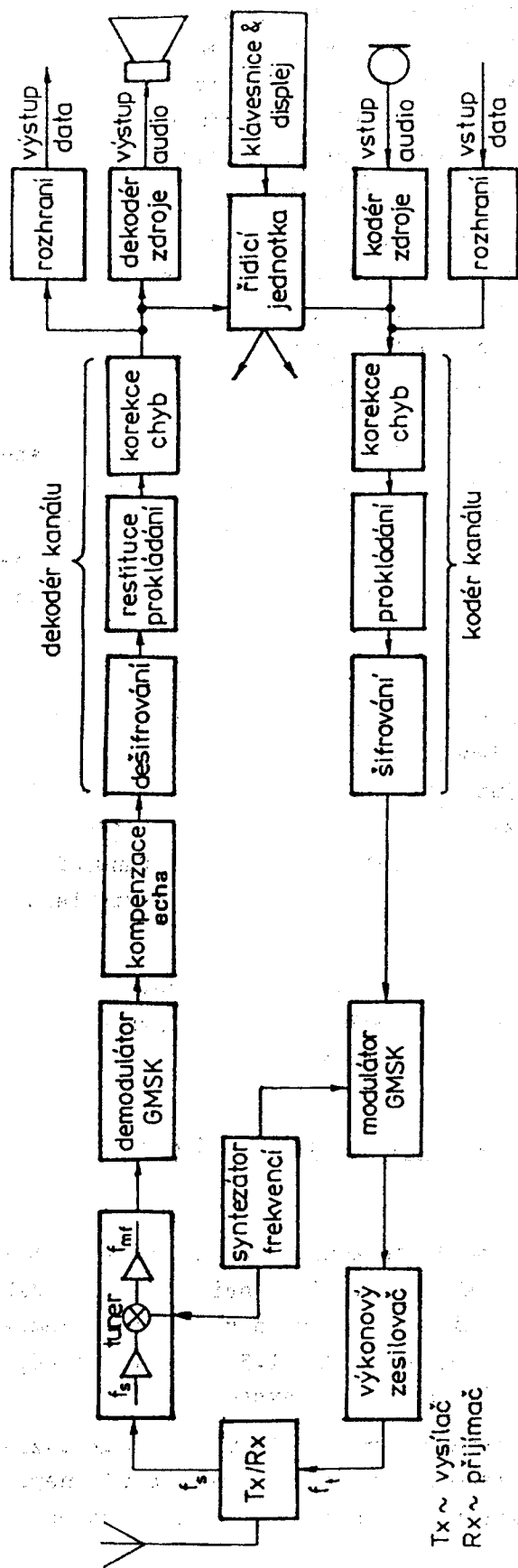
Celý uvažovaný systém je zřejmě velmi složitý. Na tomto místě si z něj podrobněji všimneme pouze skupinového schématu účastnické radiotelefonní stanice podle obr. 1.4, které totiž rovněž názorně ilustruje problematiku obecného pohledu na Shannonovo schéma z obr. 1.2.

Účastnická radiotelefonní stanice z obr. 1.4 je určena pro panevropský digitální celulární systém GSM, který v průběhu devadesátých let pravděpodobně bude postupně nahrazovat starší systémy analogové; označení systému GSM vzniklo z termínu "Groupe Special Mobile", představitelstvího subkomisi Evropské komise pro pošty, telegrafy a telefony (CEPT).

Systém GSM je koncipován tak, aby mohl přenášet nejen telefonní hovorové signály (dále stručně označované "audio"), nýbrž také pomalé digitální datové signály. Kompletní stanice GSM obsahuje samostatný vysílač a samostatný přijímač, dále společnou anténu a anténní přepínač (diplexer, blok Tx/Rx), přepojující tuto anténu automaticky na výstup vysílače nebo na vstup přijímače (připomeňme, že taková kombinace "vysílač/přijímač" se často označuje termínem "transceiver", z angl. "transmitter-receiver").

Na vstup vysílače přichází z mikrofonu (tj. zdroje signálu) analogový elektrický audio signál. Ten se v kodéru zdroje digitalizuje a současně se zde z něj částečně odstraňuje redundance; tím se dosáhne redukce bitové rychlosti ze 64 kbit/s - obvyklých pro hovorové signály, na pouhých 13 kbit/s, a to při zachování dobré "telefonní" kvality přenosu. Použitý kodér je typu RELP (tj. Residually Excited Linear Predictive coder), jeho podrobnější popis je obsažen v kap.10.

V následujícím bloku korekce chyb se přenášený signál s využitím konvolučního kodování doplňuje o přídavné bity, čímž se dosahuje výrazného snížení chybovosti přenosu, způsobeného především nedokonalostí použitých rádiových kanálů (mnohočetné šíření, fading apod.). Tato záměrně vnášená redundance ovšem zvyšuje přenosovou bitovou rychlost, a to na 22 kbit/s. Uvedená korekce chyb je však poměrně málo účinná vůči tzv. shlukování chyb, tj. výskytu chyb v celé řadě po sobě jdoucích bitů, jež je typické právě pro rádiové kanály užívané mobilními radiotelefonními stanicemi. Tomuto efektu však lze účinně čelit tzv. prokládáním, které spočívá v tom, že



Obr.1.4 Skupinové schéma zapojení radiotelefonní účastnické stanice digitálního panevropského radiotelefonního systému GSM

Systém GSM je koncipován tak, aby poskytoval případným zájemcům kromě možnosti přenosu hovorových signálů ještě další služby. Z nich je nejdůležitější možnost přenosu dat, a to třemi různými přenosovými rychlostmi: 9,6 kbit/s ($BER=10^{-2}$ až 10^{-3}), 4,8 kbit/s ($BER=10^{-3}$ až 10^{-4}) a 2,4 kbit/s ($BER=10^{-5}$). Účastníkům systému však budou v budoucnu nabízeny ještě následující další služby:

- Faximile (tvarově věrný přenos textových a obrazových dokumentů, zpravidla černobílý a bez polotónů)
- Videotex (služba poskytovaná Správními spoji, umožňující zobrazit požadovanou textovou nebo obrazovou informaci na obrazovce koncového účastnického zařízení)
- Teletex (mezinárodní telematická služba pro rychlou textovou komunikaci)
- Přenos písemných zpráv (obousměrný přenos krátkých alfanumerických informací - max. 160 znaků - mezi mobilní účastnickou stanicí a tzv. Servisním centrem)
- "Rozhlasové" vysílání všeobecných informací (pravidelné vysílání informací o počasí, o dopravní situaci apod. na zvlášť k tomu vyhrazených kanálech)

Poznámka: přístup k účastnické radiotelefonní stanici bude možný jedině prostřednictvím karty SIM, v níž budou zakódovány hlavní údaje o jejím vlastníkovi, dále o službách na které má nárok apod. Karta SIM bude přenosná i na jiné rtdf. stanice.

bity jsou vysílány a procházejí rádiovým kanálem v jiném pořadí, než v jakém jsou generovány (resp. vystupují z kodéru kanálu). V následujícím bloku se uskutečňuje šifrování vysílaného signálu, které je v uvažovaném případě digitalizovaného hovorového signálu velmi dokonalé, takže prakticky vylučuje nežádoucí odposlech. Posledně zmíněné tři bloky lze souborně označit jako kodér kanálu, kdežto samotný blok korekce chyb je možné považovat za kodér kanálu v užším smyslu.

Takto zpracovaný digitální modulační signál se v modulátoru namoduluje na vlnovou nosnou vlnu, nacházející se v pásmu okolo kmitočtu $f_g \approx 900$ MHz, a to pomocí tzv. gaussovské modulace s minimálním zdvihem GMSK. U této modulace - odvozené od modulace s klíčováním frekvenčním zdvihem FSK - je dosahováno spojitých změn nosné vlny při změnách bitů modulačního signálu; tato spojitost - spolu s předmodulační filtrací modulačního signálu gaussovskou dolní propustí - výrazně omezuje parazitní laloky kmitočtového spektra modulovaného vlnového signálu. Díky tomu je potom možné zmenšit odstup sousedních nosných vln hovorových kanálů na minimum, aniž by vznikalo nebezpečí vzájemných interferencí. Nosné vlny jsou generovány v syntezátoru frekvencí, který je zároveň zdrojem heterodynního signálu pro směšovač přijímače. Modulovaný signál je ve výkonovém vlnovém zesilovači zesilován, přes diplexer přiváděn k anténě a tou konečně vysílán.

Na přijímací straně je signál zpracováván v podstatě obráceným způsobem. V tu-neru je nejprve zesílen, dále kmitočtově transponován na nižší mezifrekvenční kmitočet f_{mf} a po m_f zesílení v demodulátoru GMSK demodulován. Vzhledem k tomu, že přijímaný signál je obvykle zatížen intersymbolovými interferencemi ISI a v důsledku mnohocestného šíření také ozvěnami, je vhodné zařadit do jeho cesty tzv. ekvalizér, který působení obou těchto rušivých efektů výrazně potlačuje. Zbývající funkční bloky přijímače potom provádějí již jen inverzní operace v porovnání s ekvivalentními bloky vysílače.

Prostřednictvím vhodných datových rozhraní lze systémem GSM přenášet také data a to s maximální rychlostí 9,6 kbit/s; při přísnějších požadavcích na chybovost lze však tuto rychlost snižovat až k minimální hodnotě 300 bit/s.

1.6. Jiná obecná schémata komunikačních systémů

Vedle již "klasického" Shannonova obecného schématu komunikačního systému, znázorněného na obr. 1.2, se v odborné literatuře vyskytují i jiné varianty; ty se však odlišují od obr. 1.2 spíše jen formálně. Jedna z nich, označovaná v původním prameni [3] jako "sdělovací přenosový řetěz", je znázorněna na obr. 1.5. Jak je patrné, v tomto řetězu se vyskytují tři základní typy zařízení, resp. systémů:

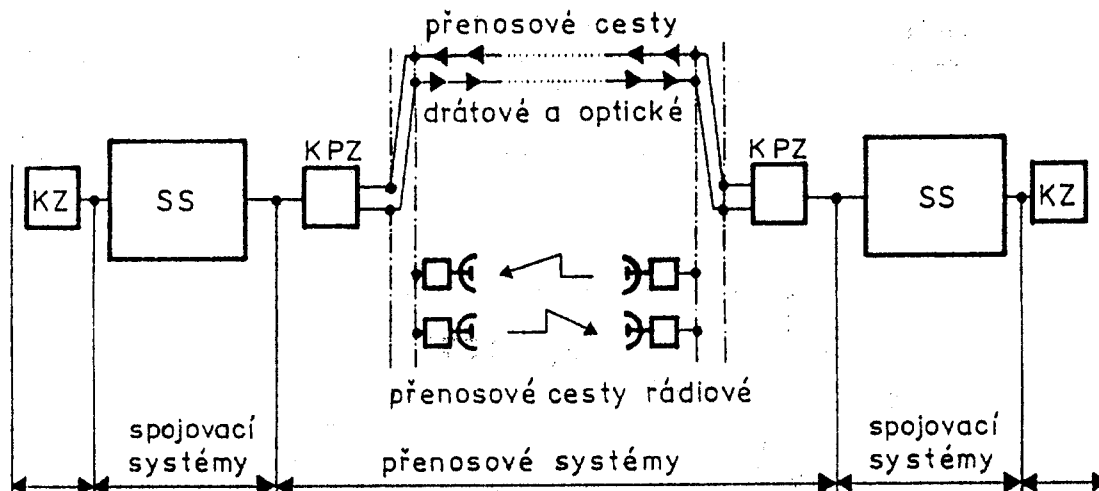
Koncová zařízení KZ, v nichž se určitá informace mění na elektrický signál (začátek přenosového řetězu) anebo naopak (konec přenosového řetězu); sem patří např. telefon, rozhlasové a televizní studia, rozhlasové a televizní vysílače, dálno-
pisané stroje, terminály přenosu dat atd.

Spojovací (spínací) systémy SS, v nichž se přenášený elektrický signál přepojuje do žádaného směru přenosu; (např. telefonní ústředny, rozhlasové ústředny, televizní uzlové stanice atd).

Přenosové systémy, které jsou zpravidla sestaveny z přenosových koncových zařízení PKZ, ve kterých se elektrický signál obecně mění a upravuje tak, aby jej bylo

možné ekonomicky přenášet na potřebnou vzdálenost po přenosové cestě buď drátové, nebo světlovodné anebo po přenosové cestě rádiové.

Ty přenosové systémy, které používají drátové nebo světlovodné přenosové cesty, se často nazývají telekomunikační přenosové systémy. Ty, které používají rádiové přenosové cesty, se nazývají rádiové přenosové systémy. Pro některá koncová zařízení KZ, spojovací systémy SS a pro přenosové systémy používající drátové nebo světlovodné přenosové cesty, se v dnešní době často používá společné označení telekomunikační technika.



Obr. 1.5 Sdělovací přenosový řetěz

Schéma z obr. 1.5 se často používá v drátové, resp. světlovodné telekomunikační technice, a proto v něm jsou obsaženy "spojovací systémy", které se v Shannonově schématu nevyskytují. Ostatní bloky z obr. 1.5 však již mají na obr. 1.2 své ekvivalenty: koncová zařízení KZ odpovídají zřejmě zdroji signálu, resp. koncovému stupni, přenosové systémy jsou potom souborným označením pro (kodér zdroje + kodér kanálu + modulátor), resp. pro (dekodér kanálu + dekodér zdroje + demodulátor) atd.

1.7. Přenosová kapacita komunikačního systému

Libovolný komunikační systém, znázorněný na obr. 1.2, nemůže přenést v určitém časovém intervalu zcela libovolné, neomezené množství informace, nýbrž jen množství nepřesahující jeho tzv. přenosovou kapacitu. Je to z toho důvodu, že v každém reálném systému je přítomen šum, který nedovoluje rozlišovat na přijímací straně jemnější změny užitečného signálu, než je jeho vlastní úroveň. Přenosová kapacita C je definována jako maximální množství informace vyjádřené v bitech, jež může být přeneseno daným komunikačním systémem za jednu sekundu. Označíme-li střední hodnoty výkonu signálu na výstupu systému S a šumu N a šířku pásma kanálu B, je kapacita C určena Shannonovým - Hartleyovým vztahem

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

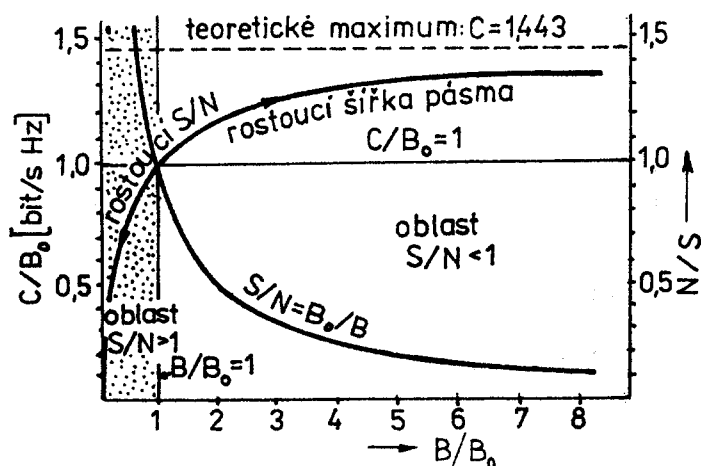
Kapacita C vyjadřuje maximální rychlost bezchybového přenosu informace idealizovaným radiokomunikačním systémem, v němž je použito tzv. optimální kódování a modulace. Reálné systémy se mohou této kapacitě pouze přiblížit, a to tím těsněji, čím věrněji se v nich použité metody kódování a modulace přibližují metodám optimálním (dokonalé optimální metody však nejsou realizovatelné).

Kapacita C , určená vztahem (1.1), je přímo úměrná šířce pásma B , její závislost na poměru signál/šum $= S/N$ je logaritmická. Zavedeme-li do tohoto vztahu normovanou šířku pásma B_0 , definovanou jako šířku pásma, při níž by se výkon signálu S rovnal výkonu šumu N , můžeme tento vztah převést do normovaného tvaru

$$\frac{C}{B_0} = \frac{B}{B_0} \log_2 \left(1 + \frac{B_0}{B} \right) \quad (1.2)$$

Zde je normovaná kapacita C/B_0 funkcí již jen jediné proměnné, jíž je normovaná šířka pásma B/B_0 . Tato funkce je graficky zobrazena na obr. 1.6. V tomto grafu je znázorněna rovněž závislost poměru signál/šum $= S/N$ na normované šířce pásma B/B_0 ; z rovnosti posledních členů vztahů (1.1) a (1.2) vyplývá pro tuto závislost funkční vztah

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{B/B_0} \quad (1.3)$$



Obr. 1.6 Závislost normované přenosové kapacity C/B_0 komunikačního systému a poměru signál/šum S/N na normované šířce pásma B/B_0

Svislice vedená bodem $B/B_0 = 1$ na vodorovné ose dělí celý graf na dvě části. Levá, tečkovaná část, odpovídá "klasickým" komunikačním systémům, které pracují při poměru signál/šum podstatně větším než jedna (tj. $S/N \gg 1$), přičemž jejich normovaná přenosová kapacita C/B_0 je hluboko pod teoretickým maximem $C/B_0 = 1,44\dots$. Pravá část potom odpovídá komunikačním systémům budoucnosti, které naopak pracují s poměrem signál/šum $= S/N \ll 1$, avšak jejich přenosová kapacita C/B_0 se těsně přibližuje dosažitelnému maximu $1,44\dots$. Tyto perspektivní "širokopásmové" systémy používají výše zmíněné složité způsoby kódování a modulace, takže jejich realizace je komplikovaná; na druhou stranu však mají v porovnání s klasickými systémy nejen výhodu velké přenosové kapacity, ale i velmi cennou vlastnost pracovat v komunikačních kanálech s vysokou úrovní poruch či úmyslného rušení, dále schopnost účinně potlačovat tzv. úniky signálu a konečně i schopnost utajit přenos před nepovolanými subjekty.

Poznámka: Pojem bit, vzniklý z anglických slov binary digit, znamená číslici dvojkové číslicové soustavy. Je to elementární jednotka množství informace. V praxi se často používají odvozené jednotky kilobit a megabit. Jednotka kilobit (označená kbit) odpovídá 1000 bitům; kilobit (označený Kbit) odpovídá $2^{10} = 1024$ bitům. Megabit (označovaný Mbit) je 10^6 bitů.

II. MODERNÍ MODULAČNÍ METODY

2.1. Analogové a diskrétní modulace

V rádiové komunikaci se od jejich počátečních etap rozvoje až po současnost využívají k dálkovému přenosu informací analogové modulace. Ty pracují se sinusovou nosnou vlnou a s modulačním - obecně nesinusovým signálem. Oba uvedené průběhy jsou však spojité, a to jak v čase, tak v amplitudě, resp. ve fázi.

V rádiové komunikaci, ale i v komunikaci uskutečňované jinými přenosovými prostředky (metalickými kabelem, optickými vlnovody apod.), se však již po mnoho let používají k přenosu informace také tzv. diskrétní (impulsní) modulace. Jejich výsledkem jsou potom signály, které jsou nespojitě v čase nebo v amplitudě, nebo ve frekvenci resp. fázi, případně jsou nespojitě současně ve dvou i více z uvedených parametrů. Tyto modulace mohou být realizovány buď v základním (angl. baseband), nebo mohou využívat vysokofrekvenční nosnou vlnu (carrier frequency) a její okolí.

Diskrétní modulace - a zejména jejich nejvýznamnější varianta, označovaná jako digitální modulace - mají několik unikátních předností a proto nahrazují postupně "klasické" modulace analogové. Tento proces se začal rapidně urychlovat zejména od počátku osmdesátých let, kdy vyspělá monolitická technologie již umožňovala sériovou výrobu obvodů se středním a velkým stupněm integrace, které jsou nezbytnou podmínkou realizace komplikovaných diskrétních komunikačních systémů a jejich hromadného, ekonomicky přístupného nasazení do pra .

Přechod od analogových komunikačních systémů k digitálním se uskutečňuje především z následujících důvodů:

- a) již primární modulační signály v základním pásmu mají stále častěji podobu signálů digitálních (PCM apod.) a proto je přirozené přenášet je i radiokomunikačním kanálem pomocí digitálních modulací;
- b) digitální komunikační systémy mohou zajistit přenos informace s podstatně vyšší a konstantní jakostí, a to dokonce i při mnohem nižším poměru signál/šum = s/δ a za přítomnosti nejrůznějších interferencí;
- c) digitální komunikační systémy umožňují aplikovat efektivní principy časového multiplexování různých modulačních signálů, které je mj. klíčem k zavádění perspektivních digitálních sítí s integrací služeb (ISDN).

Výše uvedené přednosti digitálních komunikačních systémů jsou však doprovázeny i dvěma zásadními problémy:

- a) koncepční řešení a zejména technická realizace digitálních systémů je mnohem komplikovanější, než systémů analogových; druhý z uvedených problémů však odstraňuje již uvedený prudký rozvoj monolitických integrovaných obvodů, které jsou při velkosériové výrobě velmi levné a tedy snadno dostupné, a to dokonce i v tzv. zábavní elektronice;
- b) komunikační systémy s diskrétními modulacemi v jejich základní dvoustavové podobě vyžadují obecně podstatně větší šířku pásma, než systémy analogové; tento

nedostatek je však možné potlačit postupným přechodem od zmíněných vývojově nejstarších dvojstavových diskretních modulací k modulacím vícecestavovým, které se vyznačují vysokou spektrální účinností a tedy znatelně nižšími nároky na šířku pásma.

Vývojově nejstarší radiokomunikační systémy, určené například pro rozhlasové vysílání, používaly původně jen analogovou amplitudovou modulaci, později i analogovou modulaci kmitočtovou. Když jsou tyto modulace nahrazovány v moderní rádiové komunikaci v širokém měřítku modulacemi diskretními (resp. digitálními), zůstává ještě celá řada aplikací, kde si analogové modulace udržují svou pozici. Je to všude tam, kde je jejich použití při komplexním technicko-ekonomickém hodnocení výhodnější než použití modulací diskretních.

Vzhledem k tomu, že analogové modulace jsou podrobně popisovány v mnoha odborných pramenech ([4], [5] aj.), pojednává toto skriptum pouze o modulacích diskretních, a to zejména o jejich nových variantách, vyznačujících se vysokou spektrální, resp. energetickou účinností.

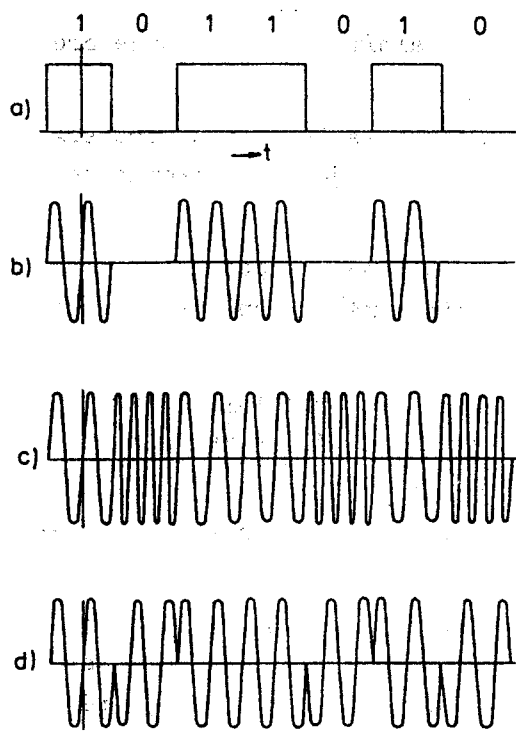
2.2. Klasifikace a stručný popis diskretních modulací

Diskretní modulace je možné zařadit do dvou základních tříd. Prvou jsou diskretní modulace v základním pásmu, druhou potom diskretní modulace s nosnými vlnami. U diskretních modulací v základním pásmu se převádí analogový modulační signál, ležící v základním pásmu, na diskretní (impulsový) signál, který je rovněž situován do základního pásma. Do této skupiny náleží např. impulsová amplitudová modulace PAM, impulsová šířková modulace PDM, impulsová polohové modulace PPM a impulsová

kmitočtová modulace PFM; dále sem přísluší impulsová kódová modulace PCM, delta modulace DM a některé jejich další varianty.

Libovolný signál s některou diskretní modulací v základním pásmu (např. PAM, PDM, ..., PCM, DM, ... atd.) je dále možné namodulovat buď amplitudově, nebo kmitočtově, anebo fázově na vysokofrekvenční nosnou vlnu. Tím se vytvoří určitá diskretní modulace s nosnou vlnou. Těchto modulací existuje větší počet, avšak výhodné vlastnosti z nich mají pouze modulace s binárními modulačními signály, tedy například se signálem PCM, resp. s jeho variantami (DPCM, DM, ADM, ...) apod.

Tři nejjednodušší modulace tohoto typu jsou s příslušným modulačním signálem PCM znázorněny na obr. 2.1. Všechny se vyznačují tím, že se u nich nosná vlna mění pouze mezi dvěma diskretními stavy, proto se nazývají modulace dvojstavové. Tak například u první (obr. 2.1b), označované PCM/AM, resp. ASK (Amplitude Shift Keying), dochází ke změně amplitudy nosné vlny mezi určitou maximální hodnotou (reprezentující



Obr. 2.1 Dvojstavové modulace
a) modulační signál PCM,
b) modulace ASK,
c) modulace FSK,
d) modulace PSK

např. logickou jedničku) a minimální hodnotou (logická nula). U modulace podle obr. 2.1c, označované PCM/FM, resp. FSK (Frequency Shift Keying), se mění kmitočet nosné vlny mezi dvěma diskretními hodnotami f_1 a f_2 . Konečně u modulace podle obr. 2.1d, označené PCM/PM, resp. PSK (Phase Shift Keying), se mění fáze nosné vlny mezi dvěma diskretními hodnotami, nejčastěji 0° a 180° apod.

Základní předností uvedených dvojestavových modulací je jejich relativně velká imunita vůči šumu a interferencím, které působí v samotném vysílači a přijímači a zejména v radiokomunikačním kanálu. Tato výhoda je však placena velkými nároky na šířku pásma. Uvažujme např. přenos analogového telefonního signálu s horní mezním kmitočtem $f_m \approx 3,4$ kHz; při jeho vzorkování kmitočtem $f_s = 8$ kHz ($> 2f_m$) a při osmibitové reprezentaci kvantovaných vzorků jej lze tedy převést na signál PCM s bitovou rychlostí $f_b = 8 \cdot 8 = 64$ kbit/s. Jak je však uvedeno v čl. 2.3, k přenosu takového modulačního signálu je zapotřebí kanál základního pásma o šířce $B_0 = (f_b/2) \cdot (1 + \alpha)$, přičemž faktor α se nachází podle typu použitých dolních propustí v rozmezí $\alpha = 1 \dots 2$. Při jeho typické hodnotě např. $\alpha = 0,3$ je tedy nezbytná šířka základního pásma $B_0 = (64/2) \cdot (1 + 0,3) = 41,6$ kHz, tedy přibližně 12krát větší než při přenosu téhož signálu v analogové podobě. Je-li potom tímto modulačním signálem modulována modulací PSK (přesněji 2-PSK, resp. B-PSK) nosná vlna, musí mít příslušný vysokofrekvenční kanál šířku $B_{vf2} = 2B_0 = 2 \cdot 41,6 = 83,2$ kHz (modulaci 2-PSK lze totiž považovat za obdobu analogové modulace AM_{DSB} , která vyžaduje vř kanál s dvojnásobnou šířkou pásma než má modulační signál).

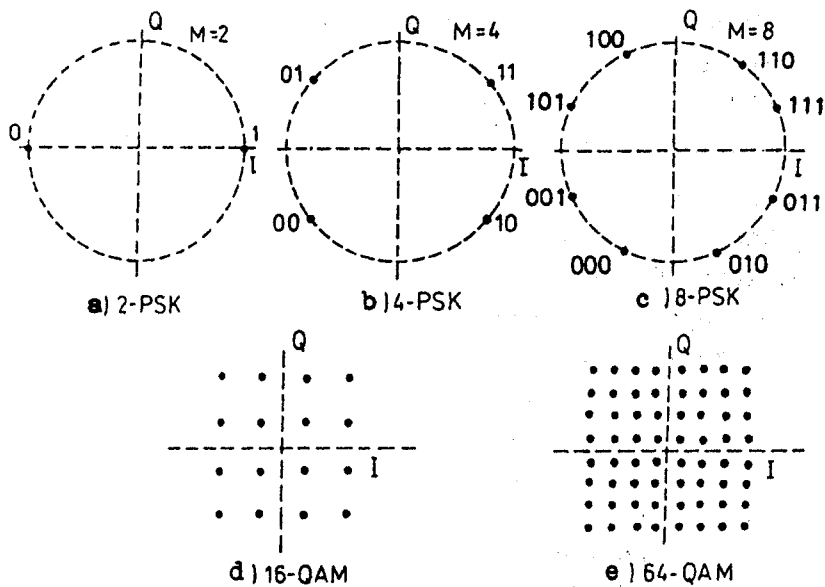
Požadavky na šířku pásma je však možné snižovat přechodem od dvoustavových modulací k modulacím víceúrovňovým, resp. vícestavovým. U nich modulovaný parametr nosné vlny (amplituda, frekvence, fáze) může nabývat jednoho z celkového počtu $M = 2^n$ stavů, kde n je přirozené číslo rovné nebo větší než dvě (tedy pro $n = 2; 3; 4; \dots$ je $M = 4; 8; 16; \dots$). Každému z těchto stavů, nazývaných též symboly, resp. signálové prvky, potom odpovídá určitá kódová skupina (slovo) o n bitech, kde

$$n = \log_2 M \quad (2.1)$$

Je-li doba trvání T_M uvažovaného vícestavového symbolu právě n -násobkem doby trvání jednoho bitu T_b , tedy $T_M = nT_b$, je rychlost přenosu informace u vícestavové modulace stejná jako u binární modulace. Avšak při použití "pomalejšího" M -stavového symbolu se může zúžit potřebné vř pásmo. Pokud naopak zůstane šířka pásma M -stavové modulace stejná, dosáhneme při jejím použití větší přenosové kapacity než může poskytnout modulace dvojestavová (binární).

Vícestavové modulace ASK se v praxi nepoužívají, poměrně málo se vyskytují i vícestavové modulace FSK. Naproti tomu zvláštní kategorie dvoustavových modulací FSK, nazývaná modulace s kontinuální fází (CP-FSK), je používána zejména v pozemkové mobilní komunikaci často. Také vícestavové modulace PSK jsou vzhledem ke svým výhodným vlastnostem velice časté.

Při studiu modulací M -PSK vycházejme od dvojestavové modulace FSK, značené symbolem 2-PSK, resp. B-PSK. Z obr. 2.1d vyplývá, že logické jedničky zde odpovídá fázový stav nosné vlny 0° (uvažováno vůči pomyslné nemodulované referenční vlně), logické nule pak fázový stav 180° . Tyto fázové stavy lze znázornit rovněž v komplexní rovině dvěma fázory, resp. jen jejich koncovými body tak, jak ukazuje obr. 2.2a. Reálná osa je zde označena symbolem I (angl. In-phase), imaginární osa symbolem Q (Quadrature, tj. kvadraturní neboli o 90° otočená složka). Proto se tato rovina nazývá rovina IQ nebo také fázově amplitudová rovina. Uvažované zobrazení fázové amplitudových stavů potom představuje tzv. konsteláční diagram. Jak je patrné, je mezi



Obr. 2.2 Dvou a vícestavové modulace:
a), b), c) PSK; d), e) QAM

dibit, tak jak ukazuje obr. 2.2b. Tedy např. stav 45° odpovídá dibitu [1 1], stav 135° dibitu [0 1] atd. Při stejné přenosové kapacitě s určitou binární modulací 2-PSK má modulace 4-PSK poloviční symbolovou rychlost a vystačí přibližně s poloviční šířkou vř pásma. Další vývojovou variantou je osmistavová modulace PSK, tj. 8-PSK, znázorněná na obr. 2.2c. Zde každý symbol reprezentuje tříbitovou kódovou skupinu, tj. jeden tribit. V důsledku toho je u této modulace symbolová rychlost a potřebná vř šířka pásma třetinová v porovnání s modulací 2-PSK se stejnou přenosovou kapacitou.

Velmi perspektivní jsou mnohostavové diskrétní modulace se současným klíčováním amplitudy a fáze nosné vlny (M-APSK). Vzhledem k tomu, že nosnou vlnu o libovolné amplitudě a fázi je možné složit ze dvou pomocných vln o konstantní vzájemné fázi 90° (tj. vln, jež jsou v kvadratuře) a o určitých vhodných amplitudách, nazývají se tyto mnohostavové číslicové modulace také modulace kvadraturní (M-QAM). Jako příklad této třídy je na obr. 2.2d znázorněna šestnáctistavová modulace 16-APSK (16-QAM), na obr. 2.2e je potom šedesátičtyřstavová modulace 64-APSK (64-QAM). Do budoucna se počítá však i s modulacemi, které mají ještě větší počty stavů (tak například na počátku devadesátých let byla v praxi úspěšně provedena zkouška s využitím modulace 256-QAM v pozemských radioreléových spojičh).

Výhodné spektrální charakteristiky mají také tzv. kvadraturní modulace s parciální odezvou (Quadrature Partial Response = QPR). Jejich základním typem je kvadraturní modulace, jejíž synfázní a kvadraturní modulační složka má podobu tříúrovňových duobinárních signálů (+1, -1, nebo 0), kódovaných tak, aby se minimalizovaly intersymbolové interference vzniklé

Šířku vř pásma B_{vFM} libovolné M-stavové modulace PSK nebo QAM, používající n-bitové symboly, lze určit pomocí obecně platného vztahu

$$B_{vFM} = B_{vF2} / \log_2 M = B_{vF2} / n, \quad (2.2)$$

kde B_{vF2} značí potřebnou šířku pásma dvojstavové modulace 2-PSK. Tedy například v případě vícestavových modulací PSK (M-PSK), se zřetelem na relaci (2.4) je šířka vř pásma dána vztahem $B_{vFM} = f_b (1 + \alpha) / \log_2 M$ apod.

oběma fázovými stavy modulace 2-PSK velký rozestup v porovnání s modulacemi znázorněnými na obr. 2.2b až e. Díky tomu je tato modulace odolná vůči různým rušivým vlivům jako je šum, poruchy apod., které mohou u reálných systémů způsobit posun polohy fázorů v rovině IQ a tím zvětšit chybovost přenosu.

Z vícestavových modulací PSK je často používána čtyřstavová modulace PSK (4-PSK, Q-PSK), u níž zaujímá nosná vlna vždy jeden ze čtyř možných fázových stavů. Každý z nich odpovídá určité dvojbitové skupině, nazývané

Na výsledné vlastnosti uvažovaných modulací má podstatný vliv typ algoritmu, podle kterého se jednotlivým M-bodům konstelačního diagramu přiřazují n-bitové kódové skupiny. Často se používá algoritmu odpovídajícího Grayově kódu (kódu s maximální vzdáleností), při němž se dvě sousední bitové skupiny vzájemně liší jen v jediném bitu (viz např. obr. 2.2c). Nežádoucí záměnou dvou sousedních kódových skupin potom, bez ohledu na jejich počet bitů n , vzniká chyba pouze v jediném bitu.

V Shannonově obecném schématu komunikačního systému podle obr. 1.2 je uvažováno kódování kanálu a modulace jako dva nezávislé procesy. Při vývoji vícecestavových diskretních modulací se však ukázalo, že jejich sdružením - tedy kódováním realizovaným přímo při modulaci - lze výrazně snížit chybovost přenosu. Na tomto principu jsou založeny tzv. kódované diskretní modulace, z nichž nejčastější je modulace s blokovým kódováním BCM (= block coded modulation) a modulace s mřížkovým kódováním TCM (= trellis coded modulation).

2.3. Diskretní modulace v základním pásmu

U diskretních modulací v základním pásmu se převádí analogový modulační signál, ležící v základním pásmu, na diskretní (impulsový) signál, který je rovněž situován do základního pásma. Tyto modulace mohou být nekódované nebo kódované.

Mezi nekódované impulsové modulace v základním pásmu náleží především impulsové amplitudové modulace PAM (= Pulse Amplitude Modulation). Signál PAM se získává tak, že se analogový modulační signál nechá procházet dolní propustí, jež má mezní kmitočet f_m . Dále se přivádí na spínač (vzorkovač), který je spínán pravidelným periodickým sledem pravouhlých impulsů. Tento sled se nazývá taktovací průběh (nebo krátce takt), je však na něj možné také pohlížet jako na nemodulovanou impulsovou nosnou vlnu. Spínač analogový signál vzorkuje a tím vytváří požadovaný signál PAM, tedy impulsovou nosnou vlnu amplitudově modulovanou analogovým modulačním signálem. Kromě změn amplitudy se může u impulsové nosné vlny měnit také poloha, šířka nebo kmitočet impulsů, čímž se vytváří impulsové polohové modulace PPM (Pulse Position Modulation), impulsové šířkové modulace PDM, resp. PWM (Pulse Duration Modulation, resp. Pulse Width Modulation) nebo impulsové kmitočtové modulace PFM (Pulse Frequency Modulation).

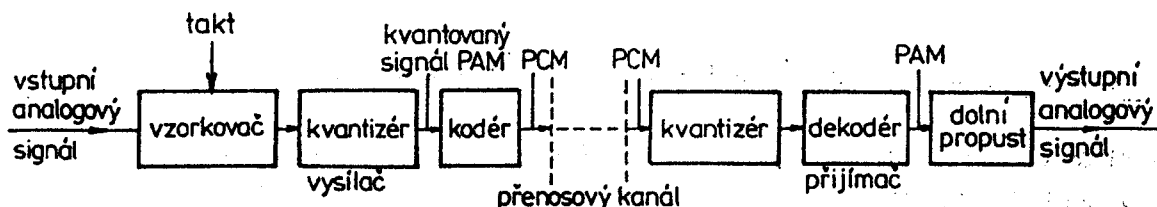
Charakteristickým rysem všech těchto způsobů modulace je to, že informace je přenášena vždy jen v určitých diskretních časových okamžicích, tedy z hlediska času nespojitě. Naproti tomu modulovaný parametr impulsů je přenášen spojitě. K dosažení nezkresleného přenosu však musí opakovací kmitočet impulsové nosné vlny (vzorkovací kmitočet) vyhovět Shannonovu - Kotělnikovovu (Nyquistovu) vzorkovacímu teorému. Podle něho lze analogový signál se spektrem ohraničeným shora kmitočtem f_m plně obnovit jen tehdy, je-li vzorkován kmitočtem f_z vyšším než dvojnásobek mezního kmitočtu f_m . Musí tedy být splněn vztah

$$f_z = \frac{1}{T_z} \geq 2f_m \quad (2.3)$$

Druhou třídu diskretních modulací v základním pásmu představují impulsové kódované modulace, označované také jako digitální. Nejstarší a nejrozšířenější z nich je impulsové kódové modulace PCM. Signál PCM vzniká tak, že se analogový modulační signál $u_m(t)$ nejprve přemění na signál PAM. Ten se pak podrobí kvantování. Při něm se jeho dynamický rozsah rozdělí na konečný počet diskretních úrovní (hladin) a každé skutečné úrovni impulsu PAM se přisoudí určitá - například nejbližší - úroveň

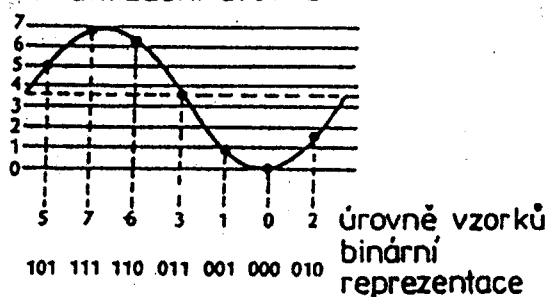
diskrétní. Kvantovaný signál PAM se dále kóduje. Kódováním se rozumí převod jeho skutečné velikosti, vyjádřené v desítkové soustavě, do soustavy binární (nebo jiné, mající nižší číselný základ než původní desítková soustava). Tím se vytvoří signál odpovídající modulaci PCM.

Skupinové schéma komunikačního systému s modulací PCM je znázorněno na obr. 2.3a. Vzorkování analogového, frekvenčně omezeného signálu na vysílací straně, se uskutečňuje pomocí vzorkovače s pamětí (Sample and Hold), za nímž následuje kvantizér; paměť vzorkovače je zde výhodná, neboť následující kodér má omezenou pracovní rychlost, takže by nestačil relativně krátké vzorky signálu PAM vyhodnotit. V kodéru se každá kvantovaná amplituda signálu PAM reprezentuje pomocí n -místné kódové skupiny (slova), čímž se vytvoří signál PCM. Proces kvantování a kódování analogového signálu $u_m(t)$ je znázorněn na obr. 2.3b; zde je použito osmi kvantizačních hladin,

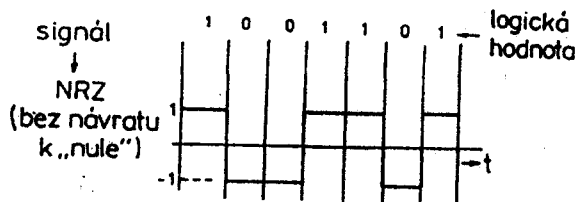


a)

kvantizační úrovně

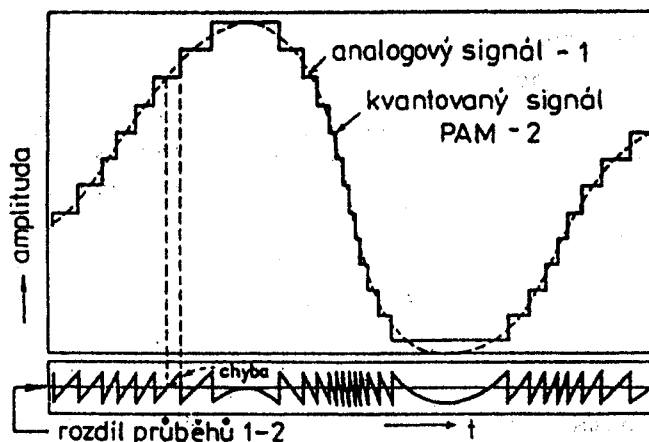


PCM signál (NRZ)



c)

b)



d)

Obr. 2.3 a) Komunikační systém s modulací PCM, b) vytváření signálu PCM kvantováním a kódováním, c) signál PCM typu NRZ, d) vznik kvantizačního šumu (zkreslení - chyby)

každá z nich je potom reprezentována třímístnou kódovací skupinou. Tento signál má bitovou rychlost $f_h = n \cdot f_z = 1/T_b$. Jeho tvarový průběh může být formován do různé podoby. Často se používá bipolární průběh podle obr. 2.3c, který při změně logického stavu pouze prochází nulovou úrovní - aniž by na ní setrval; označuje se symbolem NRZ, z anglického Non Return Zero, tj. "bez návratu k nule". Na přijímací straně se vstupní signál PCM přemění nejprve v dekodéru a v následujícím vzorkovači na kvantovaný signál PAM. Filtrací dolní propustí by se z úzkých vzorků tohoto signálu již získal výstupní analogový signál $u_m(t)$. Použitím vzorkovače s pamětí se však amplituda signálu $u_m(t)$ výrazně zvětší.

Kvantovaný signál PAM na vysílací straně nesleduje věrně analogový signál $u_m(t)$, který má být přenášen, nýbrž se od něj liší tzv. kvantizačním šumem (chybou). Vznik kvantizačního šumu ilustruje obr. 2.3d. Tento šum je základním omezujícím činitelem všech impulsových, resp. diskretních modulací používajících kvantování. Nelze jej odstranit, avšak zvětšováním počtu kvantizačních úrovní lze jej zmenšit pod libovolnou hranici. Tento šum se nakonec projeví tím, že výstupní signál $u_m'(t)$ přijímače nesleduje věrně signál $u_m(t)$ na vstupu vysílače.

Jinou diskretní kódovanou modulací je modulace Delta (DM), kterou lze v podstatě považovat za mezní případ modulace PCM, s jednobitovou reprezentací kvantovaných vzorků.

Dalšími vývojovými stupni kódovaných impulsových modulací jsou diferenční impulsová kódová modulace (DFCM) a adaptivní modulace Delta (ADM). Oba uvedené způsoby modulace se vyznačují tím, že z přenášeného signálu částečně odstraňují redundanci (nadbytečnou informaci). Díky tomu mohou být v některých konkrétních případech podstatně efektivnější než základní modulace PCM a DM.

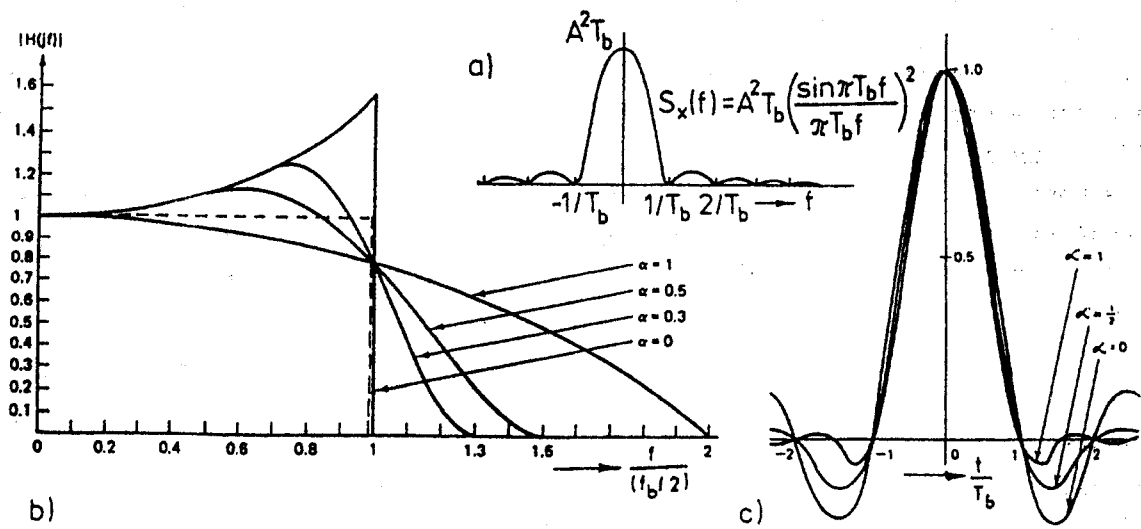
Poznámka: Dvojice "kodér - dekodér" se často označuje souborným názvem kodek (vzniklým spojením prvních slabik obou původních názvů).

Kmitočtová filtrace signálu PCM

Na výstupu vysílače komunikačního systému podle obr. 2.3a se objevuje signál PCM, který může mít např. podobu signálu PCM/NRZ. Tento signál má výkonové spektrum podle obr. 2.4a, jehož obálka sleduje funkci $[\sin(x)/x]^2$ a zabírá tedy nekonečně široké kmitočtové pásmo. Přenos všech složek tohoto spektra následujícím komunikačním kanálem však není realizovatelný a byl by i zbytečný, neboť podstatná část jeho energetického obsahu je soustředěna pouze do tzv. hlavního laloku. Potřebné kmitočtové omezení lze uskutečnit pomocí vhodných dolních propustí. V praxi se nejčastěji používají propustí, které zajistí přenos s nulovými intersymbolovými interferencemi ISI (= Inter Symbol Interference). Intersymbolovými interferencemi se rozumí nežádoucí ovlivňování amplitudy, resp. jiného parametru určitého n-tého impulsu - v okamžiku jeho vzorkování - impulsy předcházejícími. Potlačení nebo dokonce úplné odstranění těchto interferencí má potom za následek snížení chybovosti přenosu.

Přenosu s nulovými ISI je možné dosáhnout použitím dolních propustí s tzv. "umocněnými" kosinusovými amplitudovými kmitočtovými charakteristikami (anglicky "raised" cosine roll-off filter), znázorněnými na obr. 2.4b, a to pro několik hodnot pomocného parametru α ($0 \leq \alpha \leq 1$). Parametru $\alpha = 0$ by odpovídala pravouhlá charakteristika, znázorněná na obr. 2.4b čárkovaně. Její horní mezní kmitočet

$$f_h = \frac{f_h}{2} \quad (2.4)$$



Obr. 2.4 a) Výkonové kmitočtové spektrum signálu PCM,
 b) amplitudové kmitočtové charakteristiky typu "umocněný kosinus",
 c) odezva propustí z obr. b) na pravouhlý impuls PCM

tedy zřejmě udává minimální šířku pásma kanálu, schopného přenášet uvažovaný signál PCM s nulovými intersymbolovými interferencemi. Na počest Nyquist, který se jako vůbec první uvažovanými otázkami zabýval, se takový kanál často označuje jako Nyquistův a kmitočet určený vztahem (2.4) potom bývá označován jako Nyquistův kmitočet, nebo Nyquistův kmitočtový limit. Tohoto limitu ovšem nelze v praxi dosáhnout, neboť dolní propusti s idealizovanými pravouhlými charakteristikami nejsou realizovatelné. Jeho zavedení je však užitečné, neboť nám může sloužit jako jednoduše definovaná referenční veličina při studiu spektrálních vlastností diskretních modulací.

K filtraci signálu PCM se v praxi používají realizovatelné dolní propusti s parametrem $\alpha > 0$, nejčastěji o hodnotě $\alpha = 0,3$ až $0,5$. Šířka pásma B_0 , resp. horní mezní kmitočet f_h těchto propustí, je dán vztahem

$$B_0 = f_h = (1 + \alpha) \cdot f_b / 2, \quad (2.4)$$

je tedy vyšší, než u propustí s pravouhlou charakteristikou, nikdy však nepřesáhne hodnotu bitového kmitočtu f_b . Odezva těchto propustí na vstupní impuls PCM je znázorněna pro několik hodnot parametru α na obr. 2.4c. Jak je patrné, tato odezva prochází v okamžicích $1/f_b$; $2/f_b$; $3/f_b$; ... nulou a tedy beze zbytku vyhovuje podmínce nulových intersymbolových interferencí. Vůči ideální propusti mají uvažované realizovatelné propusti navíc ještě výhodu v tom, že jejich odezva dokmitává podstatně rychleji, což potom snižuje nebezpečí intersymbolových interferencí, vznikajících v praxi vlivem nepřesné synchronizace. Modul jejich přenosové funkce je dán vztahy

$$|H(j\omega)| = \begin{cases} \frac{\omega T_b / 2}{\sin(\omega T_b / 2)} & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_b} (1 - \alpha) \\ \frac{\omega T_b / 2}{\sin(\omega T_b / 2)} \cos^2 \left\{ \frac{T_b}{4\alpha} \left[\omega - \frac{\pi(1 - \alpha)}{T_b} \right] \right\} \frac{\pi}{T_b} & \frac{\pi}{T_b} (1 - \alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_b} (1 + \alpha) \\ 0 & \omega > \frac{\pi}{T_b} (1 + \alpha) \end{cases} \quad (2.5)$$

přičemž $T_b = 1/f_b$.

Nyquistova "strategie" řešení otázky kmitočtové filtrace signálů PCM, zaměřené na dosažení co nejmenších intersymbolových interferencí, je aktuální například u systémů určených k přenosu telefonních hovorů v pozemských sítích, kde jsou k dispozici dostatečné výkony vysílačů. Naproti tomu např. u družicových číslicových radiokomunikačních systémů se značně omezenými výkony vysílačů je nutné při řešení filtračních obvodů přihlídnout i k otázkám šumovým, které zde dokonce hrají často rozhodující úlohu. Má-li být dosaženo co nejmenší chybovosti přenosu z hlediska působení aditivního bílého šumu, je nutné použít k filtraci tzv. přizpůsobený (optimální) filtr. Filtr tohoto typu má následující vlastnosti: přivádí-li se na jeho vstup periodický signál o libovolném tvarovém průběhu a současně i bílý aditivní gaussovský šum, lze v určitém okamžiku během každé periody dosáhnout maxima výstupního poměru signál/šum; toto maximum je větší, než u libovolného jiného typu filtrů. Jak potom ukazuje podrobný matematický rozbor, komplexní přenosová charakteristika filtru s uvedenými vlastnostmi musí být rovna - až na určité časové posunutí - Fourierově transformaci tvarového průběhu vstupního signálu [3], [4].

V praxi se musí často u určitého číslicového komunikačního systému sledovat jak dosažení co nejmenších intersymbolových interferencí, tak současně i dosažení co největšího poměru signál/šum. Filtrační obvody je pak nutné řešit kompromisním způsobem, který však není kritický.

2.4. K ó d o v á n í z d r o j e s i g n á l u

Ve Shannonově schématu komunikačního systému podle obr. 1.2 je kodér zdroje signálu funkční blok, který převádí vstupní analogový signál na signál digitální, z tohoto signálu odstraňuje redundanci a případně s ním realizuje ještě další operace. Teoretické základy teorie kódování, formulované Shannonem již v r. 1948, nespádají do rámce tohoto skriptu, a proto zde nejsou probírány. K ilustraci problematiky kódování zdroje signálu je však dále uveden alespoň stručný popis některých konkrétních metod kódování zdrojů audio signálů a video signálů.

a) Kódování hovorových signálů

Hovorovými signály se rozumí signály, jimiž se např. v klasických nebo v radiotelefonních systémech přenáší lidská řeč. K dobré srozumitelnosti není nutné u těchto signálů přenášet celé slyšitelné frekvenční pásmo (cca 16 Hz až 16 kHz), nýbrž pásmo značně užší - nejčastěji 300 Hz až 3,4 kHz. Používané metody kódování je možné rozdělit do tří základních skupin [7]:

- . kódování tvarového průběhu (waveform coding);
- . kódování typu "vocoder" (voice + coder, tj. hlas + kodér);
- . hybridní kódování (hybrid coding).

Kódování tvarového průběhu sleduje splnění jediné základní podmínky - a to dosažení pokud možno co nejdokonalejší shody tvarových průběhů analogových signálů na vstupu kodéru zdroje vysílače a na výstupu dekodéru zdroje přijímače. Přitom nikterak nevyužívá specifické vlastnosti lidského hlasu, fyziologické vlastnosti sluchu apod. Do této kategorie patří kódování (resp. modulace) PCM, popisovaná v čl. 2.3; jeho základní nevýhodou jsou však relativně velké bitové rychlosti signálu PCM, které jsou důsledkem toho, že algoritmus PCM nikterak nesleduje potlačení redundance v přenášeném signálu.

Další variantou "tvarového" kódování je tzv. modulace Delta DM. U její základní verze se nepřenáší zakódované informace o skutečné amplitudě kvantovaného vzorku modulačního signálu, jako je tomu u modulace PCM, nýbrž zakódovaná jednobitová informace o rozdílu mezi skutečnou hodnotou jistého vzorku a hodnotou předcházejícího vzorku. Je-li tento rozdíl kladný, tj. má-li kvantovaný modulační signál kladnou strmost (tj. roste), je signál DM tvořen symbolem jedna. Je-li rozdíl záporný (modulační signál klesá), je signál DM tvořen symbolem nula (nebo minus jedna).

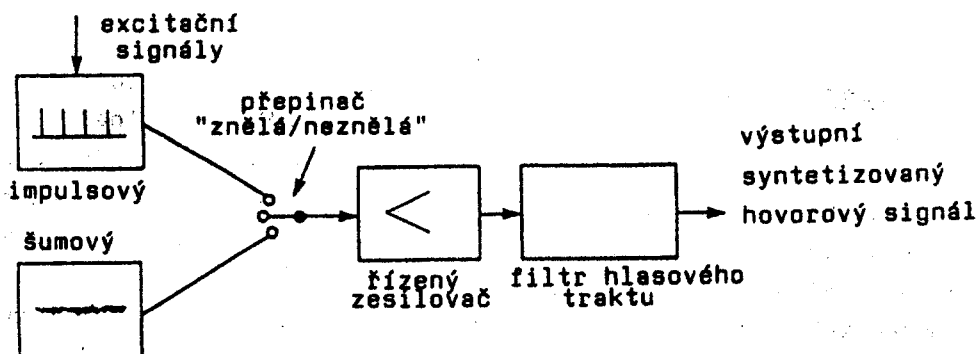
Odvozeným typem modulace PCM je tzv. diferenční modulace DCM, značená symbolem DPCM. Zde se přenáší informace nikoliv o skutečné velikosti vzorku modulačního signálu, nýbrž o velikosti kvantovaného rozdílu tohoto vzorku a jeho predikované hodnoty, odvozené na základě analýzy několika předcházejících takto získaných vzorků. Z tohoto hlediska je algoritmus DPCM obdobný algoritmu DM, s tím rozdílem, že u DM představuje predikovanou hodnotu vlastně přímo velikost aproximačního schodovitého signálu. Avšak na rozdíl od jednobitové modulace Delta se u modulace DPCM přenáší informace o kvantovaném rozdílovém vzorku pomocí několikabitových kódových skupin, takže po této stránce se naopak algoritmus DPCM více blíží modulaci PCM.

Má-li vstupní analogový signál takový charakter, že je možné jej spolehlivě predikovat v celém jeho rozsahu, je rozdílový signál velmi malý. K jeho přenosu jsou tedy zapotřebí kratší kódové skupiny a tedy i menší šířka pásma, než vyžaduje modulace PCM. Modulace DPCM je za této situace výhodnější, neboť predikovatelná část sdělení, představující nadbytečnou informaci, se nepřenáší.

Určitým nedostatkem modulace Delta je relativně velké zkreslení, k němuž dochází při přenosu strmých napěťových skoků (je to tzv. zkreslení přetížením strmosti). Ve snaze odstranit tento nedostatek byly propracovány systémy adaptivní modulace Delta, nazývané rovněž modulace Delta s proměnným kvantizačním krokem. Tyto systémy patří mezi nelineární modulace Delta, neboť k dosažení požadované funkce musí v obvodu zpětné vazby obsahovat nelineární aktivní obvod.

Tvarové kódování nikterak nerespektuje specifické vlastnosti kódovaného signálu a je proto použitelné nejen pro hovorové signály, nýbrž i pro videosignály apod.

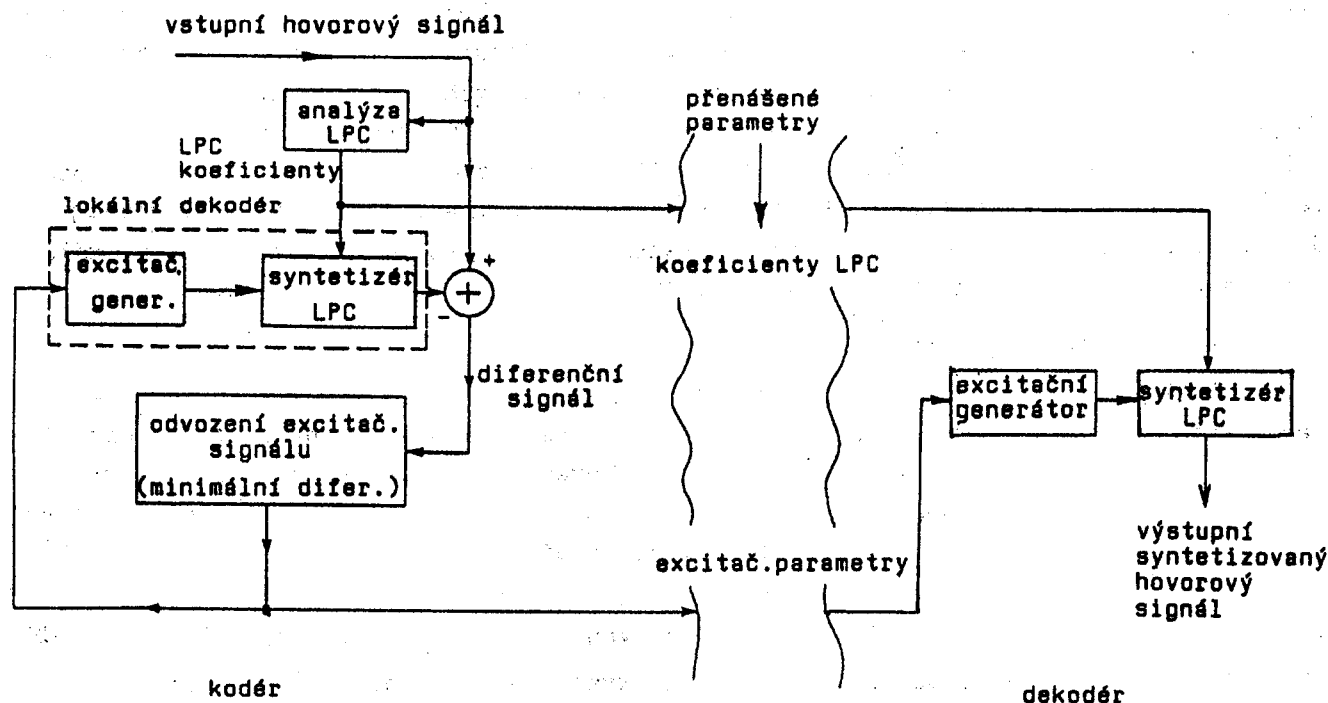
Kódování typu "vocoder" nesleduje věrné reprodukování tvarového průběhu kódovaného signálu. Namísto toho v kodéru zdroje nepřetržitě odvozuje soustavu charakteristických parametrů tohoto signálu, jež se přenášejí k dekodéru přijímače, kde se potom pomocí nich ovládá generátor (syntetizér) hovorových signálů. Soustava charakteristických parametrů je obsahově chudší než kódovaný signál, což vede k výraznému snížení bitové rychlosti v komunikačním kanálu. Generátor hovorových signálů může být koncipován tak, jak ukazuje obr. 2.5. Tzv. budicí (excitační) signál pro vytvá-



Obr. 2.5. Generátor (syntetizér) hovorových signálů, používaný v kódovacích systémech typu "vocoder"

ření znělých hlásek (např. "a") má podobu unipolárních impulsů o jednotkové amplitudě a o tzv. fundamentální frekvenci, neznělé hlásky se potom vytvářejí ze pseudonáhodného šumového signálu. Přepínač "znělá/neznělá" přepíná podle okamžité potřeby vhodný budicí signál a řízený zesilovač nastavuje jeho úroveň. Z budicího signálu se frekvenční filtrací, realizovanou filtrem hlasového traktu, potom již vytváří syntetický hovorový signál. Uvažovaný filtr může být koncipován například jako časově proměnný lineární digitální filtr, který se ukazuje jako vhodný pro modelování spektrálního průběhu hlasového traktu. Koeficienty, řídicí parametry tohoto filtru, se získávají v kodéru vysílače plynulou analýzou vstupního hovorového signálu, založenou například na metodě lineárního prediktivního kódování LPC (= Linear Predictive Coding). Kvalita výstupního hovorového signálu u systému "vocoder" však je poměrně nízká, a to z několika principiálních důvodů (v lidské řeči nelze naprosto zřetelně rozlišovat kategorii znělých a neznělých hlásek apod.). Proto se "vocoder" využívá např. v armádních komunikačních systémech, kdežto v náročnější veřejné telefonní síti je již nevyhovující. Jeho výhodou jsou velmi nízké bitové rychlosti přenášeného signálu (cca 2,4 kbit/s).

Hybridní kódování v sobě vhodně spojuje přednosti obou předchozích typů. Podobně jako u "vocoderu" se u něj získává výstupní hovorový signál vhodnou syntézou, generace excitačního signálu je zde však složitější. Zjednodušené zapojení kodéru a dekodéru pro hybridní kódování je uvedeno na obr. 2.6. V kodéru se plynulou analýzou vstupního hovorového signálu, realizovanou v bloku "analýza LPC", získávají koeficienty LPC, jež tvoří jednu složku přenášeného signálu; tyto koeficienty řídí v dekodéru digitální filtr, jenž je součástí syntetizéru LPC. Druhou přenášenou složkou jsou excitační parametry, řídicí v dekodéru excitační generátor. Ty se získávají v uzavřené zpětnovazební smyčce, složené z bloku "odvození excitačního signálu" (OES) a místního (lokálního) dekodéru (LD). Blok OES není řízen přímo vstupním hovorovým signálem, nýbrž rozdílem tohoto signálu a výstupního signálu místního dekodéru, čímž je dosahováno minimalizace uvedeného rozdílu - a tedy i relativně malého zkreslení dekódovaného výstupního signálu na přijímací straně. Zlepšení



Obr. 2.6 Kodér a dekodér pro hybridní kódování hovorových signálů

vlastností hybridního kódování lze dosáhnout náhradou lineárního prediktivního kódování LPC adaptivním prediktivním kódováním APC; jiná varianta, označovaná symbolem RELP (= Residual Excited Linear Predictive Coding), se používá u panevropského radiotelefonního systému GSM (viz čl. 1.5). Kvalita těchto systémů je již vyhovující pro veřejné telefonní sítě, ovšem za cenu vyšších bitových rychlostí (13 kbit/s) a složitější implementace.

b) Kódování jakostních audio signálů (MUSICAM)

Výše uvedené způsoby kódování zdroje signálu nejsou vhodné pro zpracování audio signálů, u nichž se vyžaduje vysoká věrnost reprodukce (kvalita "Hi-Fi"). Tento požadavek je aktuální například u perspektivního systému digitálního rozhlasového vysílání DAB (Digital Audio Broadcasting). Zde použitý systém kódování se označuje zkratkou MUSICAM (= Masking pattern adapted Universal Subband Integrated Coding and Multiplexing). Zvýšení spektrální účinnosti je u něj velmi výrazné, neboť umožňuje zmenšit např. původní bitovou rychlost stereofonního signálu 2×768 kbit/s (vzorkování 48 kHz a 16bitové kódování) na pouhých 2×128 kbit/s, a to při nerozpoznatelném zhoršení kvality reprodukováného zvuku oproti původnímu. Systém využívá známých fyziologických vlastností lidského sluchu, zejména potom skutečnosti, že ucho velmi špatně rozeznává dva současně znějící tóny, jež si jsou kmitočtově velmi blízké, avšak mají rozdílné amplitudy. Vzhledem k tomu je možné považovat tón s menší amplitudou za irrelevantní (nepodstatný) a z původního signálu jej odstranit, aniž by došlo k pozorovatelnému subjektivnímu zhoršení kvality reprodukováného zvuku. K dosažení vysoké účinnosti kódování přispívá také optimální přizpůsobení hladiny kvantizačního šumu maskovacímu prahu lidského sluchu. Podrobný popis systému MUSICAM je obsažen např. v pramenu [8].

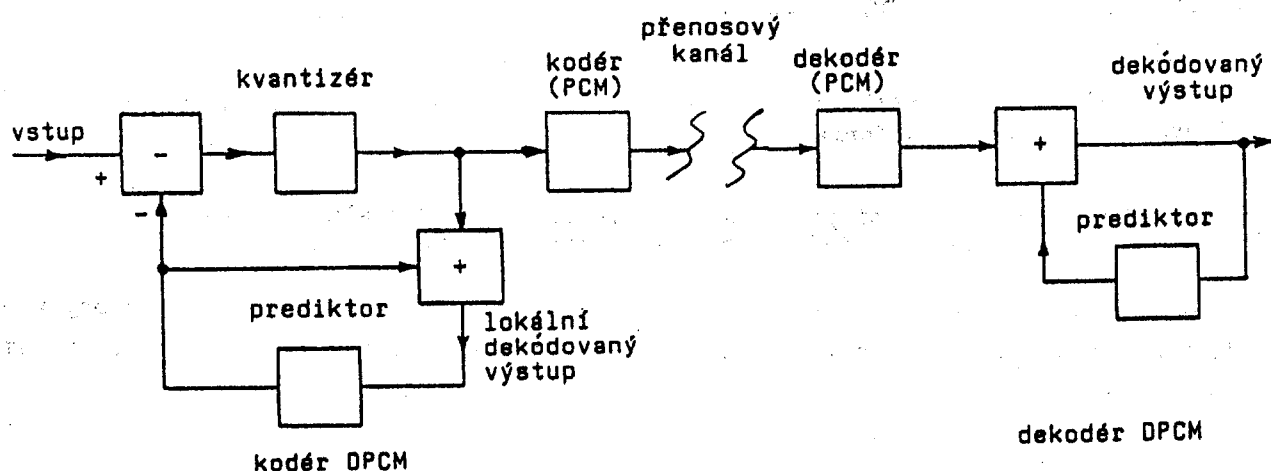
c) Kódování televizních signálů

Problematiku kódování zdroje televizních signálů ilustrujeme stručným popisem dvou konkrétních standardů, určených pro zdrojové kódování analogových televizních signálů ve formátech PAL, SECAM nebo NTSC [9]. U obou se předpokládá, že se uvedené signály ještě před procesem bitové redukce rozloží na luminanční složku a dvě rozdílové chrominanční složky, které se potom kódují odděleně. První standard (specifikovaný v doporučení CCIR 721) redukuje původní bitovou rychlost 216 Mbit/s na 140 Mbit/s a to díky použití modulace DPCM; druhý standard (European Telecom Standard ETS 300 174), používající kódování s diskretní kosinusovou transformací (DCT), potom má výslednou bitovou rychlost dokonce jen 34 až 45 Mbit/s (34 Mbit/s pro Evropu). U obou standardů jsou před kódováním odstraněny ze signálu horizontální i vertikální zatemňovací intervaly, které se znovu restaurují až na výstupu dekodéru.

Kodek 216/140 Mbit/s (DPCM)

Na obr. 2.7 je znázorněno blokové schéma uvažovaného kodéru a dekodéru DPCM. Tento kodér kvantuje a dále kóduje nikoliv vzorkovaný vstupní signál, nýbrž rozdíl mezi vzorkem vstupního signálu a vzorkem predikovaným. Použitý prediktor vytváří predikovaný vzorek jako prostý součet poloviny předchozího vzorku ležícího na téže řádce obrazovky a poloviny vzorku, který leží na předchozím řádku těsně nad vzorkem vstupního signálu. Aby kodér i dekodér mohly generovat stejné predikované vzorky, musí být predikce odvozována z předtím dekodované informace. Použitý algoritmus DPCM používá šestibitové reprezentace rozdílových kvantovaných vzorků luminanční složky i obou chrominančních složek, což vede k bitové rychlosti samotného obrazového sig-

nálu 124,416 Mbit/s. Zbývající kapacita (do 140 Mbit/s) se využívá k přenosu zvukových doprovodů, Teletextu apod.



Obr. 2.7 Kodér a dekodér DPCM

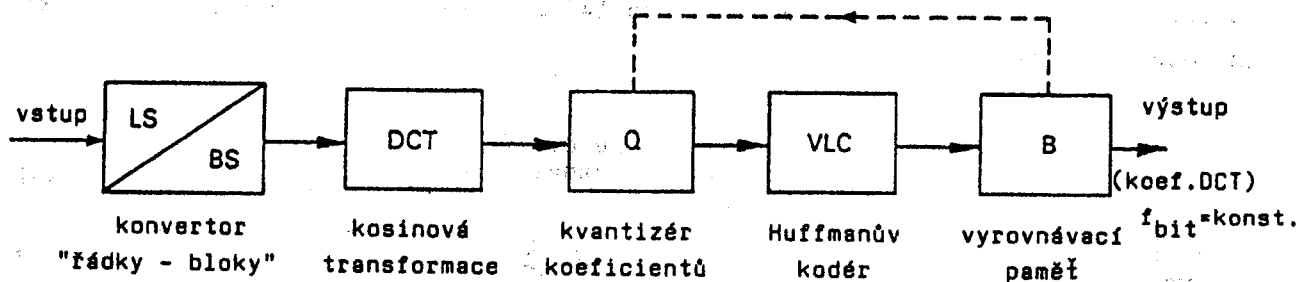
Kodek 216/34 Mbit/s (DCT)

Činnost tohoto kodeku je založena na diskretní kosinusové transformaci (DCT), jež patří mezi nejpopulárnější metody redukce bitové rychlosti videosignálů. Transformace DCT je podobná diskretní Fourierově transformaci DFT. V uvažovaném případě se DCT využívá tak, že se v kodéru k určitému bloku N vzorků signálu její aplikací určí N koeficientů a v této transformované oblasti se provede redukce bitové rychlosti; zpětnou transformací DCT, prováděnou na přijímací straně, se získá N původních vzorků. Redukce realizovaná v transformované oblasti je však velice účinná, neboť ve většině bloků jen relativně málo koeficientů má amplitudy, které se podstatně liší od nuly, a které je tedy nutné přenášet. Zanedbáním zbývajících koeficientů s velmi malými amplitudami, jichž je většina, se potom dosáhne v uvažovaném kodeku více než šestinásobného snížení bitové rychlosti (216 Mbit/s \rightarrow 34 Mbit/s).

Redukce bitové rychlosti je účinnější, provádí-li se nikoliv jednorozměrně (tedy např. na signálu jediného řádku), nýbrž v dvourozměrných blocích. V televizi jsou tyto bloky často tvořeny osmi řádky, z nichž každý poskytuje osm vzorků. Počet podstatných koeficientů se ovšem blok od bloku mění, proto je nutné k dosažení konstantní bitové rychlosti v přenosovém kanálu ukládat transformovaná data do vyrovnávací paměti.

Kodeky DCT (ale i kodeky DPCM) bývají často vybaveny kódovacím obvodem, který kóduje předtím kvantované vzorky, resp. koeficienty do kódových skupin (slov) o proměnné délce, tj. o proměnném počtu bitů. Přitom počet bitů přidělených určitému koeficientu závisí na pravděpodobnosti, s jakou lze očekávat jeho výskyt: koeficientům, jejichž amplitudy se vyskytují nejčastěji, jsou přiděleny nejkratší kódové skupiny, a naopak koeficientům, jejichž amplitudy jsou méně časté, jsou přiděleny delší kódové skupiny. Tento způsob kódování, nazývaný "entropické (Huffmanovo) kódování", nebo také kódování VLC (= Variable Length Coding), ovšem rovněž vyžaduje použití vyrovnávací paměti. Kompletní kodér DCT, používající navíc kódování s proměnnou délkou kódových skupin, je znázorněn na obr. 2.8.

Na vstupu dekodéru DCT přichází přijímaný signál do komplementární vyrovnávací paměti, která mění jeho konstantní bitovou rychlost na rychlost proměnnou, vyžadovanou následujícími dekódovacími obvody. V těchto obvodech se zpětnou transformací



Obr. 2.8 Základní provedení kodéru pro transformační kódování, využívající diskrétní kosinusovou transformaci DCT

DCT převedou koeficienty na původní vzorky. Z nich se potom již běžnými způsoby vytváří videosignál a dále i obraz, který se od originálu liší jen tím, že je v něm potlačena redundantní složka.

2.5. Různé formáty (kódy, časové průběhy) digitálních signálů

Digitální signály, které se vyskytují v kodéru zdroje nebo kodéru kanálu, resp. v odpovídajících dekodérech obecného schématu komunikačních systémů podle obr. 1.2, mohou mít různý formát (tj. různý časový průběh, resp. kód). V předchozím textu byl již zmíněn signál typu NRZ, tj. "signál bez průchodu nulou" (viz obr. 2.3c). Ten je obecně definován tak, že logické 1 odpovídá vyšší napěťové úroveň příslušného impulsu a logické 0 nižší úroveň, přičemž přechody mezi těmito úrovněmi jsou skokové. Mají-li obě uvažované úrovně stejnou polaritu, je tento signál označován jako unipolární, při opačné polaritě se jedná o signál polární. Tyto nejjednodušší varianty signálů bez průchodů nulou značíme dále symbolem NRZ-L (angl. Non Return to Zero-Level), tak aby je bylo možné odlišit od jiných variant, zmíněných dále.

Signály NRZ-L se používají velmi často, neboť svoji formou přímo odpovídají signálům vyskytujícím se v elementárních digitálních elektronických obvodech. Jejich hlavní nevýhodou je však to, že obsahují stejnosměrnou složku, a to nejen v případě signálů unipolárních, nýbrž i v případě signálů polárních - při delší sekvenci po sobě jdoucích jedniček nebo nul. Tuto složku může přenášet přímo v základním pásmu například metalický spoj, naproti tomu u optického spoje je její přenos již problematický. V radiovém kanálu je přímý přenos signálu NRZ-L samozřejmě nemožný, avšak i při použití nosných vln by zde uvedená složka mohla působit při některých typech modulací potíže. Signály NRZ-L mají ještě některé další nedostatky, a proto byly zavedeny do oblasti rádiové či jiné komunikace ještě další varianty digitálních signálů, které mohou být v určitých aplikacích výhodnější.

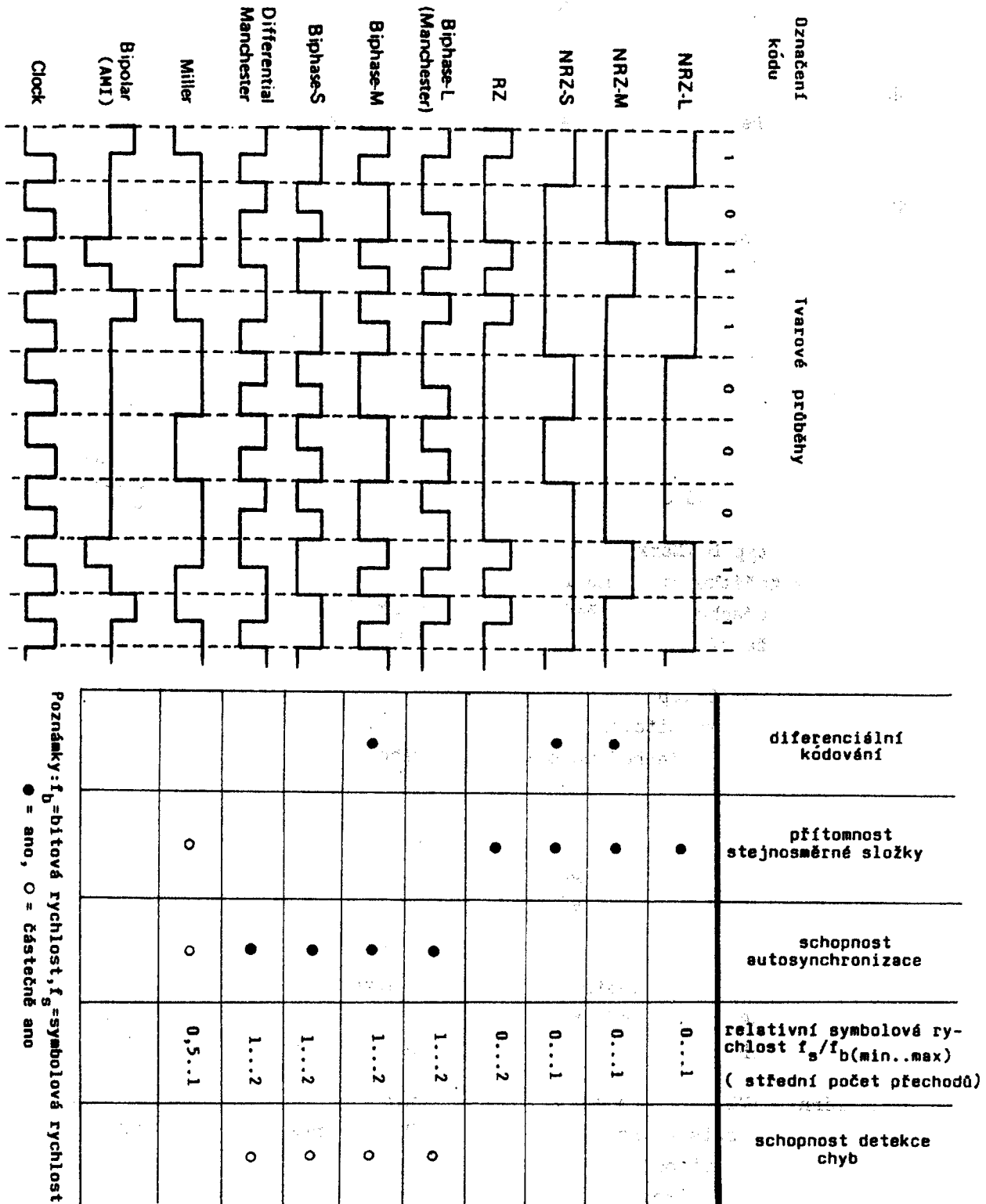
Nejčastěji se vyskytující formáty kódování digitálních signálů (nacházejících se v základním pásmu) jsou definovány v tabulce 2.1. Na obr. 2.9 jsou potom znázorněny příklady jejich časových průběhů s uvedením jejich originálních anglických názvů, případně symbolického označení (použití písmen "M" a "S" zde pochází vlastně již z počátků telegrafie, kde M = Mark značí "značku" a S = Space odpovídá "mezeře"). Na tomto obrázku jsou přehledně uvedeny jejich základní vlastnosti, které jsou formulovány na základě následujících hodnotících kritérií:

- **stejnoseměrná složka:** jelikož většina komunikačních kanálů není schopna přenášet ss složku, jsou k přenosu digitálních signálů v základním pásmu - a i na nosných vlnách - používány takové formáty kódování, které mají tuto ss složku nulovou, resp. velmi malou;

Tabulka 2.1 Nejčastěji používané formáty kódování digitálních signálů/definice/

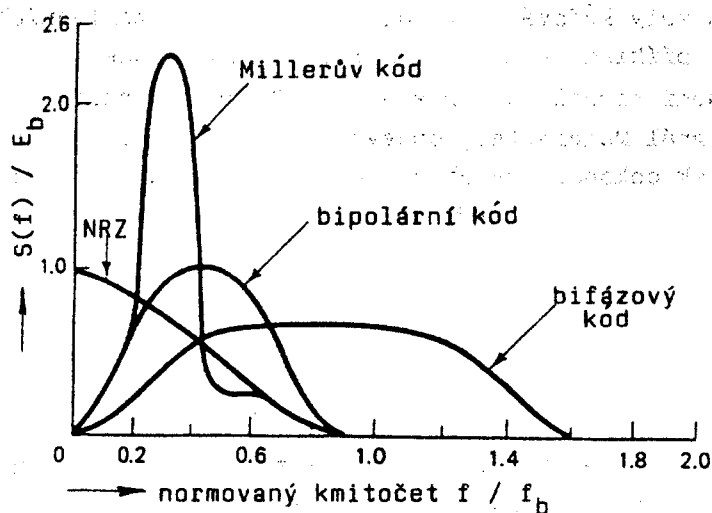
1. NRZ-L, tj. bez návratu k nule - typ L (Level)
1 = vysoké napěťová úroveň
0 = nízké napěťová úroveň
2. NRZ-M, tj. bez návratu k nule - typ M (Mark)
1 = přechod na začátku bitového intervalu
0 = žádný přechod
3. NRZ-S, tj. bez návratu k nule - typ S (Space)
1 = žádný přechod
0 = přechod na začátku bitového intervalu
4. RZ, tj. s návratem k nule
1 = impuls v první polovině bitového intervalu
0 = žádný impuls
5. Bifázový - typ L (Level), resp. Manchester
1 = přechod od vysoké úrovně k nízké, uprostřed bitového intervalu
0 = přechod od nízké úrovně k vysoké, uprostřed bitového intervalu
6. Bifázový - typ M (Mark)
Na začátku bitového intervalu je vždy přechod
1 = přechod uprostřed bitového intervalu
0 = žádný přechod uprostřed bitového intervalu
7. Bifázový - typ S (Space)
Na začátku bitového intervalu je vždy přechod
1 = žádný přechod uprostřed bitového intervalu
0 = přechod uprostřed bitového intervalu
8. Diferenciální Manchester
1 = žádný přechod uprostřed bitového intervalu
0 = přechod uprostřed
9. Miller (zpožděná modulace)
1 = přechod uprostřed bitového intervalu
0 = žádný přechod, následuje-li 1
přechod na konci bitového intervalu, následuje-li 0
10. Bipolární (AMI = Alternate Mark Inversion)
1 = impuls v první polovině bitového intervalu, s alternující polaritou
0 = žádný impuls

Poznámka: Pod pojmem "přechod" se rozumí změna úrovně oproti předchozímu stavu.

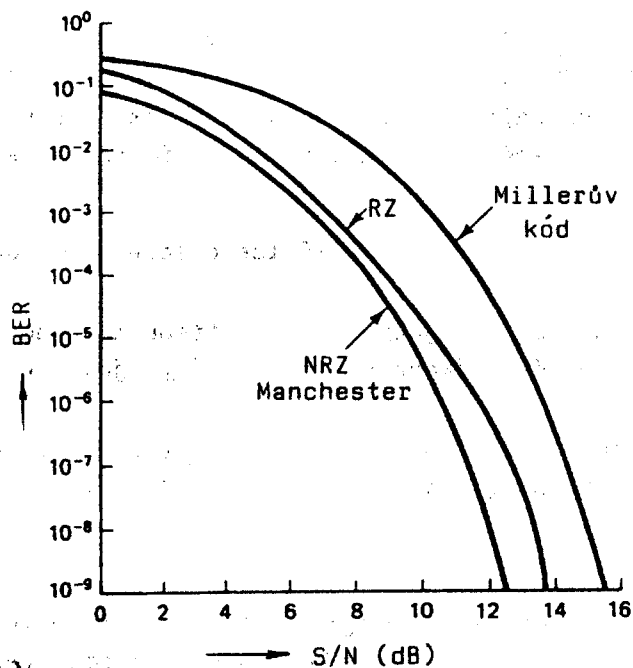


Obr.2.9 Nejčastěji používané formáty kódování digitálních signálů v základním kmitočtovém pásmu, používané v rádiové komunikaci (tvarové průběhy)

- schopnost extrakce časovací informace (samosynchronizace): některé formáty umožňují odvodit na přijímací straně časování (timing), resp. hodinové impulsy (clock) přímo z přenášeného datového signálu; to je ovšem výhodné, neboť zde odpadají problémy s přenosem hodinových impulsů od vysílače k přijímači;
- diferenciální kódování: u formátů s diferenciálním kódováním je informace o hodnotě datových bitů obsažena nikoliv v napěťové úrovni příslušných impulsů, nýbrž ve změně této úrovně vůči předchozímu stavu (předchozímu bitu). To například při špatném poměru signál/šum zmenšuje chybovost BER přenosu; v některých případech potom diferenciální kódování přímo vytváří již zmíněnou schopnost samosynchronizace;
- symbolová rychlost f_s - definovaná obvykle jako střední počet změn napěťových úrovní kódovaného signálu za jednu sekundu; v praxi se udává často poměrná symbolová rychlost f_s/f_b , kde f_b je bitová rychlost původního datového signálu; s růstem symbolové rychlosti rostou téměř přímo úměrně i nároky na přenosovou kapacitu, resp. šířku pásma přenosového kanálu;



a)



b)

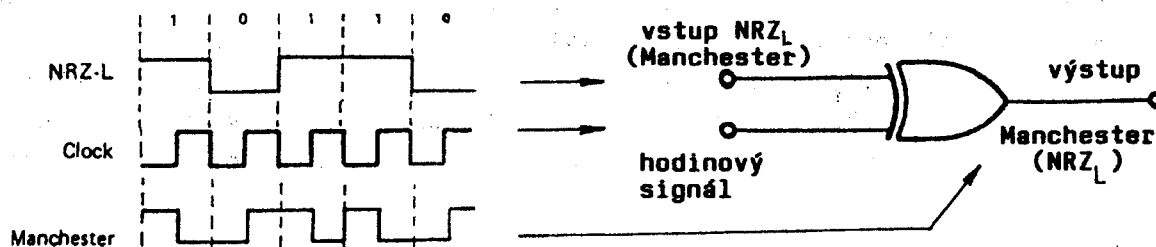
Obr. 2.10 a) Kmitočtové rozložení výkonové spektrální hustoty některých formátů digitálních datových signálů,
b) závislost chybovosti BER na poměru signál/šum

- schopnost detekce chyb: tato schopnost je velmi užitečná, neboť je např. u některých typů tzv. bezpečnostních kódů nutnou podmínkou pro to, aby následně mohla být provedena korekce chyb (viz čl. 2.6); kódy tohoto typu se nazývají detekční.

Další důležitou charakteristikou uvažovaných formátů je kmitočtové rozložení jejich výkonové spektrální hustoty, znázorněné na obr. 2.10a. Nejnáročnější na šířku pásma, potřebnou pro přenos podstatné části energie, jsou bifázové kódy ($> f_b$); kódy NRZ naproti tomu vystačí se šířkou pásma méně jak poloviční (cca $f_b/2$). Důležitá je rovněž chybovost BER v závislosti na poměru signál/šum = S/N , zobrazená na obr. 2.10b (dané závislosti platí za předpokladu, že v kanálu působí pouze bílý, aditivní gaussovský šum).

Z uvedeného přehledu je zřejmé, že výběr určitého formátu kódování pro jistou konkrétní aplikaci bude vždy kompromisem mezi celou řadou často protichůdných hledisek.

Z uvedeného přehledu je zřejmé, že výběr určitého formátu kódování pro jistou konkrétní aplikaci bude vždy kompromisem mezi celou řadou často protichůdných hledisek.



Obr. 2.11 Bifázový kodér/dekodér, určený pro převod formátů $\text{NRZ}_L \rightarrow \text{Manchester}$, resp. $\text{Manchester} \rightarrow \text{NRZ}_L$

Kodéry a dekodéry pro uvažované formáty kódování je možné vytvářet ze základních digitálních elektronických obvodů. Jako příklad je na obr. 2.11 znázorněn kodér, tvořený hradlem "exclusive-or", který vstupní signál NRZ_L převádí do formátu Manchester. Přivádí-li se naopak na vstup hradla signál Manchester, objevuje se na výstupu signál NRZ_L . Předpokladem správné funkce je však dokonalá synchronizace vstupních datových signálů se vstupním hodinovým signálem.

2.6. K ó d o v á n í k a n á l u

2.6.1. Z á k l a d n í p o j m y

U digitálních komunikačních systémů, určených pro přenos telefonních hovorových signálů apod., jsou požadavky na maximální přípustnou chybovost mírné ($\text{BER} = 10^{-3} \dots 10^{-4}$). Naproti tomu například systémy pro přenos signálů televize HDTV nesmí mít chybovost BER horší než 10^{-10} až 10^{-11} , systémy pro přenos dat mezi počítači jsou potom ještě náročnější. Uvedené požadavky však nelze splnit ani při použití nejdokonalějších metod modulace a účinných metod demodulace přijímaných signálů. Situaci lze v takových případech zlepšit jedině aplikací vhodných způsobů detekce a pokud možno i automatické korekce chybně přijímaných dat, která ovšem musí být předtím náležitě upravena v kodéru kanálu vysílače.

Kódy používané při zpracování a přenosu digitálních signálů lze obecně dělit do dvou základních skupin:

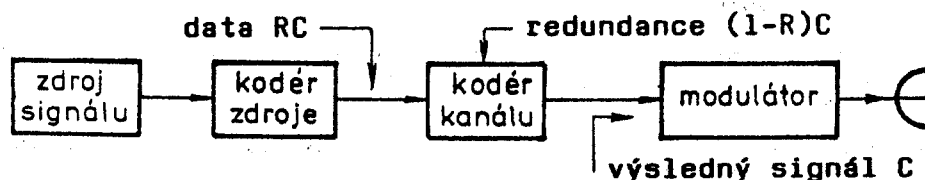
- Obyčejné kódy, které neumožňují detekci ani korekci jakýchkoliv - třeba i jednoduchých - chyb; sem patří především rovnoměrné dvojkové n-prvkové kódy, jako je např. přímý dvojkový kód, váhové kódy apod.
- Zabezpečovací (bezpečnostní) kódy, vyznačující se schopností detekovat a případně i korigovat chyby vznikající při přenosu. V dalším věnujme pozornost již jen této kategorii.

Důležitým parametrem zabezpečovacích kódů je jejich účinnost (rychlost). Při definici této veličiny vycházejme z obr. 2.12, kde je znázorněna vysílací část obecného schématu komunikačního systému podle obr. 2.1. Z výstupu kodéru kanálu zde vychází proti chybám zabezpečený ("ošetřený") binární signál, jenž má výslednou bitovou rychlost C (která je ovšem vždy menší než přenosová kapacita systému určená vztahem (1.1)). Tento signál se skládá z datového "informačního" signálu přicházejícího

z kodéru zdroje - o bitové rychlosti RC , k němuž se právě v kodéru kanálu přidává "zabezpečovací" redundantní signál o bitové rychlosti $(1 - R)C$, takže zřejmě platí relace

$$RC + (1 - R)C = C, \quad 0 \leq R \leq 1, \quad (2.6)$$

příčemž R je účinnost (efficiency), resp. rychlost (rate) uvažovaného kódu. Ta je tedy zřejmě určena jako poměr bitové rychlosti RC informačního digitálního signálu (informačních bitů) vstupujícího do kodéru kanálu a bitové rychlosti C digitálního signálu (kanálových bitů, resp. symbolů) z tohoto kodéru vycházejících.



Obr. 2.12 Definice účinnosti (rychlosti) kódů, používaných v kodéru kanálu ke zmenšení chybovosti přenosu

Jiným užitečným parametrem kodéru kanálu je tzv. zisk kódování (coding gain) G_{cod} , který je definován jako v decibelech vyjádřený rozdíl kódovaného a nekódovaného poměru energie E_b , připadající na jeden informační bit, ku šumové spektrální hustotě N_0 , a to při určité chybovosti BER. Tento parametr je velice užitečný, neboť poskytuje bezprostřední informaci o tom, jak použitý způsob kódování uvolňuje energetickou bilanci daného systému (tj. jak například při dané chybovosti snižuje energii E_b na informační bit apod.).

Korekce chyb však není ani u složitých zabezpečovacích kódů naprosto dokonalá. Výsledná chybovost zabezpečeného přenosu, označovaná jako zbytkové chybovost, je ovšem vždy menší než u přenosu, který zabezpečen z těchto hledisek není.

Základním principem, který umožňuje dosáhnout snížení chybovosti přenosu digitálních dat, je zavedení definované redundance (nadbytečnosti) do přenášeného signálu. To se uskutečňuje vkládáním určitých doplňujících zákonitostí do tohoto signálu, jejichž případné nesplnění potom umožňuje na přijímací straně identifikaci a eventuálně i opravu chyby. Zavedením takových doplňujících zákonitostí se však rozšíří posloupnost vysílaných informačních bitů, resp. symbolů o další pomocné kontrolní (zabezpečovací) bity, resp. symboly. To má potom za následek například prodloužení doby přenosu určitého objemu informací, nebo rozšíření šířky pásma přenosového kanálu ap. Nemá-li k těmto nežádoucím jevům docházet, je možné přejít na spektrálně účinnější modulační způsoby (s většími počty stavů), které ovšem zase vyžadují větší poměry signál/šum. Komplexní řešení problému kódování kanálu je tedy zřejmě složité.

2.6.2. Klasifikace zabezpečovacích kódů

Zabezpečovací kódy je možné třídit podle různých hledisek. Podle stupně zabezpečení dělíme tyto kódy na:

a) Detekční (zjišťovací) kódy, které umožňují pouze detekovat chybnou kódovou skupinu nebo blok, avšak nečlovoují zjistit konkrétní chybné prvky (bity) ani zajistit jejich opravu. Chybné kódové skupiny nebo bloky se potom zpravidla z přijímané zprávy vyřadí, čímž dochází k určitým ztrátám v přenášených informacích. Použití samotných detekčních kódů je proto oprávněné pouze v některých případech, např. při přenosu údajů, které se mění jen relativně pomalu.

b) Korekční (opravné) kódy, které umožňují určit polohu chybného bitu v zabezpečené kódové skupině nebo bloku; tento bit je potom možné automaticky opravit, a to pouhou záměnou za druhý binární prvek (nulu za jedničku, resp. jedničku za nulu). Přitom nedochází ke ztrátě informace v přenesené zprávě. Realizace takového zabezpečení je však složitější. Proti detekčním kódům vyžaduje větší počet kontrolních bitů, což dále zvyšuje redundanci kódu a snižuje účinnost přenosu. Tato nevýhoda se zmenšuje s rostoucím počtem zabezpečovaných informačních bitů, a je proto výhodnější zabezpečovat delší bloky.

Podle způsobu vkládání zabezpečovacích kontrolních bitů můžeme zabezpečovací kódy rozdělit na dvě skupiny:

a) Blokové kódy - charakterizované tím, že kódování a dekódování probíhá nezávisle po jednotlivých blocích nebo kódových skupinách.

b) Spojité (rekurentní, řetězové) kódy - charakterizované tím, že kontrolní bity se vkládají do posloupnosti informačních bitů. Nerozlišují se zde tedy bloky nebo kódové skupiny.

Z hlediska způsobu vkládání kontrolních bitů lze blokové kódy rozdělit opět do dvou skupin:

a) Systematické (rozdělitelné) kódy - charakterizované předem danými místy informačních a kontrolních bitů v zabezpečeném bloku nebo v kódové skupině.

b) Nesystematické (nerozdělitelné) kódy, které nemají oddělitelné kontrolní bity. Zabezpečení je dosaženo zkrácením kódu, nebo volbou vhodné struktury kódových složek.

Ze systematických kódů je možné ještě vydělit lineární kódy. Jsou charakterizovány tím, že součet modulo 2 libovolných dvou nebo více kódových skupin dává skupinu patřící do tohoto kódu. Všechny blokové lineární dvojkové kódy se také nazývají grupové kódy.

Řada bezpečnostních kódů patří do skupiny algebraických kódů, které se vyznačují tím, že jejich zabezpečení při kódování a detekci nebo opravu chyb při dekódování lze matematicky vyjádřit teorií algebraických systémů apod.

Účinnost zabezpečení jednotlivých bezpečnostních kódů nebo metod je značně závislá na četnosti a rozdělení chyb, vznikajících při přenosu kanálem. Podle charakteru rozdělení se rozlišují dva typy chyb:

a) Ojedinelé (nezávislé) chyby, jejichž výskyt v jednotlivých kódových skupinách nebo zvolených blocích je statisticky nezávislý.

b) Shluky chyb, jejichž výskyt souvisí s korelací rušivého procesu. Shluk (burst) chyb je charakterizován intervalem, ve kterém se chybovost náhle mnohonásobně zvýší proti úseku s ojedinelými chybami. Shluky chyb se obvykle specifikují třemi parametry:

- pravděpodobností výskytu shluku chyb;
- pravděpodobností chyby v intervalu shluku;
- rozdělením pravděpodobností výskytu shluku chyb v závislosti na délce shluku.

2.6.3. Dva základní typy digitálních komunikačních systémů se zabezpečením přenosu

Komunikační systémy se zvětšenou spolehlivostí, resp. se zmenšenou chybovostí přenosu, lze dělit do dvou základních tříd:

1. Komunikační systémy se zpětným kanálem, nazývané také systémy se zpětnou vazbou, u nichž je kromě hlavního kanálu - přenášejícího užitečnou informaci od vysílače k přijímači - vytvořen ještě kanál zpětný. Tento zpětný kanál je využíván právě ke snížení chybovosti přenosu; má-li stejnou kapacitu jako hlavní kanál, označuje se jako rychlý, je-li jeho kapacita podstatně menší, nazývá se kanál pomalý.

2. Komunikační systémy bez zpětného kanálu, tj. bez zpětné vazby, u nichž je zvýšení spolehlivosti přenosu dosaženo pouze použitím vhodných detekčních a případně i korekčních kódů.

ad 1) Komunikační systémy se zpětným kanálem jsou dvojího typu:

a) Systémy, u nichž jsou přenášené informační datové signály kódovány vhodným detekčním kódem (obr. 2.9); v literatuře se označují též jako systémy s rozhodovací zpětnou vazbou, nebo jako systémy s automatickou žádostí opakování (angl. ARQ = Automatic Request for Repetition). Datové signály jsou u nich vysílány po blocích. Při zjištění chyby vyšle přijímač zpětným kanálem k vysílači žádost (povel) k opakovanému vyslání příslušného bloku. Zpětný kanál přenáší jen potvrzovací signály a proto může být pomalý, což je výhodné. Naopak nevýhodou této metody je to, že nejsou opraveny chyby, které použitý detekční kód nedokáže detekovat. Proto je zde nutné pečlivě volit vhodný typ kódu, a to především s ohledem na charakter rozložení chyb (ojedinělé ~shluky).

b) Systémy přenášející datové signály v obyčejných kódech nazýváme také systémy s informační zpětnou vazbou. U nich jsou data vysílána opět po blocích, které jsou v přijímači ukládány do paměti a současně vysílány zpětným kanálem k vysílači. Na vysílací straně se tato zpětně přijatá data porovnávají s vysílanými. Není-li zjištěna chyba, vyšle vysílač pokyn k uvolnění dat uložených v paměti přijímače a pokračuje ve vysílání dalšího bloku.

Je-li zjištěna chyba, opakuje vysílač vyslání bloku. Nevýhodou je, že tento způsob vyžaduje zpětný kanál, jehož přenosová rychlost je stejná s rychlostí dopředného kanálu. Nedostatkem je také možnost zbytečného opakování zprávy, jestliže vznikne chyba ve zpětném kanálu. Tato koncepce je však naopak výhodná v tom, že nevyžaduje zabezpečení vysílaných dat detekčním nebo zabezpečovacím kódem, neboť o chybě se rozhoduje na vysílací straně - na základě porovnání přijaté a vyslané zprávy.

Komunikační systémy se zpětným kanálem se úspěšně uplatňují v těch případech, kdy pro většinu provozního času je přenos vyhovující a jen občas se objeví shluk chyb, který znemožňuje správnou detekci přijímaného signálu. Takové vlastnosti mají například rádiové systémy pracující ve vysokofrekvenčních pásmech, dále systémy pro spojení s mobilními objekty, telefonní systémy apod.

ad 2) Komunikační systémy bez zpětného kanálu jsou oproti první kategorii z hlediska nároků na celkovou šířku pásma přenosového kanálu zřejmě úspornější. Účinnost zabezpečení přenosu je však u nich obecně menší. Mohou pracovat s vhodným detekčním, resp. i s korekčním kódem. Používají se v těch případech, kdy není možné - nebo je obtížné realizovat zpětný kanál. Takové situace se mohou vyskytnout například v družicové komunikaci, u některých pozemských mobilních radiokomunikačních služeb apod.

V praxi je možné využívat nejen jednoho nebo druhého systému individuálně, nýbrž lze vytvářet také systemy hybridní. Ty jsou opodstatněné tehdy, kdy aplikace buď jednoho nebo druhého principu na potřebné snížení chybovosti nestačí, nebo je zbytečně předimenzovaná. Potom je například možné, aby v případech, kdy je s vysokou pravděpodobností zajištěna potřebná korekce chyb (užitím vhodného zabezpečovacího kódu), systém pracoval bez zpětného kanálu. Jestliže se potom tato pravděpodobnost sníží, zpětný kanál se vytvoří a vysílač opakuje vysílání chybných bloků.

2.6.4. Konkrétní příklady zabezpečovacích kódů

V telekomunikační technice se používá celá řada detekčních a korekčních kódů. Při výběru určitého z nich je nutné přihlédnout především k požadovanému stupni zabezpečení a rozhodnout, zda postačí pouhá detekce chyb, nebo zda je žádoucí i jejich oprava. Dále je nutné vzít v úvahu charakter rozložení chyb (chyby ojedinělé nebo shluky), důležitá je přípustná redundance kódu a jeho zisk, v neposlední řadě je potom nutné posoudit i technicko-ekonomické parametry uvažovaného typu kódování.

V tomto článku jsou stručně popsány některé zabezpečovací kódy a metody zvýšení spolehlivosti přenosu. Tento popis není systematickým zpracováním dané problematiky, nýbrž má pouze ilustrovat obecné poznatky uvedené v předchozích člancích.

Metoda opakovaného vysílání

Přenos je možné snadno zabezpečit metodou opakovaného vysílání jednotlivých bitů, resp. symbolů, nebo kódových skupin (tato metoda tedy není kódováním ve smyslu definovaném výše). Na přijímací straně se přijaté zpráva vyhodnocuje na principu výskytu většiny. Aby se odstranila neurčitost vyhodnocení, volí se lichý počet opakování. Nevýhodou je značné prodloužení doby přenosu.

Jednoduché paritní kódy

Snadno realizovatelné a v praxi často užívané jsou paritní kódy. Tzv. jednoduché paritní kódy patří do skupiny detekčních systematických kódů.

Zabezpečení paritou spočívá v doplnění jednotlivých bloků nebo kódových skupin jedním kontrolním (paritním) bitem e , který je volen tak, aby doplňoval uvažovaný blok nebo kódovou skupinu na sudý počet jedniček - což je tzv. sudá parita. Např. kódová složka $1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$ bude po zabezpečení sudou paritou ve tvaru $1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$ (paritní prvek může být umístěn na začátku nebo na konci skupiny). Kontrolní bity je možné volit také jako doplněk na lichý počet jedniček (lichá parita). Předcházející kódová složka pak bude mít tvar $0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$. Zabezpečení lichou paritou je v některých případech výhodnější, neboť může zlepšit synchronizační vlastnosti signálu.

Označí-li se informační bity kódové skupiny b_1, b_2, \dots, b_k , může se kontrolní bit e při sudé paritě stanovit jako součet modulo 2 všech informačních bitů

$$e = b_1 \oplus b_2 \oplus \dots \oplus b_k \quad (2.7)$$

Ověření správnosti přijaté zabezpečené skupiny se provádí na přijímací straně vytvořením kontrolního součtu přijatých bitů podle relace

$$s = e' \oplus b_1' \oplus b_2' \oplus \dots \oplus b_k' \quad (2.8)$$

Nejsou-li v přijaté skupině chyby, je na pravé straně rovnice (2.8) vždy sudý počet prvků 1, takže kontrolní součet $s = 0$. Tento stav se zřejmě nezmění při jakémkoliv

sudém počtu chyb. Proto každý obyčejný kód, který byl zabezpečen jednoduchou paritou, umožňuje detekovat pouze lichý počet chyb v zabezpečeném bloku.

Dokonalejšího zabezpečení přenosu je možné dosáhnout kódy s tzv. vícenásobnou paritou.

Binární systematické kódy

Tyto kódy patří do skupiny blokových kódů a označují se též jako kódy (n, k) . Mohou provádět detekci nebo korekci nezávislých chyb. Vytvářejí se posloupnostmi k informačních bitů b_i , které jsou doplněny počtem r kontrolních (zabezpečovacích) bitů e_j . Výsledná skupina $n = k + r$ bitů vytváří zabezpečený blok $B = (e_1 e_2 \dots e_r b_1 b_2 \dots b_k)$; přitom bity e_j, b_i mají hodnotu 0 nebo 1.

Zabezpečení je zde dosaženo na základě vlastností tzv. zkráceného binárního kódu. Připomeňme, že zkrácený kód je takový, který například ze tří bitů nevytváří všech $2^3 = 8$ možných kódových skupin C_i :

$$\begin{array}{cccc} C_1 = 000 & C_2 = 001 & C_3 = 010 & C_4 = 011 \\ C_5 = 100 & C_6 = 101 & C_7 = 110 & C_8 = 111 \end{array} \quad (2.9)$$

nýbrž jen skupiny čtyři

$$C_2 = 001 \quad C_3 = 010 \quad C_5 = 100 \quad C_8 = 111 \quad (2.10)$$

kteřé se vzájemně liší nejméně na dvou místech. Počet odlišných míst, ve kterých se liší dvě kódové skupiny, se obecně nazývá Hammingova vzdálenost. Libovolné dvě skupiny (2.10) tedy mají tuto vzdálenost zřejmě 2. Jestliže se potom v přijatém signálu vyskytne při použití uvedeného zkráceného kódu bitová skupina, které do něj nepatří (např. 101), přijímač ji hodnotí jako chybnou, resp. může v této skupině detekovat jednu chybu.

Kdyby se redukovalo původních osm skupin pouze na skupiny dvě, které by se lišily dokonce na třech místech (a měly by tedy Hammingovu vzdálenost 3), zabezpečovací vlastnosti takto zkráceného kódu by se dále zlepšily. Dovolnými kódovými skupinami, splňujícími uvedenou podmínku, by mohly být například skupiny

$$C_3 = 010 \quad C_6 = 101 \quad (2.11)$$

Takový kód by potom poskytoval dvě možnosti zabezpečení:

- detekovat jeden nebo dva chybné bity ve skupině, neboť v obou případech vznikne vždy zakázaná kódová skupina;
- opravit jednu chybu ve skupině za předpokladu, že je v této skupině pouze tato jediná chyba.

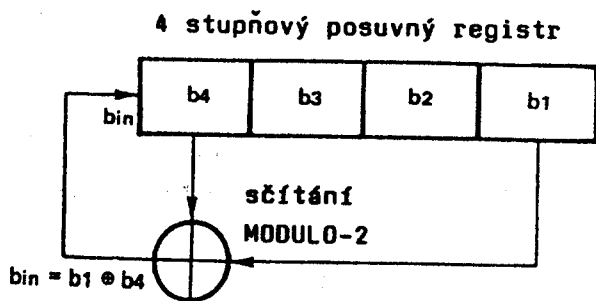
Z uvedeného konkrétního příkladu lze vyvodit obecný závěr, že čím větší je zkrácení kódu (tj. čím větší je jeho Hammingova vzdálenost), tím lepší jsou jeho zabezpečovací vlastnosti. Připomeňme, že zkrácené kódy jsou základem všech zabezpečovacích blokových kódů.

Jedněmi z nejznámějších binárních systematických kódů jsou kódy Hammingovy, které korigují každou jednotlivou chybu v bloku, a popřípadě detekují ještě další chyby v tomto bloku.

Cyklické blokové kódy

Často používanou kategorií blokových kódů jsou cyklické kódy, které poskytují dokonalejší zabezpečení přenosu než např. zmíněné Hammingovy kódy. Cyklické blokové

kódy lze generovat pomocí posuvného registru se zpětnou vazbou. Příklad čtyřbitového registru pro tuto aplikaci je na obr. 2.13. Jeho činnost je následující: digitální informační signál, který má být přenesen, je členěn do čtyřbitových segmentů. Každý segment je vložen do registru, který je pomocí hodinových impulsů 15krát posunut. Patnáct bitů vystupujících přitom z jeho pravého stupně je potom přeneseno jako blok, resp. kódové slovo, k přijímači. Tato 15bitová slova jsou pro všechny možné 4bitové segmenty uvedena v tabulce 2.3.



Obr. 2.13 Posuvný registr se zpětnou vazbou

Uvedený kód se označuje jako kód (15, 4), neboť v každém 15bitovém kódovém slově jsou obsaženy čtyři informační bity. Obecně je potom možné s k-bitovým registrem generovat kódy (M - 1, k), přičemž $M = 2^k$.

Metody dekódování těchto kódů

jsou založeny na jejich inherentních schopnostech provádět korekci chyb, jejichž rozbor však již přesahuje rámec tohoto článku. Nejjednodušší z uvažovaných metod porovnává každé přijaté kódové slovo se všemi možnými slovy (v počtu M), z nichž vybere právě to, které se od přijatého nejméně liší (tj. má od něj nejmenší Hammingovu vzdálenost). V příkladu uvedeném v tabulce 2.3 potom první čtyři bity v kódovém slově již přímo odpovídají přeneseným informačním bitům.

Konvoluční kódy

Na obr. 2.14a) je znázorněn kodér pro konvoluční kódování. Informační bity zde plynule vcházejí do levého stupně posuvného registru. Pro každý nový informační bit je vypočten paritní bit, a to pomocí relace

$$P_t = i_t \oplus i_{t-1} \oplus i_{t-4} \oplus i_{t-6} \quad (2.12)$$

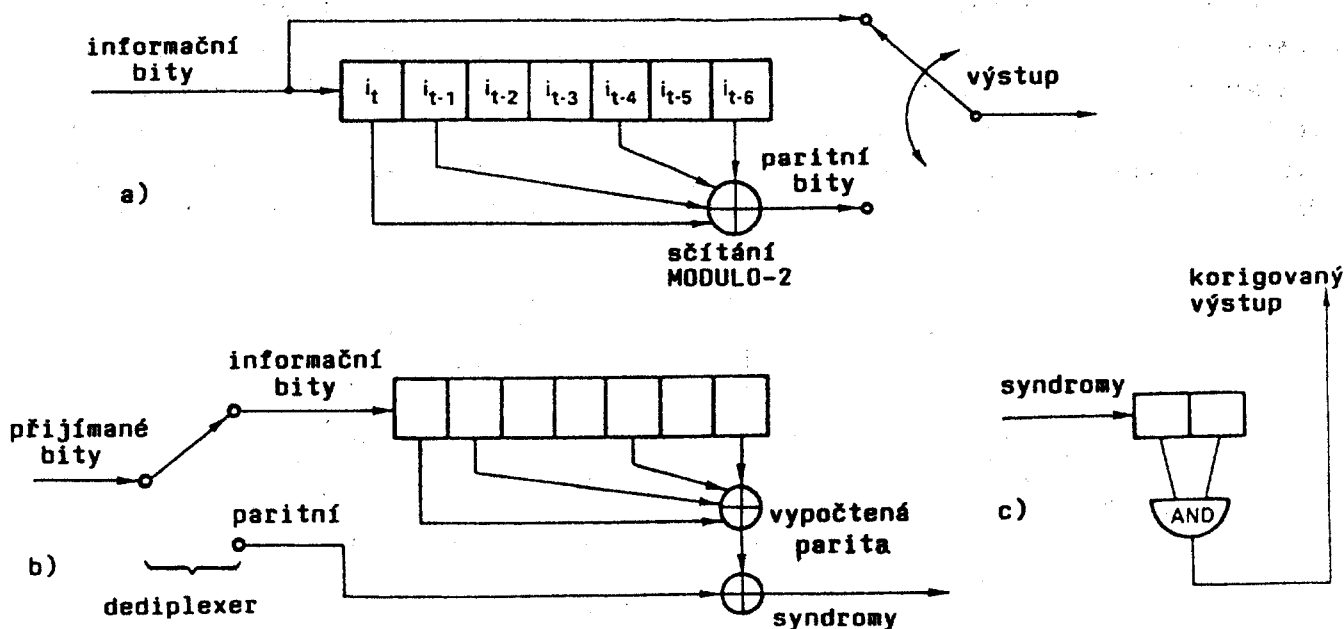
Tento paritní bit je tedy zřejmě určen z právě probíhajícího bitu a tří bitů předchozích. Přenosovým kanálem jsou přeneseny informační a paritní bity ve střídajícím se pořadí. Kód generovaný tímto způsobem se nazývá konvoluční kód s rychlostí 1/2: konvoluční proto, že paritní sekvence je konvolucí informační sekvence s impulsní odezvou 1.1.0.0.1.0.1 modulo 2; rychlost 1/2 potom vyjadřuje skutečnost, že na jeden informační bit připadají dva bity přenesené.

Způsob dekódování tohoto kódu je složitý. Spočívá v tom, že z přijímaných informačních a paritních bitů se pomocí obvodu podle obr. 2.14b) vytvářejí tzv. syndromy, z nichž lze obvodem podle obr. 2.14c) odvodit korigovaný výstupní signál, a

Tabulka 2.3 Čtyřbitové segmenty informačních bitů a jim odpovídající patnáctibitové kódová slova

informační bity	kódové slovo
0000	000000000000000
0001	000111101011001
1000	100011110101100
0100	010001111010110
0010	001000111101011
1001	100100011110101
1101	110010001111010
0110	011001000111101
1011	101100100011110
0101	010110010001111
1010	101011001000111
1101	110101100100011
1110	111010110011001
1111	111101011001000
0111	011110101100100
0011	001111010110010

to s korekcí jedné chyby. Existují obvody i pro korekci dvou chyb, avšak ty jsou podstatně složitější.



Obr. 2.14 Konvoluční kódování: a) kodér; b) obvod pro vytváření syndromů; c) obvod pro transformaci syndromů na výstupní signál s korekcí jedné chyby

Kódy pro kanály v nichž působí shluky chyb

V rádiových kanálech určených pro pozemskou mobilní rádiovou komunikaci, v digitálních telefonních systémech apod., se vyskytují nejen ojedinělé chyby, nýbrž i shluky více chyb. Většina z výše uvedených kódů však nedokáže tyto shluky korigovat. Jednou z možností řešení uvažovaného problému je metoda tzv. prokládání (angl. interleaving), kterou si probereme podrobněji.

Předpokládejme, že shluky chyb v přenášeném signálu mají průměrnou délku (tj. počet bitů) B , přičemž jsou vzájemně odděleny tzv. bezpečnostní bezchybnou mezerou o délce G . V některých případech lze lokalizovat polohu chybné skupiny a to např. monitorováním intenzity přijímaného signálu; u systémů se zpětným kanálem je potom možné žádat opakované vysílání chybami postižené skupiny.

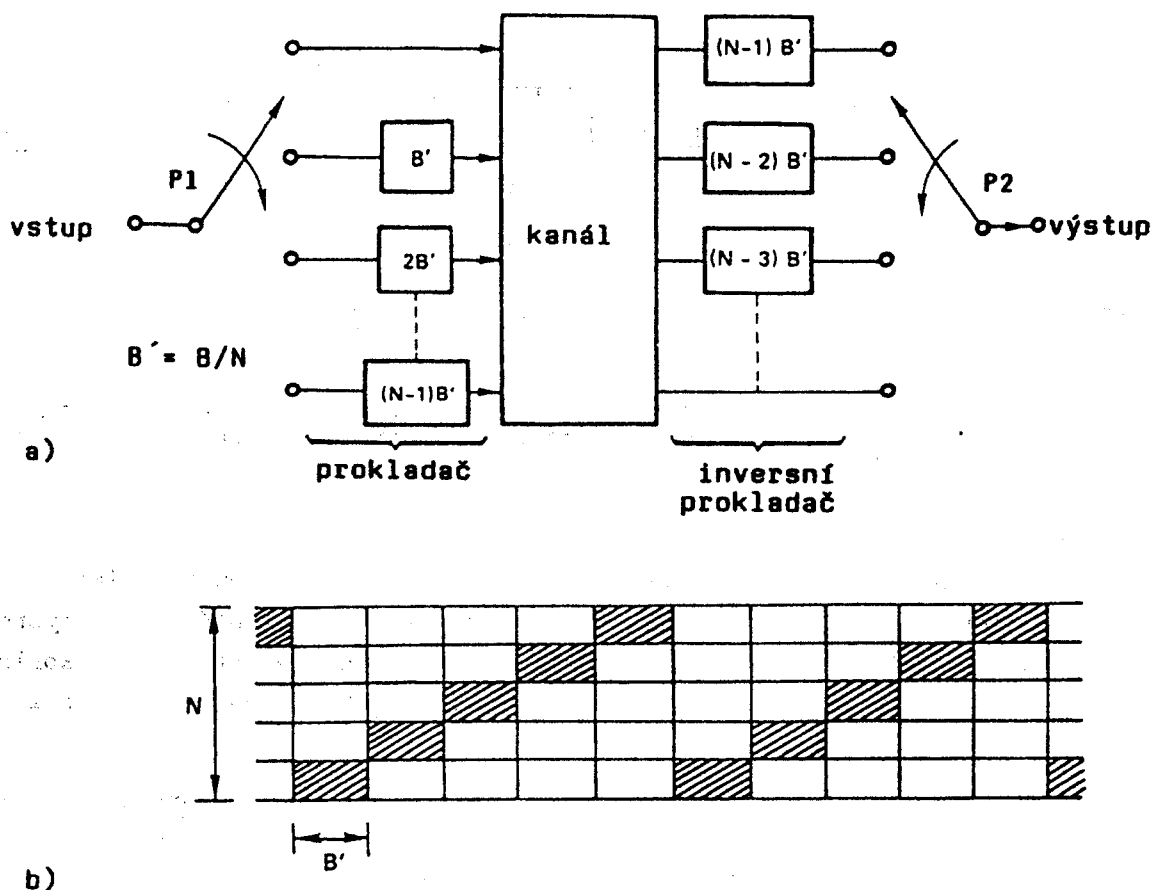
Vzhledem k tomu, že z celkového počtu $(G + B)$ bitů může být korigováno nejvýše B bitů, nemůže teoretická přenosová kapacita C_B kanálu postiženého shluky chyb přesáhnout podíl $G/(G + B)$ přenosové kapacity C kanálu nezatíženého těmito shluky chyb; platí tedy relace

$$C_B \leq \frac{G}{G + B} C \quad (2.13)$$

Uvedenou hranici nelze překročit ani v tom případě, kdy daný komunikační systém má k dispozici zpětný kanál.

Kódy pro korekci shluků chyb jsou účinné tehdy, používají-li "ošetřené" kódové cykly o relativně velké délce, řádu $(G + B)$ bitů (v praxi stovek až tisíc bitů). Jedině v tomto případě je totiž zprůměrováno náhodné kolísání vlastností uvažovaného přenosového kanálu, projevující se ve fluktuacích veličin B a G apod. (naproti tomu kódy pro korekci ojedinělých chyb používají cykly mnohem kratší, čímž minimalizují pravděpodobnost mnohonásobných chyb uvnitř kódových slov).

Jednou z nejčastějších metod pro korekci shluků chyb je metoda prokládání, realizovaná nejčastěji pomocí blokových prokládacích obvodů (prokladače a inverzního prokladače). U jejich nejjednodušší varianty se přenášené bity vkládají ve vysílači po řádcích do prokládací matice $B \times N$, z této matice se čtou po sloupcích a dále přenášejí komunikačním kanálem. V přijímači se pomocí téže matice - avšak s vkládáním přijatých bitů po sloupcích a čtením po řádcích - získá původní bitová sekvence. Je-li v kanálu postižen chybou shluk bitů, nebudou již chybné bity v této sekvenci vlivem popsaného postupu umístěny vedle sebe, nýbrž dojde k jejich rozptýlení. Potom je lze však snadno dále korigovat vhodným kódem, schopným opravovat oječinělé chyby.



Obr. 2.15 a) Korekce shluků chyb založená na metodě prokládání;
 b) shluky chyb $B' = B/N$ bloků oddělené bezpečnostními mezerami $(N - 1)B'$ bloků, objevující se na N paralelních výstupech inverzního prokladače

Podstatně efektivnější metoda prokládání je znázorněna na obr. 2.15a). Bity, které mají být proloženy, jsou rozčleněny přepínačem P_1 do N paralelních bloků. Je-li doba trvání jednoho bitu t_N , je určitý i -tý bit v každém bloku zpožděn o čas $t_N [(i - 1)NB]$, a to pomocí $(i - 1)B/N$ stupňového posuvného registru, časovaného jedním hodinovým impulsem během každého časového intervalu Nt_N . Výstupní bity prokladače se dále převedou z paralelní podoby do sériové a poté se již přenášejí kanálem.

Na přijímací straně se sériový bitový tok zpětně rozčlení do N paralelních bloků. Oba zmíněné převody (P/S a S/P) lze realizovat přepínači, pracujícími v synchronismu s přepínači P_1 a P_2 (tyto přepínače však nejsou na obr. 2.15a) zakresleny). Dále se i -tý bit v každém bloku zpozdí o čas $t_N [(N - i)B/N]$. Potom shluk chyb, který postihne B/N nebo méně bloků, prochází obvody inverzního prokladače

takovým způsobem, že ovlivní pouze jeden z celkového počtu N paralelních výstupů tohoto prokladače. Opakující se shluky chyb, oddělené bezpečnostní mezerou o délce nejméně $(N - 1)B/N$ bloků (a tedy $(N - 1)B + N - 1$ bitů), pak postihne jen N výstupů inverzního prokladače. U tohoto systému zřejmě rovněž dochází k rozproštění bitů původně náležejících do jediného shluku. Jejich korekci lze tedy opět provést pomocí některého kódu, určeného pro zpracování ojedinělých chyb.

2.7. Základní parametry diskretních modulací s nosnými vlnami

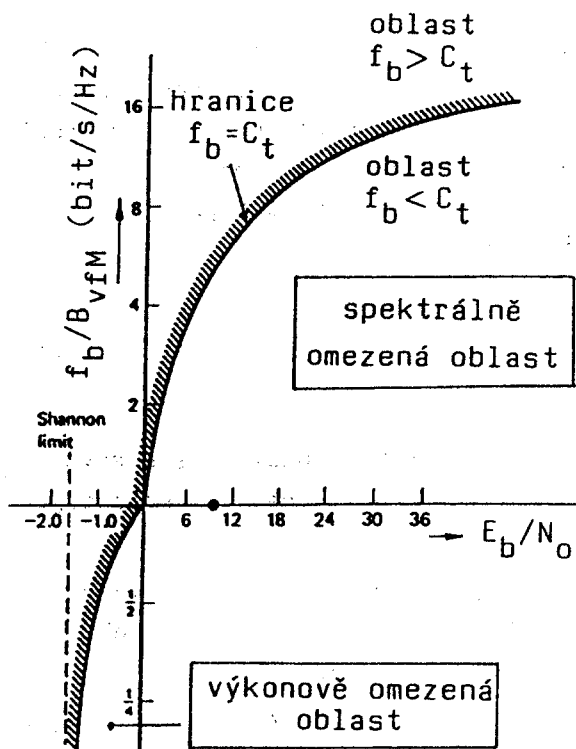
V článku 2.2 jsou stručně popsány hlavní typy diskretních modulací s nosnými vlnami. Uvedme si dále v přehledu některé základní parametry, které charakterizují funkci komunikačních systémů využívajících tyto modulační metody.

- Poměr nosná/šum = C/N je poměr středního výkonu modulované nosné vlny C (tedy samotné nosné a přidružených postranních pásem) ku střednímu výkonu termického šumu $N = N_0 B_{\text{vf}}$, kde N_0 je spektrální výkonová hustota šumu.
- Energie nosné vlny E_b připadající na 1 bit informace; při bitové rychlosti datového signálu f_b je zřejmě energie $E_b = C/f_b$.
- Normovaný poměr nosná/šum = E_b/N_0 je poměr energie nosné vlny E_b , připadající na 1 bit informace, ku spektrální výkonové hustotě šumu N_0 ; tato veličina závisí na bitové chybovosti BER (definované déle), takže údaje o jejích číselných hodnotách by měly být vždy doplněny konkrétními hodnotami příslušné chybovosti BER.
- Energetická účinnost η_e je určena jako poměr spektrální hustoty šumu ku energii nosné na 1 bit E_b , tedy $\eta_e = N_0/E_b$; tato veličina opět závisí na přípustné chybovosti systému BER, přičemž se zřejmě rovná reciproké hodnotě normovaného poměru nosná/šum.
- Spektrální účinnost η_s je rovna poměru bitové rychlosti datového signálu f_b ku vř šířce pásma B , tedy $\eta_s = f_b/B$ (veličina B je obvykle definována jako tzv. "mezifrekvenční" šířka pásma, určená pásmovými propustmi za modulátorem, v literatuře se však objevují i jiné definice).
- Bitová chybovost $P_e = \text{BER}$ (Bit Error Rate) je poměr počtu chybně přijatých datových bitů ku celkovému počtu bitů přenesených během daného časového intervalu (obvykle během 1 sekundy).
- Symbolová chybovost P_s (Symbol Error Rate) je poměr počtu chybně přijatých datových symbolů ku celkovému počtu symbolů přenesených během daného časového intervalu (1 sekundy).

Mezi některými z uvedených parametrů existují vzájemné početní relace. Důležitá je například relace mezi energetickou účinností η_e a spektrální účinností η_s . Tu lze odvodit ze vztahu (1.1) pro přenosovou kapacitu C komunikačního systému, do něžž se dosadí za výkon užitečného signálu S (tj. vlastně nosné vlny C) výraz $E_b f_b$, tedy

$$C_t = B \log_2 \left(\frac{E_b f_b}{B N_0} \right) \quad (2.14)$$

Úpravou předchozí relace se již získá hledaný vztah



Obr. 2.16 Závislost spektrální účinnosti f_b/B na normovaném poměru signál/šum E_b/N_0 ; zobrazená křivka odpovídá teoretickému maximu bitové rychlosti $f_b = C_t$

hu to, že spektrální účinnost η_e není pro určitý modulační způsob konstantní, nýbrž závisí na použité metodě frekvenční filtrace. V případě energetické účinnosti η_e je zase nutné respektovat její závislost na chybovosti BER atd.

Vztahy mezi bitovou chybovostí P_e a symbolovou chybovostí P_E jsou obecně složité. Avšak například u modulace M-QAM a při aplikaci Grayova kódu na strukturu konstelačního diagramu je uvažovaná relace vyjádřena jednoduchým vzorcem

$$\text{BER} = P_e = \frac{1}{\log_2 M} P_E \quad (2.18)$$

2.8. Modulace FSK (MSK, GMSK)

Důležitou třídou diskretních, resp. digitálních modulačních způsobů jsou modulační FSK, nazývané modulace s klíčováním frekvenčním posuvem (angl. Frequency Shift Keying). K jejich přednostem patří poměrně jednoduché vysílače a přijímače, které mohou zajistit kvalitní spojení zejména v takových rádiových kanálech, v nichž dochází k výraznému úniku signálu (fadingu). Této vlastnosti využívají především mobilní úzkopásmové digitální radiokomunikační systémy (radiotelefony apod.). Modulace FSK se však úspěšně uplatňují také v širokopásmových radioreléových spojích, kde nahrazují starší analogové modulační FM/FDM. Další důležitou oblastí jejich použití jsou například i speciální radiokomunikační systémy pro vojenské aplikace, systémy pro přenos dat apod.

U modulací FSK je amplituda a tedy i obálka nosné vlny konstantní, její kmitočet se však v závislosti na digitálním datovém (modulačním) signálu mění mezi

$$\frac{N_0}{E_b} = \frac{f_b}{B} \left(\frac{1}{2 \frac{C_t}{B} - 1} \right), \quad (2.15)$$

respektive

$$\eta_e = \eta_s \left(\frac{1}{2 \frac{C_t}{B_1}} \right) \quad (2.16)$$

Foloží-li se v tomto vztahu bitové rychlosti f_b dosažitelnému maximu C_t ($f_b = C_t$), lze jej již zobrazit v rovině $[E_b/N_0; f_b/B]$, nazývané rovina spektrální účinnosti. Příslušný graf, uvedený na obr. 2.16, názorně ukazuje, že přenosovou kapacitu C_t je možné zvětšovat při dané šířce pásma B zvětšováním energie na 1 bit E_b , tedy za cenu poklesu energetické účinnosti η_e .

Přímo z definic poměru C/N , energetické a spektrální účinnosti, vyplývá další relace

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b f_b}{N_0 B}, \quad \text{resp.} \quad \frac{C}{N} = \frac{\eta_s}{\eta_e} \quad (2.17)$$

Aplikace předchozích vztahů není jednoduchá. Je při ní například nutné vzít v úva-

několika diskretními hodnotami, nazývanými signalizační kmitočty. U nejjednodušší dvojestavové, tj. binární modulace FSK, to jsou pouze dva kmitočty, z nichž jeden odpovídá datovému modulačnímu signálu "1" a druhý signálu logické "0". V praxi se používají i vícestavové modulace FSK. Tak například čtyřstavové modulace FSK má čtyři signalizační kmitočty, osmistavové používá osmi signalizačních kmitočtů atd. V mobilní komunikaci, určené pro přenos hovorových nebo datových signálů, nacházejí úspěšné uplatnění nové varianty modulace FSK, vyznačující se velmi efektivním využitím kmitočtového spektra a velkou imunitou vůči rušivým faktorům, působícím v rádiových kanálech určených právě pro mobilní aplikace. Z nich jsou nejdůležitější především modulace s minimální fází MSK; jejich varianta GMSK byla dokonce vybrána jako nejvhodnější modulační způsob pro panevropský celulární radiotelefonní systém.

Přechází-li se od binárních modulací FSK (2-FSK, B-FSK) k vícestavovým modulacím M-FSK, zvětšuje se jejich spektrální účinnost. Současně s tím se ovšem zmenšuje energetická účinnost, avšak tento pokles je podstatně méně výrazný než u modulací M-PSK a M-QAM.

V tomto článku je stručně popsána binární modulace FSK ve své základní, vývojově nejstarší podobě. Ta však má několik zásadních nedostatků a proto se používá jen v nenáročných aplikacích. Zvýšená pozornost je však věnována modulacím MSK a modulaci G-MSK, které náležejí vůbec mezi nejperspektivnější modulační způsoby. Vícestavové modulace M-FSK zde však probrány nejsou, neboť přes některé své nesporné přednosti zatím nenašly v praxi širší uplatnění.

2.1.1. Modulace FSK (2-FSK)

Popis signálu FSK

Na obr. 217a) je znázorněn modulační datový binární signál typu NRZ, s dobou trvání bitu T_b , resp. s bitovou rychlostí $f_b = 1/T_b$ a s amplitudami $+1$ a -1 . Tento signál lze vyjádřit vztahem

$$p_D(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_s(i) p(t - iT_b), \quad (2.19)$$

kde symbol $d_s(i)$ reprezentuje bipolární binární datový tok, přičemž

$$d_s(i) = 1 \quad \text{pro datový bit 1,}$$

$$d_s(i) = -1 \quad \text{pro datový bit 0.}$$

Symbol $p(t)$ představuje pravouhlý impuls, definovaný relací

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{pro } 0 \leq t \leq T_b = 1/f_b \\ 0 & \text{pro jiné } t \end{cases} \quad (2.20)$$

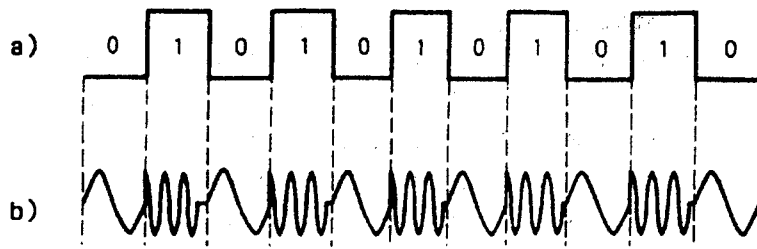
Datovým signálem (2.19) je kmitočtově modulována vf nosná vlna o úhlovém kmitočtu ω_c . Okamžitý úhlový kmitočet modulované nosné je

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega p_D(t), \quad (2.21)$$

přičemž $\Delta\omega$ je kmitočtový zdvih (tj. odchylka signalizačního kmitočtu od nosné).

Časový průběh kmitočtově klíčovaného signálu FSK, s amplitudou U_c a konstantní počáteční fází φ_c potom bude

$$u_{\text{FSK}}(t) = U_c \cos \left[\omega_c t + \Delta\omega \int_{-\infty}^t p_D(\tau) d\tau + \varphi_c \right] \quad (2.22)$$



Obr. 2.17 a) Modulační datový (informační) signál PCM/NRZ;
b) časový průběh modulovaného signálu FSK
s výraznými nespojitostmi při změnách stavů

Okamžitá odchylka fáze signálu $u_{FSK}(t)$, způsobená modulačním signálem (tzv. modulační fázový úhel) je dána zřejmě vztahem

$$\varphi_m(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau = \Delta\omega \int_{-\infty}^t p_D(\tau) d\tau \quad (2.23)$$

Položí-li se ve vztahu (2.22) fáze $\varphi_c = 0$ a provede-li se naznačená integrace, získá se jednoduché relace pro signál FSK

$$u_{FSK}(t) = U_c \cos \left[(\omega_c + p_m(t)\Delta\omega) t \right] \quad (2.24)$$

Odtud je zřejmé, že při změnách modulačního signálu $p_D(t)$ mezi +1 (bit 1) a -1 (bit 0) se mění kmitočet modulované nosné vlny o $\pm \Delta\omega$ vůči nedomulované nosné ω_c ; rychlost těchto změn potom odpovídá bitové rychlosti $f_b = \frac{1}{T_b}$ modulačního signálu. Úhlové signalizační kmitočty tedy jsou

$$\omega_1 = \omega_c - \Delta\omega, \quad \omega_2 = \omega_c + \Delta\omega \quad (2.25)$$

a jim odpovídající kmitočty

$$f_1 = f_c - \Delta f, \quad f_2 = f_c + \Delta f \quad (\Delta f = \Delta\omega / 2\pi)$$

Podobně jako u analogové modulace FM je možné i u modulace FSK definovat její index modulace h (nazývaný v tomto případě také normovaný kmitočtový zdvih), a to jako poměr zdvihu Δf ku maximálnímu modulačnímu kmitočtu f_m ; tohoto kmitočtu je dosaženo při pravidelném střídání bitů 1 a 0 v modulačním signálu, kdy totiž má jeho základní harmonická vůbec nejvyšší dosažitelný kmitočet $f_b/2$. Index h, označovaný též symbolem MI, tedy bude

$$h = MI = \frac{\Delta f}{(f_b/2)} = \frac{|f_2 - f_1|/2}{f_b/2} = \frac{|f_2 - f_1|}{f_b} \quad (2.26)$$

U uvažovaného základního provedení modulace FSK nejsou nikterak specifikovány relace mezi signalizačními kmitočty f_1, f_2 a bitovým modulačním kmitočtem f_b . Z toho důvodu dochází k přechodům od jednoho signalizačního kmitočtu na druhý (tj. k přechodům mezi bity) při jejich zcela náhodných fázích. Tvarový průběh takového signálu FSK, znázorněný na obr. 2.17b, potom vykazuje při zmíněných přechodech značné nespojitosti, jimž korespondují i nespojitosti odpovídajících fází. To je ovšem nevýhodné, neboť tím dochází k výraznému posílení postranních laloků kmitočtového spektra. Nemá-li potom vznikat rušení v sousedních kanálech, je nutné pásmovou filtrací parazitní laloky potlačit. Tím se však jednak ztrácí určitá, nezanedbatelná část výkonu modulovaného signálu, jednak se na tomto signálu objevuje nežádoucí amplitudová modulace (tento signál už tedy přestává být signálem s konstantní modulační obálkou). V následujícím koncovém výkonovém zesilovači potom vlivem jeho neli-

nearit dochází k rušivým efektům (k tzv. konverzi AM/AM a AM/PM, k intermodulačním apod.), které mají za následek opětovnou regeneraci předtím potlačených postranních pásem. Nemají-li zmíněné nelineární efekty vznikat, nelze v koncovém stupni vysílače použít nelineární zesilovač ve třídě C s vysokou účinností ($\sim 75\%$), nýbrž je zde nutný lineární zesilovač ve třídě A nebo AB, který má však účinnost podstatně menší ($\sim 25 \dots 50\%$).

Uvedené závažné problémy modulace FSK mohou do značné míry vyřešit její novější varianty, z nichž některé jsou popisovány v následujícím čl. 2.9.

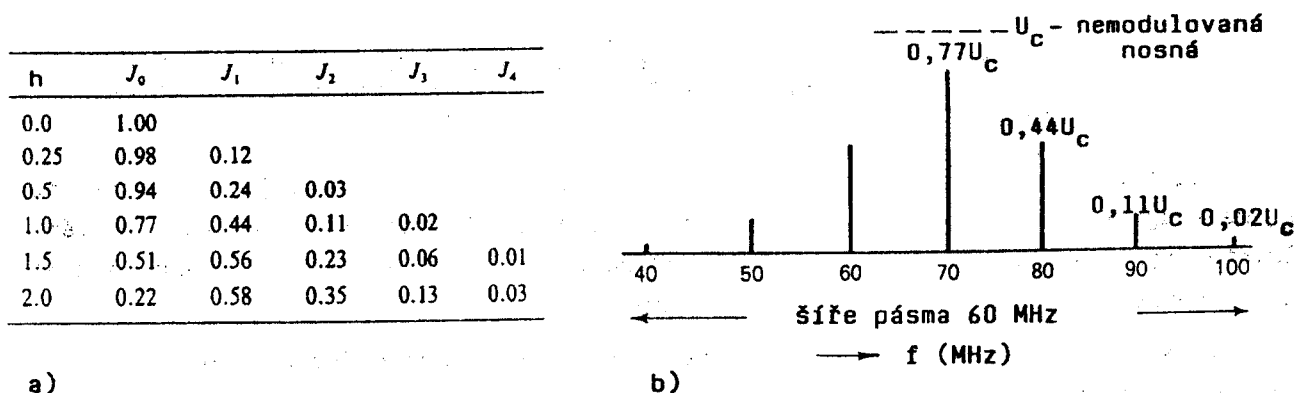
Šířka pásma modulace FSK

Při určování šířky pásma B vč kanálu, určeného pro přenos signálů FSK, je vhodné vycházet z jejich kmitočtových spekter a přitom přihlížet i k dalším faktorům, jako je přípustná chybovost přenosu BER, dovolené vyzařování do sousedních kanálů apod. Analytické vyjádření spekter signálů FSK výrazu v uzavřeném tvaru je obtížné, a to i pro nejjednodušší modulaci dvojstavovou. V praxi lze však v nenáročných aplikacích stanovit šířku pásma - alespoň informativně - poměrně snadno. Jeden z možných postupů si ukažme na konkrétním příkladu modulace FSK s kmitočty nosné $f_c = 70$ MHz, signalizačními kmitočty $f_1 = 60$ MHz, $f_2 = 80$ MHz a bitovou rychlostí modulačního signálu $f_b = 20$ Mbit/s.

Dosažením zadáných hodnot do vztahu (2.26) se určí index modulace FSK

$$h = \frac{|f_2 - f_1|}{f_b} = \frac{|80 - 60|}{20} = \frac{20}{20} = 1,0$$

Z tabulky Besselových funkcí 2.18a vyplývá, že při tomto indexu jsou podstatné jen tři postranní složky kolem nosné vlny, znázorněné na obr. 2.18b. Ty zaujímají pásmo 40 až 100 MHz, o celkové šířce 60 MHz. Symbolová rychlost modulovaného signálu $f_s = 20$ Mbaud/s je zde (jako u každé dvojstavové modulace) zřejmě číselně rovna bitové rychlosti modulačního signálu $f_b = 20$ Mbit/s.

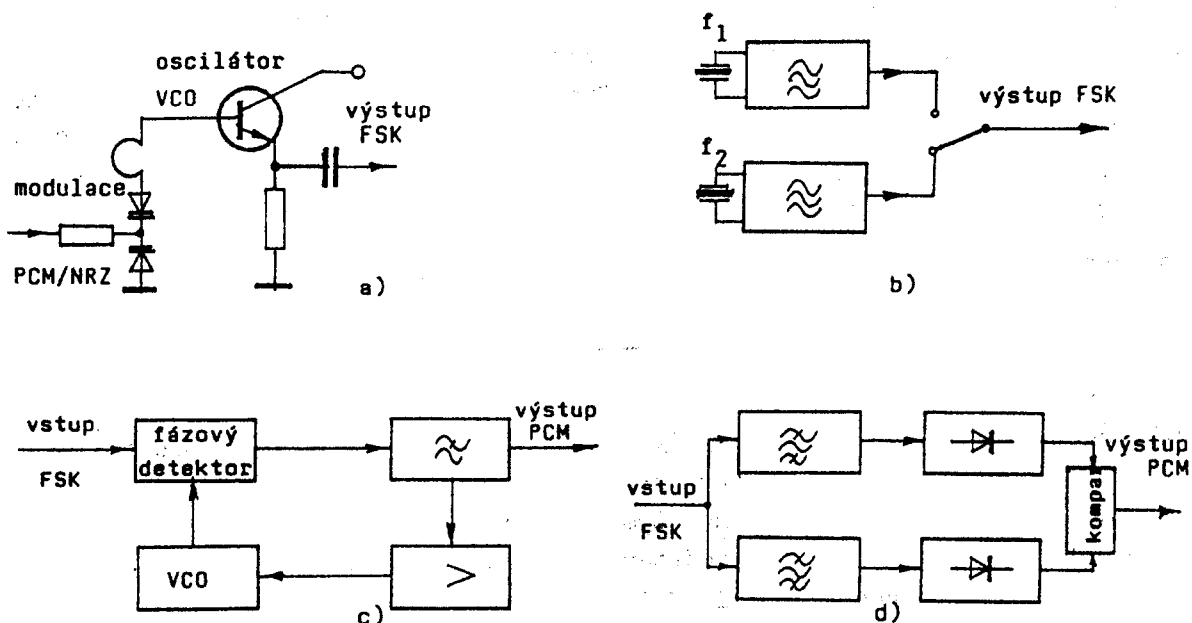


Obr. 2.18 a) Tabulka Besselových funkcí; b) výstupní frekvenční spektrum signálu FSK s indexem modulace $h = 1$

Připomeňme, že v uvažovaném příkladu je místo skutečného pravouhlého modulačního signálu uvažována v podstatě jen jeho sinusové základní harmonická. Tuto harmonickou by bylo možné získat filtrací modulačního signálu dolní propustí s mezním kmitočtem $f_b/2$, zařazenou před modulátorem. Myšlenka předmodulační filtrace modulačního signálu je skutečně uplatněna např. u modulace G-MSK, popisované dále.

Modulátory a demodulátory FSK

Stejně jako u analogové modulace FM je možné i signál FSK generovat pomocí napětím řízeného oscilátoru VCO (angl. Voltage Controlled Oscillator). Jedno z jeho možných zapojení je znázorněno na obr. 2.19a. Binární modulační signál se přivádí na varikap, který je součástí rezonančního obvodu oscilátoru; oscilační frekvence oscilátoru se potom mění v rytmu tohoto signálu. Předností uvažované koncepce je to, že v reálném provedení nevytváří tak prudké změny v průběhu signálu FSK, jaké jsou znázorněny na obr. 2.17b. Zásadní nevýhodou je však relativně malé stabilita středního kmitočtu oscilátoru, způsobené např. teplotní závislostí parametrů varikapu, oscilačního tranzistoru apod.



Obr. 2.19 a) Oscilátor VCO využitý jako modulátor FSK; b) přepínací modulátor FSK; c) demodulátor PLL-FSK; d) dvoukanalový demodulátor FSK

Podstatně lepší stabilitu má modulátor podle obr. 2.19b, u nějž se signály f_1 , f_2 generují ve dvou samostatných oscilátorech, jejichž kmitočty jsou stabilizovány krystalovými rezonátory. Tyto signály jsou potom pomocí přepínače řízeného modulačním signálem přepínány na výstup modulátoru.

K demodulaci signálu FSK lze použít běžného analogového demodulátoru FM, jako je např. fázový nebo koincidenční diskriminátor, častý je demodulátor s fázovým závěsem PLL, znázorněný na obr. 2.19c. Lepší parametry z hlediska poměru signál/šum, resp. chybovosti má však dvoukanalový (pseudosynchronní) demodulátor podle obr. 2.19d. Zde jsou signalizační signály vyčleněny z přijímaného signálu FSK úzkopásmovými propustmi a po zesílení demodulovány běžnými AM detektory obálky. Každá z obou propustí má mnohem menší šířku pásma $B_{1,2}$ než jakou vyžadují analogové diskriminátory ($B_{1,2} \ll |f_2 - f_1|$), což vede k výraznému zlepšení poměru signál/šum před demodulací a tedy i ke snížení chybovosti přenosu. Dalšího zlepšení je možné dosáhnout náhradou detektorů obálky synchronními demodulátory AM, avšak za cenu komplikací spojených s nezbytnou regenerací nových vln, potřebných při synchronní demodulaci.

2.8.2. Modulace MSK

U konvenční modulace 2-FSK neexistují žádné definované relace mezi bitovou rychlostí f_b datového modulačního digitalizovaného signálu a mezi kmitočtem nosné f_c , resp. signalizačními kmitočty f_1, f_2 . Z toho důvodu mohou být přechody z jednoho signalizačního kmitočtu na druhý doprovázeny v časovém zobrazení signálu 2-FSK strmými skoky, které se potom v kmitočtové oblasti projeví výraznými postranními laloky spektra, jež mohou působit nežádoucí rušení sousedních kanálů a vyvolávat řadu dalších problémů, zmíněných v předchozím článku.

Zmenšení rušivých složek spektra lze dosáhnout odstraněním nespojitých změn fáze modulované nosné vlny, k nimž u jednoduchých modulací FSK dochází. Tohoto opatření využívá skupina modifikovaných modulací FSK, nazývaných modulace FSK se spojitou fází CP-FSK (angl. Continuous-Phase FSK). Z nich jsou nejdůležitější:

- Modulace FSK s minimální fází = MSK (angl. Minimum Shift Keying);
- Gaussovská modulace MSK = GMSK (Gaussian MSK);
- Tlumená modulace FSK = TFM = TFSK (Tamed FSK);
- Gaussovská modulace TFM = GTFM (Gaussian TFM);
- Sinusová modulace FSK = SFSK (Sinusoidal FSK).

Signály s těmito modulacemi jsou charakterizovány malým indexem modulace, konstantní modulační obálkou a spojitostí fáze při bitových přechodech. Konstantní obálka dovoluje použít v koncových stupních vysílače zesilovače ve třídě C, jež mají velkou účinnost. Signály CP-FSK však opět tuto přednost ztrácejí, jsou-li filtrovány na výstupu modulátoru pásmovou propustí.

Z modulací CP-FSK se v tomto článku zaměříme na modulaci MSK. Ta procházela od svého objevení v r. 1961 intenzivním vývojem, takže dnes je známo již několik jejích variant. Ty se vzájemně liší způsobem přiřazení signalizačních kmitočtů k bitům modulačního signálu. Takové přiřazení se obecně označuje také jako mapování (angl. mapping). Jeho nejjednodušší variantu představuje tzv. modulace FFSK (angl. Fast FSK, tj. rychlá FSK), u níž je logické nule modulačního signálu přímo přiřazen nižší signalizační kmitočet a logické jedničce vyšší kmitočet ("one-to-one-mapping"). U ostatních variant je algoritmus uvažovaného přiřazení složitější.

Frekvenční stav modulovaného signálu zde totiž nezávisí již jen na jediném datovém bitu, ale obecně na dvou bitech, a proto se tyto varianty řadí mezi tzv. modulace s pamětí. Z nich si podrobněji probereme modulace MSK typu I a typu II a dále sériové modulace MSK. Všechny uvedené modulační způsoby ovšem spolu těsně souvisejí. Těmto souvislostem je věnována rovněž pozornost.

Modulace FFSK

Z modulací MSK je modulace FFSK nejjednodušší, proto ji dále považujeme za výchozí "referenční" typ. Při odvozování jejích vlastností předpokládáme, že na modulátor FFSK přichází binární modulační datový signál typu PCM/NRZ, který lze obecně vyjádřit vztahem (2.19). Jeho binární datový tok je určen relací $d_g(i) \in \{+1, -1\}$, (kde $s = \dots, 1, 2, \dots$). Tento tok ovlivňuje v modulátoru MSK kmitočet nosné vlny následujícím způsobem:

- je-li $d_g(i) = -1 \rightarrow$ modulátor produkuje nižší signalizační kmitočet f_1 ;
- je-li $d_g(i) = +1 \rightarrow$ modulátor produkuje vyšší signalizační kmitočet f_2 .

Má-li být dosaženo při přechodech bitů modulačního signálu (tj. na hranicích bitových intervalů) spojitosti časového průběhu modulovaného signálu a tedy i spojitosti jeho fáze, je nutné umístit do bitového intervalu T_b přesně celistvý počet signálů f_1 , jakož i f_2 . To nastane tehdy, budou-li jejich periody T_1 a T_2 vázány s dobou trvání 1 bitu T_b relacemi:

$$T_b = \frac{n}{2} T_1 = \frac{n}{2} \cdot \frac{1}{f_1}, \quad \text{resp.} \quad f_1 = \frac{1}{2} \frac{1}{T_b} = \frac{n}{2} f_b \quad (2.27)$$

$$T_b = \frac{n+1}{2} T_2 = \frac{n+1}{2} \frac{1}{f_2}, \quad \text{resp.} \quad f_2 = \frac{n+1}{2} \frac{1}{T_b} = \frac{n+1}{2} f_b \quad (2.28)$$

Kmitočet nosné vlny f_c je v tomto případě určen vztahem

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2} = \frac{2n+1}{4T_b} = \frac{2n+1}{4} f_b, \quad (2.29)$$

přičemž n je libovolné přirozené číslo ($n = 1, 2, 3, \dots$).

Konkrétní průběh signálů s kmitočty f_1, f_2 , splňujícími předchozí podmínky, je uveden na obr. 2.20a. Průběhy odpovídají parametru $n = 2$, kdy $T_b = T_1 (f_1 = f_b)$, $T_b = (3/2)T_2 (f_2 = (3/2)f_b)$ a $f_c = (5/4)f_b$. Povšimněme si, že v okamžiku T_b mají oba signály přesně opačnou fázi; k dosažení spojitosti časového průběhu z nich vytvořeného signálu MSK je tedy zřejmě nutné ten z nich, který při případné změně datového bitu právě začíná, obrátit o 180° (což lze snadno realizovat jeho vynásobením číslem -1).

Jsou-li signalizační kmitočty voleny podle relací (2.27) a (2.28), má kmitočtový zdvih Δf vždy hodnotu

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(n+1) - n}{2} f_b = \frac{f_b}{4} \quad (2.30)$$

Index modulace h , ve shodě s obecnou relací (2.26), potom je

$$h = \frac{|f_2 - f_1|}{f_b} = \frac{1}{f_b} \frac{(n+1) - n}{2} f_b = \frac{1}{2} \quad (2.31)$$

Fázové posuvy signálů f_1, f_2 za dobu trvání jednoho bitu T_b jsou

$$\Delta \varphi_1 = \omega_1 T_b = 2\pi f_1 T_b = 2\pi \frac{n}{2} f_b T_b = \pi n \quad (2.32)$$

$$\Delta \varphi_2 = \omega_2 T_b = 2\pi f_2 T_b = 2\pi \frac{n+1}{2} f_b T_b = \pi(n+1)$$

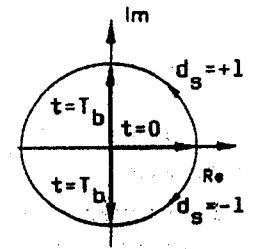
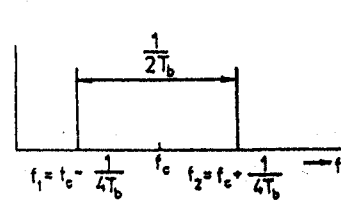
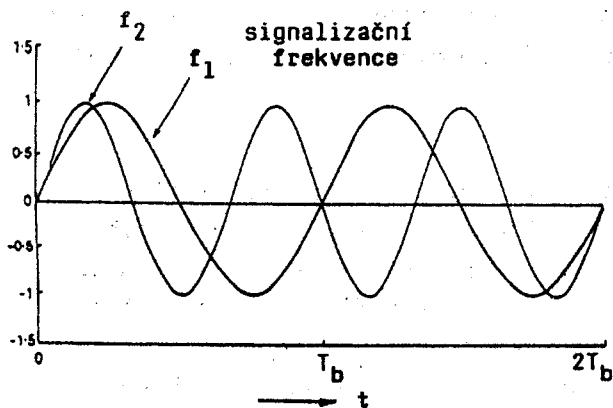
fázových posuvů obou signálů za dobu T_b

$$\Delta \varphi_b = \Delta \varphi_2 - \Delta \varphi_1 = \pi(n+1) - \pi n = \pi \quad (2.33)$$

Je-li v modulačním signálu obsaženo za určitou dobu celkem s bitů "1" a m bitů "0", je po ukončení této doby výsledná odchylka (rozdíl) fáze modulovaného signálu FFSK od fáze nedomulované nosné vlny

$$\Delta \varphi = (s - m) \frac{\pi}{2} \quad (2.34)$$

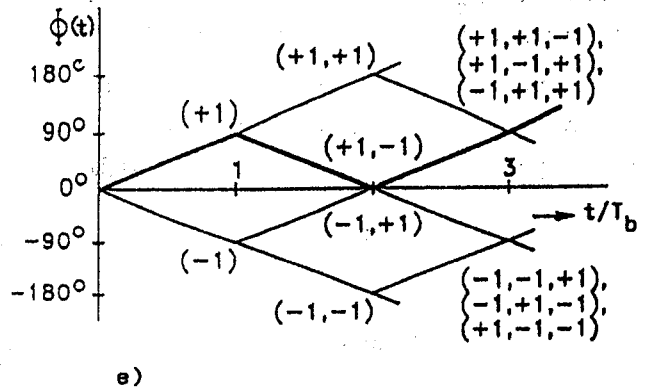
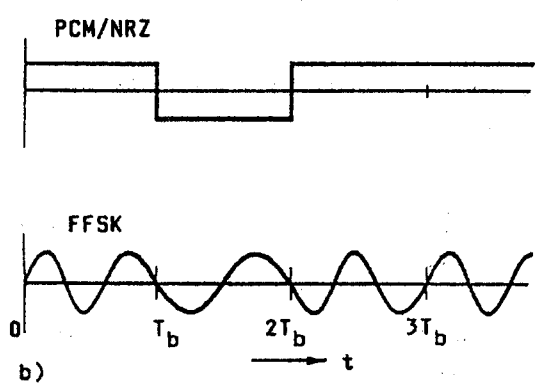
K ilustraci předchozích vztahů je na obr. 2.20b znázorněn příklad modulačního datového signálu PCM a jemu odpovídajícího signálu FFSK. Zobrazení signálu FFSK ve frekvenční oblasti je na obr. 2.20c, fázorové zobrazení je na obr. 2.20d.



a)

c)

d)



b)

e)

Obr. 2.20 a) Dva sinusové průběhy, z nichž lze vytvořit signál FFSK ($f_c = 1,25 f_b$); b) konkrétní příklad modulačního datového signálu PCM a příslušného signálu FFSK; c) kmitočtové relace u modulační FFSK; d) fázorové znázornění modulační FFSK; e) fázové mříž signálu FFSK

Grafickou interpretací vztahu (2.34) představuje tzv. fázové mříž, znázorněná na obr. 2.20e. Ta znázorňuje časový průběh všech možných změn fáze signálu FFSK (tj. změn při všech možných kombinacích bitového toku). Průsečíky úseček mříže v okamžicích $T_b, 2T_b, 3T_b, \dots$ potom udávají výsledné fázové stavy tohoto signálu pro dané konkrétní bitové kombinace.

V souhrnu lze modulaci FFSK charakterizovat jako variantu modulační FSK (resp. MSK), u níž jsou přesně splněny podmínky:

- kmitočtový zdvih $\Delta f = f_b/4$;
 - index modulační $h = 0,5$;
 - rozdíl fází signálů f_1, f_2 za dobu T_b je $\Delta\varphi = \pi$.
- (2.35)

Předchozí podmínky platí nejen pro modulaci FFSK, nýbrž i pro zbývající varianty modulační MSK, popisované dále. V některých vlastnostech se však tyto varianty liší, neboť kromě odlišného mapování modulačního signálu do frekvenčních změn signálu modulovaného mají i odlišné fázové mříže apod.

Signál FFSK lze snadno získat pomocí přímého modulátoru s oscilátorem VCO, klíčovaného binárním modulačním signálem, upraveným na náležitou napěťovou úroveň $U_1 \sim f_1$ a $U_2 \sim f_2$ v konvertoru úrovně; oscilátor VCO má však obecně malou frekvenční stabilitu, takže nemůže zajistit ani potřebnou stabilitu kmitočtu nosné, ani přesné splnění podmínek (2.35). Podstatně složitější je generace signálu FFSK metodou přímé digitální syntézy kmitočtů (DDS), které však poskytuje výsledky mnohem lepší, a to

především z hlediska frekvenční stability a kmitočtové adaptability [1]. Rovněž složitá, avšak kvalitní je generace signálů FFSK pomocí numericky řízených oscilátorů.

Modulace MSK - typ I

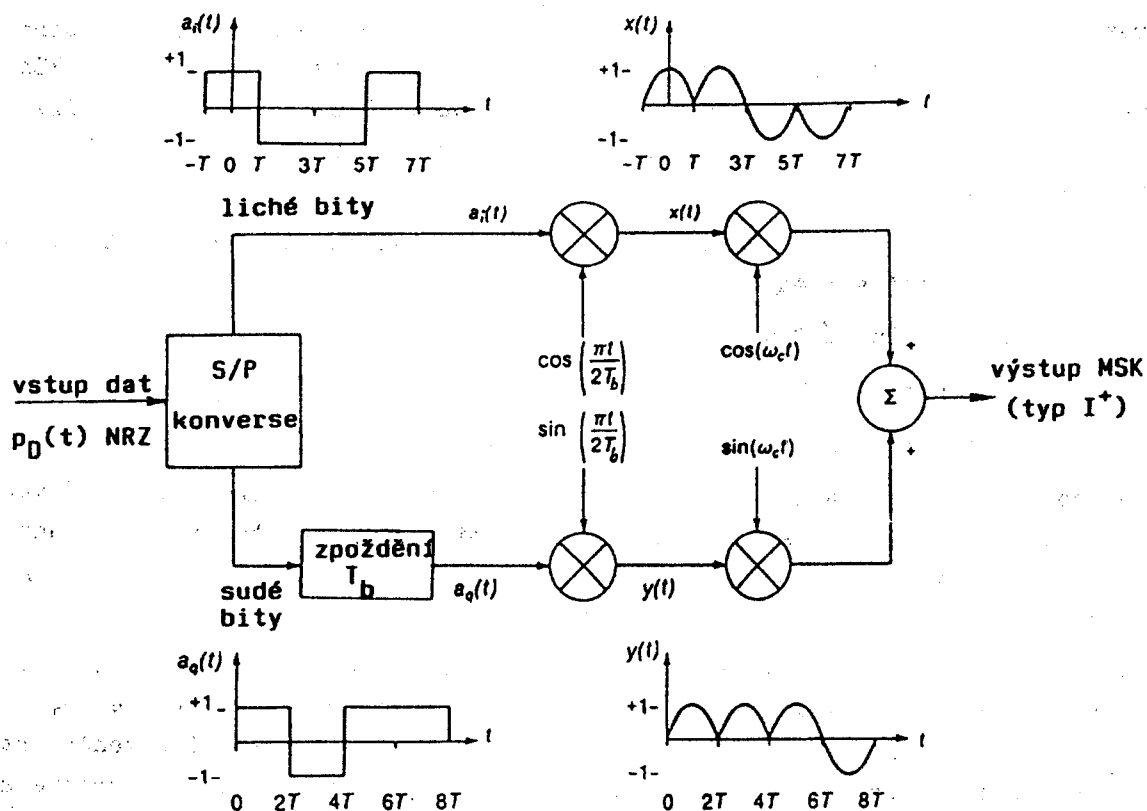
Modulovaný signál tohoto typu lze vytvářet v tzv. kvadrurním modulátoru podle obr. 2.21. Vstupní datový modulační signál $p_D(t)$ vstupuje do sériově paralelního (S/P) konvertoru, který liché bity přepíná do horní - synfázní větve modulátoru (I) a sudé bity do dolní - kvadrurní větve (Q); u takto rozdělených bitů prodlužuje jejich délku na dvojnásobek, tj. na dobu $2T_b$, a současně je uvádí do časové koincidence. Sudé bity dále procházejí zpožďovacím článkem s dobou zpoždění T_b . Všemi těmito pochody se získají dva dílčí paralelní datové signály $a_i(t)$, $a_q(t)$ s bitovou rychlostí $f_b/2$; na obr. 2.21 je uveden jejich konkrétní příklad, odpovídající vstupní sériové datové sekvenci 11000111... .

Signály $a_i(t)$, $a_q(t)$ se dále tvarují tak, aby místo pravouhlé podoby měly podobu polovin sinusoidy; tvarování se uskutečňuje například v analogových násobičích, na jejichž druhé vstupy se přivádějí tvarovací funkce

$$\text{v kanálu I} \quad \dots \quad w_i(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad (2.36a)$$

$$\text{v kanálu Q} \quad \dots \quad w_q(t) = \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad (2.36b)$$

Tvarovaný průběh $x(t)$ se potom v modulátoru DSB-AM-SC (realizovaném opět analogovým násobičem) moduluje na kosinusovou nosnou vlnu, průběh $y(t)$ se podobně moduluje na sinusovou nosnou vlnu. Sečtením výstupních signálů obou modulátorů v sumačním obvodu



Obr. 2.21 Kvadrurní modulátor vhodný pro generaci signálů MSK - typ I⁺

MSK - typ I⁺; znaménko + zdůrazňuje skutečnost, že posledním blokem uvažovaného modulátoru je sumační obvod.

Zamění-li se sumační obvod obvodem diferenčním (odčítacím), vytvoří se modulátor, který produkuje signál "MSK - typ I⁻". Jak vyplývá z obr. 2.24, signály obou typů se liší pouze záměnou signalizačních frekvencí ($f_1 \leftrightarrow f_2$). Jejich vlastnosti při aplikacích v komunikačních systémech jsou prakticky shodné, modulátor MSK - typ I⁺ je však používán častěji.

Poznámka: Vypustí-li se v modulátoru na obr. 2.21 oba tvarovací obvody, získá se tím modulátor pro tzv. ofsetově klíčovanou čtyřstavovou modulaci PSK (OK-QPSK), popisovanou v čl. 2.9.4.

Modulace MSK - typ II

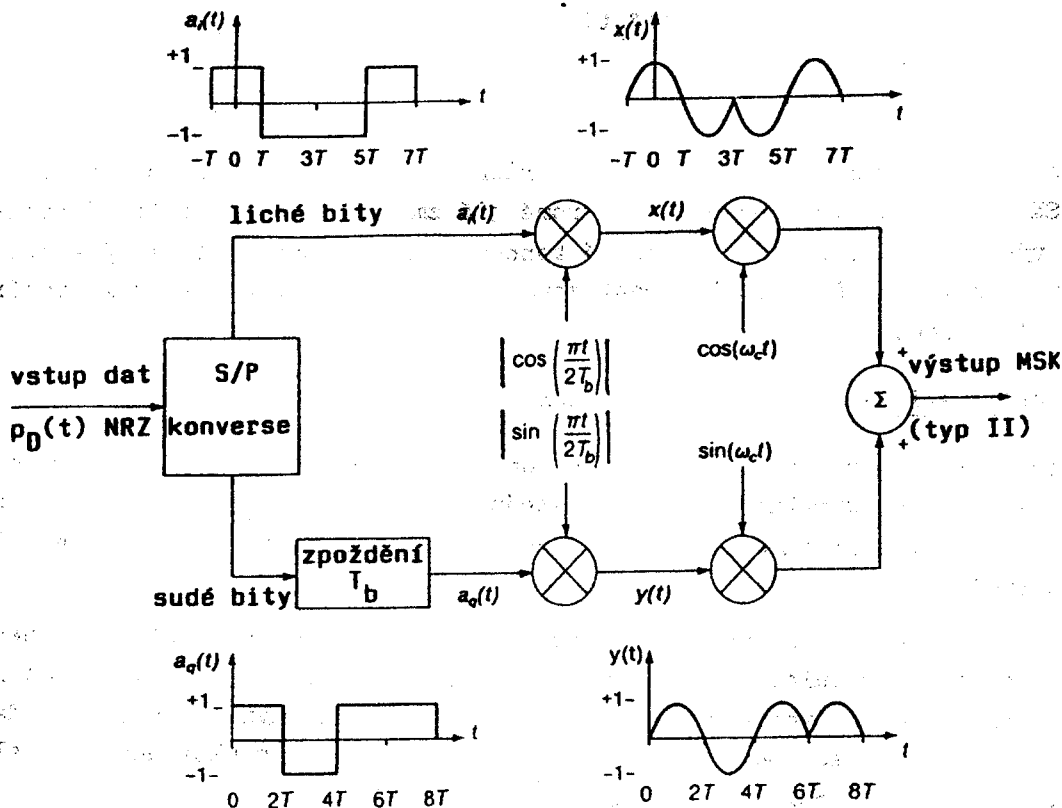
Na obr. 2.22 je znázorněn modulátor pro tuto variantu modulace MSK. Ten se však liší od modulátoru z obr. 2.21 jen typem tvarovacích funkcí, které totiž jsou v tomto případě určeny relacemi

$$\text{v kanálu I} \quad \dots \quad w_i(t) = \left| \cos \left(\frac{\pi t}{2T_b} \right) \right| \quad (2.37a)$$

$$\text{v kanálu Q} \quad \dots \quad w_q(t) = \left| \sin \left(\frac{\pi t}{2T_b} \right) \right| \quad (2.37b)$$

Funkce, resp. průběhy (2.37) lze získat snadno celovlnným usměrněním průběhů (2.36).

Povšimněme si, že funkce (2.36) jsou bipolární; to má potom za následek např. skutečnost, že při průběhu $a_i(t)$ v podobě nepřetržité sekvence jedniček je tvarovaný průběh $x(t)$ u modulátoru MSK - typ I⁺ oscilující. Naproti tomu u modulátoru MSK - typ II při nepřetržité sekvenci jedniček v průběhu $a_i(t)$ má průběh $x(t)$ podobu sekvence unipolárních polovin sinusoidy (tj. "celovlnně usměrněné sinusoidy").

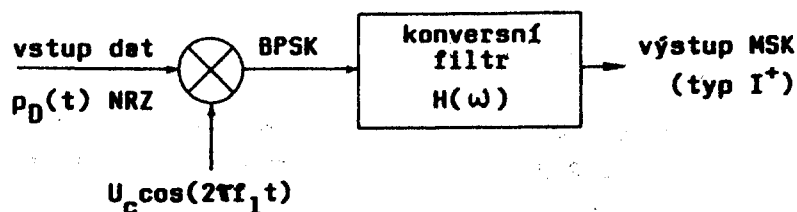


Obr. 2.22 Kvadrurní modulátor vhodný pro generaci signálů MSK - typ II

Konkrétní příklad modulovaných signálů MSK typu I a typu II je uveden rovněž na obr. 2.24.

Sériová modulace MSK

Modulátory pro modulace MSK typ I a typ II jsou tzv. paralelní modulátory, které vyžadují pro správnou funkci dokonalou symetrii obou paralelních větví a rovněž dokonalou synchronizaci modulačních i tvarovacích signálů a kvadraturních nosných vln. Předchozí podmínky je však možné splnit jen při relativně nízkých bitových rychlostech f_b modulačního signálu.



Obr. 2.23 Sériový modulátor MSK vhodný zejména pro vysoké bitové rychlosti modulačního signálu f_b (řádu až 0,5 ... 1,0 Mbit/s)

Podstatně vyšší bitové rychlosti f_b připouští sériový modulátor, znázorněný na obr. 2.23. Zde bipolární datový signál NRZ moduluje v modulátoru DSB (násobiči) nosnou vlnu, jež má nižší signalizační frekvenci f_1 . Tím se získává modulovaný signál BPSK, tj. signál s dvojestavovým fázovým klíčováním. Ten dále prochází tzv. konverzním filtrem, jehož frekvenční odezva $H(f)$ a impulsní odezva $h(t)$ (odezva na Diracův impuls) jsou určeny vztahy

$$H(f) = \frac{T_b \sin \pi T_b (f - f_1)}{\pi T_b (f - f_1)} \quad (2.38a)$$

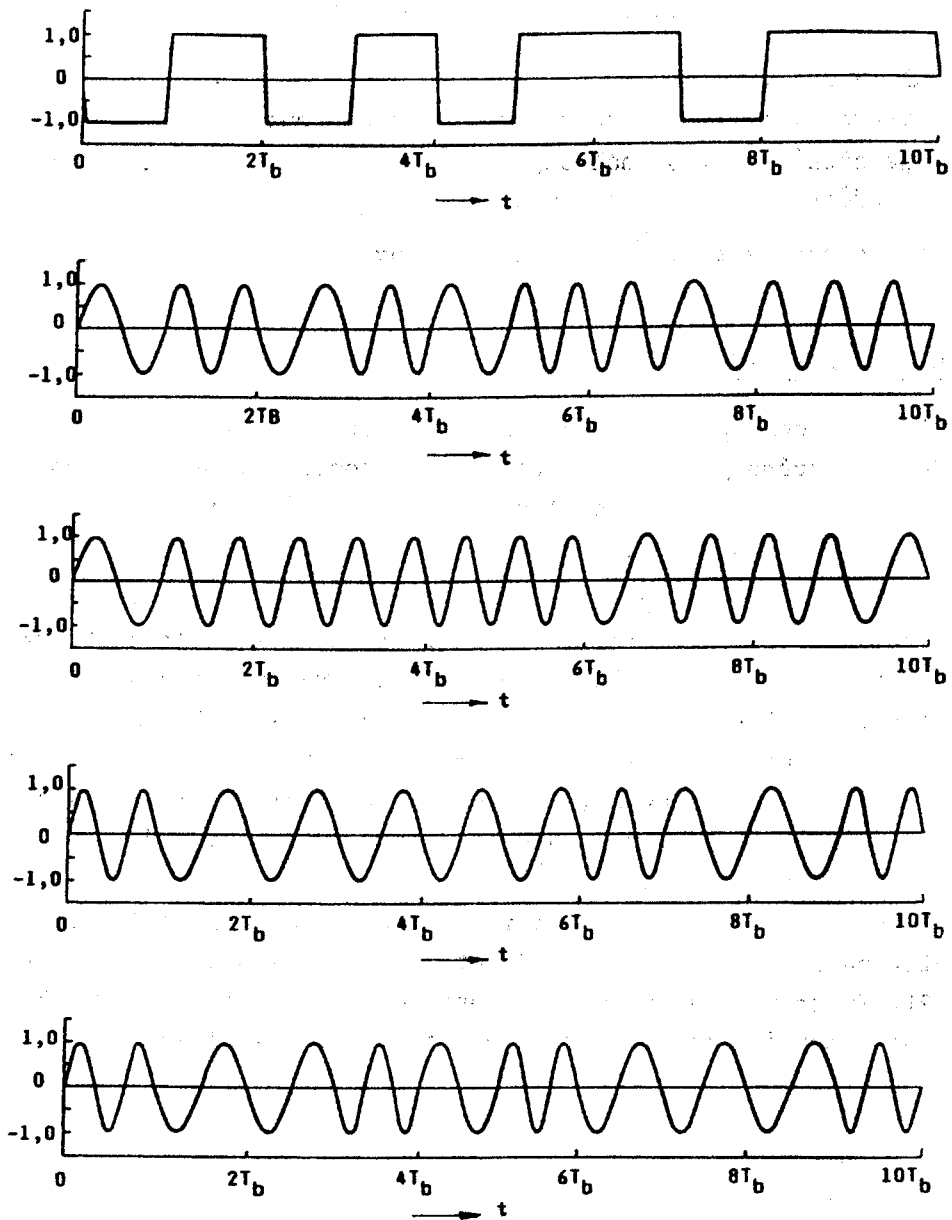
$$h(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_1 t) & \text{pro } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & t > T_b \end{cases} \quad (2.38b)$$

Filtr tohoto typu přeměňuje signál BPSK, přicházející na jeho vstup, na výstupní signál MSK - typ I⁺. Tento modulátor, kromě již zmíněné vyšší modulační rychlosti má další výhodu i v jednoduché obvodové koncepci. Konverzní filtr s výše uvedenými charakteristikami je však obtížně realizovatelný (úspěšně zde však byly použity například filtry SAW).

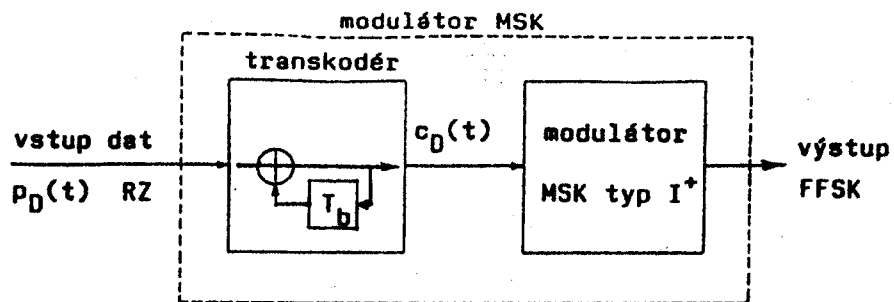
Konverze mezi variantami modulace MSK

Všechny čtyři varianty modulace MSK popisované výše mají stejné frekvenční spektrum, stejnou spektrální účinnost a stejnou chybovost BER. O volbě některé z nich v konkrétních aplikacích tedy rozhodují další parametry, jako je realizační náročnost apod.

Modulátor určený primárně pro určitou variantu těchto modulací však obecně není kompatibilní s demodulátorem určeným pro jinou variantu. Tato skutečnost názorně vyplývá z obr. 2.24. Podrobný rozbor však ukazuje, že vhodným překódováním datového modulačního signálu před modulátorem, nebo překódováním demodulovaného signálu za demodulátorem, je vždy možné této kompatibility dosáhnout.



Obr. 2.24 Modulační signál PCM/NRZ a jemu odpovídající modulované signály pro čtyři varianty modulace MSK



Obr. 2.25 Generace signálu FFSK pomocí modulátoru MSK - typ I⁺ a příslušného transkodéru

Předpokládejme například, že pomocí modulátoru MSK - typu I⁺ je zapotřebí generovat signál FFSK. Potřebné překódování číselného signálu $p_D(t)$ před modulací řeší v tomto případě transkodér, zapojený podle obr. 2.25. Ten v podstatě realizuje diferenciální kódování dat $p_D(t)$ před modulací podle pravidla

$$c_D(t) = p_D(t) \oplus c_{D-1}(t), \quad (2.39)$$

kde \oplus \equiv modulo - 2 sčítání;

$c_D(t)$ je překódovaný signál na výstupu transkodéru;

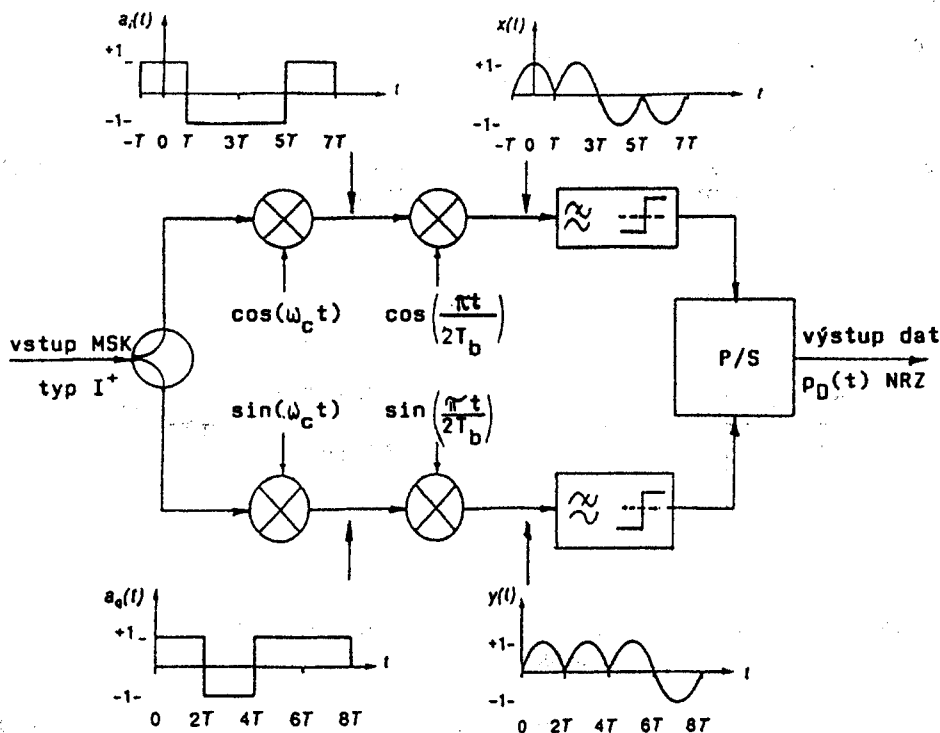
$c_{D-1}(t)$ je překódovaný signál odpovídající předchozímu bitu, získávaný pomocí zpožďovací linky s dobou zpoždění T_b .

Kompletní převodní vztahy pro všechny uvažované typy modulace MSK jsou uvedeny v [12].

Demodulace signálů MSK

Signál FFSK lze demodulovat pomocí demodulátorů určených pro běžný signál FSK, neboť oba modulační způsoby používají stejný, jednoduchý způsob mapování "one-to-one". K demodulaci signálů FFSK lze tedy použít diskriminátory nebo pseudosynchronní demodulátory FSK (viz obr. 2.19c,d).

Demodulace signálů MSK - typu I a typu II je však složitější. Vzhledem k tomu, že se tyto signály generují v paralelních kvadraturních modulátorech, je přirozené realizovat jejich demodulaci rovněž v paralelních (kvadraturních) demodulátorech. Příklad takového demodulátoru, určeného pro demodulaci signálu MSK - typ I⁺, je uveden na obr. 2.26. Vstupní přijímaný signál se v děliči výkonu dělí do dvou stejných složek, které se v násobičích násobí příslušnými kvadraturními referenčními nosnými vlnami. Tyto vlny musí být synchronizačními obvody udržovány v dokonalé koherenci s kvadraturními nosnými vysílače, resp. přenášeného signálu. V násobičích potom probíhá synchronní detekce obou složek přijímaného signálu, jejímž výsledkem jsou pravouhlé demodulované signály $a_i(t)$, $a_q(t)$, které jsou analogické odpovídajícím průběhům z obr. 2.21. Ty jsou dále tvarovány tvarovacími funkcemi $\cos(\pi t/2T_b)$, $\sin(\pi t/2T_b)$, jež jsou identické s tvarovacími funkcemi vysílače. Tím se vytvářejí



Obr. 2.26 Paralelní (kvadraturní) koherentní demodulátor signálů MSK - typ I⁺

tvarované průběhy $x(t)$, $y(t)$, opět analogické odpovídajícím průběhům z obr. 2.21; ty se po filtraci dolními propustmi konečně v paralelně sériovém převodníku převědí na původní sériový datový modulační signál. Funkce tohoto demodulátoru je tedy zřejmě inverzní replikou funkce modulátoru z obr. 2.21.

Vzhledem k tomu, že signál MSK - typ I⁺ lze generovat také v sériovém modulátoru podle obr. 2.23, je možné jeho demodulaci realizovat rovněž v sériovém demodulátoru; jeho popis však již přesahuje rámec této kapitoly.

2.8.3. Modulace GMSK

Modulace MSK, popisované výše, mají řadu výhodných vlastností: modulovaný signál má na výstupu modulátoru konstantní obálku, zaujímá relativně úzké kmitočtové pásmo a umožňuje realizovat účinnou koherentní demodulaci. Přes tyto přednosti jsou však pro některé důležité aplikace modulace MSK stále ještě nevyhovující. Tak například v pozemských digitálních radiotelefonních systémech se vyžaduje, aby parazitní vyzářování do sousedního kanálu bylo o 60 až 80 dB pod úroveň signálu v požadovaném kanálu. Takové potlačení samotné modulace MSK však nemohou zajistit, a proto při jejich využití v uvažované aplikaci je nutné parazitní boční složky v modulovaném signálu potlačit účinnou pásmovou filtrací. Tu však není možné provádět až na výstupu vysílače, neboť používané kmitočty jsou jednak relativně vysoké (u radiotelefonního systému GSM cca 900 MHz) a navíc proměnné. Filtrace realizovaná na výstupu modulátoru (tj. na "mezifrekvenčním" kmitočtu) sice požadované potlačení rušivých složek zajistí, avšak současně s tím vyvolá fluktuace obálky modulovaného signálu, tj. jeho parazitní modulaci AM. Když potom po následující kmitočtové konverzi "nahoru" (tj. do pásem výstupních kmitočtů) je tento modulovaný signál zesilován v nelineárním koncovém výkonovém zesilovači (pracujícím ve třídě C), dochází zde právě vlivem těchto nelinearit k rušivým efektům, z nichž je nejzávažnější tzv. konverze AM/AM a AM/PM. V konečných důsledcích vedou uvedené efekty k regeneraci (a to někdy téměř stoprocentní) předtím potlačených postranních pásem na výstupu výkonového zesilovače, takže takto prováděná pásmová filtrace je téměř neúčinná.

Velmi dobrým řešením uvedeného problému je předmodulační filtrace datového modulačního signálu vhodnou dolní propustí. Ta původní modulační signál - např. typu PCM/NPZ - zaoblí, čímž se "tvrdé" skokové změny kmitočtu nosné vlny převedou na změny plynulé. Tím se mohou výrazně potlačit nežádoucí postranní složky spektra již přímo v modulátoru, takže jejich následující pásmová filtrace je potom už nenáročná. Z různých typů dolních propustí je pro uvažovanou aplikaci nejvhodnější propust gaussovského typu. Ta má strmý přechod do nepropustného pásma, což vede k výraznému potlačení vř. složek modulačního signálu i k potlačení bočních laloků spektra. Její impulsní odezva má malé překmity, takže nedochází k nadměrným deviacím nosné vlny. Třetí výhodou, kterou gaussovská propust přináší, je možnost koherentní demodulace; ta je dána tím, že fázové změny modulovaného signálu za dobu bitové periody T_b si zachovávají hodnotu $\pm \pi/2$ stejnou jako u modulací MSK (i když změny fáze s časem zde již neprobíhají lineárně, což však z tohoto hlediska není podstatné). Modulace MSK s předmodulační filtrací gaussovskou dolní propustí se označuje symbolem GMSK. Uvedme si dále některé základní početní relace charakterizující modulaci GMSK.

Matematický popis signálu GMSK

Přenosová funkce gaussovské dolní propusti s třídecibellovou šířkou pásma B_b je dána vztahem

$$H_G(\omega) = \exp \left[-\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{\omega T_b}{2\pi b} \right)^2 \right], \quad (2.40)$$

přičemž $b = B_b T_b = B_b / f_b$ je poměrná šířka pásma této propusti.

Impulsní odezva $h_G(t)$ této propusti je určena jako inverzní Fourierova transformace přenosové funkce, tedy

$$h_G(t) = F^{-1} \{ H_G(\omega) \} \quad (2.41)$$

Datový signál na výstupu gaussové propusti $p_G(t)$ je dán konvolucí datového signálu $p_D(t)$ na jejím vstupu (viz relace 2.19) a impulsní odezvy $h_G(t)$, tedy

$$p_G(t) = p_D(t) * h_G(t) \quad (2.41)$$

Časový průběh signálu GMSK s amplitudou U_c a konstantní počáteční fází φ_c potom bude

$$u_{\text{GMSK}}(t) = U_c \cos \omega_c(t) + \Delta \omega \int_{-\infty}^t p_G(\tau) d\tau + \varphi_c, \quad (2.42)$$

přičemž modulační fázový úhel $\varphi_G(t) = \Delta \omega \int_{-\infty}^t p_G(\tau) d\tau$.

Předchozí relace charakterizují signál GMSK jako zvláštní variantu signálu FSK (nebo obecně FM). Tento signál je však možné alternativně vyjádřit jako signál s kvadraturní amplitudovou modulací, tedy jako součet dvou složek se stejnými frekvencemi ω_c , avšak s konstantní vzájemnou fází 90° a s amplitudami $I_G(t)$ a $Q_G(t)$ (viz dále čl. 2.9.3). Položí-li se pro jednoduchoost fáze $\varphi_c = 0$, má uvažované vyjádření tvar

$$u_{\text{GMSK}}(t) = I_G(t) \cos \omega_c t + Q_G(t) \sin \omega_c t, \quad (2.43)$$

přičemž

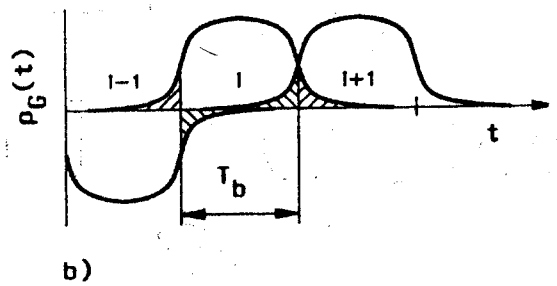
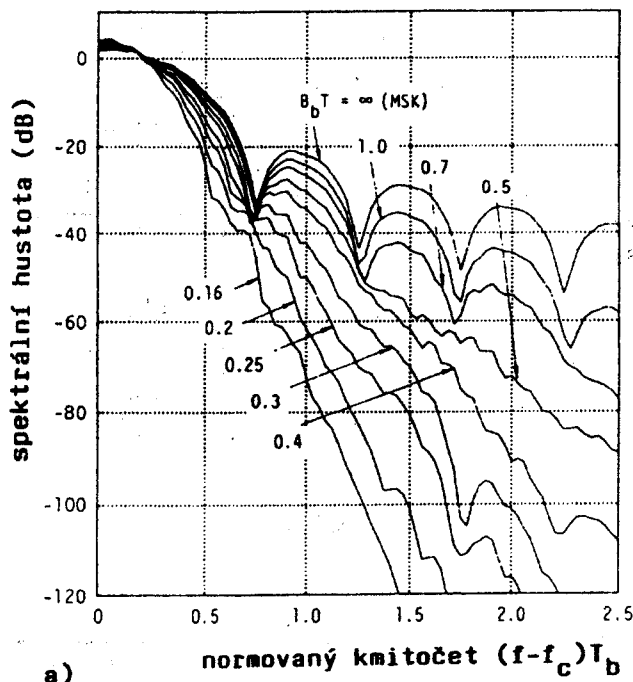
$$I_G(t) = U_c \cos \left[\Delta \omega \int_{-\infty}^t p_G(\tau) d\tau \right] \quad (2.43a)$$

$$Q_G(t) = U_c \sin \left[\Delta \omega \int_{-\infty}^t p_G(\tau) d\tau \right] \quad (2.43b)$$

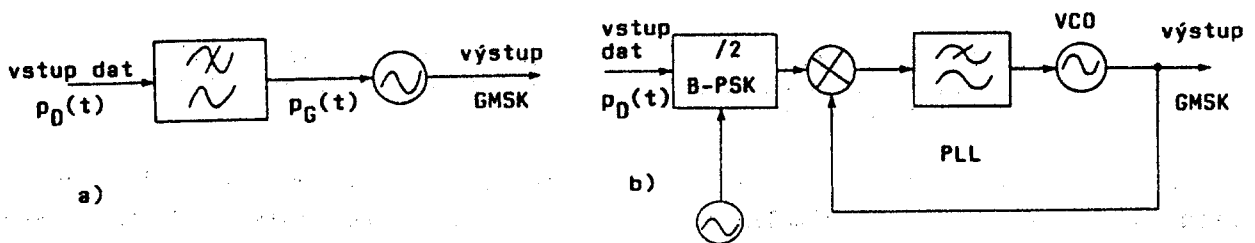
Výsledné vlastnosti systémů s modulací GMSK značně závisejí na poměrné šířce pásma gaussové propusti $b = B_b T_b$. Čím je tato veličina menší, tím výrazněji je potlačení nežádoucích postranních složek spektra, což je příznivé; tato skutečnost názorně vyplývá z obr. 2.27a. Při zmenšování šířky pásma $B_b T_b$ však současně dochází ke zplošťování filtrovaných datových impulsů. Jak potom ukazuje obr. 2.27b, určitý i -tý impuls v důsledku toho zasahuje do bitového intervalu impulsu následujícího, čímž se zvětšuje nebezpečí intersymbolových interferencí. Volba šířky pásma gaussové propusti je tedy v praxi vždy kompromisem mezi oběma uvedenými protichůdnými požadavky.

Modulátory a demodulátory GMSK

Je-li signál GMSK uvažován jako varianta signálu FSK, lze ho generovat v sériovém modulátoru podle obr. 2.28a. Na jeho vstupu je zařazena gaussové dolní propust, za níž následuje oscilátor VCO, působící jako vlastní modulátor. Vlivem malé frekvenční stability oscilátorů VCO však nemůže toto jednoduché zapojení zajistit



Obr. 2.27a) Závislost spektrální hustoty signálu GMSK na relativní odchylce od kmitočtu nosné vlny f_c , při poměrné šířce pásma gaussovské dolní propusti $B_b T_b$ jako parametru;
 b) filtrované hodinové impulsy, které v důsledku malé šířky pásma B_b způsobují intersymbolové interference

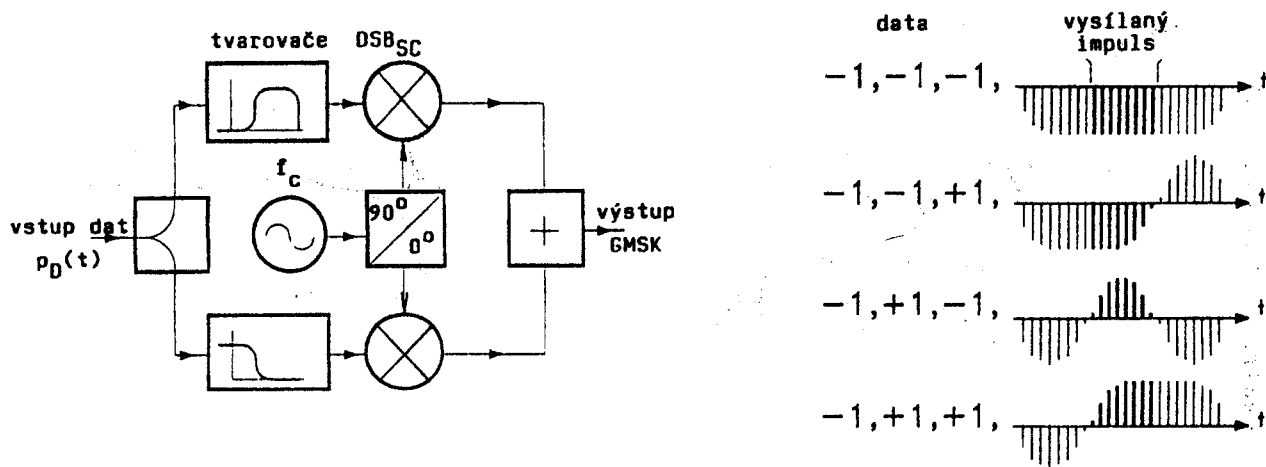


Obr. 2.28 Analogové sériové modulátory GMSK:
 a) s gaussovskou dolní propustí;
 b) s filtrací prováděnou fázovým závěsem PLL

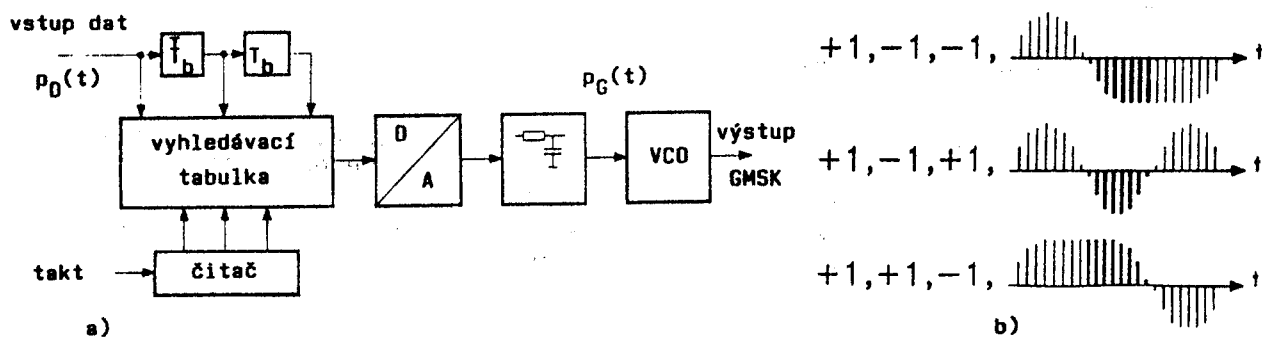
požadovaný fázový zdvih 90° za dobu T_b s přesností lepší, než asi $\pm 5^\circ$. Tato hodnota vyhovuje například pro tzv. bezdrátové telefony, avšak je zcela nedostatečná pro náročné veřejné celulární radiotelefony.

Lepší vlastnosti má modulátor podle obr. 2.28b, skládající se z modulátoru $\pi/2$ - BPSK, s následujícím fázovým závěsem PLL, působícím jako "fázový tvarovač" modulovaného signálu. Při vhodně navrženém PLL může výstupní výkonové spektrum dobře splňovat požadované podmínky, přičemž frekvenční stabilita nosné vlny je zde podstatně lepší.

Ze skutečnosti, že signál GMSK je možné uvažovat také jako signál s kvadraturní amplitudovou modulací, se potom přímo nabízí možnost realizovat také kvadraturní (resp. I/Q, resp. paralelní) modulátor GMSK. Ten je v analogové podobě znázorněn na obr. 2.29. Tvarovače datových impulsů zde musí být navrženy tak, aby jejich výstupy $I_G(t)$ a $Q_G(t)$ odpovídaly relacím (2.43ab). Potom jejich namodulováním na kvadraturní nosné vlny a následujícím sečtením takto získaných složek se získá požadovaný signál $u_{\text{GMSK}}(t)$ podle relace (2.43).



Obr. 2.29 Analogový kvadrurní (paralelní, resp. I/Q) modulátor

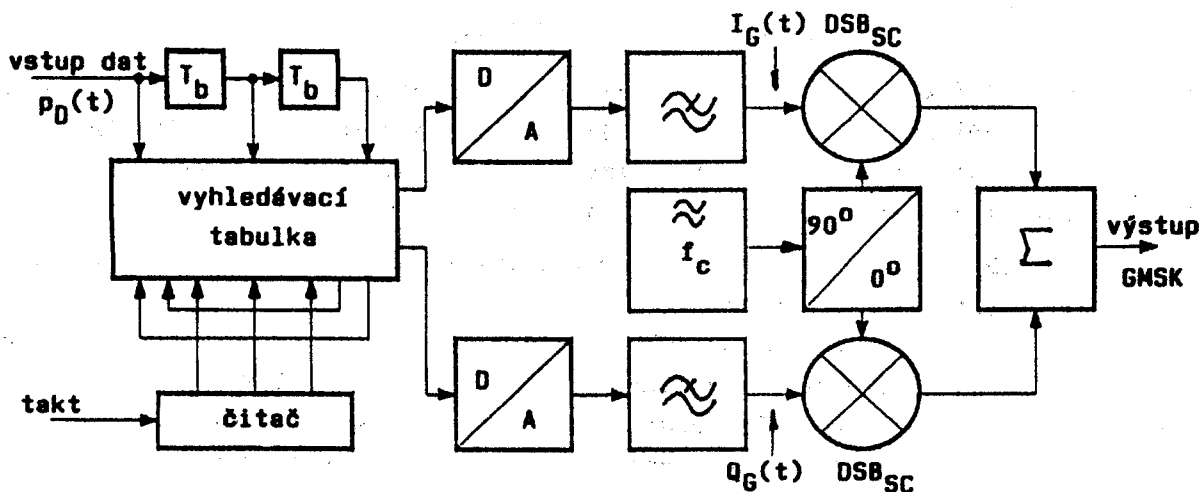


Obr. 2.30 a) Sériový modulátor GMSK s digitální předmodulační filtrací;
b) osm možných variant tvarových průběhů filtrovaných modulačních impulsů

Problém intersymbolových interferencí, ilustrovaný obrázkem 2.27b, je možné výrazně potlačit využitím digitální techniky v obvodech předmodulační filtrace sériového modulátoru GMSK. Takto řešené digitalizovaná varianta je znázorněna na obr. 2.30a. Zde se pomocí digitální "vyhledávací tabulky" a následujícího převodníku D/A tvaruje právě vyslány i -tý modulační impuls nejen s ohledem na jemu odpovídající bit, nýbrž i se zřetelem na bit předcházející a na bit následující. Vzhledem k tomu může mít modulační impuls celkem osm možných tvarových průběhů, které jsou pro všech $2^3 = 8$ možných kombinací uvažovaných datových bitů (tj. $(i - 1)$, i , $(i + 1)$) znázorněny na obr. 2.30b. Popisované digitální provedení předmodulační filtrace je při současné vyspělé monolitické technologii levné, nevyžaduje žádné doleďování, je přesně reprodukovatelné, prakticky nezávislé na teplotě a na stárnutí součástek, a proto jej lze jednoznačně považovat za perspektivní.

Digitální varianta kvadrurního (I/Q) modulátoru GMSK je znázorněna na obr. 2.31. Jeho činnost je analogické předchozímu zapojení, počet všech možných tvarových průběhů modulačních impulsů je zde ovšem podstatně větší.

Signály GMSK si zachovávají ty charakteristiky signálů MSK, které jsou nezbytné pro realizaci koherentní demodulace. Z toho důvodu je možné demodulovat signály GMSK v podstatě stejnými koherentními demodulátory, jaké se používají při demodulaci signálů MSK.



Obr. 2.31 Digitální kvadrurní (paralelní, I/Q) modulátor GMSK

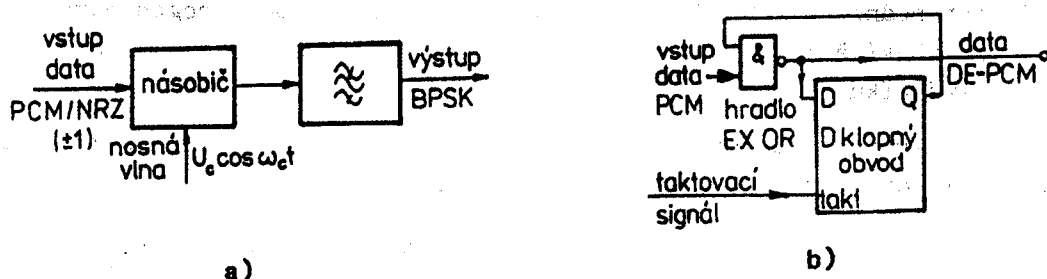
2.9 Modulace PSK

Modulace PSK, nazývané modulace s klíčováním fázovým posuvem (angl. Phase Shift Keying), náleží mezi efektivní digitální modulační metody. Používají se například v širokopásmových mikrovlnných radioreléových systémech, v družicové komunikaci, ve speciálních vojenských aplikacích apod. U těchto modulací datový binární signál ovlivňuje fázi nosné vlny, přičemž její amplituda zůstává konstantní. U nejjednodušší dvojestavové modulace BPSK (2-PSK) nabývá fáze dva diskrétní stavy 0° a 180° (nebo např. 90° a 270°), u čtyřstavové modulace QPSK (4-PSK) to jsou čtyři stavy 0° ; 90° ; 180° a 270° (nebo 45° ; 135° , 225° a 315°) atd. S rostoucím počtem stavů M se obecně zvětšuje spektrální účinnost η_s těchto modulací, tedy k přenosu jistého objemu informace s danou chybovostí BER za jednotku času je zapotřebí menší šířka pásma v kanálu; současně s tím se však zmenšuje energetická účinnost η_e , tedy k zachování určité chybovosti přenosu BER je nutné při zvětšování počtu stavů zvyšovat rovněž poměr signál/šum = C/N .

2.9.1 Modulace BPSK

Modulátory BPSK

Binární modulaci BPSK lze realizovat pomocí analogového násobiče v zapojení podle obr. 2.32a. Na jeden jeho vstup se přivádí nemodulovaná nosná vlna $U_c \cos(\omega_c t)$ a na druhý vstup datový modulační signál PCM/NRZ, který má např. úroveň $+1$ V (logická "1") a -1 V (logická "0"). Na výstupu násobiče se potom objevuje signál BPSK, který lze vyjádřit vztahem



Obr. 2.32 a) Modulátor BPSK;

b) kódér pro převod signálu PCM na signál DE-PCM

$$u_{\text{BPSK}}(t) = \pm U_c \cos(\omega_c t) \quad (2.44)$$

Násobič zde působí jako součinný modulátor, proto modulaci BPSK je možné považovat za modulaci DSB, při níž má modulační signál podobu binárního signálu PCM/NRZ (tedy BPSK = DSB_{SC}). Za násobičem je zapojen pásmový filtr, potlačující postranní laloky spektra modulovaného signálu i vyšší harmonické nosné vlny.

U modulace BPSK se často používá diferenciální kódování, čímž vzniká modulace DE-BPSK. V tomto případě se modulační signál PCM nejprve přemění v kóduru, zapojeném např. podle obr. 2.32b, na signál DE-PCM a tím se potom již v běžném modulátoru BPSK moduluje nosná vlna. Relace mezi signálem PCM/NRZ, signálem DE-PCM a modulovaným signálem DE-BPSK ukazuje tab. 2.3. Modulace DE-PCM má velkou přednost v tom, že odstraňuje na přijímací straně problémy spojené s regenerací referenční nosné, potřebné ke koherentní demodulaci.

Tab. 2.3 Algoritmus vytváření signálu DE-PCM ze signálu PCM: je-li v signálu PCM bit 1 - v signálu DE-PCM nenastává změna bitu (oproti předchozímu); je-li v signálu PCM bit 0 - v signálu DE-PCM nastává změna bitu

signál PCM/NRZ (binární data)	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1
	(1	0	0	1	0	0	1	1)
signál DE-PCM/NRZ	1x	1	-1	1	1	-1	1	1
signál DE-BPSK (v radiánech)	0	0	0	0	0	0	0	0
Poznámka: 1x je libovolný referenční bit								

Demodulátory BPSK

Koherentní demodulátory

Signál BPSK lze vyjádřit v libovolném čase vztahem $+ U_c \cos(\omega_c t)$, nebo $- U_c \cos(\omega_c t)$. Realizovat jeho demodulaci tedy znamená realizovat demodulaci jeho znaménka (polarity). Vhodný koherentní demodulátor je znázorněn na obr. 2.33a.

Vstupní signál přichází do násobiče, kde je násoben referenčním signálem $U_r \cos(\omega_c t)$, který představuje nemodulovanou nosnou, generovanou na přijímací straně. Referenční signál musí být při koherentní demodulaci přesně ve fázi s touto nosnou. Na výstupu násobiče se pak objevuje signál

$$\pm U_r U_c \cos^2(\omega_c t) = \pm U_r U_c \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega_c t)] \quad (2.45)$$

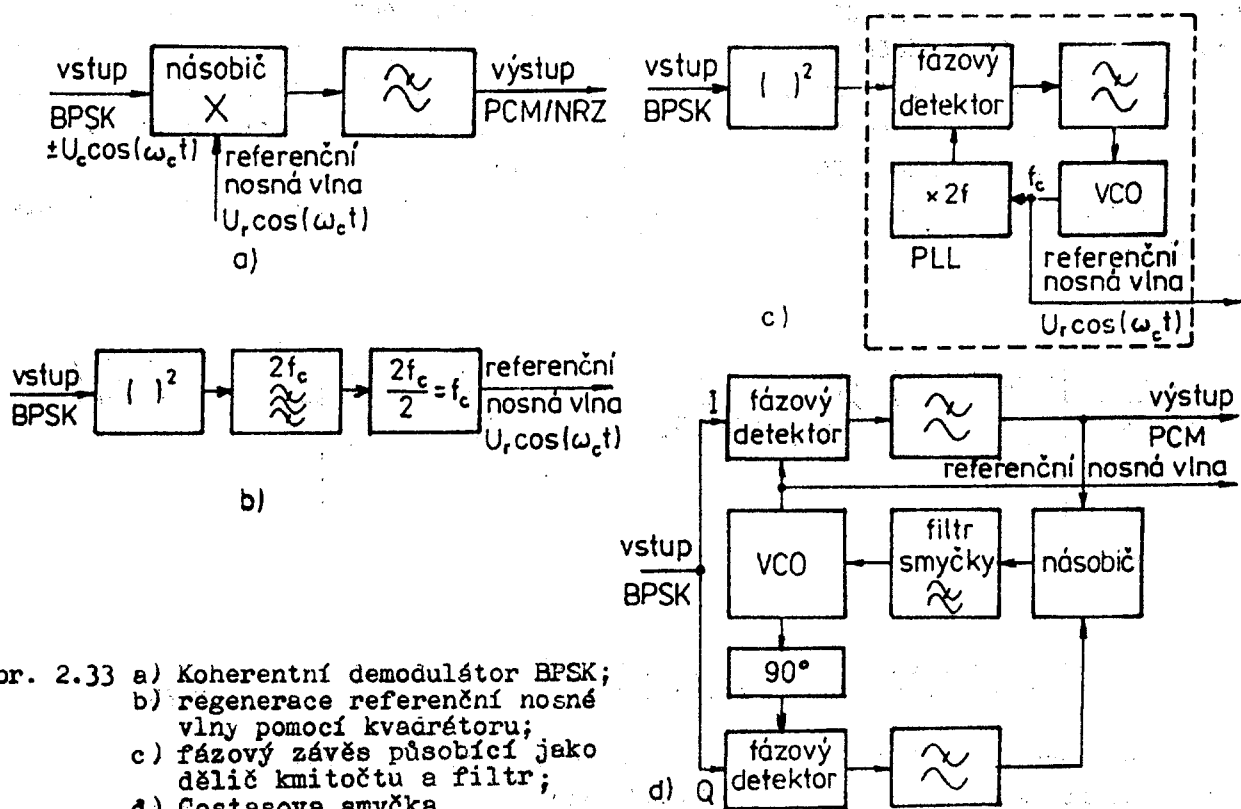
jehož znaménko závisí na znaménku modulovaného signálu; nechá-li se projít dolní propustí, získá se tím původní signál PCM v základním pásmu, jehož amplituda nabývá dvou diskrétních hodnot $\pm U_r U_c / 2$. Ten je dále vzorkován a poté regenerován v regenerátoru, čímž se zbaví šumové složky a může se již zavést do dekodéru PCM (číslicově analogového převodníku).

Referenční signál je možno získat v regeneračním obvodu z obr. 2.33b. Zde se nejprve pomocí kvadrátoru vytváří kvadrát vstupního signálu

$$\pm U_c \cos(\omega_c t)^2 = U_c^2 \cos^2(\omega_c t) = \frac{1}{2} U_c^2 [1 + \cos(2\omega_c t)] \quad (2.46)$$

který představuje již nemodulovanou vlnu, avšak o dvojnásobném kmitočtu. Pásmovým filtrem se dále potlačí složka v základním pásmu $U_c^2/2$ a ze zbývajících složek

$(U_c^2/2) \cos(2\omega_c t)$ se v děliči kmitočtu dvěma získá již požadovaná nosné vlna. Tato vlna však vykazuje fázovou nejistotu 180° . Proto je demodulovaný signál plynule analyzován pomocí analyzátoru kódu a v případě chybné fáze (kdy demodulovaný výstup je inverzní k požadovanému, tj. dochází k záměně jedniček a nul) se v regeneračním obvodu provede potřebný posuv nosné o 180° .



Obr. 2.33 a) Koherentní demodulátor BPSK;
 b) regenerace referenční nosné vlny pomocí kvadrátoru;
 c) fázový závěs působící jako dělič kmitočtu a filtr;
 d) Costasova smyčka

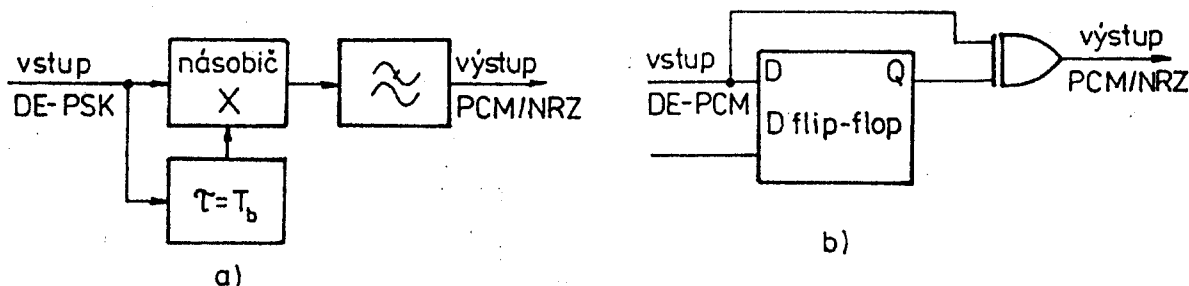
V zapojení z obr. 2.33c je možné realizovat pásmovou filtraci a následující dělení kmitočtu dvěma pomocí fázového závěsu PLL (obr. 2.33c). Problém fázové nejistoty zde však zůstává a jeho řešení značně komplikuje celé zapojení.

Ke koherentní demodulaci signálů BPSK se používá také Costasova smyčka, představující zvláštní typ fázového závěsu PLL (obr. 2.33d). Ta obsahuje dva fázové detektory, k nimž se přivádí jednak vstupní signál BPSK, jednak synfázní a kvadraturní složka signálu generovaného v oscilátoru VCO. Za fázovými detektory následují identické dolní propusti, které propouštějí bez útlumu modulační signál, avšak zadržují modulovaný signál a jeho harmonické. Výstupy dolních propustí přicházejí k násobiči, který z nich vytváří chybové napětí pro řízení kmitočtu oscilátoru VCO; toto napětí po filtraci další dolní propustí koriguje nežádoucí (např. teplotní) drift fáze oscilátoru VCO a udržují ho tedy v závěsu se vstupním signálem. Chybové napětí se zde vytváří z postranních pásem vstupního signálu BPSK a nikoliv z jeho nosné, která je totiž dokonale potlačena. Poledně zmíněná dolní propust (filtr smyčky) určuje svou přenosovou charakteristikou dynamické vlastnosti celé Costasovy smyčky.

Synfázní výstup oscilátoru VCO představuje regenerovanou nosnou vlnu, kterou lze již využít v demodulátoru z obr. 2.33a ke koherentní demodulaci signálu BPSK. Demodulovaný výstup je však přímo k dispozici i za dolní propustí synfázní větve Costasovy smyčky.

Nekoherentní demodulátory

Je-li vysílačem vysílán signál DE-PSK, lze jeho demodulaci uskutečnit na přijímací straně pomocí diferenciálního demodulátoru. Jeho hlavní předností je to, že referenční nosnou vlnu potřebnou k demodulaci odvozuje přímo z přijímaného signálu a nevyžaduje tedy složité regenerační obvody. Zapojení tohoto demodulátoru je na obr. 2.34a. Na jeho vstupu je násobič, k němuž přichází jednak přijímaný signál, jednak tento signál zpožděný o dobu trvání jednoho bitu T_b . Za násobičem následuje dolní propust, potlačující druhou harmonickou nosné vlny. Jsou-li signály na vstupu násobiče ve fázi, objeví se na výstupu dolní propusti kladné napětí, jež v souladu s tab. 2.3 odpovídá signálu PCM/NRZ logická "1". Při rozdílných fázích signálů na vstupu násobiče (0 - 1, nebo 1 - 0) je na výstupu propusti záporné napětí, tj. signál PCM/NRZ logická "0".



Obr. 2.34 a) Diferenciální demodulátor DE-PSK;
b) diferenciální dekodér pro převod signálů DE-PCM na signály PCM

Signál DE-PSK je však možné také přímo demodulovat a teprve potom ho převést diferenciálním dekodérem na signál PCM/NRZ (obr. 2.34b). Naopak je také možné běžný signál BPSK demodulovat diferenciálním demodulátorem a demodulovaný signál poté převést vhodným dekodérem na původní modulační datový signál PCM.

2.9.2 Modulace M-PSK (QPSK, OK-QPSK, $\pi/4$ -QPSK)

Modulace BPSK má teoretickou spektrální účinnost 1 bit/s/Hz (v praxi je tato hodnota na 0,7 ... 0,9 bit/s/Hz). Větší spektrální účinnosti lze dosáhnout přechodem od této dvoustavové modulace PSK k modulacím vícestavovým. Z nich jsou však výhodné - a také nejrozšířenější - modulace čtyřstavové. U modulací PSK s osmi a více stavy totiž dochází k přílišnému sblížení jednotlivých fázových stavů (symbolů) modulované nosné, které se totiž musejí nacházet na jediné kružnici, přičemž vnitřní plocha této kružnice zde zůstává zcela nevyužita. Proto modulace s osmi a více stavy jsou většinou koncipovány jako modulace M-QAM, tj. jako modulace, u nichž se klíčuje nejen fáze, ale i amplituda nosné vlny; to potom vede k podstatně efektivnějšímu využití daného dynamického rozsahu systému.

Ze čtyřstavových modulací PSK si dále podrobněji probereme jejich základní variantu Q-PSK a dále vývojově mladší odvozené varianty OK-QPSK a $\pi/4$ -QPSK. Tyto modulace představují v řadě aplikací výhodný kompromis mezi dobrou spektrální účinností (1,2 bit/s/Hz) a mezi dobrou energetickou účinností. Posledně dvě zmíněné modulace mají navíc některé další přednosti, vítané zejména v pozemní mobilní rádiové komunikaci. Proto také zřejmě byla modulace $\pi/4$ -QPSK vybrána jako nejvhodnější modulační způsob pro digitální veřejný celulární radiotelefonní systém v USA a v Japonsku.

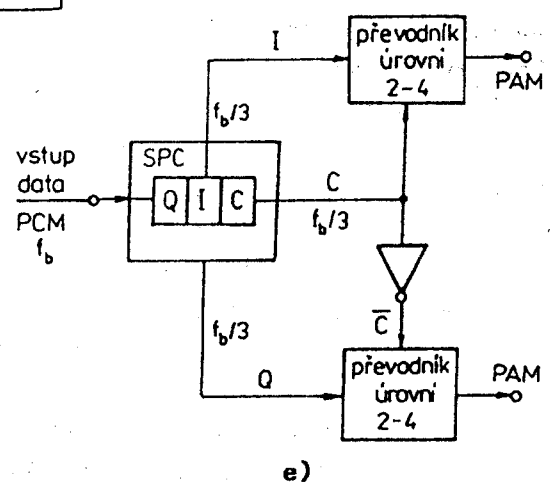
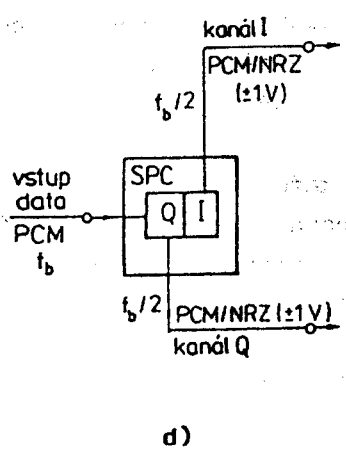
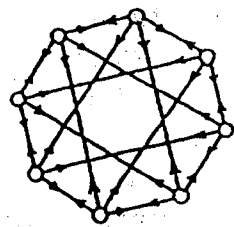
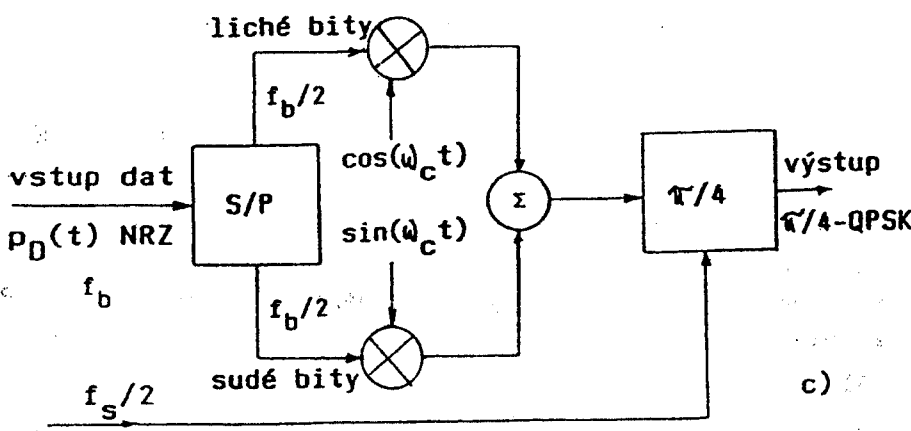
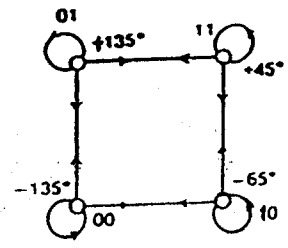
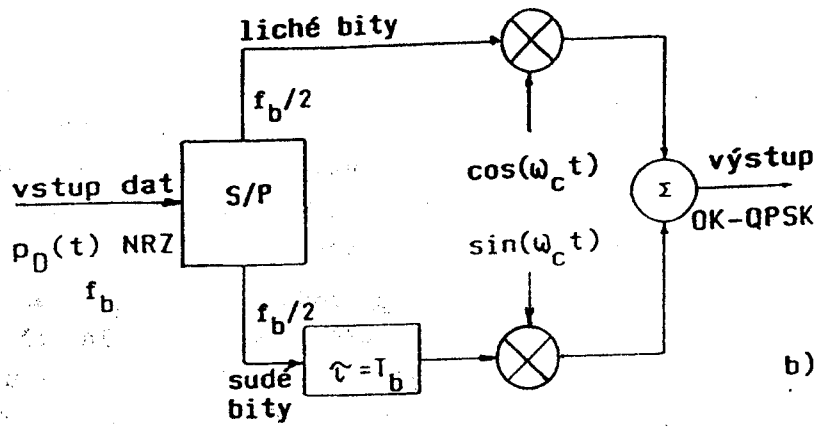
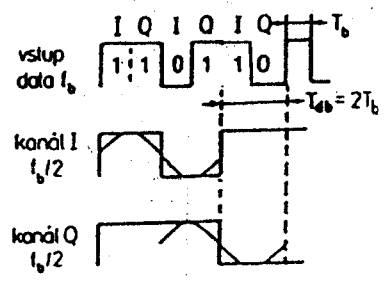
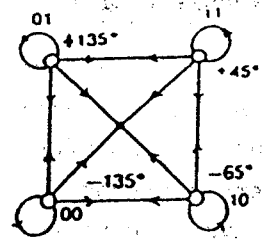
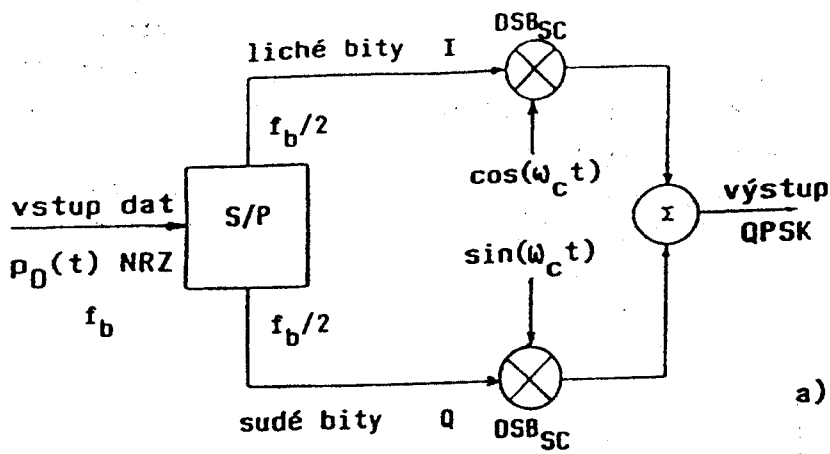
Na obr. 2.35a je znázorněn kvadraturní modulátor QPSK. Vstupní datový signál $p_D(t)$ o bitové rychlosti f_b , typu PCM/NRZ, se v sériově paralelním konvertoru S/P sdružuje do bitových dvojic - dibitů. Z každé takové dvojice se vytvoří jednak bit I, který z převodníku vchází do synfázní větve modulátoru I; jednak bit Q vchází do kvadraturní větve modulátoru Q. Oba tyto bity mají dvojnásobnou dobu trvání T_{db} než je doba trvání jednoho bitu T_b , tedy $T_{db} = 2T_b$; jejich bitová rychlost je potom poloviční, tj. $(f_b/2)$. Přitom bit I odpovídá svojí logickou úrovní prvnímu bitu příslušné bitové dvojice, bit Q potom druhému bitu bitové dvojice. Tuto skutečnost lze vyjádřit schématem:

bitové dvojice	1 1	0 1	0 0	1 0
bit I	1	0	0	1
bit Q	1	1	0	0
fáze	45°	135°	225°	315°

Vytváření bitů I, Q z bitových dvojic ilustruje také obr. 2.35a (vpravo). Oba bity, příslušející určité bitové dvojici, musejí procházet větvemi I, Q po celou dobu $T_{db} = 2T_b$; proto jejich začátek musí být zpožděn oproti začátku "jejich" bitové dvojice o dobu $2T_b$ (tedy na obr. 2.35a mají mít bitové toky I, Q ve skutečnosti posunutou stupnici na časové ose směrem vpravo oproti stupnici bitového toku).

Bity I, Q, vcházející jako modulační signály na vstupy modulátorů DSB_{SC} , mají podobu signálů NRZ a úroveň například +1 V a -1 V. Na zbývajících vstupy modulátorů se přivádějí nosné vlny, které mají trvale vzájemnou fázi 90° , tj. jsou v kvadratuře. Modulátory působí jako násobiče, tedy jejich nosné vlny se zde násobí buď bitem o úrovni +1 V (logická "1"), nebo o úrovni -1 V (logická "0"). Sčítáním výstupů obou modulátorů potom již vzniká signál QPSK. Má-li tedy např. bitová dvojice bity 1 1, mají oba bity úroveň +1 V a na výstupu obou modulátorů se objevují obě nosné vlny ve stejné fázi jako mají na vstupu. Jejich sečtením se potom vytvoří signál QPSK s výslednou fází $+45^\circ$, tak jak to ukazuje vektorový diagram na obr. 2.35a. Při bitové dvojici 0 1 má synfázní bit I úroveň -1 V; násobí-li se jím tedy synfázní nosná vlna, dochází ke změně její fáze o 180° . Bit Q má v tomto případě úroveň +1 V, takže násobením kvadraturní nosné ke změně její fáze nedochází. Výsledný signál QPSK má fázi $+135^\circ$. Obdobně lze ukázat, že při dibitu 0 0 má výsledný signál fázi 225° a při dibitu 1 0 potom fázi 315° .

Konvertor S/P, použitý v modulátoru QPSK z obr. 2.35a, je sestaven z elementárních logických obvodů, tak jak ukazuje obr. 2.35d. Použije-li se v zapojení podle obr. 2.35a konvertor S/P znázorněný na obr. 2.35e, při ponechání jeho zbývajících obvodů beze změny, vytvoří se tím modulátor 8-PSK. V tomto případě je vstupní datový tok rozdělován v děliči bitů do tří paralelních větví, a to do synfázní větve I, kvadraturní větve Q a řídicí větve C; bitová rychlost v každé této větvi je $f_b/3$. Bity ve větvích I a C přicházejí na vstupy převodníku úrovní "2 na 4" zařazeného v synfázní větvi modulátoru, bity ve větvích Q a C potom přicházejí na vstupy převodníku úrovní "2 na 4", jež je zapojen v kvadraturní větvi modulátoru. Tyto převodníky jsou v podstatě číslicově analogové převodníky (DAC) se dvěma paralelními vstupy. Jejich výstupní signály mohou zaujímat čtyři možné napěťové úrovně a mají tedy charakter kvantovaných signálů PAM. Jimi se modulují v následujících součinných modulátorech DSB kvadraturní nosné vlny, jejichž lineárním sčítáním se již vytváří signál 8-PSK.



Obr. 2.35 Modulátory a vektorové diagramy pro různé varianty čtyřstavových modulací PSK: a) QPSK; b) OQPSK; c) $\pi/4$ -QPSK; (na obr. a) vpravo je znázorněno vytváření modulačních paralelních signálů IQ ze vstupního sériového datového signálu $p_D(t)$; d) konvertor S/P modulátoru QPSK; e) konvertor S/P modulátoru 8-PSK

Analogickým postupem, tj. vhodnou úpravou konvertoru S/P, je možné využít zapojení z obr. 2.35a i ke generaci signálů 16-PSK, 32-FSK, ..., které se však již v praxi nepoužívají.

Tab. 2.4 Činnost kodéru pro diferenciálně kódovanou modulaci QPSK, tj. modulaci DE-QPSK (a_k, b_k jsou nekódované modulační signály synfázní a kvadraturní větve modulatoru, I_k, Q_k jsou diferenciálně kódované signály)

a_k	b_k	I_{k-1}	Q_{k-1}	I_k	Q_k
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1
0	0	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1
1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0
1	1	1	0	0	1
1	0	0	0	0	1
1	0	0	1	1	1
1	0	1	1	1	0
1	0	1	0	0	0

Podobně jako u modulace BFSK vzniká i u modulace QPSK v demodulátoru velký problém s regenerací referenční nosné vlny. Ten lze i zde odstranit přechodem na diferenciálně kódovanou modulaci QPSK, značenou symbolem DE-QPSK (angl. Differentially Encoded QPSK). Kodér DE-QPSK vznikne z kodéru QPSK tak, že se mezi paralelní výstupy konvertoru S/P a modulační vstupy modulatorů DSB_{SC} zařadí kodéry podle obr. 2.32b (moderněji lze řešit toto transkódování pomocí "vyhledávací tabulky"). Činnost takto koncipovaného kodéru DE-QPSK potom popisuje tab. 2.4. Zde a_k, b_k jsou k-té nekódované bity (symboly) v synfázní a kvadraturní větvi (na výstupu konvertoru S/P); I_k a Q_k jsou k-té diferenciálně kódované bity a I_{k-1} a Q_{k-1} jsou k-té bity zpožděné o dobu $T_B = 2T_b$, přicházející na modulační vstupy modulatorů DSB_{SC}. Připomeňme, že podobně jako u modulace

DE-BPSK jsou i u modulace DE-QPSK informační bity datového signálu reprezentovány nikoliv skutečnou hodnotou fáze modulované nosné vlny, nýbrž změnou fáze z jedné diskrétní hodnoty na jinou.

Výkonová spektrální hustota signálu QPSK je dána vztahem

$$S(f) = 4CT_b \left[\frac{\sin 2\pi(f - f_c)T_b}{2\pi(f - f_c)T_b} \right]^2, \quad (2.47)$$

přičemž C je střední hodnota signálního výkonu na odporu 1Ω , T_b - doba trvání jednoho bitu.

Z grafického znázornění relace (2.47) vyplývá, že signál QPSK má relativně velmi silné postranní složky (laloky) spektra. Je to tím, že u tohoto signálu může docházet k přímým přechodům mezi díbity 1 1 a 0 0 a mezi díbity 0 1 a 1 0 (viz vektorový diagram na obr. 2.35a). Tyto přechody jsou v časové oblasti reprezentovány nosnou vlnou, která ze své maximální amplitudy se zmenšuje na nulu, při průchodu nulou změni skokově fázi o 180° a poté narůstá opět na maximum - odpovídající ovšem protilehlému díbitu. Tímto způsobem se potom na signálu QPSK vytváří vlastně stoprocentní parazitní amplitudová modulace. Tento signál již tedy nemá konstantní obálku, což má právě za následek spektrum se silnými nežádoucími bočními laloky.

Nemá-li takový signál QPSK rušit sousední kanály, je nutné ho podrobit těsně za modulátorem pásmové filtraci. Tím se však ještě dále zvětší nežádoucí fluktuace jeho amplitudy. Pokud by se potom tento signál zesiloval v koncovém vf zesilovači ve třídě C, docházelo by přitom vlivem nelineárních efektů tohoto zesilovače (konverze AM/AM a AM/PM) prakticky k úplné regeneraci předtím potlačených parazitních laloků, takže zmíněná pásmová filtrace by zde neměla vlastně žádný smysl. Z těchto důvodů není modulace QPSK vhodná pro celou řadu aplikací s hustě lokalizovanými přenosovými kanály, jako jsou například radiotelefonní systémy apod.

Ve snaze odstranit výše uvedené nedostatky modulace QPSK, vyplývající ze skokových změn fáze o $\pm 180^\circ$ - doprovázených průchody obálky modulovaného signálu nulou (tj. parazitní amplitudovou modulací 100 %) - byly vyvinuty zdokonalené varianty modulace QPSK. Dvě nejdůležitější z nich jsou dále stručně popisovány.

Ofsetová čtyřstavová modulace PSK (OK-QPSK, O-QPSK)

Tato modulace (angl. Offset-Keyed PSK) je zvláštní variantou modulace QPSK. Vytváří se v kvadraturním modulátoru podle obr. 2.35b, u něž však je před modulátor DSB ve větvi Q zařazen zpoždovací členek s dobou zpoždění $2T_b/2 = T_b$. Vlivem toho nastávají změny v hodnotě bitu v kanálu I přesně v polovině doby trvání bitu v kanálu Q a naopak. V dibitovém kódu se potom může vždy změnit nejvýše jeden bit a tedy v modulovaném signálu mohou nastat změny fáze nejvýše 90° . Naproti tomu u konvenční modulace QPSK vznikají při přechodu z dibitu 00 na 11 nebo 01 na 10 (a naopak) změny fáze 180° . Spektrum nefiltrovaného signálu OK-QPSK je shodné se spektrem nefiltrovaného signálu QPSK. Menší fázové změny v signálu OK-QPSK vedou však k menší parazitní amplitudové modulaci (cca 33 %) než jakou vykazuje signál QPSK. U pásmově omezeného (filtrovaného) signálu OK-QPSK v důsledku toho potom při případném zesilování v nelineárním výkonovém zesilovači nedochází k tak výrazné regeneraci parazitních postranních pásem jako u modulace QPSK. Změny fázových stavů zde však probíhají s dvojnásobnou rychlostí, takže minimální šířka pásma je u modulace OK-QPSK rovněž větší než u QPSK.

Podrobný rozbor ukazuje, že modulace OK-QPSK je příbuzná s modulací MSK. Proto také kvadraturní modulátory pro oba modulační způsoby mají téměř stejnou konfiguraci (viz obr. 2.21 a obr. 2.35b).

Modulace $\pi/4$ - QPSK

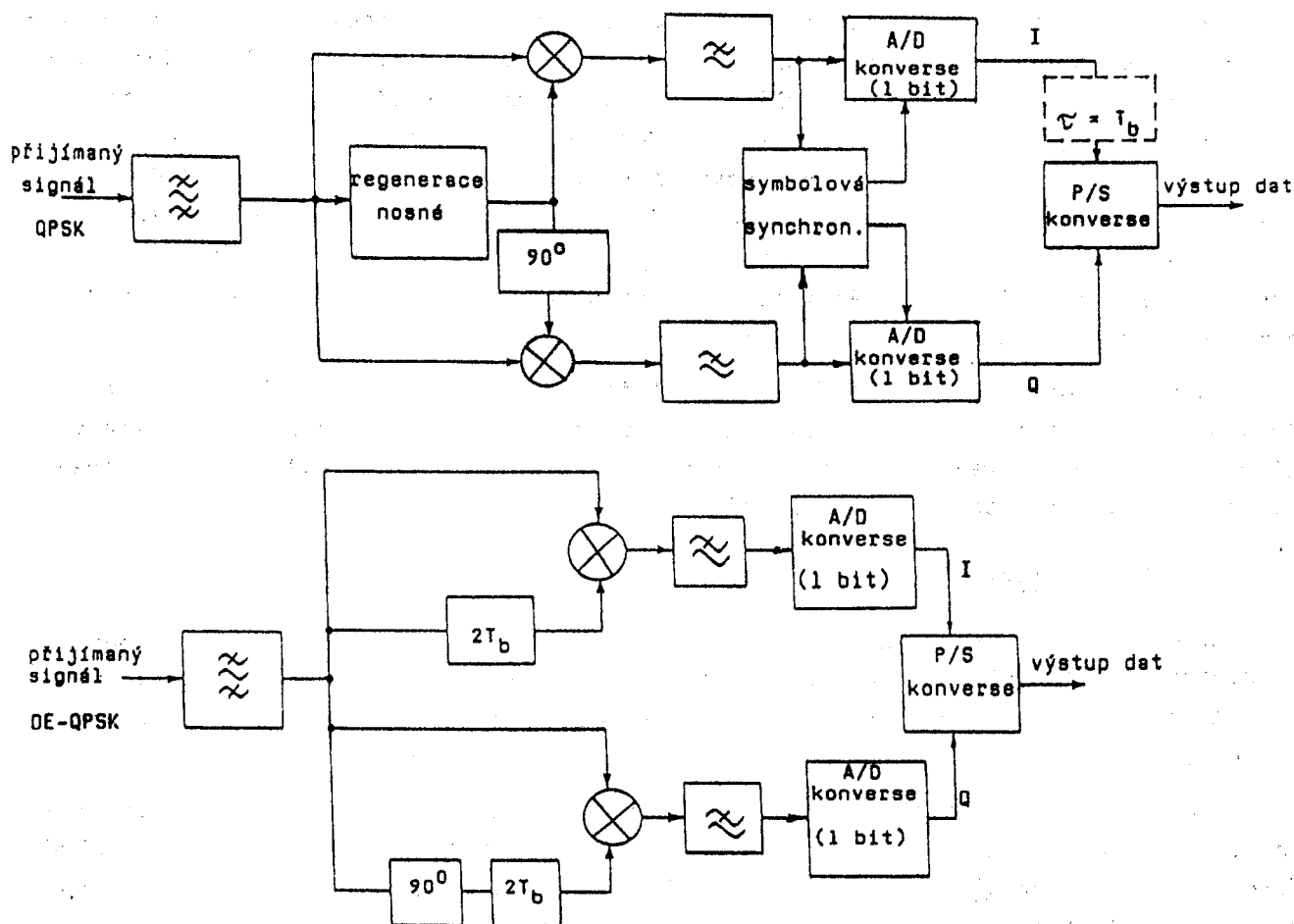
Modulace $\pi/4$ -QPSK je kompromisem mezi modulací QPSK a modulací OK-QPSK, neboť maximální fázový posuv je u této modulace 135° , tedy menší než 180° u modulace QPSK, avšak větší než 90° u modulace OK-QPSK. Fluktuační amplitudy pásmově filtrovaného signálu $\pi/4$ -QPSK jsou rovněž menší než u QPSK, avšak větší než u OK-QPSK. V reálných komunikačních kanálech, postihovaných šířením signálu po vícenásobných drahách, však modulace $\pi/4$ -QPSK výrazně překonává modulaci OK-QPSK, což byl jeden z hlavních důvodů pro její volbu v celulárních radiotelefonních systémech v USA a v Japonsku.

Modulátor $\pi/4$ -QPSK je znázorněn na obr. 2.35c. Za vlastním modulátorem (shodným s QPSK) je zařazen fázový posouvač $\pi/4$ (resp. 45°). Ten je uváděn v činnost taktovacím signálem o frekvenci $f_c/2 = f_b/4$ při každém druhém dibitu. Jestliže tedy například po dibitu 11 - při němž je posouvač vyřazen - následuje dibit 00 - při němž je posouvač uveden v činnost - nebude maximální fázové změna modulovaného signálu 180° , nýbrž jen $180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$ (průchody obálky nulou jsou zde tedy rovněž odstraněny).

Demodulace různých variant signálů QPSK

Demodulace signálů QPSK může být realizována synchronním (koherentním) demodulátorem podle obr. 2.36a. Vstupní přijímaný signál prochází nejprve pásmovým filtrem, který ho oprostí od šumu působícího vně přijímaného kanálu a zbaví ho interferujících sousedních kanálů. Dále se tento signál dělí do dvou shodných složek, které jsou synchronně demodulovány pomocí synfázní a kvadraturní referenční nosné vlny. Demodulované signály po filtraci dolními propustmi se v jednobitových konvertorech

A/D, působících vlastně jen jako regenerátory, přemění na synfázní a kvadrurní složky I, Q. Ve výstupním paralelně sériovém konvertoru P/S, plnicím inverzní funkce v porovnání s konvertorem S/P vysílače, se oba paralelní bitové toky sloučí a přemění na původní sériový datový modulační signál $p_D(t)$. Obvod regenerace nosné vlny, spolu s fázovým posouvačem 90° , generuje synfázní a kvadrurní nosnou vlnu, která je v dokonalé koherenci s odpovídajícími nosnými vlnami vysílače. Obvod symbolové synchronizace vytváří hodinové (taktovací) signály pro převodníky A/D, které musí pracovat v synchronismu s přijímaným demodulovaným signálem.



Obr. 2.36 a) Synchronní (koherentní) demodulátor QPSK (zařazením zpožďovacího členu T_b do synfázní větve, zakresleného čárkovaně, se z něj vytvoří demodulátor OK-QPSK);
b) diferenciální demodulátor QPSK

Diferenciální kódovaný signál DE-QPSK lze demodulovat diferenciálním demodulátorem QPSK, znázorněným na obr. 2.36b. Díky diferenciálnímu kódování přijímaného signálu nevyžaduje tento demodulátor složité obvody pro regeneraci nosných vln. Tyto nosné se zde totiž jednoduše získávají z přijímaného signálu jeho zpožděním o dvojnásobek $T_s = 2T_b$ bitové periody, doplněným v kvadrurní větvi ještě o fixní fázový posuv 90° .

Asynchronní (nekoherentní) demodulace signálu QPSK není možná, neboť by se při ní nevyhodnocovala fáze přijímaného signálu, která je právě nositelem informace.

Demodulace signálu OK-QPSK může být realizována synchronním demodulátorem QPSK z obr. 2.36a, doplněným však o zpožďovací členek s dobou zpoždění T_b , zařazený v synfázní větvi těsně před výstupním konvertorem P/S (na obr. 2.36a zakreslen čárkovaně).

Demodulace signálu $\pi/4$ -QPSK se může realizovat pomocí diferenciálního demodulátoru, který se podobá demodulátoru QPSK z obr. 2.36a, s tím rozdílem, že obvod "regenerace nosné" je nahrazen zpoždovacím článkem s dobou zpoždění $T_s = 2T_b$. Demodulaci $\pi/4$ -QPSK lze provádět také sériovým demodulátorem, skládajícím se z kaskády: pásmová mf propust - limitér - FM diskriminátor - integrační členek - početekční logika (u tohoto napojení se v podstatě využívá těsné příbuznosti modulací FSK a PSK).

2.10 Modulace QAM

Mezi perspektivní typy diskretních modulací náležejí mnohostavové diskretní modulace se současným klíčováním amplitudy a fáze nosné vlny (M-APSK). Vzhledem k tomu, že nosnou vlnu o libovolné amplitudě a fázi je možné složit ze dvou pomocných vln o téže kmitočtu, konstantní vzájemné fázi 90° (tj. vln, jež jsou v kvadratuře) a o určitých vhodných amplitudách, nazývají se tyto mnohostavové číslicové modulace také modulace kvadrturní (M-QAM). Používají se především ve variantách s více stavy (16-QAM; 64-QAM; 256-QAM; ...), tedy v aplikacích, kde se požaduje velká spektrální účinnost (připomeňme, že tyto modulace nelze zaměňovat s analogovými modulacemi QAM, používanými např. v TV systémech PAL apod.).

Modulace PSK je možné považovat za zvláštní případy modulací QAM, při nichž se mění pouze fáze nosné vlny a amplituda zůstává konstantní. Této příbuznosti lze využívat s výhodou v praxi, při implementaci příslušných modemů a ovšem i při teoretickém studiu obou modulačních způsobů.

Modulátory M-QAM

Modulace M-QAM, ale také modulace MSK a M-PSK a další lze realizovat pomocí kvadrturních modulátorů, označovaných též jako vektorové (IQ) modulátory. Ty bývají koncipovány jako univerzální modulační jednotky, které lze vhodným naprogramováním kodéru adaptovat na libovolný z uvedených modulačních způsobů.

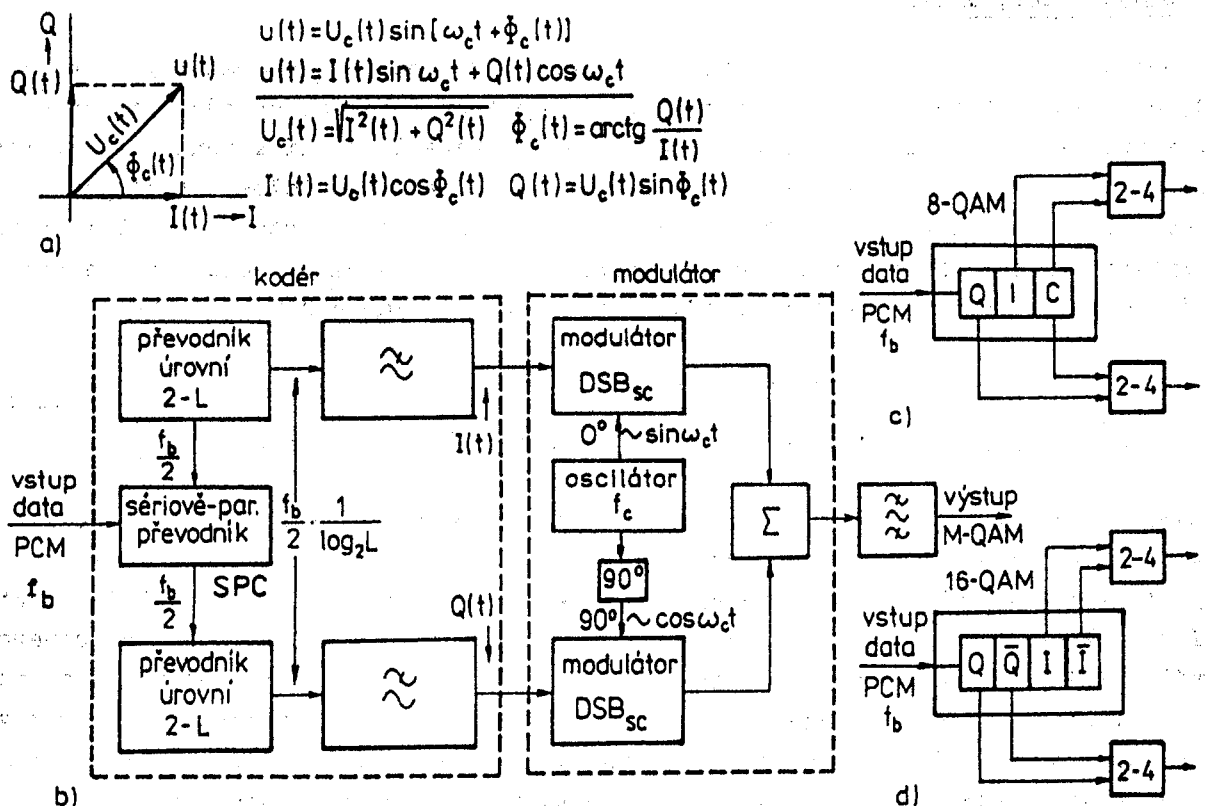
Činnost kvadrturních diskretních modulátorů je založena na skutečnosti, že libovolný wf, resp. mikrovlnný signál o konstantním úhlovém kmitočtu ω_c , o libovolné časové proměnné fázi $\Phi_c(t)$ a o libovolné časově proměnné amplitudě $U_c(t)$ lze vyjádřit v obvyklém tvaru

$$u(t) = U_c(t) \sin [\omega_c t + \Phi_c(t)] \quad (2.48)$$

Tentýž signál je však možné složit také ze dvou složek se stejnými kmitočty, avšak s konstantní vzájemnou fází 90° (označovaných jako složky kvadrturní) a s amplitudami $I(t)$, $Q(t)$, tedy

$$u(t) = I(t) \sin(\omega_c t) + Q(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.49)$$

Vzájemnou souvislost veličin $U_c(t)$, $\Phi_c(t)$ a veličin $I(t)$, $Q(t)$ ukazuje obr. 2.37a. Odtud vyplývá, že každému amplitudově fázovému stavu signálu M-QAM odpovídá vždy zcela určitá velikost těchto veličin. Tak například u modulace 4-PSK má amplituda jistou konstantní velikost $U_c(t) = U_{c0}$, fáze pak může nabývat čtyř diskretních hodnot, např. $\Phi_c(t) = 45^\circ; 135^\circ; 225^\circ; 315^\circ$; amplitudy $I(t)$, $Q(t)$ potom nabývají dvou diskretních hodnot, např. $+1$ a -1 . U modulace 16-QAM se čtvercovým konstelačním diagramem (obr. 2.39c) amplitudy $I(t)$, $Q(t)$ zaujímají čtyři diskretní hodnoty, u modulace 64-QAM amplitudy zaujímají osm hodnot atd.; při jiných strukturách konstelačních diagramů však mohou být tyto počty úrovní odlišné.



Obr. 2.37 a) Dvojitý způsob matematického popisu signálu M-QAM (jako sinusové vlny s proměnnou amplitudou a fází, nebo jako součtu dvou kvadraturních nosných vln, tj. vln se stejným kmitočtem, konstantní vzájemnou fází 90° a proměnnými amplitudami);
 b) univerzální kvadraturní modulátor M-QAM;
 c) sériově paralelní převodník pro modulátor 8-QAM;
 d) sériově paralelní převodník pro modulátor 16-QAM

Kompletní zapojení kvadraturního modulátoru M-QAM je uvedeno na obr. 2.37b. Na vstup přichází modulační signál. Ten dále postupuje do kodéru, jehož úkolem je vytvářet z něj modulační složky $I(t)$, $Q(t)$, potřebné pro následující kvadraturní modulátor. Základní částí kodéru je sériově paralelní převodník (SPC), který dělí vstupní bitový tok o rychlosti f_b do dvou binárních toků o rychlostech $f_b/2$. V následujících převodnicích úrovní "2 na L" se z nich vytvářejí kvantované signály PAM o L-úrovních a o symbolových rychlostech

$$f_s = \frac{f_b}{2} \cdot \frac{1}{\log_2 L} \quad (2.50)$$

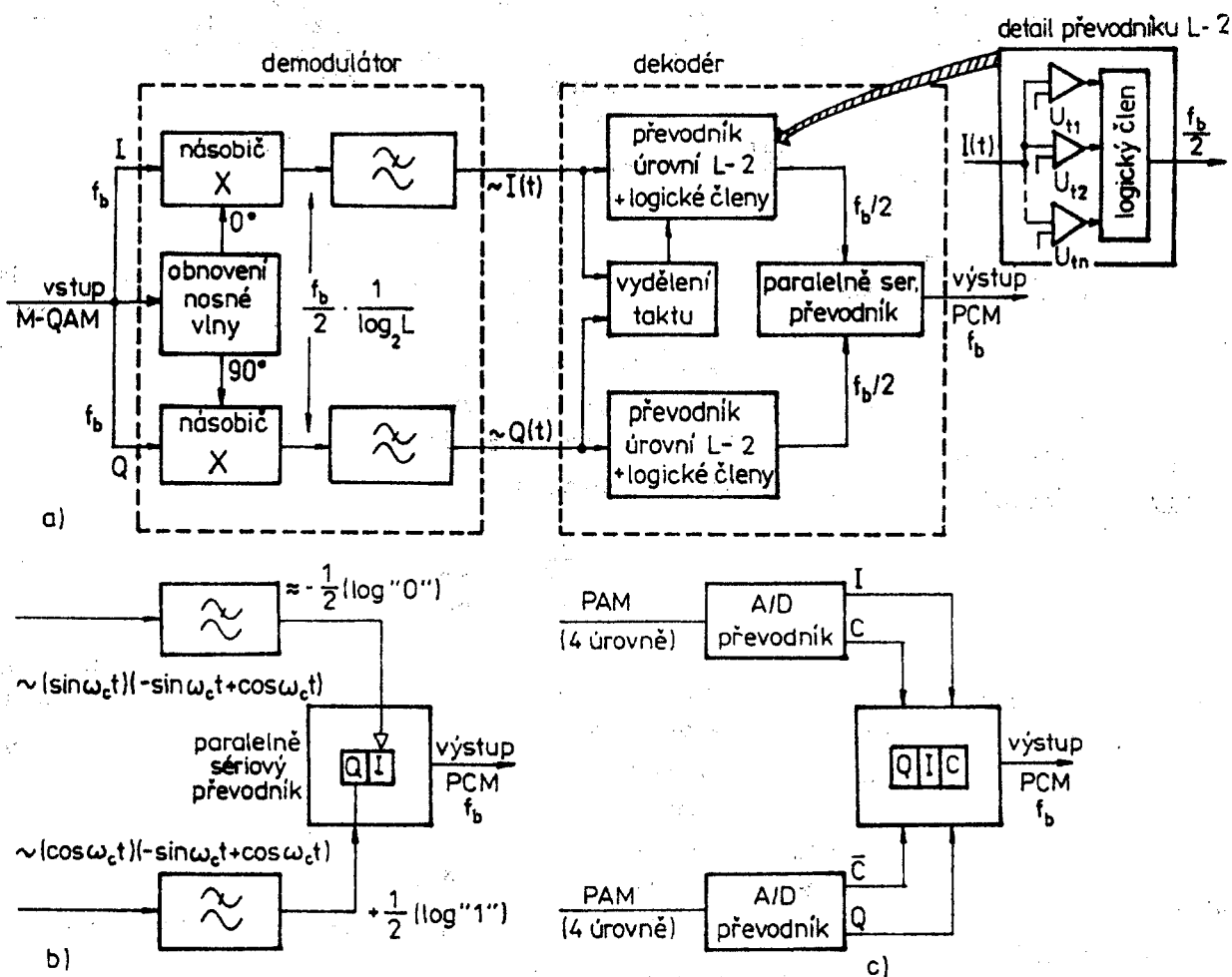
Tyto signály po filtraci v předmodulačních dolních propustech přicházejí jako modulační signály $I(t)$, $Q(t)$ na modulátory DSB_{SC} . V nich se realizují operace vyjádřené vztahem (2.49), tedy násobení kvadraturních nosných vln těmito modulačními signály a jejich následující sčítání. Výstupní signál modulátoru o typické frekvenci nosné vlny $f_c = 70$ MHz nebo 140 MHz se obvykle ještě filtruje mezifrekvenční pásmovou propustí a dále přivádí ke koncovým stupňům vysílače.

Konkrétní provedení sériově paralelního převodníku pro modulátor 8-QAM je na obr. 2.37c a pro modulátor 16-QAM na obr. 2.37d.

Demodulace signálů M-QAM lze nejnázorněji realizovat pomocí kvadraturních demodulátorů, nazývaných také vektorové, resp. IQ demodulátory. Obecné zapojení takového demodulátoru je na obr. 2.38a. Jeho funkce je v podstatě inverzní k funkci modulátoru z obr. 2.37a. Vstupní signál M-QAM se dělí do dvou stejných složek, které přicházejí na jeden vstup součinnových detektorů (analogových násobičů); tyto složky lze vyjádřit vztahem (2.49). Na druhý vstup detektorů přichází synfázní, resp. kvadraturní nosná vlna. Na výstupu detektoru synfázního kanálu se tedy objevuje signál

$$\begin{aligned} & [I(t) \sin(\omega_c t) + Q(t) \cos(\omega_c t)] \sin \omega_c t = \\ & = \frac{1}{2} [I(t) \cos 0 - I(t) \cos(2\omega_c t)] + \frac{1}{2} [Q(t) \sin 0 + Q(t) \sin(2\omega_c t)] \end{aligned} \quad (2.51)$$

Za následující dolní propustí, potlačující druhé harmonické nosné ($2\omega_c$), se již získává demodulovaná synfázní složka $I(t)/2$. Podobně je možné dokázat, že za dolní propustí kvadraturní větve se objevuje kvadraturní složka $Q(t)/2$. Obě složky postoupí do dekodéru, kde se nejprve v převodnicích úrovně "L na 2" přemění na binární signály. Každý z obou převodníků obsahuje $(L - 1)$ napěťových komparátorů, jež umožňují rozlišovat L úrovně složek $I(t)$, $Q(t)$. Určitý komparátor poskytuje na svém výstupu stav logická "1", přesahuje-li v okamžiku vzorkování vstupní signál (plus šum) jeho prahové napětí U_t , v opačném případě poskytuje na výstupu stav logická "0".



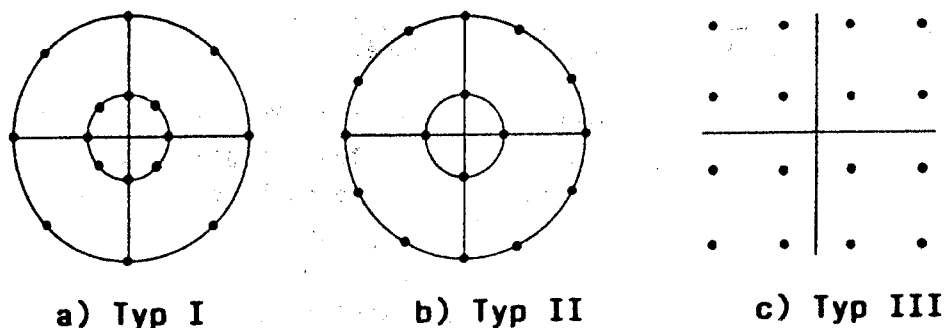
Obr. 2.38 Kvadraturní demodulátor M-QAM:
 a) základní zapojení; b) dekodér demodulátoru QPSK;
 c) dekodér demodulátoru 8-PSK

Vzorkování se uskutečňuje se symbolovou rychlostí $f_b \lceil 2(\log_2 L) \rceil$, v okamžicích maximálního rozevření diagramu oka. $(L - 1)$ binárních výstupů napěťových komparátorů vchází paralelně do logických obvodů, kde se převádějí na sériové bitové toky o rychlostech $f_b/2$. Z těch se konečně ve výstupním paralelně sériovém převodníku vytváří výstupní signál PCM, shodující se až na zkreslení a šum s modulačním signálem vysílače.

K dosažení optimální činnosti demodulátoru je nutné v bloku obnovit nosné generovat dokonale koherentní referenční nosné vlny, blok vydělení taktu potom zajišťuje symbolovou synchronizaci dekodéru. U modulací M-PSK a M-QAM je nosná vlna v balančních modulátorech vysílače potlačena a nepřenáší se, takže její obnovení je obtížné. K danému účelu však lze použít analogických obvodů jako u modulace BPSK (obr. 2.33). Tak například u modulace QPSK lze referenční nosnou získat obvodem podobným zapojení na obr. 2.33b, a to nahrazením kvadrátoru blokem provádějícím umocnění signálu QPSK na čtvrtou a nahrazením děliče frekvence dvěma děličem čtyřmi; tento způsob však vyžaduje fázovou čtyřznačnost, kterou lze jen obtížně eliminovat. Jinou možnost obnovení referenční nosné vlny poskytuje čtyřfázová Costasova smyčka, jež vzniká v podstatě zdvojením a úpravou dvou smyček z obr. 2.33c.

Různé typy konstelačních diagramů modulací M-QAM

Výsledné vlastnosti modulací M-QAM značně závisí na geometrické struktuře konstelačního diagramu. Základní principy modulací M-QAM zformuloval jako první C. R. Cahn v r. 1960. Pro modulaci 16-QAM navrhnul kruhový (hvězdicový) diagram podle obr. 2.39a, u něhož jsou jednotlivé fázové amplitudové stavy rozmístěny na dvou koncentrických kružnicích, a to ve stejném počtu 8 + 8; tento diagram se také označuje jako typ I. U druhého diagramu typu II (obr. 2.39b) je na vnější kružnici 12 a na vnitřní jsou jen 4 stavy; rovnoměrnější využití "dovolené" plochy diagramu -

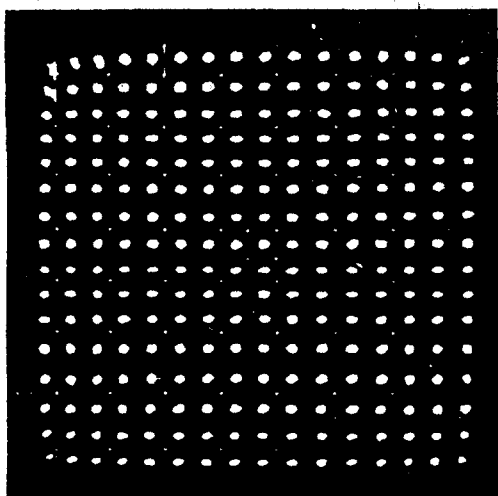


Obr. 2.39 Různé typy konstelačních diagramů modulace 16-QAM:
 a) kruhový (hvězdicový) se stejným počtem stavů na obou koncentrických kružnicích;
 b) s různými počty stavů na kružnicích;
 c) nejrozšířenější diagram čtvercový

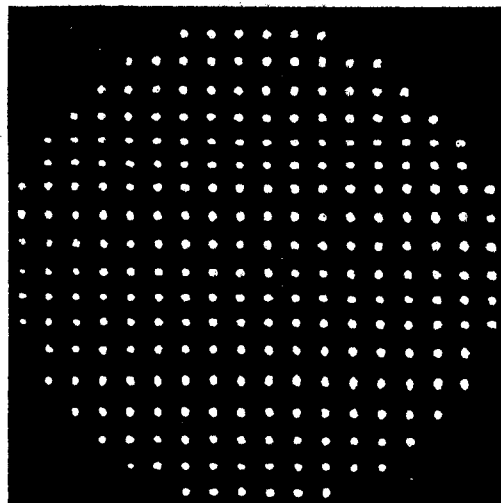
určené horní hranicí dynamického rozsahu systému - může vést ke zlepšení poměru s/š (pro danou chybovost BER) o 3 dB, avšak jedině za předpokladu, že z řady rušivých faktorů působí v systému pouze aditivní bílý gaussovský šum AWGN (= Additive White Gaussian Noise). Další vývoje variantou byl pravouhlý diagram podle obr. 2.39c, označovaný jako typ III, který má výhodu ještě rovnoměrnějšího rozložení stavů v dovolené oblasti diagramu; působí-li v kanálu jen šum AWGN, je tato konstelace ze všech tří uvažovaných z hlediska chybovosti BER nejlepší.

Prvé realizované systémy M-QAM z počátku sedmdesátých let však ukázaly, že na jejich výslednou činnost mohou v praxi velmi výrazně působit kromě šumu ještě další rušivé faktory. V první řadě to jsou nelinearity koncového výkonového zesilovače vysílače. Nelinearita jeho amplitudové charakteristiky způsobuje tzv. parazitní konverzi AM-AM, nelinearita fázové charakteristiky potom konverzi AM-FM. Oba tyto rušivé efekty mají za následek:

- a) Degradaci chybovosti BER systému, a to především v důsledku zvětšení intersymbolových interferencí.
- b) Regeneraci, resp. rozšíření nežádoucích bočních složek výkonového spektra signálu, což potom vyvolává interference v sousedních kanálech.
- c) Vznik intermodulačních součtových a rozdílových produktů, které způsobují nebezpečné interference především v systémech s frekvenčním multiplexem (FDMA).



a)



b)

Obr. 2.40 Konstelační diagramy snímané na výstupu demodulátorů systému 256-QAM: a) čtvercová konfigurace; b) upravená, téměř kruhová konfigurace

Moderní typy zesilovačů s výkonovými tranzistory FET (V-MOS, MESFET apod.) se vyznačují vynikající linearitou, takže uvedené nežádoucí jevy jsou u nich mnohem slabší. Avšak i starší výkonové elektronky, jako je např. elektronka s postupnou vlnou, mohou být pomocnými zpětnovazebními obvody linearizovány a poté využity v modulátorech QAM s velkým počtem stavů. Z dostupných pramenů vyplývá, že v první polovině devadesátých let jsou již dobře realizovatelné až 256stavové modulátory QAM (tj. 256-QAM). Příklad konstelačního čtvercového diagramu modulace 256-QAM je na obr. 2.40a; stavy nacházející se v rozích diagramu mají již zřetelně chybnou polohu, vlivem toho, že výkonový zesilovač zde již vchází do saturace. Jestliže se však 6 nejvíce zkreslených stavů přesune z každého rohu na střed obvodového čtverce diagramu, vytvoří se diagram s téměř kruhovým obvodem podle obr. 2.40b, který dokonale využívá daný dynamický rozsah zesilovače (jehož hranici tvoří totiž v rovině IQ kružnice). Takto koncipovaný systém 256-QAM byl úspěšně využit v radioreléovém spoji k přenosu signálu 140 Mbit/s (TV signál PAL) ve vř. pásmu o šířce pouhých 20 MHz.

V mobilní komunikaci funkcí systémů M-QAM značně ovlivňuje útlum signálu, který se zde zvětšuje přibližně se třetí až čtvrtou mocninou vzdálenosti mezi vysílačem a přijímačem. Dalším rušivým faktorem je zde tzv. pomalý únik, způsobovaný zastíněním přijímače budovami apod., a dále rychlý únik - jehož příčinou je především mnohocestné šíření signálu mezi vysílačem a přijímačem.

Vezmou-li se všechny uvedené rušivé faktory u reálného systému s modulací M-QAM v úvahu, je zřejmě volba optimální konfigurace konstelačního diagramu nesnadná. Tyto faktory je nutné hodnotit nejen kvalitativně, nýbrž i kvantitativně. Je tedy nutné posoudit, zda v daném konkrétním systému působí převážně jen amplitudové zkreslení a fázové je zanedbatelné - nebo je tomu naopak; pro daný typ aktivní součástky v koncovém zesilovači je zapotřebí zhodnotit její výkonovou kapacitu (poměr středního a maximálního výkonu) atd.

V této souvislosti je dále nutné zdůraznit, že při volbě typu konstelačního diagramu modulací M-QAM je naprosto nezbytné současně uvažovat i způsob přiřazení (mapování) n -bitových kódových skupin ($n = \log_2 M$) jednotlivým stavům (bodům) tohoto diagramu. Tyto otázky těsně souvisejí s problematikou tzv. kódovaných diskretních modulací, která však již vybočuje z rámce tohoto článku.

2.11. K ó d o v a n é d i s k r é t n í m o d u l a c e

V obecném Shannonově schématu komunikačního systému (obr. 1.2) se na vysílací straně uvažuje kódování kanálu a modulace jako dva zcela samostatné, na sobě nezávislé procesy. Připomeňme, že v kodéru kanálu se k modulačnímu digitálnímu signálu přidávají určitým přesně definovaným způsobem "ochranné" bity (nebo symboly), jejichž vyhodnocením v dekodéru kanálu přijímače se může výrazně zmenšit chybovost přenosu. V modulátoru vysílače se potom takto zabezpečený modulační signál moduluje na vysokofrekvenční, resp. mikrovlnnou nosnou vlnu. Přidání ochranných redundantních bitů (resp. symbolů) však vede ke zvětšení přenosové rychlosti a tím i ke zvětšení přenosové potřebné šířky pásma rádiového kanálu. Tomuto nežádoucímu jevu lze ovšem čelit přechodem od dvoustavových modulací k modulacím vícestavovým. Avšak jak ukázala zkušenost, právě u těchto vícestavových modulací je výhodné opustit koncepci zcela samostatného kodéru kanálu a modulátoru a oba tyto bloky naopak sloučit obvodově i funkčně do bloku jediného. Ten potom modulační bitový tok přicházející z kodéru kanálu, který ještě není zabezpečený proti chybám, konvertuje přímo na kódovaný - a tedy proti chybovosti chráněný modulovaný signál. Tímto způsobem se vytvářejí kódované diskretní (digitální) modulace, jejichž nástup do praxe, datovaný do počátku osmdesátých let, představuje významný pokrok v rozvoji komunikační techniky.

Základní pojmy

Díkladné objasnění podstaty kódovaných modulací je složité a obsáhlé. V tomto článku jsou naznačeny jen jejich některé principy, vycházející z následujících základních pojmů teorie kódování.

- Signálový prostor - lze formálně považovat za k -rozměrný euklidovský prostor, do něhož je možné názorně zobrazovat elektrické signály. Uvažujme např. analogový nesinusový signál s nejvyšší harmonickou o kmitočtu f_m , který je definován v časovém intervalu T . Takový signál lze ve shodě se vzorkovacím teorem úplně specifikovat pomocí $2f_m T$ diskretních vzorků, resp. čísel a zobrazit jako jediný, tzv. signálový bod v signálovém prostoru s rozměrem $k = 2f_m T$; zmíněné vzorky zde potom představují souřadnice tohoto bodu. Číslo k může být velmi velké (např. pro TV signál pro $f_m = 5$ MHz a $T = 3600$ sekund je $k = 3,6 \cdot 10^{10}$), takže odpovídající prostor nelze vizualizovat; nehledě na to je však geometrická interpretace signálů velmi užitečná, neboť umožňuje řešit řadu úloh komunikační techniky zpracovávány postupy euklidovské geometrie.

Jak ukazuje podrobnější rozbor, kvadrát vzdálenosti d^2 určitého signálového bodu od počátku souřadnic je přímo úměrný energii E odpovídajícího signálu za dobu T , přičemž platí relace

$$d^2 \cong 2f_m E = 2f_m TP, \quad (2.52)$$

kde P je střední výkon signálu.

Uvažujeme-li např. trojrozměrný prostor s ortogonálními přímkovými osami, stanoví se pro určitý signálový bod "a" se souřadnicemi $[a_1, a_2, a_3]$ tento kvadrát z relace

$$d^2 = a_1^2 + a_2^2 + a_3^2, \quad (2.53)$$

vyplývající z Pythagorovy věty.

- Euklidova vzdálenost D - je definována jako geometrická vzdálenost mezi dvěma signálovými body v k -rozměrném signálovém prostoru. Minimální Euklidova vzdálenost je potom definována jako minimální hodnota vzdálenosti D mezi určitou dvojicí signálových bodů, náležejících do početnější množiny signálových bodů daného signálového prostoru. Uvažujeme-li opět trojrozměrný prostor a v něm body $a \sim [a_1, a_2, a_3]$ a $b \sim [b_1, b_2, b_3]$, bude kvadrát této vzdálenosti

$$D^2 = (a_1 - b_1)^2 + (a_2 - b_2)^2 + (a_3 - b_3)^2 \quad (2.54)$$

Podrobný rozbor ukazuje, že kvadrát Euklidovy vzdálenosti dvou signálových bodů je přímo úměrný energii rozdílu jim odpovídajících signálů za dobu T . Je-li tato energie nulová, dané signály se označují jako ortogonální.

Koncepce signálového prostoru je velice užitečná. Dovoluje například názorně stanovit maximální šumový výkon (resp. energii) doprovázející určitý signál s digitální modulací, který lze ještě tolerovat, aniž by při demodulaci a dekódování nadměrně vzrůstala chybovost. Tento výkon zřejmě odpovídá polovině Euklidovy vzdálenosti mezi signálovým bodem příslušejícím uvažovanému modulovanému signálu a nejbližším sousedním signálovým bodem, odpovídajícím jinému signálu.

Pomocí signálového prostoru lze řešit i jiný mimořádně závažný problém digitálních modulací, jímž je optimální rozložení daného počtu signálových bodů v něm se nacházejících (a to uvnitř koule o poloměru $r = \sqrt{2f_m TP_{\max}}$, kde P_{\max} je střední hodnota maximálního dovoleného výkonu příslušných signálů). Optimální rozložení je zřejmě takové, při němž je maximalizována minimální Euklidova vzdálenost mezi všemi dvojicemi těchto bodů, neboť v tomto případě je nebezpečí chybného rozlišení bodů těchto dvojic nejmenší.

- Hammingova vzdálenost h - je definována jako počet binárních číslic (bitů), v nichž se liší dvě kódové skupiny (slova) o stejné délce. Minimální Hammingova vzdálenost h_{\min} je potom určena jako minimální hodnota vzdálenosti h mezi určitou dvojicí kódových skupin (slov), které náležejí do početnější množiny takových skupin.

Základní principy kódovaných digitálních modulací

Na základě předchozích pojmů lze již formulovat tři základní principy, na nichž jsou založeny kódované digitální modulační:

- a) přidání redundantní informace, určené ke zvýšení zabezpečení přenosu proti chybám, se realizuje přechodem na víceřadové modulační; potom např. kódovaná modu-

lace 8 PSK se zabezpečením vystačí se stejnou šířkou vř pásma, jakou vyžaduje zcela nezabezpečená modulace 4 PSK;

- b) proces kódování kanálu - resp. zabezpečení proti chybám - je realizován přímo v procesu modulace;
- c) minimální Euklidova vzdálenost mezi libovolným párem bodů v signálovém prostoru, které reprezentují modulovaný signál, je maximalizována.

Jak je patrné, u kódovaných digitálních modulací je hlavním hodnotícím kritériem účinnosti zabezpečení přenosu proti chybám maximalizace Euklidovy vzdálenosti mezi libovolným párem signálových bodů, které reprezentují signálové prvky (symboly) uvažovaného modulovaného signálu. To je ovšem zásadní rozdíl oproti klasickým digitálním komunikačním systémům podle obr. 1.2, u nichž je totiž hlavním hodnotícím kritériem účinnosti kódování kanálu z hlediska chybovosti dosažení minimální Hammingovy vzdálenosti mezi vysílanými a jim příslušejícími přejímanými kódovými skupinami, nacházejícími se v základním pásmu.

Modulace s blokovým kódováním (BCM) a s mřížkovým kódováním (TCM)

Uvedené základní principy kódovaných modulací je možné v praxi realizovat různými způsoby a tím vytvářet různé typy kódovaných modulací. Mezi nejčastější patří kódovaná modulace s blokovým kódováním BCD (angl. Block Coded Modulation) a dále modulace s mřížkovým kódováním TCM (Trellis Coded Modulation).

U obou těchto modulací se využívá princip postupného rozkladu původního M-stavového konstelačního diagramu na dílčí diagramy s menšími počty stavů (angl. "set partitioning"). Tedy například diagram modulace 8 PSK se rozloží na dva diagramy 4PSK, z nichž každý se dále rozloží na dva diagramy 2 PSK; ty ovšem mají mezi svými dvěma stavy podstatně větší minimální Euklidovu vzdálenost D , než měl diagram výchozí (konkrétně u konstelace 8 PSK, při rozmístění bodů na kružnici o poloměru 1, je $D = 0,765$, u konstelací 4 PSK je $D = \sqrt{2}$ a u konstelací 2 PSK je $D = 2$).

V případě modulace BCM se potom různé bity, odpovídající bodům konstelačních diagramů vzniklých rozkladem, kódují blokovými kódy o stejné délce, avšak rozdílné Hammingově vzdálenosti. Modulace TCM je naopak založena na využití konvolučních kódů (její název pochází od tzv. mřížkových diagramů, používaných právě při zkoumání konvolučních kódů). Výsledkem těchto postupů jsou kódové skupiny, které jsou již zabezpečeny proti chybám - ovšem za cenu přidání redundantních ochranných bitů. Těmto skupinám jsou potom vhodně přiřazeny body konstelačního diagramu, který už odpovídá vysílanému signálu. Při tomto procesu se respektuje třetí princip kódovaných modulací, tj. maximalizace minimálních Euklidových vzdáleností signálových bodů v signálovém prostoru.

Uvedený stručný popis kódovaných modulací nemůže - vzhledem k jejich složitosti - ani zdaleka objasnit jejich podstatu. Kromě toho tematicky nespadá do rámce tohoto skriptu, a proto zde není rozváděn. Podrobnější poučení o problematice kódovaných modulací lze nalézt např. v lit. [10], v níž jsou též uvedeny četné odkazy na detailnější prameny.

Zisk kódování

Výsledným efektem dobře koncipované kódované modulace je redukce bitové chybovosti BER v porovnání s nekódovanou modulací, a to při stejných parametrech přenosového kanálu (téže šířce pásma B a též poměru C/N). Pokud se u obou systémů zachová stejná chybovost BER, přinášejí kódované modulace výhodu snížení potřebného

poměru signál/šum v dekodéru přijímače. Jejich účinnost hodnotí z těchto hledisek tzv. zisk kódování, který je definován jako:

v decibelech vyjádřený rozdíl mezi nekódovaným a kódovaným poměrem energie E_b potřebné k přenosu jednoho informačního bitu a spektrální šumové hustoty N_0 v přenosovém kanálu, a to při dané chybovosti BER.

Zisk kódování několika často se vyskytujících kódovaných modulací je uveden v následující tabulce. Zisk je zde vztažen k nekódované modulaci 4 PSK a uvažován pro chybovost BER = 10^{-6} .

Typ kódované modulace	Zisk modulace (dB)
modulace 8 PSK s mřížkovým kódováním	2,9
modulace 8 PSK s blokovým kódováním	1,7
modulace 16 PSK s blokovým kódováním	3,6

Jak je patrné, modulace 8 PSK s mřížkovým kódováním má znatelně větší zisk, než modulace 8 PSK s blokovým kódováním. Při jejich hodnocení je však nutné vzít v úvahu ještě další hlediska, a to zejména složitost a účinnost dekodéru. Při takovém komplexním posuzování potom vycházejí dva typy zhruba jako rovnocenné.

2.12. Modulace s parciální odezvou (PRS)

Nyquist již ve dvacátých letech ukázal, že k přenosu digitálního signálu o bitové rychlosti f_b je v základním pásmu při požadavku nulových intersymbolových interferencí (ISI) zapotřebí přenosový kanál o teoretické minimální šířce pásma $B_{\min} = f_b/2$. Takovým kanálem by bylo možné přenášet digitální binární signál rychlostí 2 bit/s na 1 Hz šířky pásma (2 bit/s/Hz), resp. signál PAM o symbolové rychlosti 2 baud/s na 1 Hz (2 band/s/Hz). Jelikož hodnota m -tého bitu zde vůbec nezávisí na bitech předchozích, označuje se takový kanál jako digitální kanál bez paměti. K dosažení uvedené minimální šířky by byla nutná filtrace signálu ideální, avšak v praxi nerealizovatelnou dolní propustí s pravouhlou amplitudovou kmitočtovou charakteristikou; při použití realizovatelných dolních propustí je potom potřebná šířka pásma asi o 20 až 50 % větší (viz čl. 2.3).

V roce 1960 popsal Lender nový způsob kódování digitálních signálů v komunikační technice, umožňující dosáhnout i v praxi přenosových rychlostí 2 bit/s/Hz, resp. 2 baud/s/Hz. Při této metodě je sice nutné připustit určité zvětšení intersymbolových interferencí, které je však přísně kontrolované a nemusí vést ke zvětšení chybovosti přenosu BER. Základem Lenderova přístupu je záměrné zavedení korelace mezi přenášenými bity, resp. symboly, proto se toto kódování označuje jako korelační; jeho zdokonalené varianty se potom nazývají kódování, resp. modulace s parciální odezvou (angl. PRS = Partial Response Systems). Příslušné kanály, resp. systémy pak náležejí do kategorie systémů s pamětí.

Modely systémů PRS

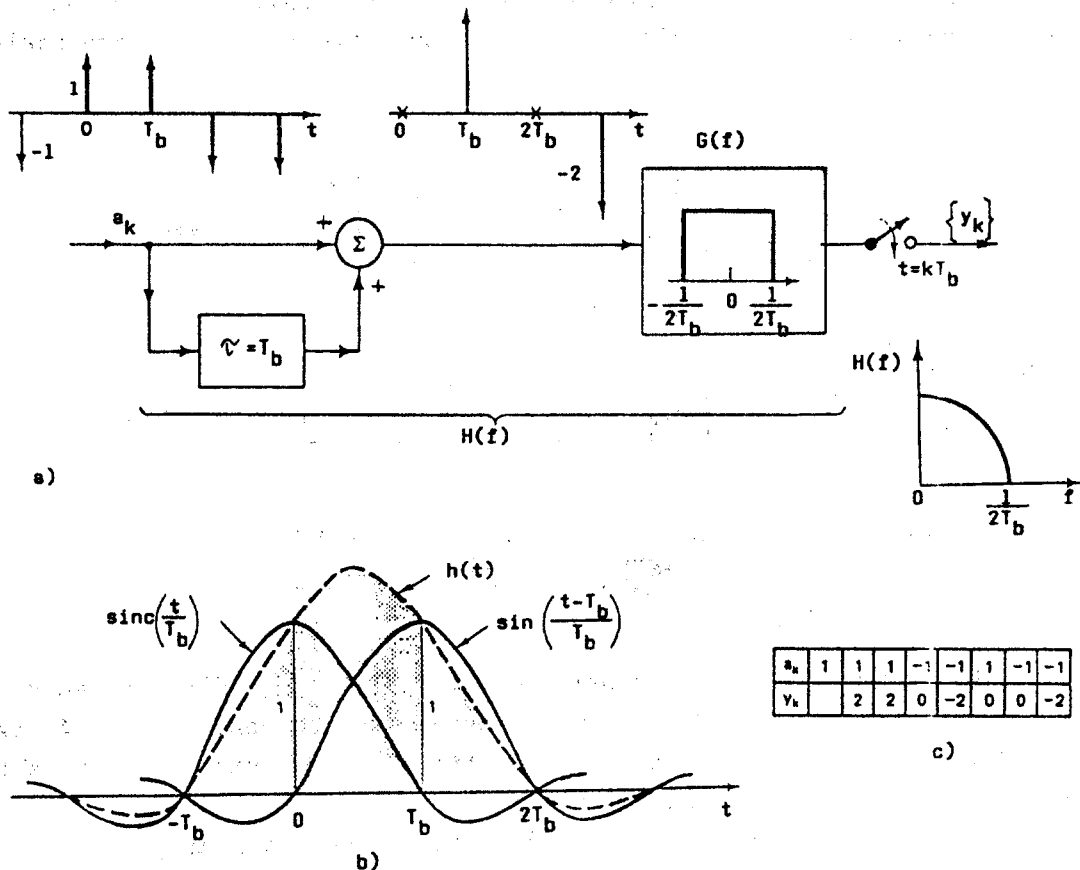
Základní koncepci PRS představuje tzv. duobinární systém (systém PRS první třídy), jehož podstatu znázorňuje model kodéru na obr. 2.41a. Předpokládejme, že tímto systémem má být přenášena sekvence a_k binárních symbolů (± 1), odpovídajících bitům 1 a 0, a to bitovou rychlostí $f_b = 1/T_b$ (bit/s). Přenosový kanál přitom musí vystačit s minimální Nyquistovou šířkou pásma $B_{\min} = f_b/2$. Symboly vcházející

do kodéru jsou nejprve filtrovány digitální lineární dolní propustí, která k současnému k -tému symbolu pouze přičítá symbol předchozí (tím vlastně dochází k "interferencím" obou těchto symbolů). Na výstupu propusti se tedy objevuje sekvence

$$y_k = a_k + a_{k-1} \quad (2.55)$$

Její symboly mohou nabývat tři úrovně $(\pm 2, 0)$, proto se často nazývá duobinární.

Na rozdíl od systémů bez paměti nejsou zde amplitudy y_k již vzájemně nezávislé, nýbrž naopak mezi nimi existuje určitá vzájemná závislost (korelace), kterou lze také uvažovat jako uměle zavedené intersymbolové interference. Avšak nehledě na to, při vhodném způsobu dekodování na přijímací straně a za idealizujícího předpokladu nulového šumu, je možné tímto způsobem realizovat bezchybový přenos. Příslušný dekodér musí v podstatě pouze provádět inverzní operace k těm, které provádí digitální propust kodéru vysílače; má-li tedy být správně vyhodnocen symbol a_k , je nutné jen od přenášeného symbolu y_k odečíst symbol a_{k-1} .



Obr. 2.41 Kodér duobinárního systému:
 a) model kodéru; b) impulsní odezva $h(t)$; c) vzorky vstupní binární sekvence $\{a_k\}$ a výstupní sekvence y_k (za nepřítomnosti šumu)

Předpokládejme dále, že výstup digitální dolní propusti prochází ideálním bezšumovým kanálem, který má charakter hypotetické Nyquistovy dolní propusti, s přenosovou funkcí $G(f)$ a minimální šířkou pásma $f_b/2$. Tato dolní propust omezuje výslednou šířku pásma celého systému na uvedenou hodnotu $f_b/2$, avšak amplitudy vzorků y_k přenáší bez zkreslení. Proto na výstupu následujícího vzorkovače se získávají impulsní vzorky v podstatě ve stejné podobě jakou mají na výstupu digitální dolní propusti.

Přenosová funkce digitální dolní propusti je dána vztahem $[1 + \exp(-j2\pi f T_b)]$ (neboť zpožďovací linka má přenosovou funkci $\exp - j2\pi f T_b$). Výsledná přenosová funkce kaskády "digitální dolní propust - ideální Nyquistův kanál" tedy bude

$$H(f) = [1 + \exp(-j2\pi fT_b)] G(f) = 2G(f) \cdot \cos(\pi fT_b) \cdot \exp(-j\pi fT_b) \quad (2.56)$$

a její modul

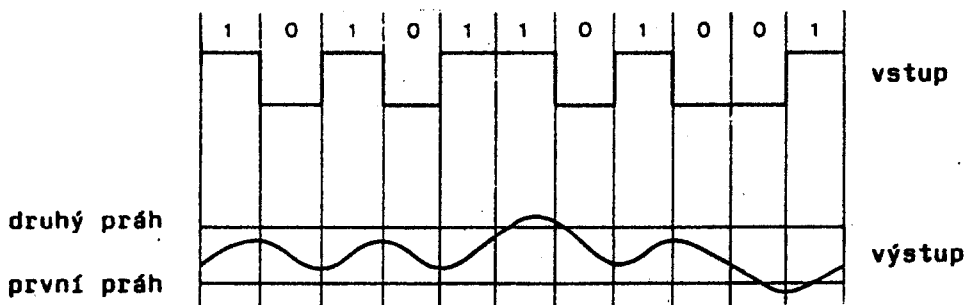
$$|H(f)| = 2 \cos(\pi fT_b), \quad \text{pro } |f| \leq 1/2 T_b \quad (2.57)$$

Impulsní odezva systému je potom určena relací

$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_b}\right) + \text{sinc}\left(\frac{t - T_b}{T_b}\right) \quad (2.58)$$

Tato odezva se skládá zřejmě ze dvou složek, znázorněných na obr. 2.41b. Z nich první odpovídá právě přenášenému k -tému symbolu a_k ; druhá složka odpovídá předchozímu symbolu a_{k-1} a tedy reprezentuje kontrolované ISI, jejichž odečtením od přijímaného signálu y_k se získá v dekodéru přijímače požadovaný symbol a_k .

Činnost modelu kodéru systému dokreduje ještě obr. 2.41c, kde je uveden konkrétní příklad sekvence vzorků vstupního signálu a_k a odpovídající sekvence vzorků výstupního signálu $\{y_k\}$, objevujících se na výstupu vzorkovače (za předpokladu nulového šumu).



Obr. 2.42 Konkrétní příklady signálů kodéru PRS třídy 1:
a) vstupní signál typu PCM/NRZ;
b) výstupní "analogový" duobinární (biternární) signál

Na obr. 2.42 je znázorněn obdobný příklad, avšak již pro reálný průběh vstupního datového signálu (např. typu NRZ) a jemu odpovídající výstupní analogový signál. V tomto výstupním signálu lze zřetelně rozlišit tři úrovně, závislé na skladbě odpovídající bitové dvojice vstupního signálu:

- pro bitovou dvojici $\{1, 1\}$ má výstup úroveň H (tj. kladné maximum);
- pro bitovou dvojici $\{1, 0\}$, resp. $\{0, 1\}$ má výstup úroveň 0 (tj. nulovou);
- pro bitovou dvojici $\{0, 0\}$ má výstup úroveň L (tj. záporné maximum).

Uvedený průběh výstupního signálu lze zdůvodnit také následujícím - spíše intuitivním způsobem: filtraci signálu v uvažovaném systému PRS provádí dolní propust s relativně velmi malou šířkou pásma, takže např. její odezva na osamocené symbol 1 je jen částečná (odtud také pochází označení systému pojmem "parciální"). Naproti tomu následují-li po sobě dva symboly 1 (tedy 1, 1), je odezva již výraznější a výstupní signál proto dosáhne vysoké úrovně H.

Model duobinárního kodéru PRS podle obr. 2.41a není realizovatelný, neboť obsahuje ideální Nyquistovu dolní propust. Z relace (2.57) však vyplývá, že modul $|H(f)|$ jeho výsledné přenosové funkce má kosinusový průběh, který lze naopak snadno získat pomocí vhodné analogové dolní propusti. Realizace kodéru je potom relativně jednoduchá. V této souvislosti připomeňme, že kosinusový průběh odpovídá systému PRS tzv.

1. třídy. V praxi se používají také systémy PRS 2. třídy s dolní propustí typu "kosinus kvadrát", charakterizované pětiúrovňovým výstupním signálem, závislým na třech po sobě jdoucích symbolech signálu vstupního. Systémy PRS 3. třídy používají dolní propustí typu " $\cos x + j \sin x$ ", systémy PRS 4. třídy dolní propustí typu "sinus" a konečně systémy 5. třídy dolní propustí typu "sinus kvadrát". Všechny tyto třídy se vzájemně svými výslednými vlastnostmi liší, což je především důsledkem toho, že využívají různé počty korelovaných bitů a případně i různé počty napěťových úrovní výstupního signálu kodéru.

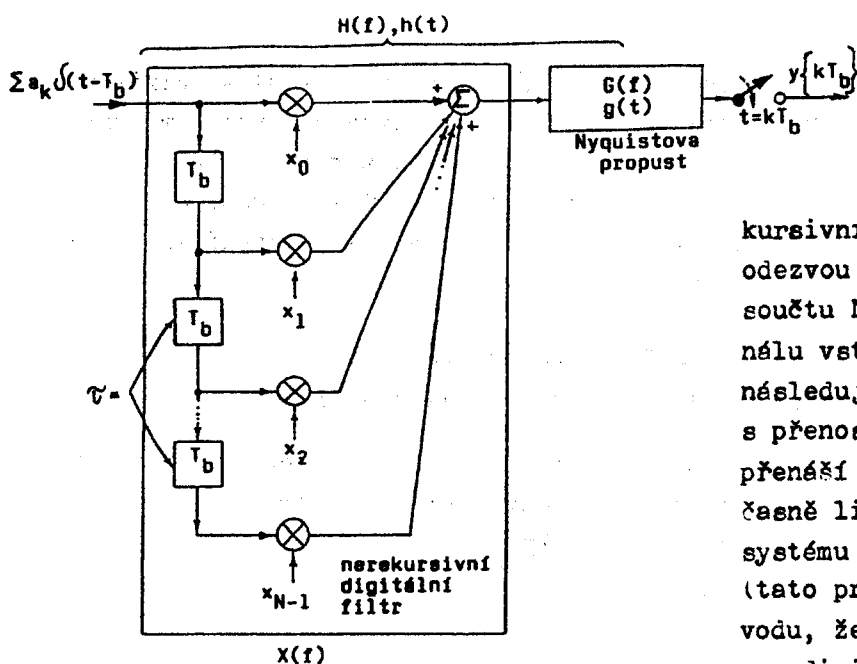


Schéma modelu obecného kodéru systému PRS, vytvářejícího výstupní symbol, resp. signál z N symbolů (bitů) signálu vstupního, je na obr. 2.43. Model se skládá ze vstupního digitálního nerekursivního filtru s konečnou impulsní odezvou (FIR), jehož výstup odpovídá součtu N po sobě jdoucích symbolů signálu vstupního. Za tímto filtrem potom následuje Nyquistova dolní propust s přenosovou funkcí $G(f)$, která věrně přenáší vzorky vstupního signálu a současně limituje výslednou šířku pásma systému na požadovanou Nyquistovu mez: (tato propust je důležitá i z toho důvodu, že potlačuje nežádoucí vyšší odezvy digitálního filtru). Uvedený model je vhodný pro teoretické zkoumání systémů PRS, praktická realizace kodéru PRS se však od něj - stejně jako u duobinárních systémů PRS - odlišuje.

Obr. 2.43 Model kodéru obecného (generalizovaného) systému PRS

Systémy PRS s nosnými vlnami

Korelační kódování se úspěšně uplatňuje nejen při přenosu digitálních signálů v základním pásmu, nýbrž také při přenosu realizovaném pomocí modulovaných nosných vln. V praxi se nejčastěji realizuje pomocí upraveného modulátoru M-QAM (obr. 2.37b). Úprava spočívá v tom, že se do synfázní i kvadraturní větve zařadí těsně před modulátory DSB-SC (násobiče) vhodné kodéry PRS, které kódují modulační složky $I(t), Q(t)$. Modulace obou kvadraturních nosných vln se tedy provádí již těmito zakódovanými složkami. Takto upravený systém se označuje zkratkou Q-PRS (z angl. Quadrature Partial Response System).

Přednosti digitálních komunikačních systémů PRS a Q-PRS

V porovnání s digitálními komunikačními systémy konvenčního typu, založenými na Nyquistově strategii nulových intersymbolových interferencí, mají systémy PRS a Q-PRS následující přednosti:

- a) schopnost relativně značné úspory šířky pásma (v praxi cca 20 až 40 %);
- b) malou citlivost vůči fluktuacím bitové rychlosti modulačních signálů;

- c) velkou imunitu vůči nedokonalostem přenosového kanálu (úniku apod.);
- d) určitou, i když omezenou schopnost detekce chyb vzniklých při přenosu. Tato schopnost je dána tím, že u kódovaných signálů PRS jsou vyloučeny některé přímé přechody jejich úrovní; jestliže se však takový "zakázaný" přechod v dekódovaném signálu objeví, jedná se zřejmě o chybu vzniklou při přenosu (z obr. 2.41c například vyplývá, že u duobinárního systému PRS je zakázán přímý přechod z úrovně +2 na úroveň -2).

2.13. Porovnání základních typů diskretních modulací

Při vzájemném porovnávání diskretních modulací je nezbytné přesně specifikovat podmínky, za nichž byly porovnávány parametry teoreticky odvozovány, resp. měřeny v laboratorních nebo v terénu apod. Obvykle se rozlišují údaje získané v tzv. ideálních podmínkách - kdy v systému působí aditivní bílý gaussovský šum AWGN, a dále údaje získané v režimu blízcím se skutečnému provozu - tedy při působení interferencí, úniků apod. Tento přístup je zachován i v tomto článku.

Energetická a spektrální účinnost za ideálních podmínek

Tabulka 2.4 Energetická a spektrální účinnost nejdůležitějších typů diskretních modulací.

Při vzájemném porovnávání jednotlivých typů je nutné vždy co nejpřesněji specifikovat podmínky, za nichž byly uvedené hodnoty energetických a spektrálních účinností měřeny, resp. odvozovány teoreticky.

Typ	Varianta a anglické označení	η_e (dB)	η_s (b/s/Hz)
AM	OOK = on-off-keying (CD)	-11,4	0,8
	OOK = on-off-keying (ND)	-11,9	
	QAM = quadrature amplitude modulation	-8,4	1,7
	QPR = quadrature partial response	-10,7	2,25
FM	BFSK = frequency-shift-keying (ND)	-12,5	0,8
	CP-FSK = continuous-phase FSK (CD)	-7,4	
	CP-FSK = continuous-phase FSK (ND)	-9,2	1,0
	MSK = minimum-shift-keying	-8,4	1,9
	MSK = minimum-shift-keying (DE)	-9,4	1,9
PM	BPSK = binary phase-shift-keying (CD)	-8,4	0,8
	DE-BPSK = differentially encoded BPSK	-8,9	0,8
	QPSK = quaternary PSK	-8,4	1,9
	DQPSK = differentially encoded + detec. QPSK	-10,7	1,8
	OK-QPSK = offset keyed QPSK	-8,4	
	8-ary PSK = 8-PSK (CD)	-11,8	2,6
	16-ary PSK = 16-PSK (CD)	-16,2	2,9
AM/PM	16-ary QAM = 16-QAM	-12,4	3,1

Parametr η_e odpovídá chybovosti BER = 10^{-4}

CD = koherentní detekce

ND = nekoherentní detekce

DE = diferenciální kódování

V tabulce 2.4 jsou uvedeny hodnoty energetické účinnosti η_e a spektrální účinnosti η_s pro nejdůležitější typy diskretních modulací (modulace jsou zde označeny původními anglickými názvy). Tyto hodnoty platí za předpokladu, že v systémech působí pouze šum AWGN, a dále že je prováděna pásmová filtrace přenášeného signálu. Oba faktory snižují jak energetickou, tak spektrální účinnost oproti ideálnímu stavu (připomeňme například, že v ideálních podmínkách je spektrální účinnost dvojitavých modulací 1 bit/s/Hz, u čtyřstavových 2 bit/s/Hz, u osmístavových 8 bit/s/Hz, ..., což jsou hodnoty poněkud větší než uvádí tabulka). Tabulka potvrzuje známý fakt, že se zvyšováním počtu stavů se při dané chybovosti BER zvětšuje spektrální účinnost η_s a současně zmenšuje energetická účinnost η_e .

Tabulka 2.4 je užitečná při volbě modulačních metod v konkrétním případě. Má-li být např. rádiovým kanálem o šířce pásma $B_{vf} = 40$ MHz přenášen signál s bitovou rychlostí 90 Mbit/s, je nutné k zajištění spektrální účinnosti $90/40 = 2,25$ bit/s/Hz použít modulace M-PSK nebo M-QAM s minimálně osmi stavy; přijatelné bude též modulace QPRS.

Energetická účinnost v reálných podmínkách

Kromě šumu AWGN mohou v reálných podmínkách ovlivňovat kvalitu přenosu systémů s diskretními modulacemi ještě další rušivé efekty. Jsou to zejména interferující (rušivé) signály působící přímo v přenášeném kanálu, dále je to únik signálu vyvolaný mnohocestným šířením a konečně i fázové zkreslení obvodů vysílače a přijímače. V tabulce 2.5 je zachycen vliv těchto rušivých faktorů na energetickou účinnost η_e některých nejčastějších diskretních modulací. Při jejich působení je zřejmě nutné k zajištění určité chybovosti zvyšovat poměr E_b/N_0 , a to zejména u mnohostavových modulací.

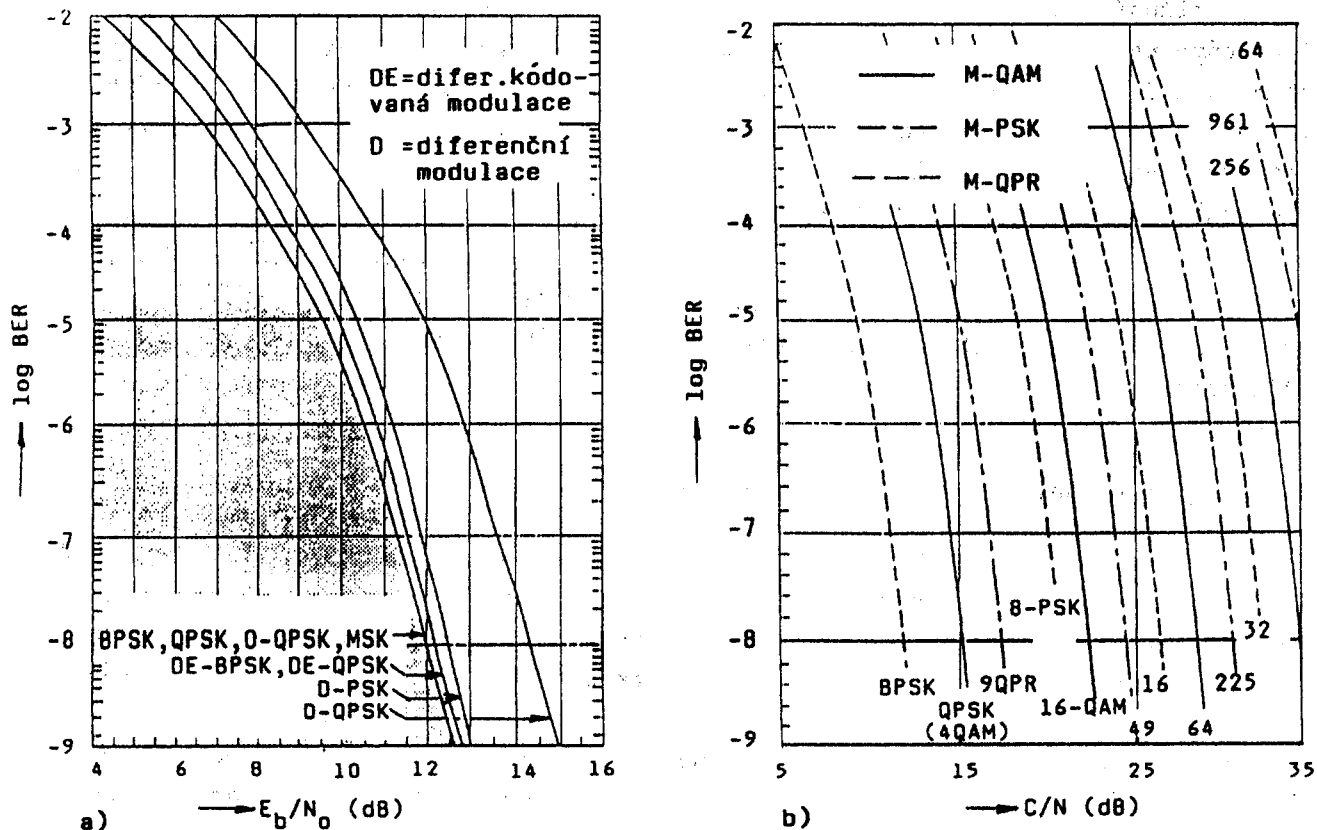
Tabulka 2.5 Vliv rušivých faktorů na energetickou účinnost η_e některých diskretních modulací

Rušivý faktor	η_e (dB)					
	FSK	MSK	B PSK	Q PSK	8 PSK	16 QAM
rušení CW (sinus.vlnou)	-11,8	-9,4	-9,4	-9,9	-12,8	-13,4
únik-Rayleighův kanál	-20,0	-14,0	-14,0	-13,5	-16,5	-18,0
fázové zkreslení	-13,5	-9,8	-9,8	-9,8	25	

Chybovost BER za ideálních podmínek

Chybovost BER závisí u diskretních modulací na použitém typu modulace, pro určitou modulaci potom na poměru nosná/šum = C/N , resp. na normovaném poměru (nosná/šum) = E_b/N_0 . (Připomeňme, že mezi uvedenými poměry platí známé relace $E_b f_b/N_0 B = C/N$, přičemž B je šumová šířka pásma, odlišná např. od "třídécibellové"!) Uvedené závislosti se obvykle vyjadřují graficky. Příslušné závislosti jsou pro dvoj a čtyřstavové modulace znázorněny na obr. 2.44a, pro vícečetné modulace potom na obr. 2.44b. (Připomeňme, že na vodorovné ose prvního grafu je poměr E_b/N_0 , u druhého grafu poměr C/N !) Uvedené závislosti platí za předpokladu, že v systémech působí pouze

šum AWGN, a dále že přenášený signál je podrobován pásmové filtraci ideální Nyquistovou pásmovou propustí, jež má pro modulaci BPSK šířku pásma $B_N = f_b$, pro modulaci Q-PSK šířku pásma $B_N = f_b/2$ atd.

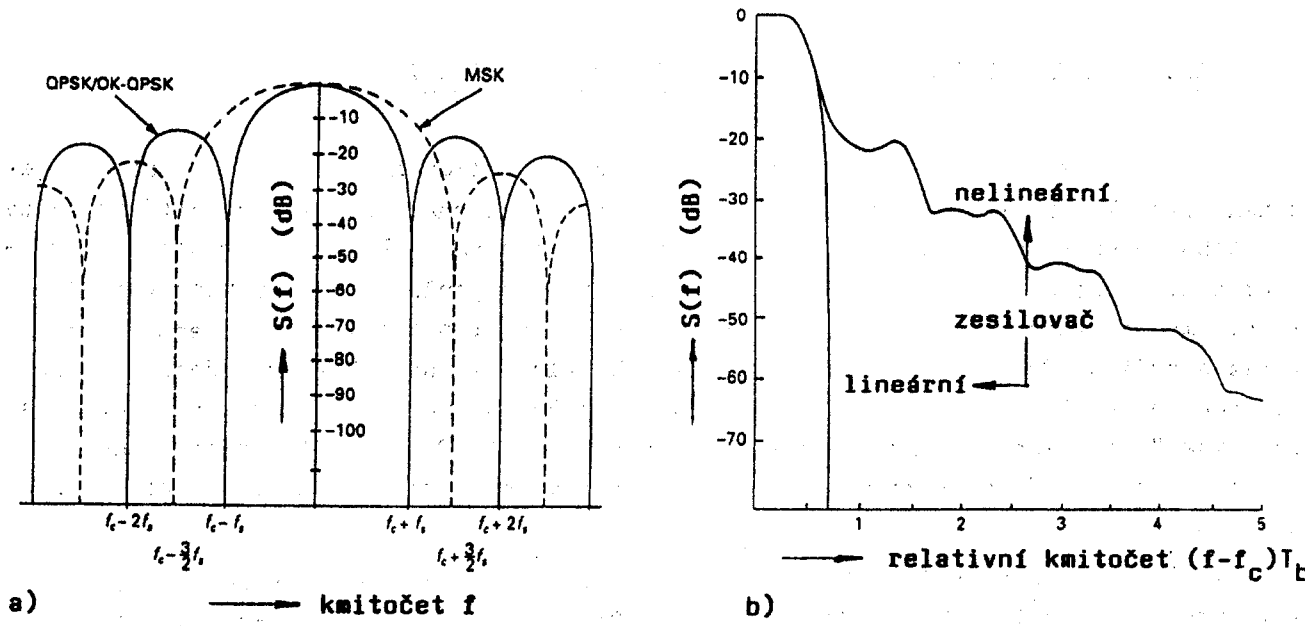


Obr. 2.44 a) Závislost chybovosti BER na normovaném poměru signál/šum = E_b/N_0 pro dvou a čtyřstavové modulace;
b) závislost chybovosti BER na poměru nosná/šum = C/N pro více stavové modulace

Výkonové spektrální charakteristiky

Grafické znázornění výkonové spektrální hustoty $S(f)$ v závislosti na kmitočtu, resp. na relativní odchylce $(f - f_c)/T_b$ od kmitočtu nosné f_c náleží rovněž mezi nejdůležitější charakteristiky diskretních modulací. Jako příklad jsou na obr. 2.45a znázorněny uvažované spektrální charakteristiky pro některé nejfrekventovanější modulační formáty; tyto charakteristiky se označují jako "nefiltrované", neboť odpovídají spektru na výstupu ideálních modulátorů. Povšimněme si, že modulace QPSK a OK-QPSK mají stejné spektrum; jelikož jim odpovídající modulované signály nemají konstantní obálku, zmenšují se postranní laloky spektra při vzdalování od nosné vlny poměrně pomalu. Modulace MSK má sice širší hlavní lalok spektra, avšak díky konstantní obálce je pokles vedlejších laloků rychlejší.

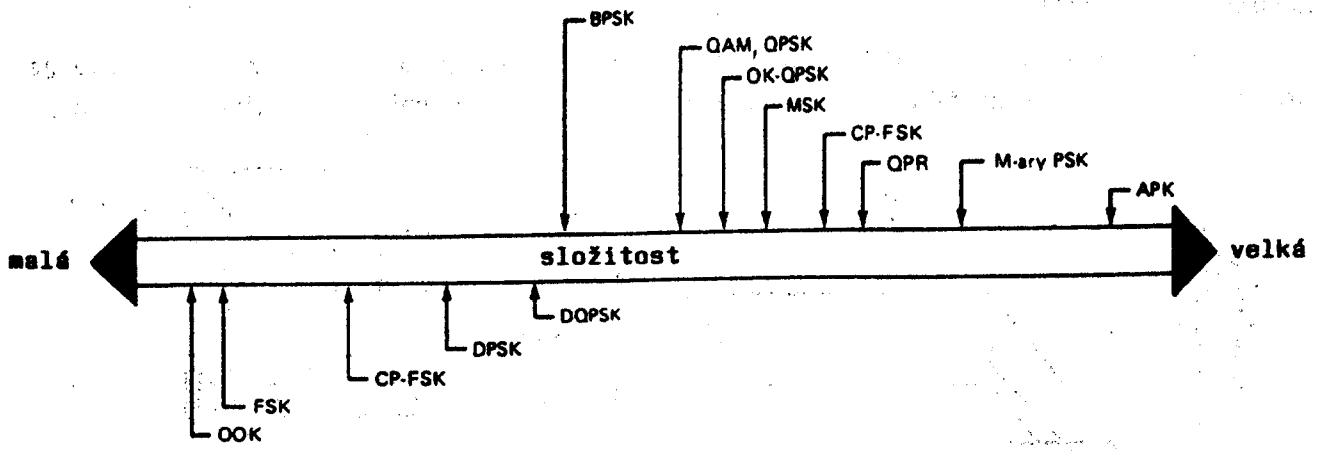
Mezi modulacemi QPSK a OK-QPSK se projeví výrazný rozdíl tehdy, podrobí-li se jejich signály za modulátorem pásmové filtraci, po níž potom následuje zesílení v nelineárním výkonovém koncovém zesilovači. U modulace QPSK vlivem průchodu obálky signálu nulou (100% amplitudové modulace), dochází v zesilovači k prakticky úplné regeneraci předtím potlačených postranních pásem, tak jak ukazuje obr. 2.45b. Naproti tomu u modulace OK-QPSK, nebo $\pi/4$ -QPSK, kde je hloubka parazitní amplitudové modulace podstatně menší, jsou regenerované postranní pásma mnohem slabší.



Obr. 2.45 a) Závislost výkonové spektrální hustoty $S(f)$ několika modulací na kmitočtu f , platící pro nefiltrované modulované signály;
 b) regenerace postranních složek výkonového spektra signálu QPSK vlivem nelinearity výkonového koncového zesilovače vysílače

Složitost modemů

Při realizaci systémů s diskrétními modulacemi je důležitá jejich technická, resp. technologická složitost. Jak je patrné ze schématu na obr. 2.46, tato složitost se v podstatě zvětšuje se zvětšováním počtu modulačních stavů. Moderní monolitické technologie však umožňují realizovat i složité mnohostavové modemy při sériové výrobě relativně velmi levně.



Obr.2.46. Relativní složitost několika hlavních diskrétních modulačních systémů; s rostoucím počtem stavů se jejich složitost zvětšuje, zvětšuje se jejich spektrální účinnost, avšak energetická účinnost klesá

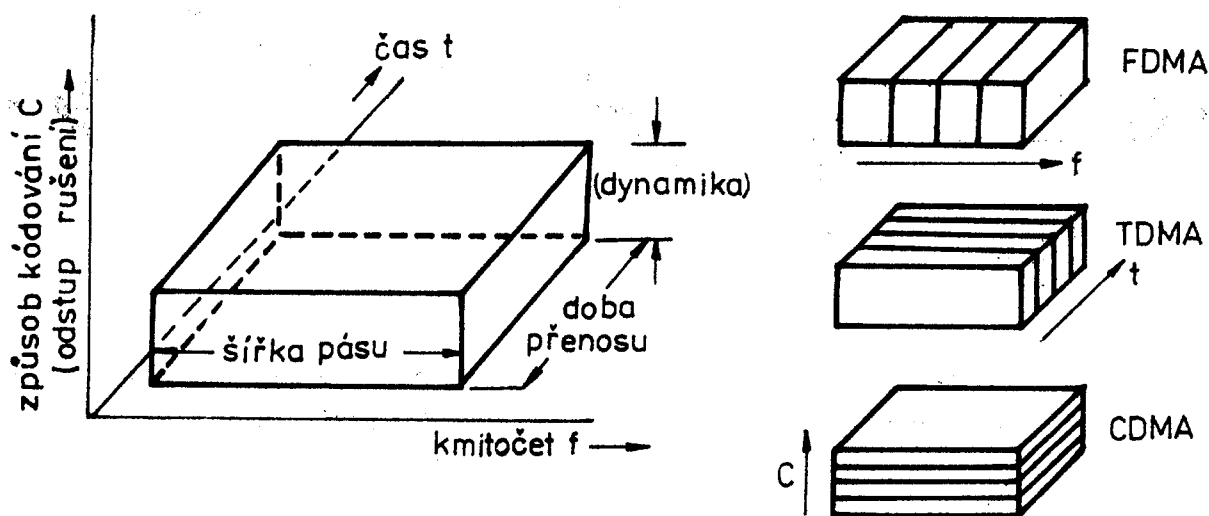
III. MULTIPLEXNÍ PŘENOS SIGNÁLŮ

Nejjednodušší komunikační systémy jsou charakterizovány tím, že se u nich v jediném komunikačním kanálu přenáší jediný informační signál. Lepšího využití kapacity určitého komunikačního kanálu je však možné v některých konkrétních případech dosáhnout tím, že se místo zmíněného jednoduchého systému použije některý vhodný systém s tzv. mnohonásobným přístupem, realizující multiplexní přenos. Takový přenos může výrazně zvýšit efektivitu ve využití daného kanálu. Tak například u nejjednoduššího telefonního systému lze pomocí jediného dvou vodičového metalického vedení ("drátové dvojlinky") přenášet jediný telefonní hovorový signál. Při využití principu multiplexního přenosu je však možné po tomto jediném vedení přenášet až 60 telefonních signálů.

V praxi se používají nejčastěji dva systémy multiplexního přenosu a sice buď tzv. frekvenční multiplex (FDMA = Frequency Division Multiple Access), nebo časový multiplex (TDMA = Time Division Multiple Access). Frekvenční multiplex je možno využít především u analogových (= CW) modulačních způsobů, kdežto časový multiplex se hodí svou podstatou spíše pro diskrétní modulace. V obou případech jsou dva nebo více modulačních signálů umístěno na základě frekvenčního nebo časového rozlišení (dělení) do jednoho komunikačního kanálu. U frekvenčního multiplexu je několik modulačních signálů namodulováno na pomocné nosné kmitočty; tyto kanály jsou tedy odděleny kmitočtově, avšak přenášejí se ve stejném čase. Naproti tomu u časového multiplexu se jednotlivé kanály přenášejí v určité časové posloupnosti, avšak frekvenčně se vzájemně překrývají.

V některých pramenech se uvádí jako samostatné kategorie ještě tzv. kvadraturní multiplex QAM, založený na využití kvadraturní amplitudové modulace a také multiplex využívající modulaci ISB. Tyto systémy však umožňují přenos pouze dvou nezávislých modulačních signálů.

Názorný pohled na problematiku multiplexního přenosu přináší obr. 3.1. Zde je informační kapacita jistého komunikačního kanálu znázorněna v podobě kvádrů.



Obr.3.1 Vzájemná souvislost mezi frekvenčním multiplexem FDMA, časovým multiplexem TDMA a kódovým multiplexem CDMA

Tuto kapacitu lze rozdělit na několik částí rovinnými řezy kolnými k ose kmitočtů, což odpovídá frekvenčnímu multiplexu. Jsou-li naopak dělicí roviny kolmé k ose časů, vytváří se časový multiplex.

Uvažované zobrazení však názorně ukazuje, že existuje ještě třetí možnost multiplexního přenosu, označovaná jako kódový multiplex (Code Division Multiple Access = CDMA). V tomto případě jsou dělicí roviny kolmé ke třetí, zbyvající ose daného prostoru, označené jako "způsob kódování C". Jednotlivé informační kanály zde spolu vzájemně sdílejí totéž kmitočtové pásmo a přenášejí se v témže čase, přičemž k jejich rozlišení se využívá vhodného způsobu kódování. Kódový multiplex je vývojově nejmladší, zdá se však, že jeho význam bude rapidně narůstat, a proto mu musíme věnovat náležitou pozornost.

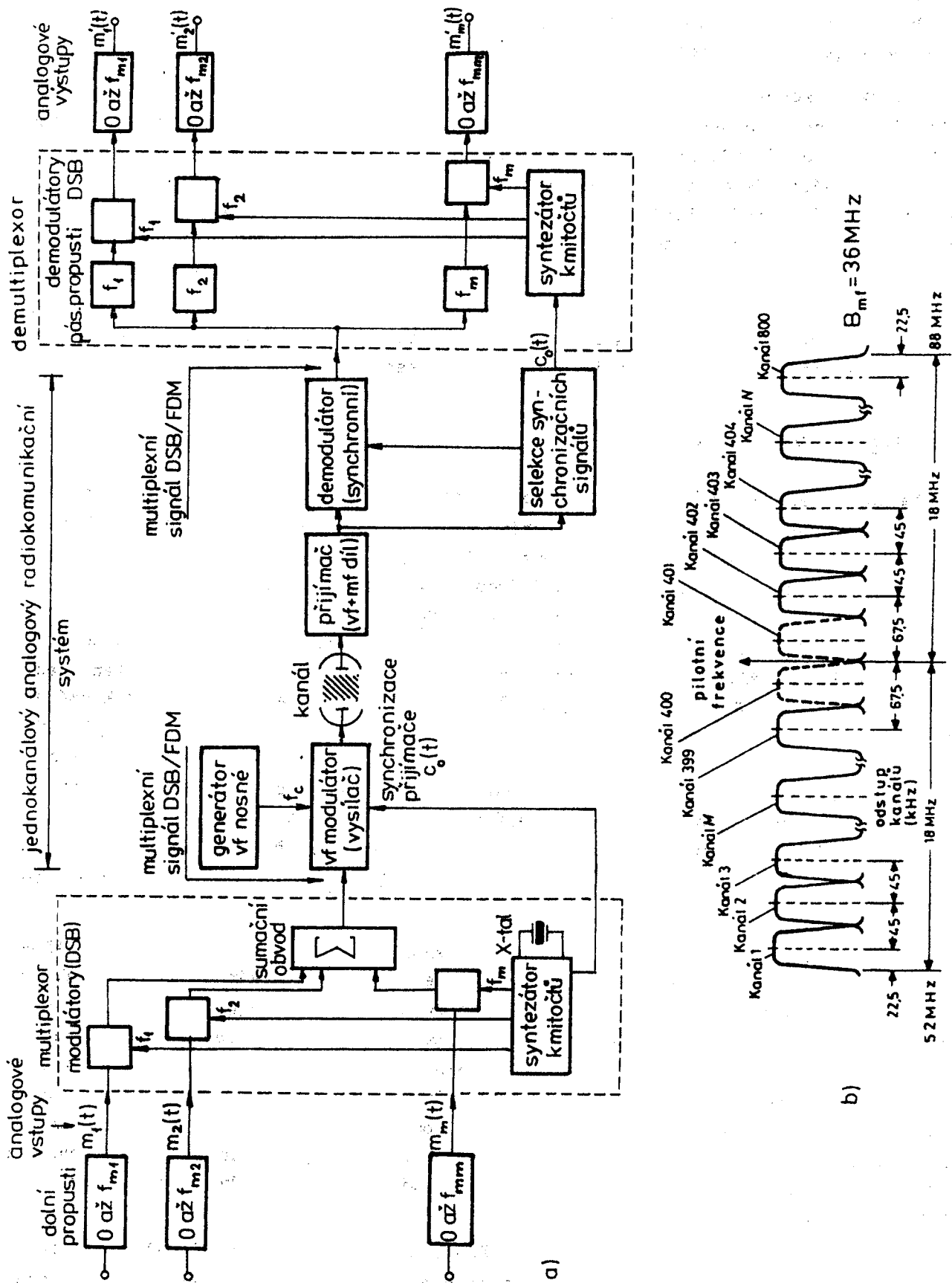
Pro úplnost uveďme, že existují i jiné typy multiplexních přenosů, jako např. prostorový multiplex (Space Division Multiple Access = SDMA) aj.

3.1. Frekvenční multiplex FDMA

Na obr. 3.2a je znázorněno skupinové schéma radiokomunikačního systému s frekvenčním multiplexem FDMA. Do systému vchází na vysílací straně m nezávislých modulačních signálů $m_i(t)$. Ty jsou nejprve filtrovány dolními propustmi, které přesně vymezí jejich frekvenční spektrum. Poté jsou ve vhodných modulátorech namodulovány na pomocné nosné vlny (subnosné) o kmitočtech f_1 až f_m , generované v syntezátoru kmitočtů. V uvažovaném případě se předpokládá, že modulátory realizují modulaci DSB, obecně však lze použít i modulace jiných typů. Kmitočty subnosných jsou voleny tak, aby se frekvenční pásma jednotlivých kanálů nepřekrývala a nedocházelo tak k vzájemnému rušení. Takto vytvořený multiplexní signál je již možné přímo přenášet; každý modulační signál zde má svou samostatnou nosnou vlnu, a proto se uvažovaný systém označuje zkratkou SCPC = Single Channel Per Carrier (tedy "jediný kanál na jednu nosnou vlnu"). Také je ovšem možné zmíněný multiplexní signál namodulovat na tzv. hlavní vlnu kanál nebo mikrovlonnou nosnou vlnu a teprve poté přenášet rádiovým kanálem; takový systém se označuje symbolem MCPC = Multi Channel Per Carrier ("více kanálů na nosnou vlnu").

Na přijímací straně je přijímaný signál nejprve selektivně zesílen a ve směšovači přeložen do mezifrekvenčního pásma. Dále se dělí do dvou větví, a to jednak do demodulátoru (obvykle synchronního), na jehož výstupu se objevuje multiplexní signál v základním pásmu, jednak do obvodu pro výběr synchronizačních signálů potřebných v synchronních demodulátorech přijímače. Selektce jednotlivých informačních kanálů se provádí pomocí pásmových filtrů laděných na kmitočty f_1 až f_m . Jejich druhá demodulace probíhá v synchron. demodulátorech; pomocné nosné k tomu potřebné se generují v synchronizovaném frekvenčním syntezátoru. Filtrací výstupních signálů druhých demodulátorů pomocí dolních propustí s mezními kmitočty f_m se konečně získají jednotlivé informační signály $m_i(t)$.

Na obr. 3.2b je jako příklad znázorněno frekvenční spektrum signálu FDMA typu SCPC, komunikačního systému použitého v transpondéru družice Intelsat IV. Tento systém nese označení SPADE (= Single channel per carrier PCM multiple Access Demand assignment Equipment). V mezifrekvenčním (resp. vysokofrekvenčním) kanálu o šířce 36 MHz je umístěno 800 nosných vln, s odstupem 45 kHz. Každá z nich potom v pásmu širokém 36 kHz přenáší pomocí modulace Q-PSK jeden informační kanál o kapacitě 64 kbit/s. Systém SPADE lze schematicky označit symbolem PCM-PSK-SCPC/FDMA.



Obr.3.2a Radiokomunikační systém s frekvenčním multiplexem; b frekvenční spektrum signálu FDMA typu SCPC

Jedním z největších problémů radiokomunikačních systémů s frekvenčním multiplexem je vznik nežádoucích intermodulačních produktů. Dochází k němu tehdy, procházejí-li subnosné vlny signálu FDMA nelineárními bloky radiokomunikačního systému, jako jsou například koncové výkonové bloky vysílače, směšovače přijímače apod. Uvedený problém je aktuální zejména u klasických televizních kabelových rozvodů. Přehled nejzávažnějších intermodulačních produktů, působících v těchto systémech, udává tabulka 3.1.

Tabulka 3.1. Přehled intermodulačních produktů v televizních kabelových rozvodech

Řády produktů	Výsledný produkt	Základní vztah	Jiná forma vztahů	Dominantní kmitočety
druhý řád	intermodulace	$k_2 AB \cos(\omega_a t + \omega_b t)$	$k_2 AB \cos(\omega_a t - \omega_b t)$, $k_2 BC \cos(\omega_b t - \omega_c t)$ atd.	$(f_a + f_b)$, $(f_a - f_b)$, $(f_b - f_c)$ atd.
druhý řád	druhá harmonická	$k_2 \frac{A^2}{2} \cos 2\omega_a t$	$k_2 \frac{B^2}{2} \cos 2\omega_b t$, $k_2 \frac{C^2}{2} \cos 2\omega_c t$, atd.	$2f_a$, $2f_b$, $2f_c$, atd.
třetí řád	třetí harmonická	$\frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_a t$	$\frac{1}{4} k_3 B^3 \cos 3\omega_b t$, $\frac{1}{4} k_3 C^3 \cos 3\omega_c t$	$3f_a$, $3f_b$, $3f_c$
třetí řád	intermodulace	$\frac{3}{4} k_3 A^2 B \cos(2\omega_a t + \omega_b t)$	$\frac{3}{4} k_3 A^2 B \cos(2\omega_a t - \omega_b t)$, $\frac{3}{4} k_3 A^2 C \cos(2\omega_a t \pm \omega_c t)$ $\frac{3}{4} k_3 B^2 C \cos(2\omega_b t \pm \omega_c t)$, atd.	$(2f_a \pm f_b)$ $(2f_a \pm f_c)$ $(2f_b \pm f_c)$, atd.
třetí řád	intermodulace (trojitý zázněj)	$\frac{3}{2} k_3 ABC \cos(\omega_a t + \omega_b t + \omega_c t)$	$\frac{3}{2} k_3 ABC \cos(\pm \omega_a t + \omega_b t + \omega_c t)$	$(\pm f_a \pm f_b \pm f_c)$
třetí řád	křížová modulace	$3 k_3 MAB^2 \cos \omega_a t$	$3 k_3 MAC^2 \cos \omega_a t$, $3 k_3 MBC^2 \cos \omega_b t$, atd. nebo též: $U_k = \frac{3}{2} k_3 U_A U_B^2$; resp. $U_k = \frac{3}{2} k_3 U_A^2 U_B$ (blíže viz čl. 78 odst. f)	f_a , f_b , atd. kde $\omega_a = 2\pi f_a$ $\omega_b = 2\pi f_b$ atd. $M = 20 \log m$, kde $m =$ činitel křížové modulace

3.2. Časový multiplex TDMA

Časový multiplex několika analogových modulačních signálů $m_i(t)$ se realizuje tak, že se tyto signály nejprve převedou na signály s určitou diskrétní modulací (např. PAM, PCM, ...). Diskrétní vzorky odpovídající jednotlivým signálům $m_i(t)$ se potom časově proloží a dále se společně přenášejí komunikačním kanálem.

Na obr. 3.3a je znázorněn systém TDMA, určený pro přenos m analogových modulačních signálů. Tyto signály procházejí nejprve dolními propustmi, které vhodně omezí jejich frekvenční spektrum. Dále přicházejí na komutátor, který je postupně vzorkuje. Komutační cyklus probíhá s určitým opakovacím kmitočtem $f_s = 1/T_s$, informace z jednotlivých kanálů je přenášena po dobu T_p , "bezpečnostní" časová prodleva mezi kanály je Δt ; kmitočet vzorkování musí být volen s ohledem na nejvyšší z modulačních kmitočtů f_{mi} .

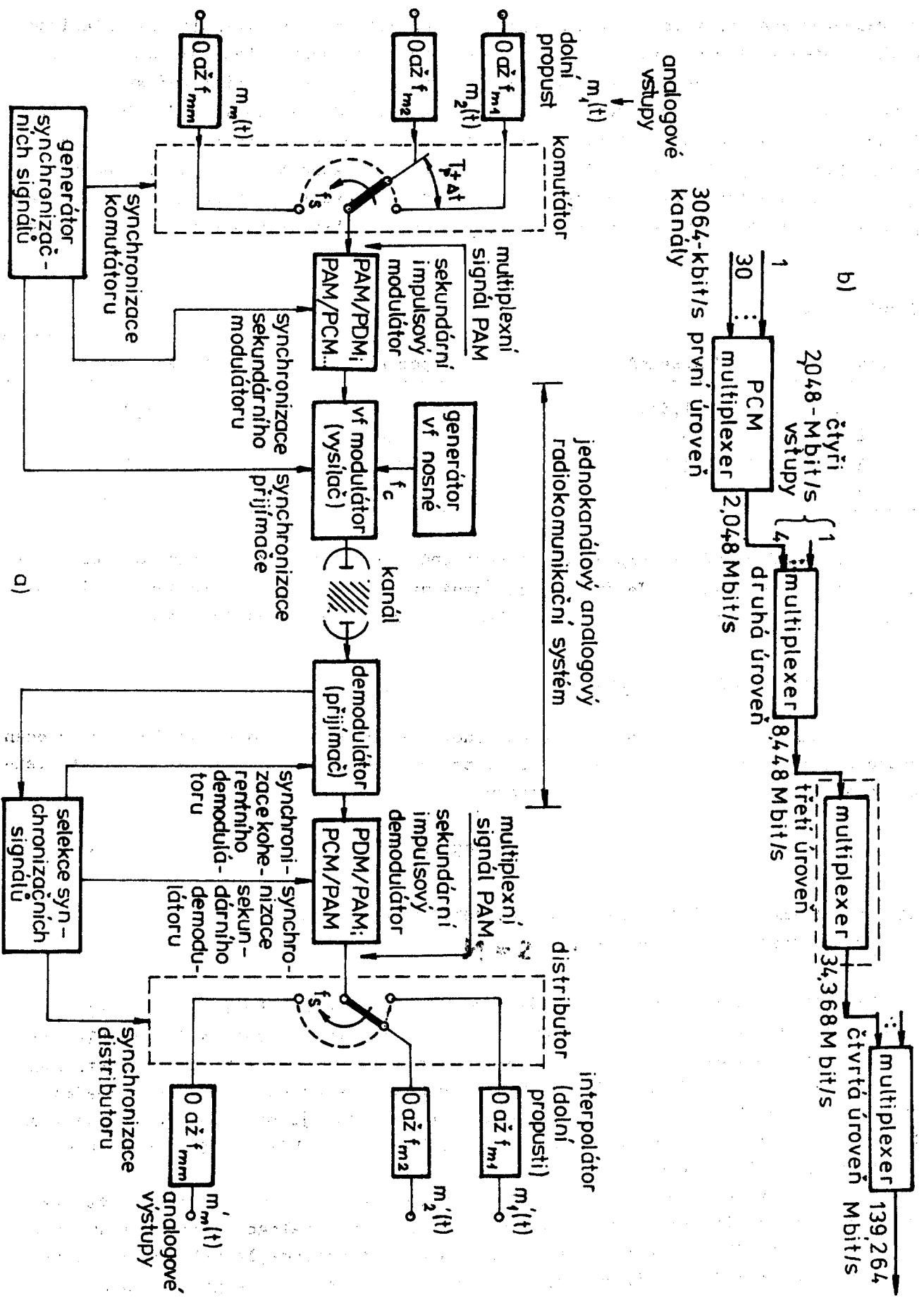
Za komutátorem vysílače může být zapojen sekundární modulátor, převádějící impulsy PAM například na signál s pulsní kódovou modulací PCM apod.; po této sekundární modulaci tedy vznikne signál PCM-TDM. Tento signál, situovaný stále ještě do základního pásma, je již možné přenášet např. koaxiálním vodičem apod. Při rádiovém spojení je však nutné tento multiplexní signál ještě namodulovat na vysokofrekvenční nosnou o kmitočtu f_c a teprve poté přenášet.

Jak vyplývá z obr. 3.3a jsou k uskutečnění multiplexního přenosu ještě zapotřebí tři druhy synchronizačních signálů, a to signál pro synchronizaci komutátoru vysílače a dále synchronizační signály modulátoru a přijímače (pilotní signál). Všechny tyto synchronizační signály se generují ve stabilním generátoru synchronizačních směsí.

Na přijímací straně je synchronizační signál vybrán z komplexního přijímaného signálu pomocí filtru pilotního signálu nebo pomocí fázového závěsu (PLL). Tímto signálem se synchronizuje demodulátor a distributor, rozdělující přijímané impulsy do jednotlivých kanálů. V následujících interpolátorech (dolních propustech) se pak získají původní modulační signály.

Z výše uvedených multiplexních systémů má pro praxi bezpochyby největší význam časový multiplex s pulsní kódovou modulací (PCM-TDM). Tento systém může být koncipován různým způsobem, takže jeho verzi, znázorněnou na obr. 3.3a je nutno považovat pouze za jednu z několika možností. V uvažovaném případě zřejmě dochází ke sdružování po kódových skupinách (slozech), neboť se přenáší vždy celá kódová skupina (odpovídající jednomu impulsu PAM) prvního kanálu, teprve po ní se přenáší celá kódová skupina druhého kanálu; po přenesení kódové skupiny posledního kanálu se pak celý cyklus opakuje. Jiný způsob sdružování je tzv. sdružování po bitech. V tomto případě se postupně přenesou první bity z prvních kódových skupin všech kanálů, poté následuje postupný přenos druhých bitů z prvních kódových skupin atd. Po přenosu všech bitů z prvních kódových skupin cyklus končí a začíná postupný přenos prvních bitů z druhých kódových skupin všech kanálů atd.

Komunikační systémy s časovým multiplexem typu PCM-TDM se původně používaly především k přenosu telefonních hovorových signálů. Jsou koncipovány tak, že určitý počet signálů se stejnou přenosovou rychlostí je multiplexován nejprve na tzv. první úrovni. Tak například podle doporučení CCIR pro Evropu je multiplex první úrovně vytvořen sdružením 32 kanálů, z nichž 30 přenáší telefonní signály a zbývající dva jsou využity pro tzv. signalizaci a rámcovou synchronizaci. U telefonních signálů se předpokládá pásmo 300 Hz až 3400 Hz, vzorkovací kmitočet je 8 kHz, každý vzorek



Obr. 3. a) Principy časového multiplexu TDMA; b) hierarchická struktura sdružování signálů PCM/TDMA na čtyřech různých úrovních

je reprezentován 8bitovou kódovou skupinou, odpovídající 256 kvantizačním hladinám. Celková přenosová rychlost multiplexoru na této první úrovni tedy je $32 \cdot 8 \cdot 8 \cdot 10^3 = 2,048$ Mbit/s. Sdružením čtyř takových systémů se vytvoří multiplexní systém na druhé úrovni, s přenosovou rychlostí 8,442 Mbit/s. Podobně vzniknou systémy na třetí úrovni s přenosovou rychlostí 34,368 Mbit/s a konečně na čtvrté úrovni s přenosovou rychlostí 139,264 Mbit/s. Příslušná hierarchická struktura je znázorněna na obr. 3.1b. V celosvětovém měřítku bohužel standardizace zatím dosaženo nebylo. Používané přenosové rychlosti, vyjádřené v Mbit/s, jsou pro některé regiony shrnuty v tabulce 3.2.

Tabulka 3.2

Úroveň	USA/Kanada	Japonsko	Evropa (CCIR)
1	1,544	1,544	2,048
2	6,312	6,312	8,442
3	44,736	32,064	34,368
4	274,176	97,728	139,264

Systémy PCM-TDM, koncipované uvedeným způsobem, jsou určeny především pro přenos telefonních signálů. Je jich ovšem možné využít pro přenos datových či libovolných jiných signálů, převedených do požadované uniformní digitální podoby.

✓ 3.3. Kódový multiplex CDMA

V článku 1.3 je popisováno obecné schéma radiokomunikačního systému a je uveden vztah pro jeho přenosovou kapacitu C_k , tj. pro maximální přenosovou rychlost. Tento vztah lze vyjádřit v normovaném tvaru

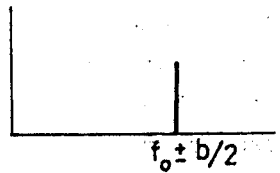
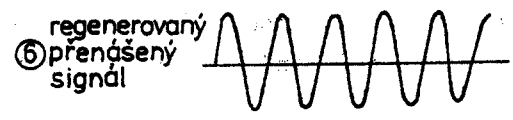
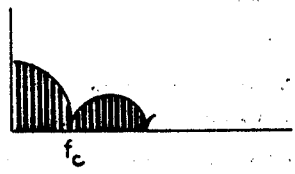
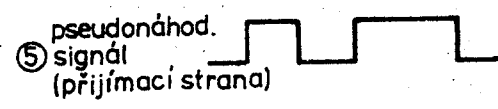
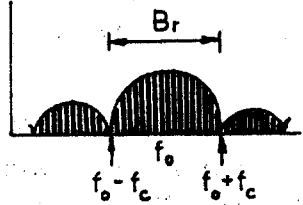
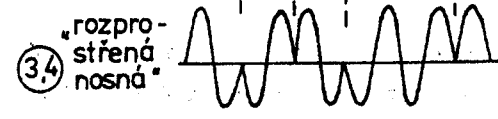
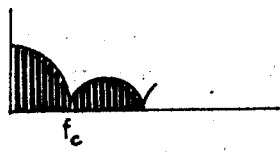
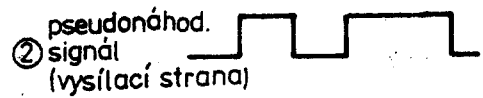
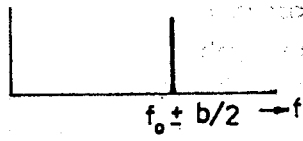
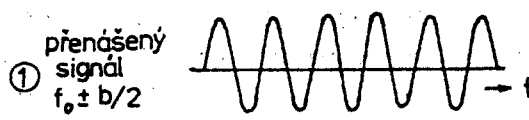
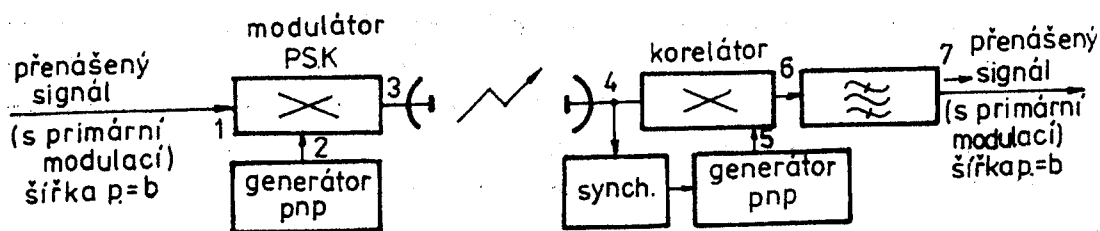
$$\frac{C_k}{B_0} = \frac{B}{B_0} \log_2 \left(1 + \frac{B_0}{B} \right), \quad (3.1)$$

kde B je skutečná šířka pásma radiokomunikačního kanálu,
 B_0 - poměrná šířka pásma... $S = N$

Předchozí relace je graficky znázorněna na obr. 1.6. Z tohoto obrázku vyplývá, že při poklesu normované šířky pásma B/B_0 pod hodnotu 1 klesá velice rychle normovaná kapacita kanálu C_k/B_0 . Avšak poměr signál/šum = S/N se v této oblasti grafu při zmenšování veličiny B/B_0 rapidně zvětšuje. Uvažovaná oblast tedy zřejmě odpovídá "klasickým" komunikačním systémům, které pracují při poměrech signál/šum $S/N > 1$. Tyto systémy jsou charakterizovány relativně velkými vysílanými výkony P a malými šířkami pásma B .

V této souvislosti je nezbytné zdůraznit, že uvažované systémy mohou být jak analogové, tak digitální, tedy mohou využívat klasické analogové modulace AM, FM a PM, jakož i digitální modulace ASK, FSK, PSK a QAM. Připomeňme, že některé z těchto modulací, jako například širokopásmová FM a zejména pak digitální modulace 2 PSK a pod jsou sice poměrně náročné na šířku pásma, avšak stále náležejí do uvažované oblasti grafu.

Ke komunikaci lze však využít i systémy, jimž odpovídá zbývající oblast grafu, kde šířka pásma $B/B_0 > 1$. Zde ovšem poměr signál/šum $S/N < 1$ a tedy na přijímací straně nelze získat přenášenou informaci prostou detekcí přijímacího signálu, jako tomu je v případě prvém. Je-li však informace na vysílací straně vhodně zakódována a na přijímací straně pak dekódována, je i za těchto podmínek přenos informace nejen možný, ale je dokonce velmi výhodný. Při relativně velkých šířkách pásma se totiž kapacita kanálu velmi těsně přibližuje teoretickému maximu a přenos může být navíc velmi imunní vůči interferencím. Přitom zvýšené nároky na šířku pásma B nejsou nikterak na závalu, neboť totéž pásmo mohou při vhodném způsobu kódování obsadit další zcela nezávislé radiokomunikační kanály, aniž by se zdatelně rušily. Ve vojenských aplikacích pak je nespornou výhodou i možnost utajení přenášené informace. Systémy tohoto typu se označují jako "systémy s rozprostřeným spektrem" (SSS = Spread Spectrum Systems), nebo obecnějším pojmem "systémy širokopásmové".



Obr.3.4. Obecné skupinové schéma zapojení systému s rozprostřeným spektrem /systém s primární modulací kódovou posloupností/ a průběhy signálů v jeho bodech ① až ⑥

Všimněme si dále technického provedení jedné z možných variant systémů s rozprostřeným spektrem, znázorněné na obr. 3.4. Na vstup modulátoru PSK přichází signál nesoucí informaci, který byl již předtím primárně namodulován na nosnou vlnu o kmitočtu f_0 ; tento signál zabírá - podle použitého typu primární modulace - určité vysokofrekvenční pásmo $f_0 \pm b/2$. V modulátoru PSK (násobiči) potom dochází k další modulaci informačního signálu, a to pomocným binárním modulačním signálem, generovaným v generátoru pseudonáhodné posloupnosti pnp (realizovaným např. pomocí posuvného registru se zpětnou vazbou). Bitová rychlost pseudonáhodného signálu je úmyslně volena o několik řádů vyšší, než bitová rychlost signálu informačního, a proto i spektrum výsledného signálu na výstupu modulátoru PSK zaujímá mnohem širší pásmo B , než vstupní signál tohoto modulátoru nesoucí informaci; v praxi je toto rozšíření spektra 10^3 až 10^4 násobné.

Na přijímací straně přichází vstupní signál do korelátoru (násobiče); na jeho druhý vstup se zavádí binární signál z generátoru pseudonáhodné posloupnosti, který pracuje podle stejného algoritmu a je v přesném časovém synchronismu s pseudonáhodným generátorem na vysílací straně. Vlivem toho se však na výstupu korelátoru objevuje signál, z něhož je již zcela eliminována pomocná modulace pseudonáhodným signálem. Tento signál má už úzkopásmový charakter a může být po kmitočtové filtraci uveden do primárního demodulátoru a běžným způsobem demodulován.

Činnost celého systému ilustrují názorně jeho hlavní signály, znázorněné v časové a kmitočtové oblasti rovněž na obr. 3.4. Průběh ① představuje signál nesoucí informaci a přicházející na sekundární modulátor PSK; vzhledem k podstatně nižší modulační rychlosti (oproti signálu pseudonáhodnému) je tento signál možné znázornit v relativně krátkém časovém intervalu jako téměř sinusový nemodulovaný průběh, ve spektrální oblasti potom jako jedinou spektrální složku f_0 a její relativně úzké okolí $\pm b$. Průběh ② znázorňuje pseudonáhodný signál vysílače, průběhy ③ a ④ výsledný výstupní signál vysílače, resp. vstupní signál přijímače (šířka pásma hlavního laloku rozprostřeného spektra vymezuje oblast, v níž je soustředěno asi 90 % vř energie, a proto ji uvažujeme jako výslednou šířku pásma vř kanálu). Průběh ⑤ odpovídá signálu zasynchronizovaného generátoru pnp přijímače. Konečně průběh ⑥ znázorňuje výstup korelátoru přijímače, z něhož je již odstraněna pomocná pseudonáhodná modulace.

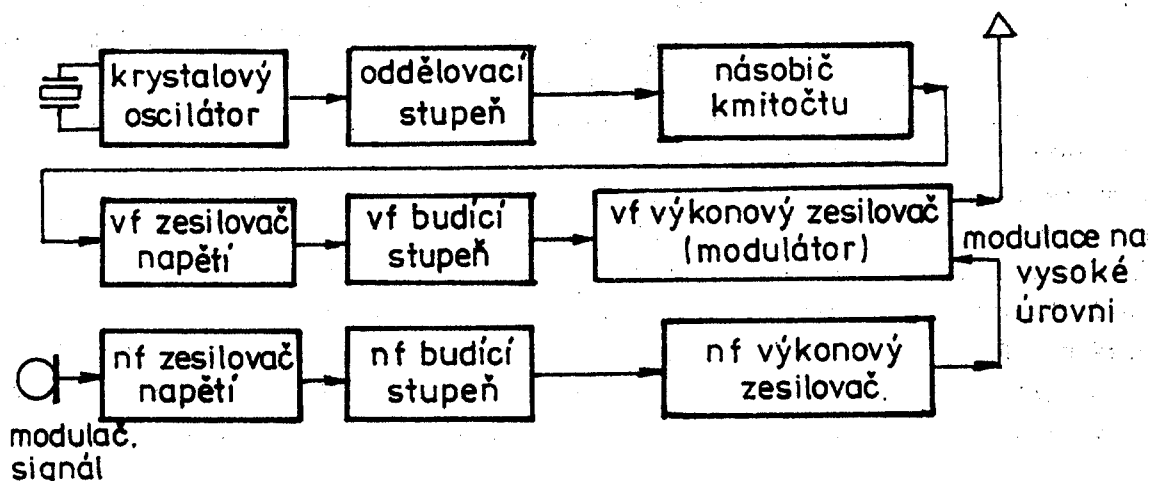
Jiným typem systémů SSS je systém se skokovou změnou kmitočtu nosné ("Frequency Hopping System"). Ten vlastně představuje variantu mnohastavového klíčování kmitočtovým zdvihem M-FSK, u něhož jsou diskrétní změny kmitočtu nosné řízeny opět generátorem pnp.

Systémy s rozprostřeným spektrem se uplatňují především ve speciálních vojenských aplikacích, kde se cení jejich schopnost téměř dokonalého utajení přenosu před nepovolanými abonenty. Další oblastí je družicová rádiová komunikace, kde jsou obvykle k dispozici velice omezené výkony transpondérů družic, ale na druhou stranu je možné využívat kanálů s velkou šířkou pásma. V poslední době systémy s rozprostřeným spektrem pronikají úspěšně do oblasti pozemské mobilní rádiové komunikace apod., prostě všude tam, kde jsou k dispozici radiokomunikační kanály s nepříznivými podmínkami pro šíření signálu.

Pod pojmem rádiový vysílač se obecně rozumí funkční blok, v němž se generuje v místním oscilátoru vysokofrekvenční nosná vlna, jež se po zesílení přivádí na jeden vstup modulátoru vysílače. Na druhý vstup modulátoru přichází po předchozím zesílení v modulačním zesilovači modulační signál. Modulovaný signál vycházející z modulátoru se někdy pomocí konvertoru-up (směšovače, resp. násobiče) překládá do vyšších kmitočtových pásem, ve výkonovém vf zesilovači se výkonově zesiluje a poté je vysílací anténou vysílán do volného prostoru.

4.1 Vysílače pro amplitudové modulace (AM)

Na obr. 4.1 je typické zapojení vysílače AM, který je řešen tak, že se u něho uskutečňuje modulace na tzv. vysoké úrovni nosné vlny. Vysílač se skládá z bloku nosné vlny a z bloku modulačního signálu. Na počátku prvního je zapojen stabilní krystalový oscilátor, se stabilitou řádu 10^{-7} za den nebo i lepší. Za následujícím oddělovacím stupněm je zapojen násobič kmitočtu; ten je však nutný jen při výstupních kmitočtech vyšších než asi 5 MHz, kdežto při nižších kmitočtech lze krystalový oscilátor nastavit přímo na kmitočet nosné vlny a násobič tedy vynechat. Signál vycházející z násobiče se ve vf zesilovači napěťově zesílí a poté vstupuje do vf budicího stupně, kde se zesílí výkonově. Jako modulátor zde působí vhodně upravený koncový výkonový vf zesilovač. Blok modulačního signálu se skládá z kaskádního spojení nf napěťového zesilovače, budiče a koncového výkonového nf stupně. Výhodou této koncepce vysílače je skutečnost, že všechny vf stupně bloku nosné vlny kromě posledního zesilují nedomulovanou nosnou a mohou proto pracovat ve třídě C nebo ve třídě D, jež se vyznačují velkou účinností, dosahující hodnot 60 až 90 %. Blok modulačního signálu zde ovšem musí dodávat bez zkrácení do modulátoru náležitý relativně vysoký výkon, řádově porovnatelný s výstupním výkonem celého vysílače.



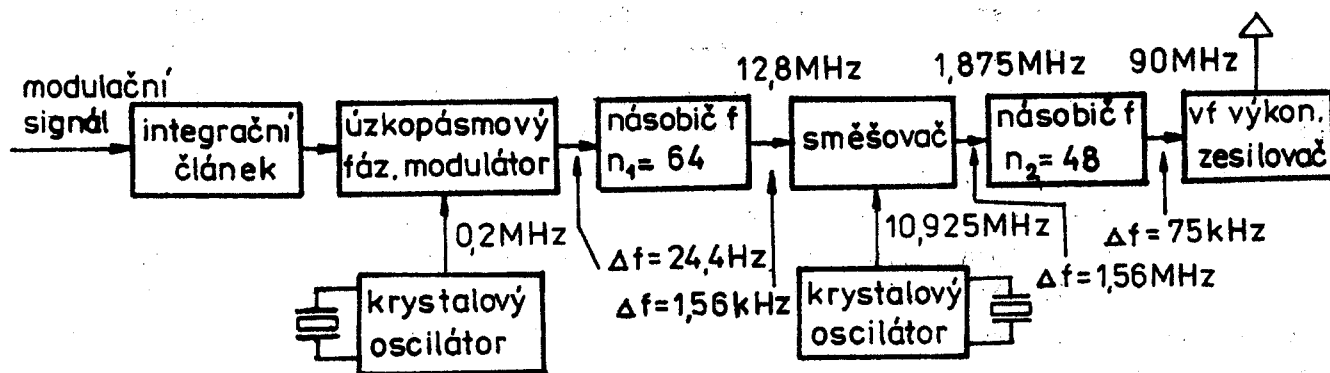
Obr. 4.1 Blokové schéma vysílače AM, s modulací na vysoké výkonové úrovni nosné

Nízkofrekvenční výkonový modulační zesilovač se zpravidla koncipoval jako lineární zesilovač ve třídě A-s účinností nepřesahující asi 20%, nebo jako dvojitý zesilovač ve třídě AB nebo ve třídě B-s účinností maximálně asi 50%. V poslední době se však v tomto bloku začínají uplatňovat lineární zesilovače ve třídě D. U nich pracuje aktivní prvek ve spínacím režimu /sepnut-rozepnut/, tedy s minimálním ztrátovým příkonem. Účinnost takového stupně je potom v praxi nad 90%.

U druhé koncepce vysílačů AM se uskutečňuje modulace již ve vf napětovém zesilovači nebo ve vf budiči, tedy ještě na nízké úrovni nosné vlny. Díky tomu i výstupní výkon bloku modulačního signálu může být podstatně menší než v předchozím případě, což značně usnadňuje jeho řešení. Zvýšené nároky jsou zde naopak kladeny na vf stupně následující za demodulátorem, které musí pracovat v lineárním režimu, tj. ve třídě A, nebo v dvojitinném zapojení ve třídě B, tedy s mnohem nižší účinností než jakou poskytuje třída C nebo třída D.

4.2 Vysílače pro kmitočtové modulace (FM)

Jak je uvedeno např. v [2], modulaci FM je možné provádět buď přímo (pomocí oscilátoru VCO přeladovaného varikapem), nebo nepřímo (integrací modulačního signálu a následující fázovou modulací nosné). Jako konkrétní příklad aplikace modulatoru druhé koncepce je na obr. 4.2 znázorněno zapojení rozhlasového monofonního vysílače FM pro pásmo VKV 87,5 až 108 MHz. Kmitočet nosné vlny uvažujme např. 90 MHz, modulační kmitočty jsou 50 Hz až 15 kHz a maximální frekvenční deviace $\Delta f_{\max} = 75$ kHz.

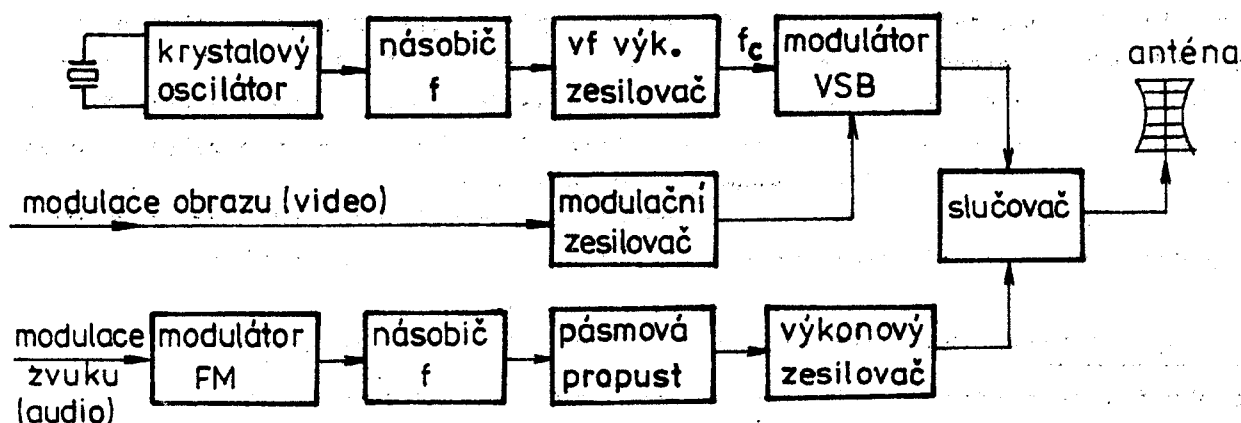


4.2 Blokové schéma zapojení rozhlasového vysílače FM s nepřímou kmitočtovou modulací

Použitý fázový modulátor zde pracuje na výchozí frekvenci nosné 0,2 MHz; maximální hodnota indexu fázové modulace $\Delta \phi_{\max}$ zde z důvodů co nejmenších zkreslení nesmí přesáhnout 0,5 radiánů, čemuž odpovídá maximální frekvenční zdvih $\Delta f_{\max} = 15$ Hz. Na výstupu vysílače je však zapotřebí maximální zdvih 75 kHz. Této hodnoty se dosáhne frekvenčním vynásobením základního signálu 0,2 MHz koeficientem $75\ 000/25 = 3000$. Pokud by se však provádělo toto násobení v jediném stupni, dospělo by se k příliš vysoké frekvenci nosné $0,2 \cdot 3000 = 600$ MHz. Proto je násobení rozloženo do dvou stupňů, mezi nimiž je zařazen směšovač provádějící potřebnou korekci frekvence směrem dolů. Na výstupu druhého násobiče se potom již získá signál FM s nosnou 90 MHz a maximálním frekvenčním zdvihem $\Delta f_{\max} = 75$ kHz. Následující vf výkonový zesilovač může pracovat ve třídě C, neboť nosná vlna má u signálů FM konstantní amplitudu a případné nelineární zkreslení tohoto zesilovače se zde rušivě neprojeví.

4.3 Televizní vysílače

Televizní modulační signál se skládá z tzv. obrazového signálu a ze signálu zvukového doprovodu. Oba tyto signály se zpracovávají v televizním vysílači zcela samostatně, takže kompletní televizní vysílač obsahuje vlastně samostatný "vysílač obrazu" a samostatný "vysílač zvuku". Výstupy těchto dílčích vysílačů se až těsně před vysílací anténou v pasívním slučovací (sumačním) obvodu sdruží a poté vysílají do volného prostoru.



Obr.4.3 Blokové schéma zapojení vysílače monochromatické televize

Typické zapojení vysílače monochromatické (černobílé) televize je na obr.4.3. Krystalem stabilizovaný oscilátor, generující nosnou vlnu obrazu, pracuje na frekvenci řádu několika megahertzů, kde mají krystalové rezonátory největší frekvenční stabilitu. Potřebná transformace na frekvenci nosné se provádí v následujícím násobiči frekvence, za nímž je výkonový zesilovač nosné vlny. Obrazový signál se přenáší modulací VSB, tj. amplitudovou modulací s jedním částečně potlačeným postranním pásmem; modulátor VSB je řešen jako běžný modulátor AM s modulací na vysoké úrovni nosné, za nímž následuje pásmová propust, definující přesně frekvenční spektrum signálu VSB.

Signál zvukového doprovodu se přenáší pomocí modulace FM. Ta se uskutečňuje - podobně jako u vysílače FM z obr. 4.2 - na relativně nízké frekvenci s malým frekvenčním zdvihem. K potřebné výsledné frekvenci nosné zvuku a výslednému zdvihu se potom dospěje v následujícím násobiči frekvence. Výkonové zesílení takto získaného signálu FM se realizuje ve vf výkonovém zesilovači, který opět pracuje ve třídě C, tedy s vysokou účinností.

V. RÁDIOVÉ VYSÍLAČE PRO DISKRÉTNÍ MODULACE

Základními typy diskretních modulací s nosnými kmitočty jsou dvou nebo vícecestavové modulace ASK, FSK, PSK a M-QAM. Modulace ASK (klíčování nosné amplitudovým zdvihem) se v praxi používá jen poměrně málo. Její realizace je sice relativně nenáročná, avšak výsledné technické parametry jsou v souhrnu poměrně slabé. Častější jsou modulace FSK (klíčování nosné frekvenčním posuvem) a modulace PSK (klíčování nosné fázovým posuvem). Velmi výhodné jsou potom modulace M-QAM (současné amplitudové a fázové klíčování nosné), označované také jako kvadraturní, které jsou sice obvodově složité, avšak vynikají vysokou spektrální účinností a některými dalšími přednostmi. V dalším se zaměříme na problematiku vysílačů pro zmíněné perspektivní diskretní modulační způsoby.

Připomeňme, že podobně jako u vysílačů pro analogové modulace je nutné i u vysílačů pro diskretní modulace volit kmitočty nosných vln v souladu s radiokomunikačním řádem. Tak např. u digitálních radioreléových spojů se používají mikrovlnné kmitočty v okolí 2; 4; 6; 7; 8; 11; 13 GHz, perspektivně potom další kmitočty v pásmu

15 až 50 GHz. Podobně ovšem musí být ujednoceny a přesně specifikovány základní parametry modulačních signálů, jako jsou bitové rychlosti (2; 8; 34; 140 Mbit/s), napěťové úrovně atd. Modulační signály zpravidla obsahují nejen složky nesoucí užitečnou informaci, ale navíc ještě tzv. přídatná data, jako jsou synchronizační kódové skupiny, paritní bity pro snížení chybnosti přenosu apod.

Všechny výše uvedené parametry jsou přesně vymezeny jednak Radiokomunikačním řádem, jednak tzv. Komunikačním protokolem pro určité konkrétní služby.

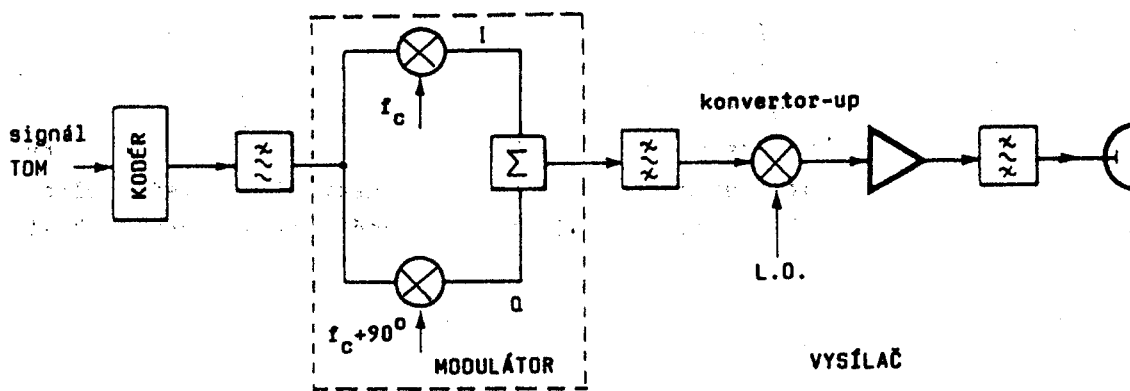
5.1 Obecné blokové schéma zapojení vysílače pro diskrétní modulace

Na obr.5.1 je znázorněno obecné blokové schéma zapojení vysílače pro diskrétní modulace. Na jeho vstup přichází modulační (datový) signál, který se nachází v základním kmitočtovém pásmu a má zpravidla podobu signálu PCM/NRZ. Vzhledem k tomu, že vysílače uvažovaného typu mají velkou přenosovou kapacitu, je zmíněný modulační signál zpravidla složen na principech časového multiplexu z většího počtu dílčích nezávislých modulačních signálů.

Multiplexovaný signál TDM přichází dále do kodéru, v němž je v případě potřeby překódován na jiný vhodnější formát, který na rozdíl od vstupního signálu PCM/NRZ například nemá stejnosměrnou složku, či vykazuje jiné specifické přednosti, které mohou být v dané konkrétní aplikaci užitečné (viz obr.2.9). Po nezbytné filtraci dolní propustí přichází upravený modulační signál na modulátor. Na obr.5.1 je uvažován kvadraturní modulátor, který může realizovat modulace M-PSK a modulace M-QAM; místo něho zde ovšem může být zařazen například modulátor M-FSK, nebo i jiný vhodný typ. Modulace se u digitálních systému provádí obvykle na relativně nízkých kmitočtech nosné vlny, nejčastěji 70 MHz nebo 140 MHz.

Za modulátorem následuje pásmový filtr, potlačující jeho výstupní nežádoucí modulační produkty a případně i boční laloky modulovaného signálu; jak je uvedeno v kapitole 2, volba parametrů tohoto filtru je kritická, neboť radikální pásmová filtrace může vést například u některých typů modulací s konstantní obálkou ke vzniku parazitní modulace AM. Vzhledem k tomu, že digitální komunikační systémy využívají obvykle mikrovlnná pásma, je za pásmovým filtrem zařazen up-konvertor, který provádí lineární transpozici kmitočtu modulátoru do příslušných mikrovlnných pásem; součástí tohoto bloku, realizovaného obvykle jako směšovač, je opět výstupní pásmový filtr, potlačující nežádoucí složky směšování.

Následující vf nebo spíše mikrovlnný výkonový zesilovač je jedním z nejkritičtějších bloků celého řetězce. Pokud zesiluje modulované signály s konstantní obálkou, může být zapojen v třídě C a pracovat díky tomu s relativně velkou ener-



Obr.5.1 Obecné blokové schéma rádiového vysílače pro diskrétní modulace

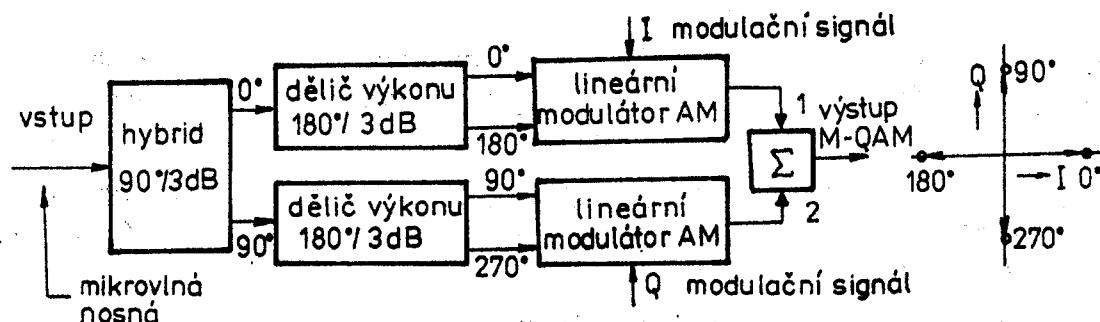
getickou účinností, okolo 60 až 70%. Pokud je však na těchto signálech třeba jen parazitní amplitudová modulace AM, vzniklá např. předchozí pásmovou filtrací, bude docházet v tomto zesilovači k tzv. konverzi AM/AM a ke konverzi AM/PM. Tyto nežádoucí efekty potom budou mít za následek jednak regeneraci předtím potlačených postranních laloků modulovaného signálu – jež budou rušit sousední kanály, jednak povedou ke zvýšené chybovosti přenosu. Nelze-li uvažovanou parazitní modulaci AM eliminovat, je nezbytné, aby koncový výkonový zesilovač pracoval v lineárních třídách A, nebo AB, nebo B (ovšem v dvojčinném zapojení).

Pásmový filtr následující za výkonovým zesilovačem je z výše uvedených hledisek parazitní modulace AM neškodný. V mikrovlnném pásmu však bude mít vždy velkou absolutní šířku pásma, takže nemůže provádět účinnou pásmovou filtraci úzkopásmových modulovaných signálů.

5.2 Vysílače pro diskrétní modulace s přímou modulací mikrovlnné nosné vlny

U vysílače podle obr. 5.1 se realizují diskrétní modulace na relativně nízkých "mezifrekvenčních" kmitočtech. Tato koncepce umožňuje dosáhnout velmi dobré jakostní parametry modulovaného signálu; s následující kmitočtovou konverzí do mikrovlnných pásem zde však jsou spojeny některé závažné – výše zmíněné problémy.

Vyspělá mikrovlnná technika však již umožňuje realizovat některé diskrétní modulační metody, zejména modulace PSK a QAM s méně stavy, již přímo na mikrovlnném kmitočtu vysílače, který se tím značně zjednoduší. Tato koncepce se často vyskytuje například u vysílačů družicových komunikačních systémů V SAT (= Very Small Aperture Terminal, tj. u vysílačů vybavených anténou s velmi malou aperturou, používaných pro družicové reportážní přenosy apod.).



Obr. 5.2 Modulátor QPSK s přímou modulací nosné vlny na výstupním mikrovlnném pásmu

Jedna z možných koncepcí modulátorů s přímou modulací je znázorněna na obr.

Nosná vlna přicházející na vstup modulátoru se nejprve v kvadrurním třidecibelovém hybridním členu rozdělí na dvě stejně velké, avšak o 90° fázově posunuté složky. Ty se dále dělí ve 180° děličích výkonu na složky s nezměněnou fází a fází o 180° posunutou. Tím se vytváří pár dílčích synfázních složek nosné vlny (s fází 0° a 180°) a pár dílčích kvadrurních složek nosné (s fází 90° a 270°). Lineární amplitudovou modulací vždy jedné z obou synfázních složek modulačním $n = \log_2 M$ -úrovňovým signálem $I(t)$ se získá výsledná vf synfázní složka nosné vlny. Podobně lineární modulací jedné z kvadrurních složek modulačním n -úrovňovým signálem $Q(t)$ se získá vf kvadrurní složka nosné vlny. Sčítáním obou těchto složek potom již vzniká požadovaný signál M-QAM. Ve zvláštním případě modulace QPSK lze lineární amplitudové modulátory nahradit přepínači, které přepínají na vstup 1 mikrovlnného sumačního členu vždy jednu z dílčích synfázních složek nosné a na vstup 2 jednu z dílčích kvadrurních složek nosné. Dostupná mikrovlnná monolitická technologie potom otevírá této technice cestu k hromadnému nasazení v praxi.

VI. RÁDIOVÉ PŘIJÍMAČE

Rádiový přijímač je elektronické zařízení, které umožňuje selektivně vybírat a dále zpracovávat zvolený signál ze spektra elektromagnetických vln šířících se volným prostředím a zachycovaných přijímací anténou. Zpracováním signálu se zde rozumí řada procesů, jímž je nutno signál - zpravidla velmi slabý - podrobit před tím, než se prostřednictvím jednoduchého měniče (nejčastěji elektroakustického nebo elektrooptického) stane přístupný lidským smyslům, nebo než je schopen vykonat nějakou jinou požadovanou funkci (např. předávat řídicí povely apod.). Nejčastějšími procesy, jímž je signál v přijímači podrobován, je zesilování, filtrace, transpozice kmitočtového spektra a detekce, resp. demodulace.

6.1. Klasifikace rádiových přijímačů

Rádiové přijímače se používají v nejrůznějších oblastech sdělovací techniky. Z tohoto hlediska je lze dělit do následujících skupin:

1. Rozhlasové přijímače. Slouží k příjmu akustických pořadů informačního a zábavního charakteru, které jsou vysílány rozhlasovými vysílači AM (v pásmu DV, SV, KV) a vysílači FM (v pásmu VKV).

2. Televizní přijímače. Jsou určeny k příjmu obrazových pořadů informačního a zábavního charakteru, vysílaných televizními vysílači (v pásmu VKV a decimetrových vln).

3. Komunikační přijímače. Jsou určeny k příjmu různých zpravodajských relací rozličných profesionálních institucí (diplomatické služby, policie, doprava, zdravotnictví atd.), a to ve všech kmitočtových pásmech (zejména v pásmu KV a VKV).

4. Přijímače pro příjem na mobilních objektech. Je to zvláštní kategorie komunikačních přijímačů, určená k příjmu signálů se značně kolísající úrovní, způsobenou pohybem vysílače nebo přijímače.

5. Radiolokační přijímače. Tvoří přijímací část radiolokačních stanic; slouží k vyhledávání a k přesnému zaměření nejrůznějších objektů nacházejících se na zemském povrchu, na mořích nebo v prostoru; tyto stanice pracují především v mikrovlnném (centimetrovém) kmitočtovém pásmu.

6. Radionavigační přijímače. Tvoří přijímací část radionavigačních systémů, které jsou určeny k orientaci letadel, lodí nebo jiných objektů v prostoru; uvažované systémy využívají všech kmitočtových pásem (od megametrových vln až po milimetrové vlny).

7. Telemetrické přijímače. Jsou součástí telemetrických systémů pro měření různých parametrů vzdálených objektů.

8. Radiometrické přijímače. Slouží k indikaci a měření slabých signálů šumového charakteru, které vyžadují nejrůznější objekty na Zemi i v kosmu, a to především v mikrovlnné oblasti.

9. Přijímače pro příjem signálů z umělých družic Země. Jsou určeny buď pro tzv. přímý příjem signálů přenášejících např. televizní programy, nebo pro profesionální příjem nejrůznějších informací; tyto přenosy se uskutečňují převážně v mikrovlnném pásmu.

Přijímače uvedených tříd se vzájemně v celé řadě detailů liší. Jejich obecné koncepce ("architektura") se však sobě podobají, přičemž je lze rozdělit jen do několik málo základních kategorií. V této kapitole je uveden právě popis těchto základních koncepcí.

6.2. Různé obvodové koncepce rádiových přijímačů

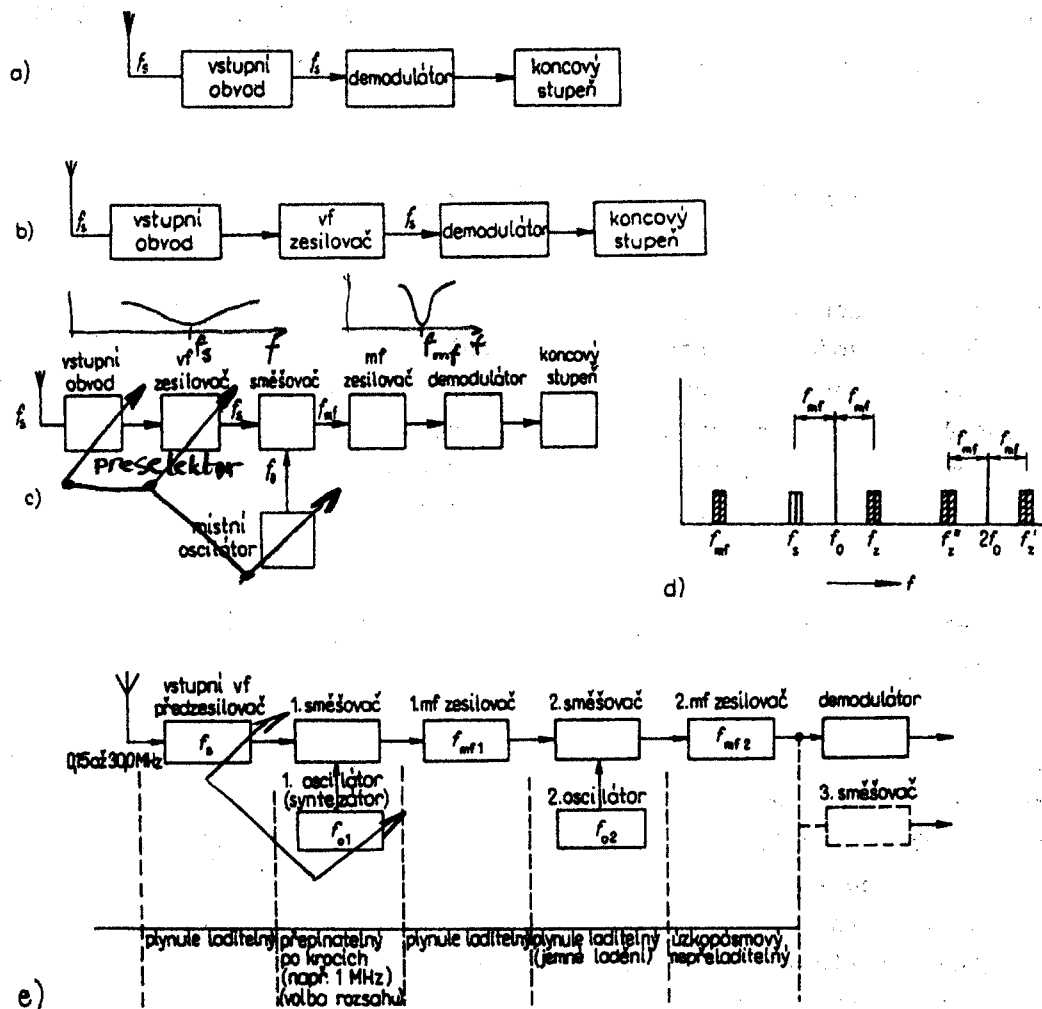
Na obr. 6.1 jsou znázorněny čtyři základní varianty rádiových přijímačů. Na obr. 6.1a je to vývojově nejstarší a současně i nejjednodušší detektorový přijímač. Na jeho vstupu je zapojen pasivní přeladitelný selektivní vstupní obvod, který ze všech signálů zachycených anténou vyčleňuje pouze žádaný signál o kmitočtu f_s . Za tímto obvodem následuje demodulátor a koncový stupeň. Vzhledem k tomu, že běžné demodulátory potřebují ke své správné funkci poměrně velké vstupní napětí (např. demodulátory AM napětí řádu nejméně desetiny voltu), je možné využít uvažovaného typu přijímače pouze k příjmu relativně silných signálů. Jeho velkou předností v porovnání se všemi ostatními typy přijímačů je však možnost dosáhnout extrémně velké šířky vř přijímaného pásma, což je u některých speciálních typů přijímačů (např. radiometrických) velice výhodné.

Na obr. 6.1b je znázorněn přijímač přímozesilující. Na vstupu tohoto přijímače je opět pasivní selektivní vstupní obvod. Za ním je zařazen laděný (v jednodušších koncepcích i neladěný) vysokofrekvenční zesilovač, který při dostatečně velkém zesílení umožňuje podstatně zvětšit citlivost celého přijímače a případně i jeho selektivitu, tj. schopnost potlačit nežádoucí signály. Následující demodulátor demoduluje vř signál. Realizace selektivního přeladitelného vysokofrekvenčního zesilovače se ziskem 50 až 100 dB je ovšem velmi náročná a proto se přímozesilující přijímače dnes vyskytují spíše jen výjimečně.

Na obr. 6.1c je uvedeno zapojení nejrozšířenějšího typu přijímače, označovaného jako přijímač s přeměnou (transpozicí) kmitočtu, nebo také jako přijímač superheterodyn, resp. superheterodyn. Transpozici kmitočtu si vynutil především požadavek pokud možno konstantní citlivosti a konstantní křivky propustnosti při přeladování, který je u přímozesilujícího, resp. detektorového přijímače jen velice těžko splnitelný. Jak vyplývá ze schématu na obr. 6.1c, je na vstupu tohoto přijímače rovněž zařazen pasivní selektivní vstupní obvod, jehož úkolem je vybrat ze všech signálů dopadajících na anténu signál žádaný. V následujícím vř zesilovači je tento signál zesílen a současně jsou zde potlačeny zbytky rušivých signálů prošlých vstupním obvodem, zejména signálů ležících daleko od žádaného signálu. V měničci kmitočtu (směšovači) je přijímaný signál s kmitočtem f_s pomocí signálu místního oscilátoru s kmitočtem f_o přeměněn na mezifrekvenční signál s kmitočtem f_{mf} , určeným vztahem

$$f_{mf} = f_o - f_s \quad (\text{pro } f_o > f_s), \quad \text{popř.} \quad f_{mf} = f_s - f_o \quad (\text{pro } f_o < f_s) \quad (6.1)$$

Mění-li se kmitočet přijímaného signálu, mění se u superheterodynu vhodně i kmitočet místního oscilátoru, a to právě tak, aby mezifrekvenční kmitočet byl stále konstantní. Díky tomu může být mezifrekvenční zesilovač naladěn na fixní mezifrekvenční kmitočet, což značně usnadňuje jeho konstrukci. Za mezifrekvenčním zesilovačem následuje demodulátor, který z modulovaného mezifrekvenčního signálu získá původní modulační signál. Demodulovaný signál je potom zpracován v koncovém stupni.



Obr. 6.1 Různé koncepce rádiových přijímačů

a) detektorový přijímač; b) přímo zesilující přijímač; c) superheterodynní přijímač, tj. přijímač s přeměnou kmitočtu; d) charakteristické kmitočty superheterodynního přijímače; e) superheterodynní přijímač s dvojitým směřováním

Mezifrekvenční zesilovač laděný na pevný kmitočet může mít velké zesílení a tím může zajistit přijímači velkou citlivost a navíc i velkou selektivitu a samozřejmě i konstantní šířku pásma. Tyto přednosti jsou ovšem velmi závažné a byly hlavním důvodem velkého rozšíření superheterodynních v celé přijímací technice.

Naproti tomu je ovšem nutné připomenout, že i superheterodynní přijímače mají určité nedostatky. Jedním z nejzávažnějších je náchylnost k příjmu nežádoucích signálů nacházejících se v parazitních příjmových kanálech, především v tzv. zrcadlovém kanálu, ležícím na zrcadlovém kmitočtu.

$$f_z = f_o + f_{mf} \quad (f_o > f_s), \quad \text{popř.} \quad f_z = f_o - f_{mf} \quad (f_o < f_s) \quad (6.2)$$

Pokud totiž zrcadlový signál zachycený anténou pronikne vlivem nedostatečné selektivity vstupního obvodu až na vstup směšovače, vytvoří rušivý mezifrekvenční signál, neboť

$$f_z - f_o = f_{mf} \quad (f_o > f_{sp}), \quad \text{popř.} \quad f_o - f_z = f_{mf} \quad (f_o < f_s) \quad (6.3)$$

Dalším závažným parazitním kanálem je kanál na mezifrekvenčním kmitočtu f_{mf} a dále kanály vytvářené úruhou harmonickou $2f_0$ oscilačního signálu aj. (obr. 6.1d). Parazitní příjmový kanál může vzniknout ve směšovači superheterodynu obecně vzato na libovolném rušivém vstupním kmitočtu f_s^r , resp. jeho harmonické mf_s^r , která vyhovuje spolu s kmitočtem vstupního užitečného signálu f_s , resp. jeho harmonickou f_s a také s kmitočtem oscilačního signálu f_0 , resp. jeho harmonickou nf_0 relací

$$f_{mf} + B_{mf}/2 = \left| \pm \ell f_s \pm \sum_{m=1}^{\infty} mf_s^r + nf_0 \right|, \quad (6.4)$$

kde B_{mf} je šířka pásma mezifrekvenčního zesilovače,
 ℓ, m, n - celé šifky určující řád harmonických kmitočtů.

Má-li mít superheterodynní přijímač z obr. 6.1c co největší blízkou selektivitu, tj. schopnost potlačovat rušivé signály v blízkém okolí přijímaného signálu, musí mít nízký mezifrekvenční kmitočet. Potom je totiž realizace mf filtrů se strmými boky amplitudové kmitočtové charakteristiky snadná. Naopak k zajištění co největšího potlačení zrcadlových signálů je žádoucí co nejvyšší mezifrekvenční kmitočet (viz rovnice 6.3). Tyto dva protichůdné požadavky však nemůže současně splnit přijímač z obr. 6.1c, obsahující jediný měnič kmitočtu (směšovač). Mnohem snáze je dosaženo přijímač s dvojitou přeměnou kmitočtu, který je znázorněn na obr. 6.1e. U tohoto přijímače se volí první mezifrekvenční kmitočet f_{mf1} co nejvyšší, tak aby byla zajištěna velká zrcadlová, tj. vzdálená selektivita. Jejich druhý mezifrekvenční kmitočet f_{mf2} naopak co nejnižší a zaručuje tedy velkou blízkou selektivitu. Ladění přijímače s dvojitým směšováním se může realizovat změnou kmitočtu f_{o1} místního oscilátoru prvního směšovače; první mf kmitočet f_{mf1} je potom konstantní a tedy oscilátor druhého směšovače kmitá rovněž na konstantním kmitočtu f_{o2} , stabilizovaném krystalovým rezonátorem.

Důležitou variantou superheterodynu s jedním směšováním je tzv. homodyn, nazývaný také superheterodyn s přímou konverzí. U tohoto přijímače je kmitočet místního oscilátoru f_0 přesně shodný s kmitočtem nosné vstupního signálu f_s . Mezifrekvenční kmitočet je zde proto nulový (neboť pro $f_s = f_0$ je $f_{mf} = f_0 - f_s = 0$), a tedy vstupní signál je ve směšovači překládán přímo do základního pásma, tj. je zde synchronně demodulován. To, že homodyn kromě frekvenční translace realizuje současně i demodulaci vstupního signálu, je jeho velkou předností. Jeho další výhodou je i dokonalé odstranění problémů spojených s příjmem nežádoucích zrcadlových signálů $f_z = f_s + 2f_{mf}$, které se zde totiž ztotožňují s přijímaným užitečným signálem f_s (pro $f_{mf} = 0$ je zřejmě $f_z = f_s + 2f_{mf} = f_s$). Výhodné může být u přijímačů homodynního typu i to, že podstatná část zesílení i selektivity se získává až v základním pásmu, takže náročné mezifrekvenční pásmové propusti je zde možné nahradit bezindukčními aktivními dolními propustmi apod. Pro správnou činnost "klasického" homodynu je však nezbytná dokonalá frekvenční i fázová koherence místního oscilátoru s nosnou vlnou přijímaného signálu, jejíž dosažení je technicky náročné.

Moderní koncepci superheterodynních přijímačů představuje tzv. "konvertor-up", nazývaný rovněž "infradyn". Tento přijímač je nejčastěji koncipován jako superheterodyn s dvojitým směšováním, takže jeho skupinové schéma zapojení je shodné s obr. 6.1s. Podstatné je však to, že jeho první mezifrekvenční kmitočet f_{mf1} je vyšší, než nejvyšší vstupní kmitočet f_{smax} , tedy

$$f_{mf1} > f_{smax} \quad (6.5)$$

Díky tomu je zrcadlový kmitočet f_z relativně i absolutně velice vzdálen od vstupního kmitočtu f_s , takže potlačení zrcadlových signálů (tj. vzdálená, resp. zrcadlová selektivita) je u tohoto přijímače extrémně velké. Vzhledem k tomu, že zrcadlové kmitočty nikdy nepadnou do pásma vstupního signálu $f_{s \min}$ až $f_{s \max}$, mohou být obvyklé přeladitelné vstupní obvody u tohoto přijímače nahrazeny jedinou nepřeladitelnou dolní propustí s mezním kmitočtem $f_{s \max}$ (současná přítomnost všech přijímaných signálů - ležících v pásmu $f_{s \min}$ až $f_{s \max}$ - na vstupu vř zesilovače by však vedla k jeho přetížení a následnému vzniku mnoha intermodulačních produktů; proto i u konvertoru-up se uplatňují klasické přeladitelné vstupní obvody, nebo se zde používá alespoň sada přepínatelných suboktávových pásmových propustí). Další výhodou konvertoru-up je i relativně malá potřebná přeladitelnost prvního místního oscilátoru f_{o1} ; to potom dovoluje přeladovat například běžné rozhlasové přijímače pro pásmo dlouhých, středních a krátkých vln (tj. cca 150 kHz až 30 MHz) v jediném rozsahu.

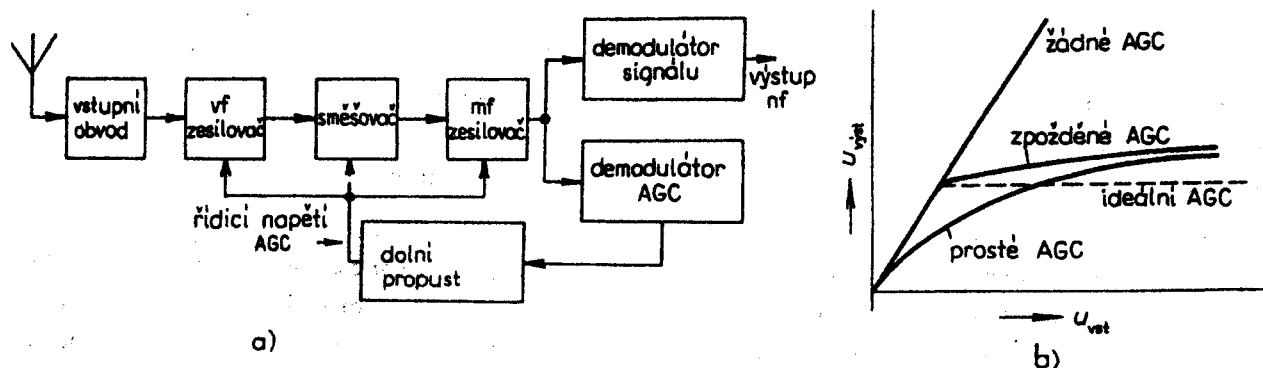
Díky uvedeným přednostem se koncepce přijímačů konvertor-up používá již nejen u náročných profesionálních přijímačů, nýbrž začíná pronikat i do oblasti spotřební elektroniky.

6.3. Pomocné obvody rádiových přijímačů

Kromě základních funkčních bloků se v rádiových přijímačích ještě používají některé další pomocné obvody, které výrazně zlepšují jejich technické parametry, usnadňují obsluhu apod. Nejdůležitější z nich si stručně probereme.

a) Automatické řízení citlivosti

U rozhlasových přijímačů AM, pracujících v pásmu středních i krátkých vln (tj. při kmitočtech cca 0,5 až 30 MHz), a rovněž u komunikačních krátkovlnných přijímačů (2 až 30 MHz) může značně kolísat úroveň přijímaného signálu. Je to dáno tím, že tyto přijímače přijímají - zejména v případě vzdálených stanic - nikoliv vlny šířící se podél zemského povrchu, nýbrž tzv. prostorové vlny, což jsou vlny vyzařované vysílači do kosmického prostoru a odrážené ionosférou zpět k zemi. Reflexní schopnosti ionosféry se však s časem značně mění a to potom vede ke zmíněnému kolísání úrovně přijímaného signálu. K tomuto kolísání dochází také u mobilních přijímačů, kde totiž



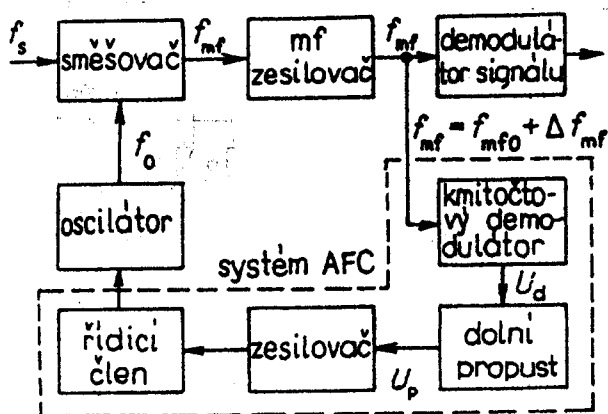
Obr. 6.2 a) Systém automatického řízení citlivosti rádiového přijímače (AGC), b) charakteristiky ilustrující činnost systému AGC

právě následkem jejich pohybu může nastávat výrazná změna příjmových podmínek (u autopřijímačů při průjezdu tunely apod.). Má-li být za tohoto stavu úroveň reprodukovaného (výstupního) signálu přijímače alespoň přibližně konstantní, musí být přijímač vybaven systémem samočinného řízení zesílení AGC (Automatic Gain Control), označovaných také symboly AVC (A. Volume C., tj. samočinné řízení hlasitosti) nebo ALC (A. Level C., tj. samočinné řízení úrovně). Soustava AGC může být řešena tak, jak ukazuje obr. 6.2a.

Napětí na výstupu mezifrekvenčního zesilovače se v demodulátoru AGC nejprve demoduluje. Výstup demodulátoru se pak kmitočtově filtruje dolní propustí, která propustí stejnosměrnou složku, měnící se zpravidla jen v rytmu pomalých změn vstupního signálu, kdežto změny v rytmu modulačních kmitočtů zadrží, a tím vlastně zabrání nežádoucímu ovlivňování modulace systémem AGC. Takto získané napětí AGC se po zesílení již přivádí na jednotlivé bloky vysokofrekvenčního a mezifrekvenčního dílu přijímače, kde elektrickou cestou ovlivňuje jejich zesílení. Přitom smysl tohoto působení je takový, aby při zvyšující se úrovni vstupního signálu se zesílení zmenšovalo a naopak. Soustava AGC uvedeného typu je technicky snadno realizovatelná a také se často používá, přestože z principu nemůže dosáhnout dokonalé kompenzace kolísání úrovně vstupního signálu. Činnost takové soustavy popisují tzv. charakteristiky AGC, znázorněné na obr. 6.2b.

b) Automatické řízení kmitočtu

U rozhlasových, ale i komunikačních přijímačů FM se často používají systémy automatického doladování kmitočtu místního oscilátoru (heterodynu), které kompenzují nežádoucí změny tohoto kmitočtu, způsobené změnami okolní teploty, napájecího



Obr. 6.3 Systém automatického doladování kmitočtu místního oscilátoru rádiového přijímače (AFC)

napětí apod. Tyto systémy se označují zkratkou AFC (Automatic Frequency Control), jejich typické zapojení je na obr. 6.3. Zde se na výstupu mezifrekvenčního zesilovače odebírá vzorek skutečného středního mf kmitočtu f_{mf} , lišícího se od jmenovité hodnoty f_{mfo} o určitou chybovou hodnotu $\pm f_{mf}$. V kmitočtovém demodulátoru se kmitočtová odchylka převede na napěťovou, a ta se po filtraci dolní propustí a po zesílení používá k ovládní řídicího členu. Řídicím členem je obvykle varikap, který doladuje oscilátor měniče kmitočtu tak, aby se kmitočtová odchylka $\pm \Delta f_{mf}$ minimalizovala.

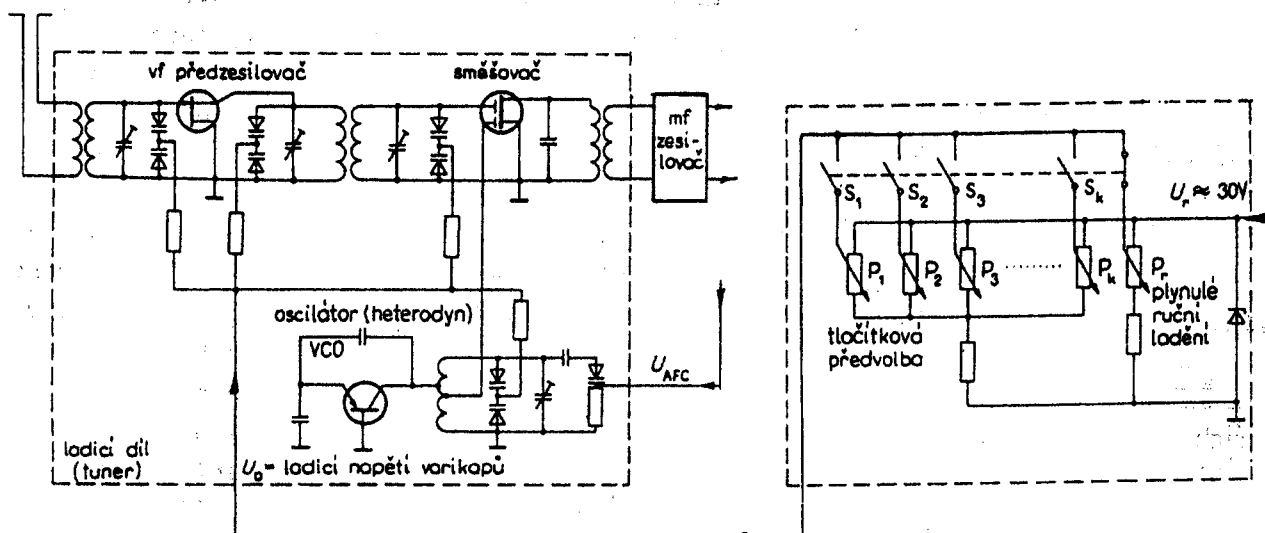
c) Ladicí systémy

Ladicím systémem rádiového přijímače se rozumí funkční celek, pomocí něhož se uskutečňuje přeladování jeho vstupních a heterodynních obvodů uvnitř určitého kmitočtového rozsahu. Moderní ladicí systémy však poskytují obsluze přijímačů ještě další funkční možnosti, a to především tzv. programovatelnou předvolbu zvolených vysílačů, automatické přeladování, číslicovou indikaci přijímané stanice apod.

Vývojově nejstarší ladící systémy používaly k přelačování zmíněných ladících obvodů proměnný mechanicky ovládaný kondenzátor, který měl např. obvykle dvě sekce pro vstupní obvody a jednu pro heterodyn.

Modernější a ve většině parametrů podstatně lepší jsou ladící systémy s kapacitními diodami, tj. varikapů. Typické zapojení takového systému, použitého v rozhlasovém přijímači FM pro pásmo VKV (88 až 108 MHz), je na obr. 6.4. Jeho hlavní součásti jsou potenciometry (P_1 až P_k), určené pro předvolbu stanic. Potenciometry jsou připojeny na zdroj stejnosměrného stabilizovaného referenčního napětí U_r a každý z nich je možné předladit na libovolné napětí, resp. kmitočet uvnitř daného rozsahu přijímače. Předladěná stanice (nebo televizní kanál) se pak vyvolá pouhým stisknutím příslušného spínače S_1 až S_k . U starších koncepcí se používaly mechanické spínače, u novějších elektronické (senzorové) spínače, které vyžadují podstatně menší ovládací tlak a jsou spolehlivější. Soustava potenciometrů pro předvolbu je většinou doplněna ještě potenciometrem P_r pro plynulé ruční ladění přijímače.

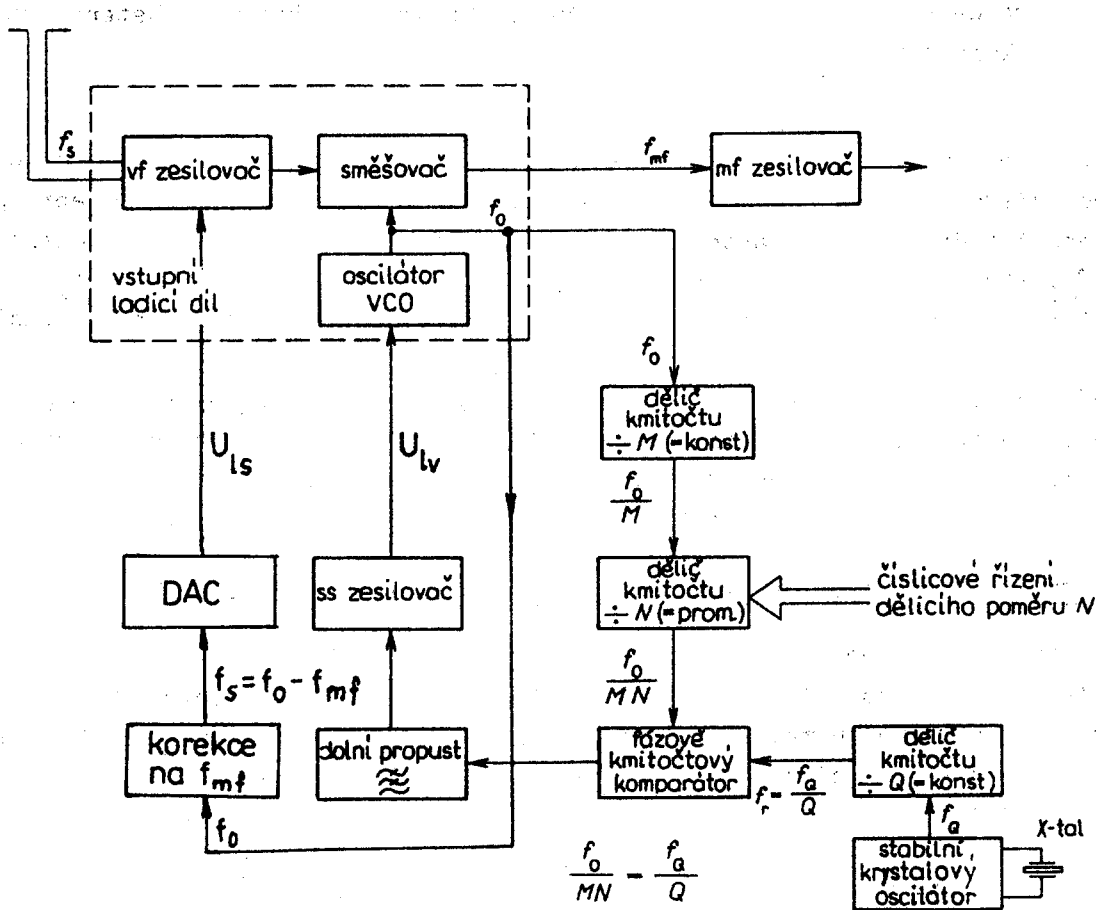
Varikapů mají v porovnání s mechanickými kondenzátory malé rozměry a malou hmotnost. Selektivita přijímače s varikapů může být mnohem větší, neboť počet laděných obvodů zde již není prostorově omezen. Zdroj ladícího napětí může být vzdálen od vlastních rezonančních obvodů, a tím se usnadňuje realizace dálkového ovládní přijímače, předvolby programů apod. Závažným nedostatkem ladících systémů s kapacitními diodami je však podstatně větší náchylnost k nelineárním zkreslením, zejména intermodulačnímu zkreslení. Potíže působí také značná závislost kapacity varikapů na teplotě, která nepříznivě ovlivňuje výslednou kmitočtovou stabilitu přijímače.



Obr. 6.4 Klasický ladící systém rozhlasového přijímače, využívající jako ladící elementy kapacitní diody - varikapů

Dalším stupněm ve vývoji ladících systémů jsou systémy se syntézou ladícího napětí. U těchto systémů se při volbě určité stanice nejprve vyjádří ladící napětí varikapů heterodynu U_v v číslicové formě a potom se v číslicové analogovém převodníku převede na analogovou hodnotu a ta se zavádí k varikapům. Číslicovou informaci je ovšem možné uchovat v polovodičové paměti a znovu ji snadno vyvolat, a tím nahradit složitou elektromechanickou předvolbu stanic předvolbou čistě elektronickou. Snadno lze uskutečnit i automatické ladění (hledání) určité stanice. Uvažované systémy tedy zřejmě zvyšují komfort obsluhy přijímače, avšak jejich kmitočtová stabilita se v porovnání s analogovými systémy z obr. 6.4 nijak nezlepšuje. Určité zlepšení u obou těchto kategorií může ovšem přinést použití systému AFC.

Nejdokonalejšími ladicími systémy jsou systémy, které používají ke generaci heterodynních signálů syntezátorů kmitočtů s fázovým závěsem PLL. Princip fázového závěsu je popsán např. v [5], kde je naznačeno i jeho využití jako syntezátoru kmitočtů.



Obr. 6.5 Ladicí systém rádiového přijímače se syntezátorem kmitočtů (PLL)

Má-li být uvedený princip využit ke generaci heterodynních signálů rozhlasových a televizních přijímačů, je nutné ho ještě doplnit tak, jak ukazuje obr. 6.5. Aby se u přijímačů AM dosáhlo obvyklého kroku ladění 1 kHz, u přijímačů FM 10 nebo 25 kHz a u televizních přijímačů 62,5 nebo 125,0 kHz, musí být referenční kmitočet nízký (řádu kilohertzů). K jeho generaci se však používají oscilátory s kmitočtem stabilizovaným křemenným krystalem, který má malé rozměry, velkou mechanickou stabilitu a nízkou cenu, jen tehdy, je-li jeho rezonanční kmitočet podstatně vyšší, alespoň několik megahertzů. Proto se musí mezi krystalový referenční oscilátor o kmitočtu f_Q a fázový komparátor zařadit další dělič kmitočtu s pevným vhodně zvoleným dělicím poměrem Q .

Jako děliče s proměnným dělicím poměrem N , nazývané programovatelné, se zpravidla používají obvody LSI v provedení MOS nebo I^2L . Jejich nejvyšší vstupní kmitočty nepřesahují hodnotu asi 50 MHz, avšak heterodynní kmitočty přijímačů FM, televizních přijímačů, družicových přijímačů apod. se pohybují v pásmech stovek MHz až jednotek GHz. Proto se musí heterodynní kmitočet f_o nejprve zmenšit v děliči s určitým pevným dělicím poměrem M a teprve potom jej lze zavést do proměnného děliče. Pevné děliče bývají realizovány technologií ECL, která kmitočty řádu 1 GHz již zvládne.

Při početním řešení ladicích systémů se syntezátorem PLL se vychází ze skutečnosti, že ve stavu fázového závěsu musí být oba vstupní kmitočty fázového detektoru

shodné a rovné jistému referenčnímu kmitočtu f_r , tedy

$$\frac{f_o}{MN} = \frac{f_o}{C} = f_r, \quad \text{odkud } f_o = f_r MN \quad (6.6)$$

Výraz $f_r M$ je pro daný systém konstantou, určující kmitočtový krok Δf heterodynního signálu (rastr kmitočtové sítě), tedy

$$\Delta f = f_r M \quad (6.7)$$

Ladící napětí U_{Ls} pro varikapy vstupních obvodů a vř zesilovače lze u uvažovaného systému získávat tak, že se heterodynní kmitočet f_o nejprve převede např. pomocí vratného čítače nebo přednastavitelného čítače na vstupní signální kmitočet $f_s = f_o - f_{mf}$ (tj. provede se tzv. korekce na mf kmitočet f_{mf}). Kmitočet f_s , vyjádřený v číslicové formě, se potom v převodníku DAC převede na příslušné ss ladící napětí.

Ladící systémy se syntezátory kmitočtů poskytují stejný komfort obsluhy jako systémy se syntézou ladícího napětí. Navíc však zajišťují heterodynnímu signálu vysokou kmitočtovou stabilitu řádu 10^{-7} až 10^{-8} , neboť jejich výstupní kmitočty jsou přímo odvozeny ("zavěšeny") od kmitočtu základního krystalového oscilátoru.

d) Obvody pro zajištění souběhu kmitočtů vstupních obvodů a heterodynu

Z principu funkce superheterodynního přijímače vyplývá, že u něj má být rozdíl mezi kmitočtem heterodynu (místního oscilátoru) f_o a vstupním kmitočtem f_s co nej- přesněji roven konstantnímu mezifrekvenčnímu kmitočtu f_{mf} ; musí tedy platit relace $f_o - f_s = f_{mf}$ pro libovolný vstupní kmitočet f_s . Přitom se však liší poměr přela- dování vstupního obvodu R_s od poměru přeladění heterodynu R_o , neboť

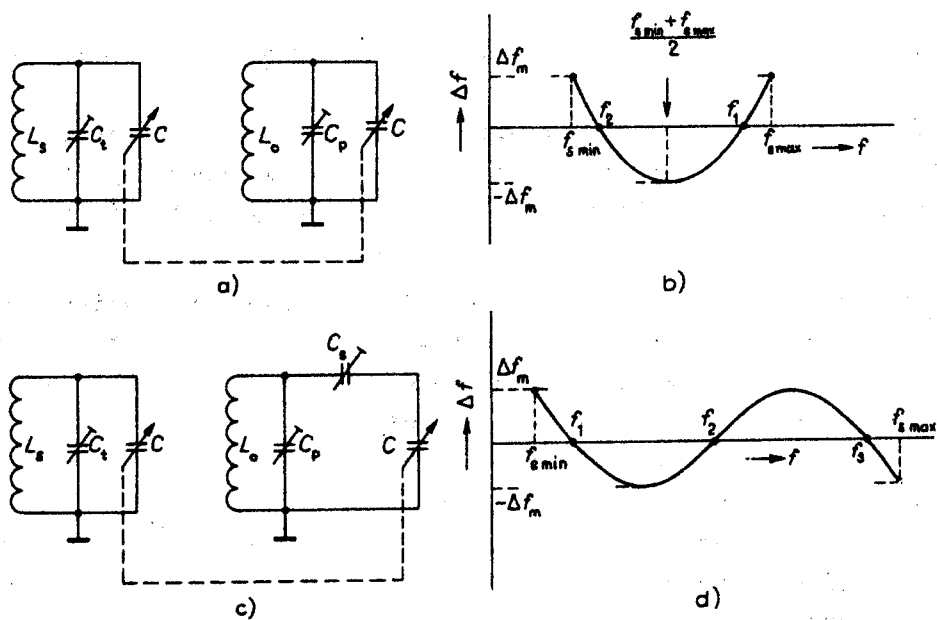
$$R_s = \frac{f_{s \max}}{f_{s \min}}, \quad R_o = \frac{f_{v \max}}{f_{o \min}} = \frac{f_{s \max} + f_{mf}}{f_{o \min} + f_{mf}} \quad (6.8a, b)$$

Z technologického hlediska je však žádoucí realizovat ladící varikapy v jednom ty- povém provedení pro vstupní obvody i pro heterodyn. Potom však vzniká u superhete- rodynu problém souběhu mezi kmitočty vstupních obvodů a obvodů heterodynu. Tento problém se řeší tím způsobem, že se vstupní obvod navrhne tak, aby přesně překrýval pásmo vstupních kmitočtů f_s . Do obvodu heterodynu se pak vloží přidavné "souběhové" reaktanční prvky - nejčastěji kapacity - které mohou zajistit alespoň přibližné spl- nění podmínky $f_o - f_s = f_{mf}$. Označíme-li odchylku od souběhu Δf , má předchozí pod- mínka tvar

$$f_o - (f_s + \Delta f) = f_{mf} \quad (6.9)$$

Při malém poměru přeladění ($R_s = 1,5$) stačí zařadit do obvodu oscilátoru jedinou souběhovou kapacitu C_p (obr. 6.6a). Je-li vhodně zvolena a je-li vhodně zvolena ta- ké indukčnost L_o , dosáhne se přesného souběhu na dvou vstupních kmitočtech (f_1 a f_2) daného rozsahu. Odchytky Δf mimo tyto kmitočty jsou minimální (obr. 6.6b).

Má-li být dosaženo většího poměru přeladění ($R_s = 1,5$), dvoubodový souběh by již byl nevhodný, neboť by vedl k příliš velkým maximálním odchylkám Δf . Potom je optimálním řešením třibodový souběh, který se získá vložením dvou kapacit, C_p a C_s , do obvodu oscilátoru (obr. 6.6c). Příslušná křivka odchylek Δf je znázorněna na obr. 6.6d. V obou případech je dosaženo minimálních odchylek od souběhu tehdy, jsou- -li křivky z obr. 6.6b, d vyjádřeny tzv. Čebyševovými polynomy 2., resp. 3. stupně.



Obr. 6.6 a) Vstupní obvod a obvod heterodynu pro dvoubodový souběh;
 b) křivka odchylek pro obvody z obr. a;
 c) vstupní obvod a obvod heterodynu pro tříbodový souběh;
 d) křivka odchylek z obr. c

Početní určení souběhových prvků a kmitočtů je poměrně složité. Uveďme si proto jen jeho výsledky, a to pro případ dvoubodového souběhu (obr. 6.6a,b). Zde jsou sladovací kmitočty určeny relacemi [5]

$$f_1 = 0,852 f_{s,max} + 0,148 f_{s,min}; \quad f_2 = 0,148 f_{s,max} + 0,852 f_{s,min} \quad (6.10)$$

Prvky obvodu oscilátoru jsou dány vztahy

$$C_p = \frac{1}{s^2 L_s}; \quad L_o = \frac{L_s}{(1 + f_1^2/s^2)(1 + f_{mf}^2/s^2)}, \quad (6.10a,b)$$

kde pomocný kmitočet s je

$$s^2 = \frac{f_1^2(1 + f_{mf}^2/f_1^2) - f_2^2(1 + f_{mf}^2/f_2^2)}{(1 + f_{mf}^2/f_2^2) - (1 + f_{mf}^2/f_1^2)} \quad (6.10c)$$

Má-li vstupní obvod přijímače z obr. 6.6a překrývat pásmo kmitočtů $f_{s,min}$ až $f_{s,max}$, musí platit vztahy

$$f_{s,min}^2 = \frac{1}{4 \pi^2 L_s (C_t + C_{max})}; \quad f_{s,max} = \frac{1}{4 \pi^2 L_s (C_t + C_{min})}, \quad (6.11a,b)$$

kteří jsou soustavou dvou rovnic pro hledané neznámé vstupního obvodu C_t , L_s ; jejím řešením určíme

$$C_t = \frac{C_{max} - C_{min} k_s^2}{k_s^2 - 1}; \quad L_s = \frac{1}{f_{s,min}^2 (C_{max} + C_t)} \quad (6.12a,b)$$

(Připomeňme, že kapacita C_t v sobě zahrnuje nejen pomocnou kapacitu doladovacího trimru, ale i přetransformovanou kapacitu antény.)

6.4. Základní parametry rádiových přijímačů

Základní vlastnosti rádiových přijímačů je možné charakterizovat určitými elektrickými, akustickými, optickými a dalšími vhodnými parametry. Na tomto místě si stručně definujeme čtyři základní elektrické parametry, a to citlivost, selektivitu, určité typy zkreslení a kmitočtovou stabilitu.

Citlivost přijímače udává minimální signál na impedančně definovaném anténním vstupu přijímače, který je schopen přijímat a rozlišit při přesně specifikovaném měrném signálu (tzn. při daném typu modulace a její hloubce či zdvihu). Citlivost se udává buď jako tzv. užitečná citlivost (používá se též termínu citlivost prahová, resp. mezní, nebo i citlivost omezená šumem), což je úroveň anténního signálu pro deponovaný odstup signálu s/š od šumu na výstupu přijímače. V případech, kdy užitečná citlivost není zapotřebí, udává se citlivost maximální, definovaná jako úroveň vstupního signálu potřebného pro dosažení požadované úrovně výstupního signálu (takto definovaná citlivost se označuje též jako citlivost omezená zesílením). Konečně se používá definice citlivosti označované jako SINAD, určené napětím vstupního signálu potřebným pro definovaný odstup signálu od šumu, produktů nelineárního zkreslení a hluku pozadí (Signal + Noise And Distortion). Citlivost SINAD je z provozního hlediska nejobektivnější definicí citlivosti.

U přijímačů pro pásmo dlouhých, středních a krátkých vln (cca 150 kHz až 30 MHz), vybavených tzv. kapacitní ("drátovou") anténou, se citlivost udává ve formě vstupního anténního napětí, vyjádřeného obvykle v mikrovoltech (nebo v decibelech vůči napětí 1 V); tedy např. užitečná citlivost $40 \mu\text{V}/(\text{s}/\text{š} = 26 \text{ dB})$ značí, že daný přijímač bude mít při vstupním signálu $40 \mu\text{V}$ výstupní poměr výkonu užitečného signálu ku výkonu šumu 26 dB, tj. 400 : 1. U přijímačů pro zmíněná pásma, vybavených induktivní (feritovou) anténou, se citlivost udává ve formě intenzity elektrického pole, obvykle v jednotkách ($\mu\text{V}/\text{m}$) nebo (mV/m). U přijímačů pro pásma metrových vln, tj. pro frekvence $f > 30 \text{ MHz}$ se citlivost vyjadřuje v mikrowattech (nebo v decibelech vůči 1 W).

Selektivita charakterizuje průběh křivky propustnosti přijímače a tedy teoretickou možnost filtrace žádoucího signálu. Schopnost přijímače potlačovat rušivé signály ležící v blízkosti signálu užitečného se označuje jako blízká selektivita. Udává se dvojnásobem - buď formou šířky pásma pro pokles amplitudy signálu o 3 a 60 dB (značívá se B_3 a B_{60}), nebo poklesem amplitudy signálu při rozladění o určitý frekvenční interval. V rozhlasových přijímačích pro amplitudově modulované signály se uvažuje rozladění o 9 kHz (a značí se S_9) a pro frekvenční modulované signály o 300 kHz (značí se S_{300}). Poměr B_{60}/B_3 se někdy označuje jako součinitel pravouhlosti křivky propustnosti. Pro některé případy je třeba křivku propustnosti popsat podrobněji, příp. uvést její toleranční pole. Superheterodynní přijímače jsou schopné přijímat i nežádoucí signály, které sice leží relativně daleko od signálu přijímaného, avšak jejichž kmitočty jsou v určitém jednoduchém početním vztahu ke vstupnímu kmitočtu f_g a mezifrekvenčnímu kmitočtu f_{mf} přijímače. Schopnost přijímače potlačovat příjem těchto signálů se potom označuje jako selektivita vzdálená. Vyjadřuje se obvykle jako v decibelech určený poměr úrovně nežádoucího signálu ku úrovni užitečného signálu za předpokladu, že oba tyto signály vyvolávají na výstupu přijímače stejnou odezvu. Z parazitních vzdálených příjmových kanálů působí největší potíže kanál zrcadlový (viz vztah (6.3)); schopnost přijímače potlačovat tento signál se označuje jako zrcadlová selektivita.

Zkreslení vyskytující se u rádiových přijímačů se dělí na kmitočtové a na nelineární. Ke kmitočtovým zkreslením náleží především zkreslení útlumové, které vzniká tehdy, je-li modul přenosu přijímače, resp. jeho dílčích bloků závislý na modulačním kmitočtu; fázové zkreslení se projevuje tím, že fázový posuv přijímače, resp. jeho dílčích bloků neroste lineárně se zvyšujícím se modulačním kmitočtem. Z nelineárních zkreslení je nejzávažnější zkreslení harmonické a intermodulační. K harmonickému zkreslení dochází tehdy, objevují-li se na výstupu přijímače, resp. jeho bloků při buzení jediným sinusovým signálem kromě tohoto signálu i jeho vyšší harmonické kmitočty. Intermodulační zkreslení se potom projevuje vznikem kombinačních kmitočtů typu $mf_1 \pm nf_2$ na výstupu přijímače, resp. jeho dílčích bloků, při jeho buzení dvěma sinusovými kmitočty f_1, f_2 .

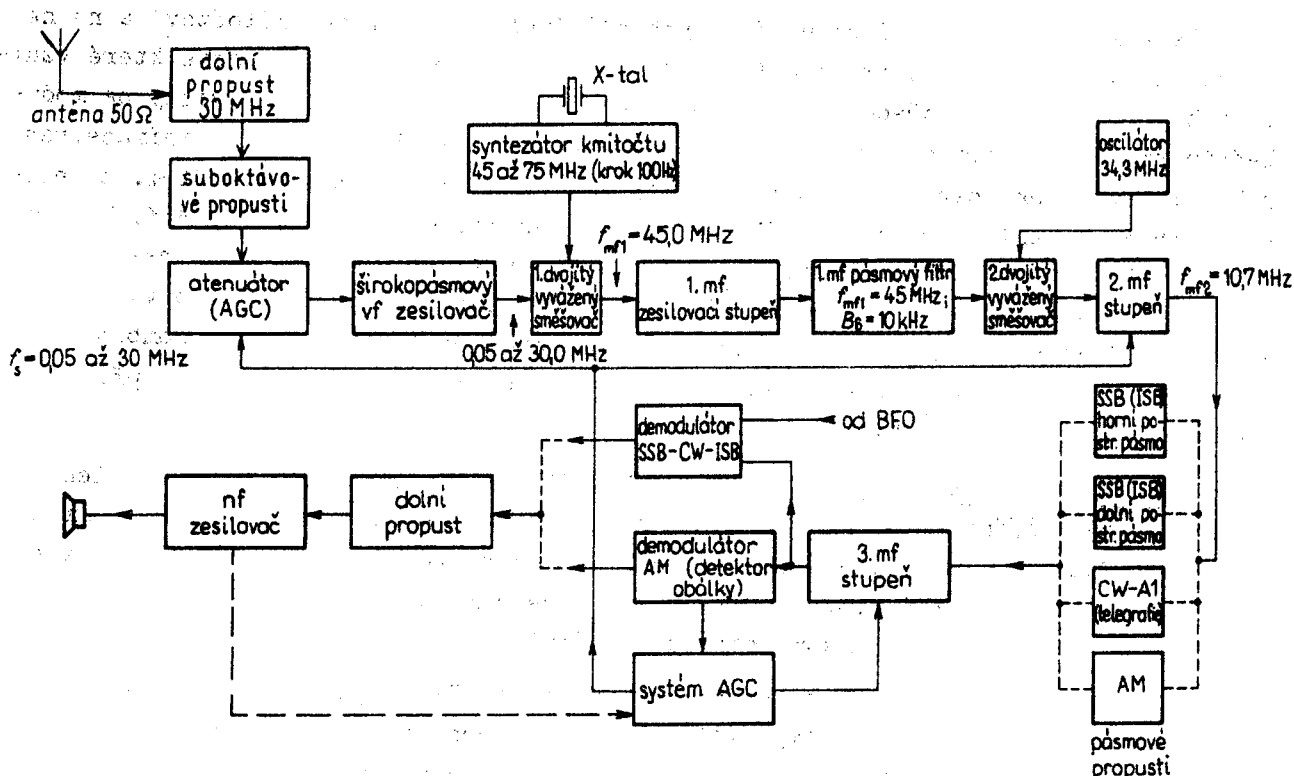
Kmitočtovou stabilitou přijímače (též stálostí naladění) rozumíme dovolené změny funkce přijímače v závislosti na čase provozu, okolní teplotě, napájecím napětí atd. Stabilita přijímače jako celku se v superheterodynech často zaměňuje se stabilitou místního oscilátoru, která je sice jedním, ale nikoliv jediným činitelem, ovlivňujícím stabilitu kompletního přijímače.

Z dalších parametrů rádiových přijímačů je důležité vyzařování (emise) některých signálů vznikajících v přijímači do okolního prostoru; potíže může působit vyzařování signálu místního oscilátoru a dále vyzařování mf signálu do antény nebo do síťového přívodu. Příliš velké vyzařované signály jsou nepřijatelné především z hlediska elektromagnetické kompatibility. Jinými důležitými parametry jsou šumové číslo a dynamický rozsah.

6.5. Profesionální komunikační přijímač v konvenčním provedení

Komunikačním (sdělovacím) přijímačem se rozumí rádiový přijímač, který využívají radiokomunikační orgány, diplomatický sbor, armáda, policie a jiné profesionální instituce k příjmu signálů přenesených především hovorové, ale i obrazové, datové či jiné informace. Klasické komunikační přijímače byly určeny pro frekvenční pásmo cca 100 kHz až 30 MHz, u moderních přijímačů se běžně vyskytují pásma např. 1 až 1000 MHz apod. V porovnání s běžnými rozhlasovými přijímači se vyznačují komunikační přijímače podstatně větší citlivostí, selektivitou a frekvenční stabilitou a možností příjmu signálů s různými typy modulací (obvykle AM, SSB, ISB a A1, tj. nemodulované telegrafie, dále úzkopásmové a širokopásmové FM a případně i diskrétní modulace FSK, PSK atd.).

Typické skupinové schéma zapojení moderního komunikačního přijímače pro pásmo 50 kHz až 30 MHz je na obr. 6.7. Přijímač je určen pouze k příjmu signálů namodulované telegrafie (klíčované nosné vlny) a signálů hovorové (hlasové) komunikace. Je řešen jako superheterodyn s dvojitým směšováním, avšak první mf kmitočet, $f_{mf1} = 45$ MHz, leží nad nejvyšším přijímaným kmitočtem, $f_s = 30$ MHz, takže jde o konvertor nahoru. Vstupní signály nejprve procházejí dolní propustí ($f_{max} = 30$ MHz) a pak některou ze suboktávových pásmových propustí, které zlepšují vstupní selektivitu a především zabraňují rušivému působení nebezpečných intermodulačních produktů 3. řádu. Následující atenuátor s velkým rozsahem regulace 30 dB, řízený napětím AGC, zaručuje přijímači výborné vlastnosti při velkých signálech. Širokopásmový vf předzesilovač s malým šumem zesílí přijímané signály na takovou úroveň, aby se nepříznivě neuplatňovaly horší šumové vlastnosti následujícího prvního diodového směšovače.



Obr. 6.7 Skupinové schéma zapojení moderního komunikačního přijímače je koncipováno jako "konvertor-up"

Kromě toho předzesilovač zabráňuje vyzařování silného signálu místního oscilátoru prvního směšovače do antény. Předzesilovač patří mezi nejnáročnější obvody přijímače, neboť musí s minimálním zkreslením zesilovat všechny signály, které k němu přicházejí (tj. v rozsahu téměř jedné oktávy). Za předzesilovačem je zařazen dvojitý diodový směšovač, který je z hlediska nelinearit při velkých signálech lepší než tranzistorové směšovače; jeho větší šum a směšovací ztráty potom může snadno kompenzovat předcházející zesilovač.

Přeladitelný místní oscilátor prvního směšovače musí umožňovat přesné a rychlé nastavení požadovaného kmitočtu. Tento kmitočet musí mít co nejlepší krátkodobou i dlouhodobou stabilitu. Oba požadavky však nemůže dobře splnit klasický přeladitelný oscilátor LC. Mnohem vhodnější je pro danou aplikaci kmitočtový syntezátor, který sice není plynule laditelný, ale poskytuje diskrétní kmitočty; jejich odstup však může být libovolně malý a ladění je tedy dostatečně jemné.

V prvním směšovači vzniká první mezifrekvenční signál 45 MHz, který se zesílí v prvním mezifrekvenčním zesilovači a filtruje se v následujícím filtru. Tento filtr musí mít šířku pásma volenou tak, aby právě propouštěl i nejšířší z uvažovaných signálů a přitom aby co nejvíce potlačoval sousední signály. Filtr použitý v uvažovaném přijímači má šířku pásma $B_6 = 10 \text{ kHz}$ nebo $B_{40} = 25 \text{ kHz}$, vložný útlum 6 dB a zvlnění útlumové charakteristiky menší než 0,2 dB.

V druhém směšovači vzniká druhý mezifrekvenční signál 10,7 MHz, který se zesílí v následujícím druhém mezifrekvenčním zesilovači. V tomto zesilovači je zavedeno samočinné řízení zesílení, které má díky použití monolitických integrovaných obvodů nezvykle široký rozsah, 0 až 120 dB. Součástí zesilovače jsou i selektivní filtry. Jejich šířka pásma je volena vždy jako optimum pro daný mód činnosti, a to pro

modulaci AM :	$B_G = 4,8 \text{ kHz};$	$B_{60} = 10 \text{ kHz}$
modulaci SSB:	$B_G = 2,4 \text{ kHz};$	$B_{60} = 4,6 \text{ kHz}$
modulaci A1 :	$B_G = 250 \text{ Hz};$	$B_{60} = 550 \text{ Hz}$

Přijímač je vybaven detektorem obálky pro detekci signálů AM a součinným detektorem pro detekci signálů SSB a A1. Součinný detektor je v podstatě násobič, na jehož jeden vstup se přivádí mf signál SSB nebo A1 a na druhý vstup referenční nemodulovaný signál z tzv. záznejového oscilátoru BFO (= Beat Frequency Oscillator).

Demodulované audio signály se filtrují dolní propustí a po zesílení přivádějí k reproduktoru.

6.6. Digitalizace komunikačních přijímačů určených pro analogové modulace

V současné době jsou technické i ekonomické parametry analogově číslicových převodníků (ADC), číslicové analogových převodníků (DAC) a také procesorů pro číslicové zpracování signálů (DSP) již na tak vysoké úrovni, že lze uvažovat o jejich hromadném využití v technice rádiových komunikačních přijímačů. V tomto článku se probírají některé obecné otázky aplikace uvedených obvodů v profesionálních komunikačních přijímačích určených především pro analogové, ale i digitální modulace. Dále potom jsou popisovány různé obvodové koncepce těchto přijímačů.

a) Přednosti digitalizovaných přijímačů

V rádiových přijímačích pro analogové modulace se uskutečňují různé formy zpracování signálů, které lze realizovat nejen klasickými analogovými obvody, nýbrž také - po předchozí digitalizaci analogových signálů - i obvody digitálními. Přitom přechod na digitální zpracování signálů může přinést nejen výrazné zlepšení technických parametrů celého přijímače, ale též díky vyspělé technologii a velkosériové výrobě uvažovaných obvodů i výrazné ekonomické přínosy. Názorně to dokumentuje jeden z nejčastějších procesů uskutečňovaných v rádiových přijímačích, jímž je frekvenční filtrace. Analogové dolní, horní i pásmové propusti RLC jsou relativně drahé, a to nejen v důsledku vysoké ceny svých komponentů, ale i vzhledem k nutnosti jejich individuálního ladění při výrobě a při servisu. Jejich další nevýhodou jsou velké rozměry a váha, velké tolerance elektrických parametrů, malá časová a teplotní stabilita, malá mechanická odolnost a současně nežádoucí velká citlivost na elektromagnetická rušení. Další slabinou je rovněž jejich obtížné přeladování, vyžadované při změnách pracovního režimu přijímače (přechodu na jiný typ modulace apod.).

Naproti tomu vhodné typy digitálních frekvenčních filtrů, realizovaných dnes již převážně v monolitické podobě, uvedené nedostatky nemají. Průběhy jejich frekvenčních charakteristik mají "digitální" přesnost a reprodukovatelnost, pouhou změnou taktovací frekvence lze snadno měnit jejich propustné pásmo, časová a teplotní stabilita je u nich výborná; připomeňme, že uvedené příznivé vlastnosti digitálních filtrů jsou dosahovány především díky tomu, že dominantně závisejí na taktovacím signálu, jehož frekvenční stabilitu a přesnost je ovšem možné při využití moderních metod syntézy frekvencí udržovat na vysoké úrovni. Kromě toho mají digitální filtry samozřejmě i všechny další přednosti typické pro monolitickou technologii - mají tedy malé rozměry a váhu, velkou spolehlivost, malou spotřebu energie a při velkosériové výrobě i nízkou cenu.

Většina uvedených předností je charakteristická nejen pro digitální frekvenční filtry, nýbrž i pro další obvody s digitálním zpracováním signálů, jako jsou například různé typy digitálních demodulátorů, obvodů pro dělení modulovaných přijímaných signálů na synfázní a kvadraturní složku apod. Tyto dílčí jednotky se obvykle řeší jako jediný monolitický integrovaný obvod, označovaný obecně (a následkem toho i dosti neurčitě!) jako digitální signálový procesor DSP. Procesory DSP, s převodníky ADC a případně i DAC, představují základní funkční bloky digitální části uvažovaných přijímačů, a proto si je popíšeme podrobněji.

b) Převodníky ADC a digitální signálové procesory DSP

Převodníky ADC

Převodníky ADC převádějí přijímané analogové signály do digitální podoby. Pokud by mělo být v maximální míře využito všech výhod digitálního zpracování těchto signálů, bylo by vhodné uskutečňovat tento převod těsně za přijímací anténou, tedy přímo na vstupu přijímače. Takové koncepce přijímačů však zatím nejsou prakticky realizovatelné. Hlavním limitujícím faktorem zde jsou určité omezené možnosti současných převodníků ADC.

Jedním ze základních parametrů převodníků ADC je jejich dynamický rozsah DR, definovaný obecně jako poměr maximální velikosti jejich vstupního signálu k velikosti minimální (připomeňme si, že tato minimální velikost je závislá především na kvantizačním šumu). U n-bitového převodníku je dynamický rozsah DR vázán s počtem bitů n relací

$$\log(DR + 1) = n \cdot \log 2 = n \cdot 0,301 \quad (6.13)$$

Při obvykle dobře splněné nerovnosti $DR \gg 1$ je dynamický rozsah vyjádřen v decibelech zřejmě relací

$$DR \text{ (dB)} = 20 \log DR \doteq 6,02 n \text{ (dB)}, \quad (6.14)$$

tedy s každým přidaným bitem se zvětšuje přibližně o 6 dB.

U moderních komunikačních přijímačů, určených pro uvažované vysokofrekvenční pásmo 0,1 až 30 MHz - tedy zhruba pro dlouhé, střední a krátké vlny - se běžně vyžaduje dynamický rozsah 100 až 120 dB; tomu zřejmě odpovídá 16 až 20bitová reprezentace kvantovaných vzorků. Pokud by měl převodník ADC zpracovávat přijímané signály v celém jejich frekvenčním pásmu, tj. s maximální frekvencí $f_{s \text{ max}} = 30 \text{ MHz}$, musel by ve shodě se Shannonovým teorémem pracovat se vzorkovací frekvencí minimálně $f_v = 2 f_{s \text{ max}} = 60 \text{ MHz}$. Převodníky s takovými parametry však zatím nejsou na trhu dostupné. Základní problém zde totiž spočívá v tom, že s rostoucím počtem bitů na vzorek a tedy se zvětšováním dynamického rozsahu se přibližně nepřímě úměrně zmenšuje dosažitelná frekvence vzorkování (toto jednoduché pravidlo platí orientačně pro všechny typy převodníků ADC). Tak například moderní převodníky ADC se vzorkovací frekvencí $f_v = 60 \text{ MHz}$ jsou maximálně 8bitové a mají tudíž dynamický rozsah cca 48 dB, což je ovšem pro danou aplikaci zřejmě zcela nedostačující. Naproti tomu u převodníků se 16 nebo i více bity, které by vyhovovaly svým dynamickým rozsahem, nelze dosáhnout vyšších vzorkovacích frekvencí než asi 50 až 100 kHz.

Uvedené vlastnosti převodníků ADC jsou jedním z hlavních důvodů, které brání realizaci plně digitalizovaného komunikačního přijímače analogových signálů. Proto všechny dosud použité koncepce mají charakter přijímačů "hybridních", u nichž jsou vstupní přijímané signály s relativně vysokými frekvencemi nejprve převedeny klasic-

kými analogovými postupy (tj. jedním nebo i vícenásobným směřováním) na podstatně nižší mezifrekvenci, nebo dokonce do základního pásma a teprve poté následují převodníky ADC a digitální signálové procesory.

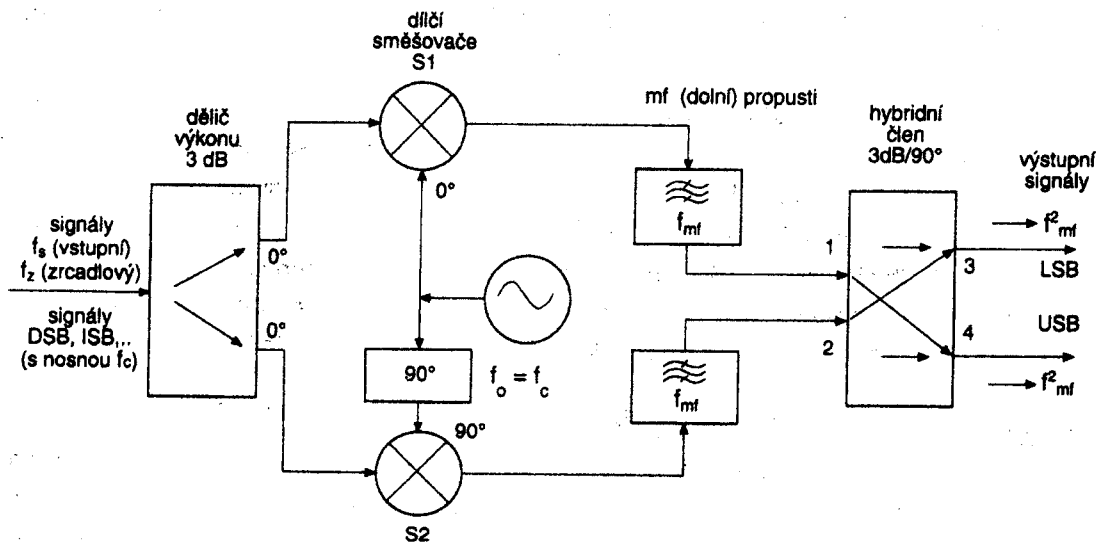
V technice rádiových přijímačů se občas vyskytuje případ, kdy přijímané signály zabírají jen relativně velmi úzké pásmo B , jež je mnohem menší než nosné frekvence f_c ($B \ll f_c$). Za této situace se může vzorkovací frekvence f_v zmenšit téměř až na nejnižší přípustnou hodnotu $f_v = 2B$, takže např. signál se šířkou pásma 100 kHz při nosné frekvenci 1 GHz stačí vzorkovat s frekvencí těsně nad 200 kHz, kdežto signál s frekvencemi ležícími v pásmu 0 až 1 GHz je nutné vzorkovat frekvencemi nejméně 2 GHz [5]. Tento specifický případ však není dále uvažován.

Digitální signálové procesory DSP pro komunikační přijímače

V posledních letech směřoval vývoj obvodů pro digitální zpracování signálů používaných v radiokomunikační technice k modulárním koncepcím, umožňujícím za pomoci vhodného softwarového vybavení realizovat různorodé funkce digitálního procesingu. V těchto aplikacích se jedná především o frekvenční filtraci, dále o demodulaci signálů s různými typy modulací apod.

Charakteristickým rysem digitalizovaných komunikačních přijímačů určených pro příjem signálů s různými typy amplitudových a případně i frekvenčních modulací je skutečnost, že jejich digitální signálový procesor je "dvoukanálový", neboť je určen pro zpracování vstupního signálu rozděleného do tzv. synfázní složky I a kvadrurní složky Q . Toto rozdělení se provádí buď ještě před demodulací - tedy na mezifrekvenci, anebo přímo v procesu synchronní demodulace. Může být realizováno analogovými obvody (viz dále obr. 6.8, obr. 6.10 a obr. 6.11), lze jej však realizovat také čistě digitálně (obr. 6.9). Uvažovaná dvoukanálová koncepce se může jevit na první pohled snad zbytečně složitá a zbytečná. Má však velkou přednost v tom, že umožňuje rozlišit v demodulovaném signálu složku odpovídající například dolnímu postrannímu pásmu přijímaného signálu, od složky odpovídající hornímu postrannímu pásmu. Přitom k tomuto rozlišení nejsou zapotřebí vůbec žádné analogové pásmové propusti, daná koncepce je tudíž velice vhodná pro monolitickou integraci. Zdůrazněme, že rozlišení, resp. výběr jednoho z obou postranních pásem je nutné při příjmu signálů SSB (jedno přenášené postranní pásmo) a signálů ISB (dvě přenášená postranní pásma s nezávislými modulačními signály); může však být někdy užitečné i při příjmu signálů AM (obě postranní pásma + nosná vlna) a signálů DSB (obě postranní pásma a dokonale potlačená nosná vlna), kdy totiž umožňuje vybrat si z obou postranních pásem právě to, které má kvalitnější signál.

K principiálnímu objasnění funkce obvodů pro dělení modulovaného signálu do složek IQ může sloužit obr. 6.8, znázorňující tzv. směšovač se samočinným potlačením zrcadlových signálů, jež je podrobně popisován v lit. [5]. Tento směšovač vzniká vhodnou kombinací dvou dílčích směšovačů S_1 , S_2 , doplněných o několik dalších pasívních členů. Předpokládejme, že na jeho vstup přichází jednak vstupní užitečný signál o frekvenci f_s , jednak nežádoucí zrcadlový signál o frekvenci f_z ; oba tyto signály se v děliči výkonu dělí do dvou shodných složek, které přicházejí jako synfázní na jeden vstup dílčích směšovačů S_1 , S_2 . Na druhý vstup těchto směšovačů přicházejí signály místního oscilátoru (heterodynu), které mají stejnou frekvenci, avšak trvalý fázový posuv 90° , tj. jsou v kvadratuře. Mezifrekvenční výstupy obou směšovačů se po frekvenční filtraci zavádějí do hybridního kvadrurního členu.



Obr. 6.8 Směšovač se samočinným potlačením zrcadlových signálů; přivádí-li se na jeho vstup signál DSB (ISB, ...), lze na výstupech odebrat separované signály, odpovídající dolnímu (LSB) nebo hornímu (USB) postrannímu pásmu

Jak potom ukazuje podrobný rozbor, vlivem takto definovaných fázových poměrů se na jednom výstupu zmíněného členu objevuje mezifrekvenční signál f_{mf}^s , vznikající z požadovaného vstupního signálu f_s , a na druhém výstupu mf signál f_{mf}^z , vznikající z nežádoucího zrcadlového signálu f_z , je tedy dosaženo jejich dokonalé separace. Budeme-li však považovat u směšovače z obrázku užitečný signál f_s za dolní postranní pásmo například signálu DSB nebo ISB, dále signál místního oscilátoru f_o za nosnou f_c a konečně zrcadlový signál f_z za horní postranní pásmo, objeví se na jednom výstupu hybridního členu složka odpovídající dolnímu - a na druhém výstupu hornímu postrannímu pásmu vstupního signálu DSB, resp. ISB. Při uvažovaných frekvenčních relacích jsou obě tyto složky situovány již do základního pásma, tj. jsou složkami demodulovanými; zkoumané zapojení zde totiž pracuje jako homodyn, což je superheterodyn s nulovým mezifrekvenčním kmitočtem (viz čl. 6.2).

Poznámka 1: Zapojení z obr. 6.8 je podobné tzv. Weaverovu detektoru signálů SSB, založenému na "třetí metodě" generace, resp. detekce signálů CSB [5].

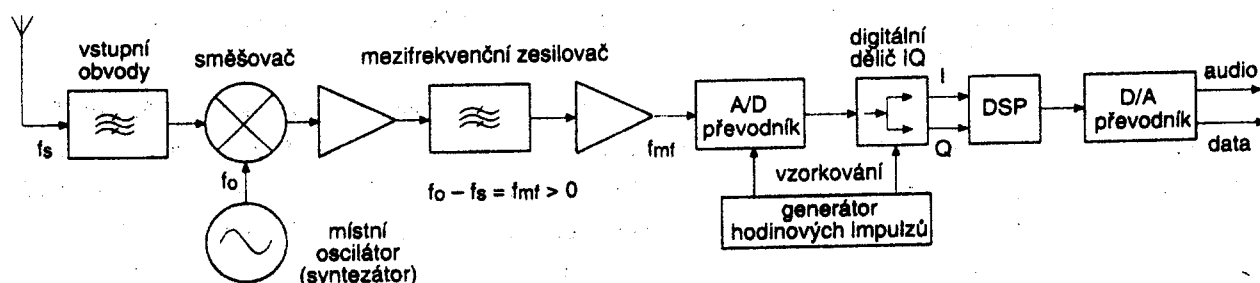
Poznámka 2: Vzorkování signálu rozděleného na synfázní a kvadraturní složku, po němž potom následuje jeho kódování, se nazývá "digitální komplexní vzorkování"; používá se zejména v těch případech, kdy má vstupní signál pásmový charakter a jeho digitální zpracování se uskutečňuje v základním pásmu.

6.7. Různé koncepce digitalizovaných komunikačních přijímačů

Probereme si dále některé nejčastější koncepce komunikačních přijímačů pro vysokofrekvenční pásmo (cca 0,1 až 30 MHz), využívající specifické přednosti digitálního zpracování signálů. Tyto přijímače mají ve většině ukazatelů lepší parametry než klasické analogové přijímače. Atraktivní jsou zejména jejich potenciální možnosti vyrovnat se velice účinně s různými rušivými efekty, typickými pro uvažovanou frekvenční oblast (výrazný únik signálů, vysoká úroveň atmosférických a průmyslových poruch apod.).

a) Superheterodynní přijímač s digitalizací mezifrekvenčního signálu

Na obr. 6.9 je skupinové schéma zapojení superheterodynního přijímače s jedním směšováním, u něhož je přijímaný signál přeměněn ve směšovači na signál mezifrekvenční, jenž je po zesílení v převodníku ADC digitalizován. Následující dělení signálu do složek I a Q se uskutečňuje již v digitálním děliči IQ tak, že se reálné vzorky jeho vstupního signálu násobí komplexní (sinusovou a kosinusovou) digitalizovanou reprezentací heterodynního signálu. Složky IQ dále procházejí digitálními dolními propustmi, které je zbaví nežádoucích produktů vznikajících v předchozích stupních přijímače (převodníku ADC apod.); často se používá propustí typu FIR, tj. propustí s konečnou impulsovou odezvou (Finite Impulse Response). Kromě filtrační funkce propusti rovněž dovolují redukovat výstupní vzorkovací frekvenci, tj. frekvenci použitou při digitalizaci mezifrekvenčního signálu.

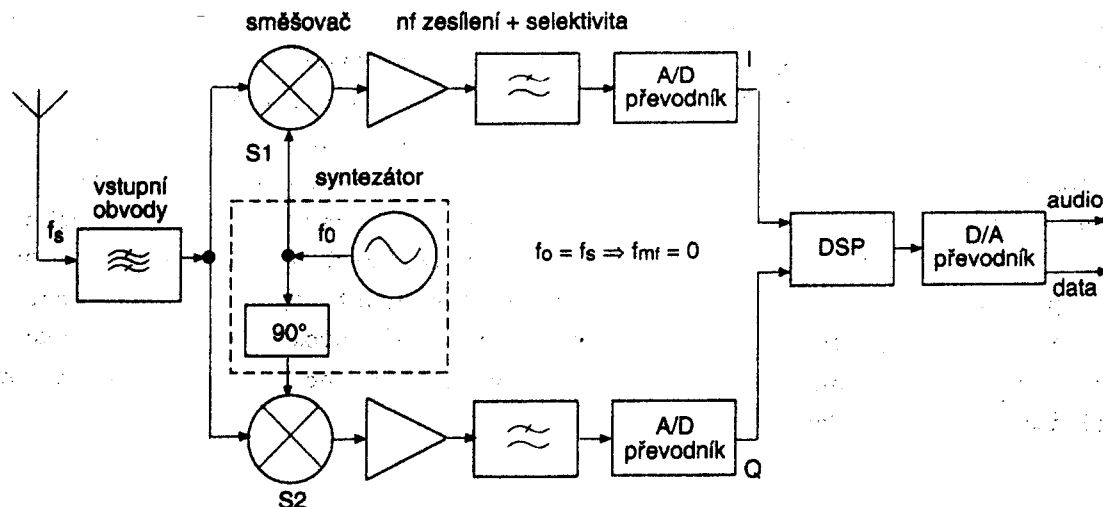


Obr. 6.9 Superheterodyn s digitalizací prováděnou již na výstupu mezifrekvenčního zesilovače

Předností uvažované koncepce je to, že k digitalizaci signálu dochází již na mezifrekvenci, čímž se znatelně redukuje počet analogových obvodů - se všemi jejich typickými nedostatky, zmíněnými v úvodu článku. Na druhou stranu však má tato koncepce několik závažných nedostatků. Základní problém spočívá v tom, že cenově přístupné převodníky ADC s dostatečně velkým dynamickým rozsahem mají malou vzorkovací frekvenci, která si potom vynucuje i nízký mezifrekvenční kmitočet. Ten má ovšem za následek i nedostatečné potlačení parazitních zrcadlových signálů, které je možné zlepšit jedině přechodem na komplikovanější koncepci superheterodynu s dvojitým směšováním (nejlépe typu "convertor-up", kde první mezifrekvence je vyšší než nejvyšší frekvence přijímaného signálu). K dosažení velké blízké selektivity je potom zapotřebí velice jakostní pásmový filtr, zařazený za druhým směšovačem. Problémy zde mohou vznikat i v realizaci digitálního děliče IQ. Vzhledem k uvedeným nedostatkům se koncepce digitalizovaného přijímače podle obr. 6.9 v praxi nepoužívá.

b) Přijímač s přímou konverzí složek IQ do základního pásma

Na obr. 6.10 je přijímač, u něž se přímo za pasívními vstupními obvody dělí pomocí analogových směšovačů vstupní signál do složek IQ, které se přitom současně překládají do základního pásma; tato koncepce tedy odpovídá superheterodynu s nulovým mezifrekvenčním kmitočtem, tj. homodynu, označovanému také jako přijímač s přímou konverzí (viz obr. 6.8). Po zesílení a filtraci dolními propustmi se obě složky digitalizují a dále zpracovávají již obvyklým způsobem. Analogová část takového přijímače je redukována téměř na absolutní minimum, což je jeho největší předností.



Obr. 6.10 Superheterodyn s přímou konverzí složek IQ do základního pásma

Přijímač homodynního typu však má také řadu nedostatků, které nelze při současném stavu technologie dost dobře překonat. Má-li být překryto celé vf pásmo 0,1 MHz až 30 MHz, musí být v tomto pásmu přeladitelný i místní oscilátor. Ten je u moderních komunikačních přijímačů řešen již bez výjimky jako syntezátor frekvencí, neboť jen tak lze splnit přísné požadavky na jeho frekvenční stabilitu, fázový šum apod. Frekvenční syntéza v pásmu širším než dvě oktávy je dnes sice již běžná, avšak v daném případě je komplikovaná, neboť syntezátor musí poskytovat dva výstupní signály se vzájemnou fází přesně 90° . V uvedeném širokém pásmu by mělo být dosaženo i dokonalého souběhu amplitudových a fázových charakteristik kanálu I a kanálu Q, což rovněž není snadné; pokud je souběh třeba jen málo narušen, rychle se zvětšují přeslechy mezi oběma postranními pásmy, narůstá nelineární zkreslení apod.

Další problém vzniká tím, že prakticky celé zesílení přijímače je soustředěno do základního pásma. Při požadovaném zesílení řádu 10^5 až 10^6 zde nelze použít stejnosměrné zesilovače, které by totiž vyžadovaly komplikované obvody pro potlačení stejnosměrného driftu. Střídavé zesilovače potom zase působí potíže při příjmu signálů s některými typy modulací tím, že nepřenášejí nejnižší (subakustické) frekvence. Zhoršení funkce celého přijímače může vyvolávat i šum typu $1/f$ těchto zesilovačů, ale i jejich zkreslení. K omezení vzniku parazitních intermodulačních produktů v obou analogových násobičích, zejména produktů 3. řádu, je žádoucí řešit pasívní vstupní obvody ve formě sady přepínatelných suboktávových pásmových propustí, což ovšem rovněž komplikuje celý přijímač. Ze všech uvedených důvodů není ani tato koncepce digitalizovaného přijímače vhodná.

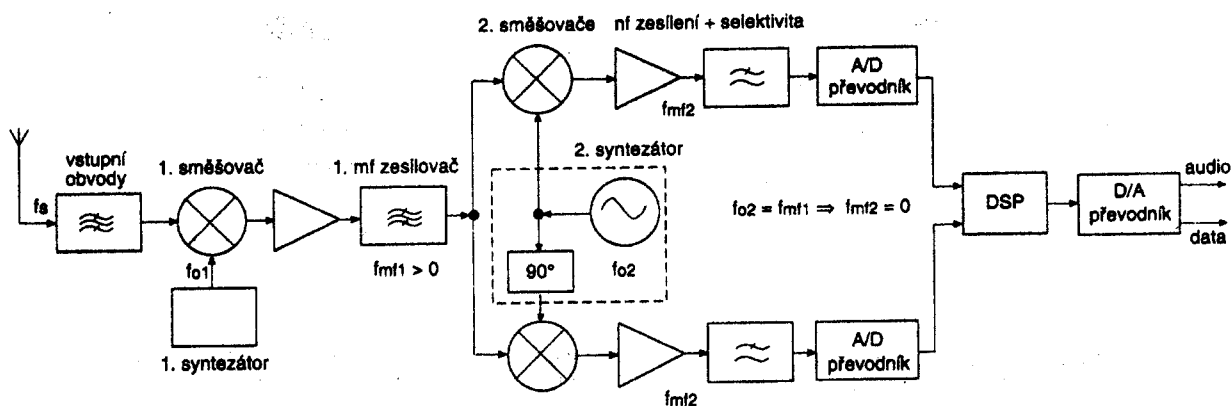
c) Superheterodynní přijímač s dvojným směšováním a přímou konverzí složek IQ do základního pásma

I když oba výše popisované digitalizované přijímače se v praxi nepoužívají a představují tedy spíše jen určité teoretické koncepce, je možné sestavit na základě rozboru jejich činnosti třetí alternativu přijímače podle obr. 6.11, které v sobě spojuje optimálně jejich přednosti a potlačuje nedostatky. Tento přijímač je řešen jako superheterodyn s dvojným směšováním, nejčastěji typu convertor-up, jeho druhé smě-

šovače pracují s nulovým mezifrekvenčním kmitočtem a převádějí tedy oba vstupní signály přímo do základního pásma, podobně jako u přijímače z obr. 6.10.

Uvažovaná třetí koncepce má několik podstatných výhod. Převodníky ADC zde zpracovávají analogové signály v základním pásmu, takže mohou mít při požadované nízké vzorkovací frekvenci velký dynamický rozsah. K analogovému děliči složek IQ přicházejí vstupní signály s konstantní frekvencí, odpovídající 1. mezifrekvenci přijímače, a díky tomu může být dosaženo přesné symetrie obou větví tohoto děliče. Konstantní generovaná frekvence druhého syntezátoru rovněž značně usnadňuje jeho řešení. Zesilovače a dolní propusti následující za děličem IQ zajišťují jen část celkového zesílení a selektivity přijímače, což rovněž ulehčuje dosažení přesného souběhu jejich frekvenčních charakteristik. Případné malé odchylky od souběhu je potom možné korigovat v digitálním procesoru DSP. Takové korekce je ovšem možná i u zapojení z obr. 6.9 a zapojení z obr. 6.10, u nichž je ale asymetrie obou kanálů IQ mnohem větší a tím i její dokonalé odstranění v procesoru DSP téměř nemožné.

Ve všech předchozích zapojení digitalizovaných přijímačů se předpokládá použití "univerzálních" digitálních procesorů DSP. Pokud budou ale v budoucnu vyráběny tyto přijímače ve velkých sériích, budou pro ně nepochybně vyvinuty jednodušší digitální signálové procesory, čímž se výrazně zjednoduší jejich periferní obvody, které jsou naopak u univerzálních procesorů dosti komplikované.



Obr. 6.11 Superheterodyn s dvojitým směřováním a s přímou konverzí složek IQ do základního pásma

Hlavním nedostatkem přijímače z obr. 6.11 je poměrně velká vstupní analogová vysokofrekvenční a mezifrekvenční část, která je výrobně drahá a z funkčního hlediska vykazuje typické nedostatky analogových obvodů. Při celkovém hodnocení se však jeví tento přijímač ze všech tří zkoumaných alternativ jako nejlepší.

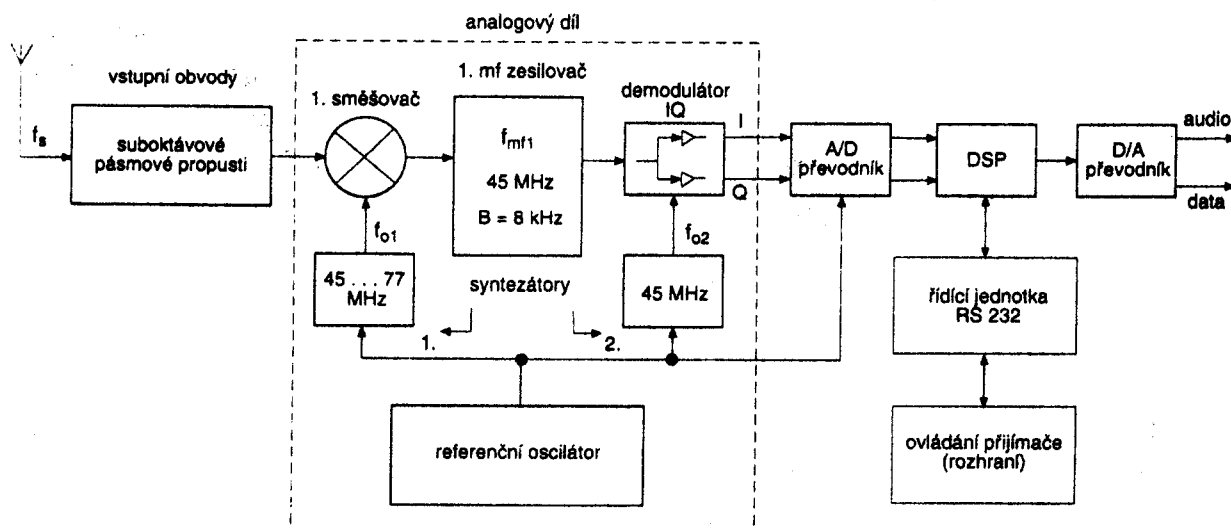
6.8. Experimentální komunikační digitalizovaný přijímač

K experimentálnímu ověření všech výše uvedených poznatků o komunikačních přijímačích s digitálním zpracováním signálů realizovali autoři pramenu 6 prototyp přijímače, znázorněný ve skupinovém schématu na obr. 6.12. Tento přijímač je koncipován ve shodě s variantou uvedenou na obr. 6.11, která umožňuje dosáhnout poměrně snadno optimální parametry a to při přijatelných výrobních nákladech.

Přijímač je určen pro frekvenční pásmo 50 kHz až 32 MHz. Je řešen jako konvertor - up, s první mezifrekvencí 45 MHz, zaručující mu vynikající zrcadlovou selek-

tivitu a umožňující přeladovat první syntezátor v relativně úzkém pásmu 45 až 77 MHz. Sada devíti přepínatelných suboktávových pásmových propustí na vstupu přijímače eliminuje možnost vzniku intermodulačních produktů 3. řádu v prvním směšovači. Tento směšovač je však sám o sobě vůči vzniku nejrůznějších parazitních směšovacích produktů velice imunní; díky dvojitému balančnímu zapojení a použití speciálních směšovacích Schottkyho diod totiž dosahuje tzv. bodu zahrazení na extrémně vysoké úrovni + 32 dBm. Přitom jeho šumové vlastnosti jsou ještě tak dobré, že přijímač nevyžaduje žádný vysokofrekvenční předzesilovač.

V této souvislosti připomeňme, že diodové dvojitě balanční směšovače mají šumové číslo o typické hodnotě 5 až 7 dB, přičemž výkonově nezesilují. Výsledné šumové číslo celého přijímače pak bude z těchto důvodů ještě asi o 1 až 2 dB větší, tedy zhruba 6 až 8 dB, což však v pásmech dlouhých, středních a krátkých vln ještě vyhovuje.



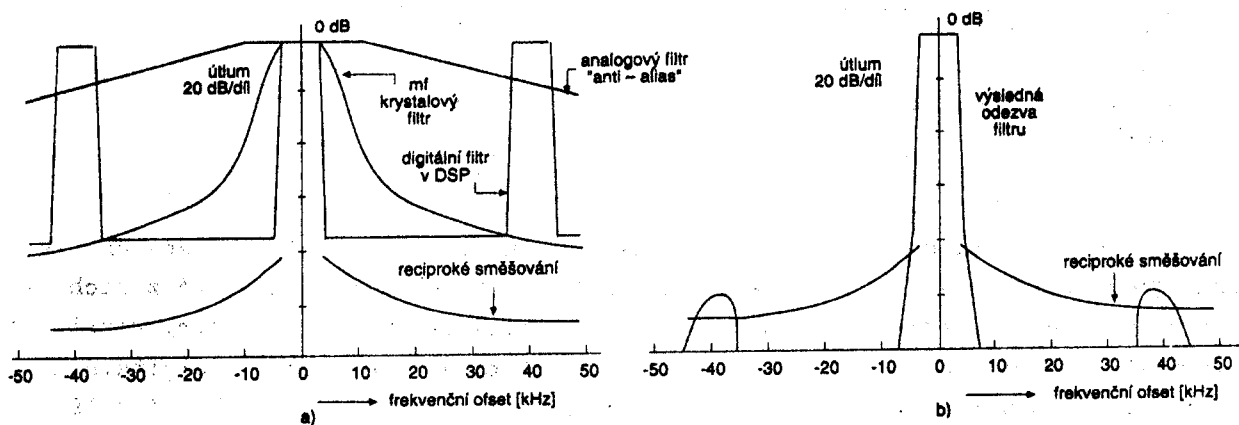
Obr. 6.12 Experimentální přijímač odpovídající koncepci z obr. 6.11; přijímač je řešen jako konvertor-up ($f_{mf1} > f_s \max$)

Za prvním směšovačem následuje první mezifrekvenční zesilovač, který má maximální zisk 26 dB. Mezi jeho prvním a druhým stupněm je zařazen atenuátor s diodami PIN, umožňující při příjmu silných signálů tento zisk redukovat a tím zabránit přetížení následujících stupňů přijímače. Selektivitu zde zajišťuje krystalový filtr s třídibelovou šířkou pásma 8 kHz. Druhé směšování na nulový mezifrekvenční kmitočet, se současným dělením signálu na složky I a Q, se uskutečňuje v bloku označeném na obr. 6.12 jako demodulátor IQ. Funkci násobičů zde plní dva směšovače, jež mají - podobně jako první směšovač - body zahrazení na vysoké úrovni a vytvářejí tedy jen málo parazitních směšovacích produktů. Součástí demodulátoru jsou i dva zesilovače, které lze přepnout buď do režimu "stejnoseměrný zesilovač", nebo do režimu "střídavý zesilovač"; v druhém případě se potlačují ve složkách I a Q subakustické frekvence a stejnosměrná složka, jež při demodulaci signálů s modulací AM vzniká z nosné vlny. Potlačení uvedené ss složky je výhodné, protože ta nenesou žádnou informaci a zbytečně snižuje dynamický rozsah celého přijímače (uvažovaná relativně silná ss složka totiž zatěžuje následující převodníky ADC více, než podstatně slabší demodulovaná postranní pásma). Při příjmu signálů AM v režimu "střídavý zesilovač" je však nutné provést demodulaci, nebo přesněji řečeno rekonstrukci výstupního signálu ze složek IQ pomocí demodulátoru SSB. To má na druhou stranu

výhodu v tom, že z obou postranních pásem signálu AM si lze k demodulaci vybrat to, které má jakostnější signál. Za zesilovači jsou zařazeny dolní propusti omezující shora spektrum přenášených frekvencí právě tak, aby v převodnicích ADC nevznikalo zkreslení typu "aliasing" (tzv. anti-alias filter) [5].

K digitalizaci takto upravených signálů se využívají 16bitové převodníky ADC, pracující se vzorkovací frekvencí 40 kHz. Jejich výstupy přicházejí do digitálního signálového procesoru DSP. Ten se skládá ze dvou shodných standardních typů, určených pro obecné použití, s přidruženými pamětmi dat a programů RAM. Modulární architektura tohoto funkčního bloku umožňuje v případě potřeby rozšíření funkčních možností přijímače. Každý z obou dílčích procesorů DSP je řízen separátním kontrolním procesorem.

Algoritmy instalované v paměti programů RAM definují pracovní režimy procesoru DSP. Vhodným přeprogramováním lze potom měnit šířky pásma, typy modulací zpracovávaných signálů apod. U popisovaného přijímače použité algoritmy umožňují příjem signálů s analogovými modulacemi AM, SSB (USB, resp. LSB), ISB, CW a dále s diskretní modulací FSK. Programově je řízen i systém samočinného řízení zisku AGC, změna šířek pásma odpovídajících vždy právě použitému typu modulace a rovněž programově je ovládáno jemné doladování druhého syntezátoru přijímače. Procesor DSP je kromě toho schopen provádět korekci asymetrie složek IQ, která vzniká v předchozích stupních přijímače, především pak v analogovém demodulátoru IQ. Tato vlastnost je velice užitečná, neboť dosažení dokonalé symetrie analogového demodulátoru IQ je v praxi teprve nemožné. Vlastní demodulátory v obou větvích jsou totiž obvykle řešeny jako dvojitě diodové balanční směšovače, u nichž nelze zajistit dokonalou shodnost charakteristik diod, ani dokonalou symetrii transformátorů.



Obr. 6.13 a) Amplitudové frekvenční charakteristiky selektivních obvodů přijímače z obr. 6.5,
b) výsledná amplitudová frekvenční charakteristika

Celkovou funkci prototypu přijímače z hlediska blízké selektivity charakterizuje obr. 6.13. Jak je patrné, na výsledné blízké selektivitě se nejvíce podílejí digitální dolní propusti typu FIR v procesoru DSP a analogový krystalový filtr v první mezifrekvenci přijímače. Naproti tomu analogové dolní propusti v demodulátoru IQ, zabráňující vzniku zkreslení typu "aliasing", ovlivňují blízkou selektivitu jen málo. Slabý je také vliv tzv. "reciprokého směšování", k němuž dochází ve směšovačích demodulátoru IQ (připomeňme si, že reciprokým směšováním se rozumí směšování nežádoucího silného rušivého signálu, frekvenčně blízkého k signálu přijímanému, se složkami fázového šumu druhého syntezátoru, působícími jako místní oscilátor; tímto směšováním se potom transponuje uvažovaný rušivý signál do základního pásma). Výrazné

nežádoucí odezvy ve vzdálenosti ± 40 kHz od mezifrekvenční nosné vlny - shodné se vzorkovací frekvencí převodníku ADC - vytvářejí digitální dolní propusti procesoru DSP (digitální dolní propusti libovolného typu se totiž vyznačují tím, že mají kromě základní odezvy odpovídající "věrné" dolní propusti ještě odezvy typu ekvivalentních pásmových propustí na celistvých násobcích vzorkovací frekvence).

Tabulka 6.1 Porovnání parametrů prototypu digitalizovaného přijímače a referenčního přijímače

Parametr	Podmínky měření	Digitální prototyp	Referenční přijímač
frekvenční rozsah	-	50 kHz až 32 MHz	10 kHz až 29,999 MHz
modulace	-	CW, AM, USB, LSB, ISB, FSK programovatelné	CW, AM, USB, LSB, ISB, FSK
citlivost	SSB, $B_{mf} = 3$ kHz $(S + N)/N = 14$ dB	1 μ V (-113 dBm)	1 μ V (-113 dBm)
selektivita (v šířka pásma)	pro pokles útlumové charakteristiky -3 dB	programovatelná mezi ± 10 Hz až ± 4 kHz (potlačení v nepropustném pásmu min. 80 dB)	± 4 kHz ± 600 Hz ± 50 Hz +0,25 až 3,25 kHz -0,25 až 3,25 kHz
rozsah AGC	-	121 dB, pro změny na výstupu < 1 dB	120 dB, pro změny na výstupu < 4 dB
intermodulace: bod zahrazení 3. řádu bod zahrazení 2. řádu	- -	+35,5 dBm +82,5 dBm (s vř filtrem)	+22,0 dBm +67,0 dBm (filtr)
křížová modulace	rušivý signál +1 dBm, 80 % AM, odstup 1 kHz	potlačení nad 85 dB	potlačení nad 20 dB
potlačení zrcadlového signálu	-	>92 dB	>90 dB
potlačení mezifrekvenčního signálu	-	>108 dB	>90 dB
příkon	-	27 W	90 W

Výslednou funkci digitalizovaného experimentálního přijímače nejlépe charakterizují jeho hlavní elektrické parametry, shrnutí v tabulce 6.1. Některé z nich jsou nejméně rovnocenné, zbývající potom dokonce znatelně lepší než parametry klasického analogového komunikačního přijímače zhruba stejné kategorie. Použití digitálního procesingu signálu v experimentálním přijímači však přináší ještě některé další výhody, které z tabulky přímo nevyplývají. Je to především možnost modifikovat výrazně pracovní režimy přijímače, a to pouhou změnou v jeho programovém vybavení (software). Beze změn jeho technických prostředků (hardware). Velmi vítaná je též možnost korigovat v digitálním procesoru DSP některé nedokonalé funkce předchozích analogových obvodů. Náročnější digitální část digitalizovaného přijímače je pak bohatě vyvážena výraznou redukcí analogových obvodů se všemi jejich typickými nedostatky.

VII. SYSTÉMOVÝ NÁVRH RADIOKOMUNIKAČNÍCH SOUSTAV

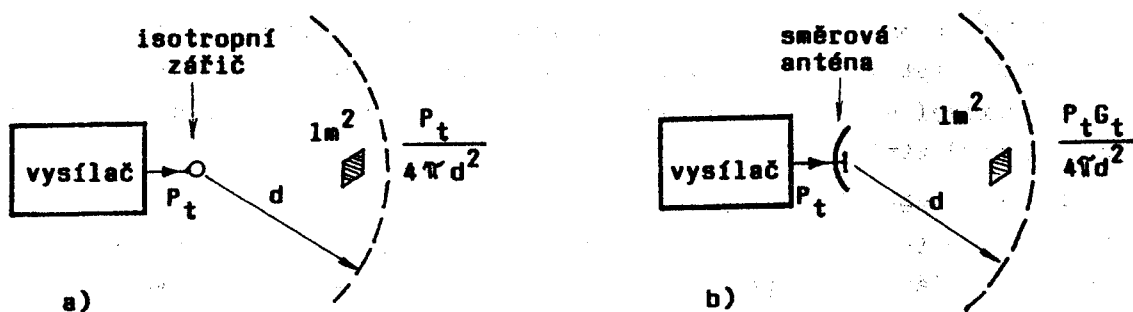
Při systémovém návrhu nejvýznamnějších radiokomunikačních prostředí se vychází z radiokomunikační rovnice, jež je jedním ze základních vztahů rádiové komunikace. Umožňuje například určit ze zadaného středního celkového výkonu vysílače P_t a dalších parametrů systému celkový střední výkon užitečného signálu P_r , resp. poměr tohoto výkonu a spektrální šumové hustoty N_0 na vstupu přijímače, tj. poměr P_r/N_0 ; z těchto veličin lze potom pro daný modulační způsob stanovit ještě poměr nosná/šum $= P_r/N$ na vstupu přijímače. Rovnice bere v úvahu hlavní faktory, které mohou relace mezi vysílaným a přijímaným výkonem, jakož i šumem ovlivnit, takže poskytované výsledky v řadě aplikací dobře korespondují s realitou. Mezi takové aplikace náležejí například kosmické komunikační systémy apod.

V této souvislosti je však třeba zdůraznit, že uvažovaná rovnice je ve své základní podobě odvozována na základě určitých zjednodušujících předpokladů, které naopak v jiných aplikacích splněny nejsou, takže výsledky, které potom z ní vyplývají, již nejsou zdaleka tak výstižné. Typickým případem tohoto druhu je rádiové komunikace s pozemskými mobilními objekty; zde totiž únik, šíření signálu po mnohonásobných drahách a další rušivé efekty mohou způsobovat velmi značné odchylky mezi teorií a praxí.

V tomto článku je naznačeno odvození radiokomunikační rovnice, dále je zde objasněn pojem tzv. systémového zisku a uveden konkrétní příklad úrovněvého diagramu radiokomunikačního systému.

7.1. Radiokomunikační rovnice

Při odvození radiokomunikační rovnice vycházíme z obr. 7.1a. Zde je zobrazen rádiový vysílač odevzdávající do tzv. referenční antény určitý šinný vysokofrekvenční, resp. mikrovlnný výkon P_t ; (tento výkon lze měřit například wattmetrem v napájecím bodě antény). Referenční anténou je zde hypotetický útvar označovaný jako izotropní zářič, který vyzařuje stejně do všech směrů; pro praxi je však vhodnější referenční anténou půlplnný dipól, jenž se snadno realizuje; ten má oproti izotropickému zářiči zisk 2,16 dB, což je nutné při konkrétních výpočtech respektovat.



Obr. 7.1 a) Rádiový vysílač odevzdávající svůj výstupní výkon do tzv. izotropního (všesměrového) zářiče;
b) vysílač napájějící svým výkonem P_t směrovou anténu

Výkon P_t vyzařovaný zářičem dospěje po určitém čase Δt na kulovou plochu o poloměru d a tedy o povrchu $4\pi d^2$. Na jeden čtverečný metr této plochy potom připadá zřejmě výkon (hustota výkonového toku) $P_t/4\pi d^2$. V praxi se v oblasti vyšších kmitočtů většinou používají směrové vysílací antény, které soustřeďují vyzařování elektromagnetických vln do tzv. hlavního směru, na úkor vyzařování do směrů ostatních (obr. 7.1b). Jejich zisk G_t je potom definován jako poměr výkonu vyzařovaného do hlavního směru ku výkonu, který by do tohoto směru vyzařovala anténa referenční; vyjadřuje se buď jako prostý poměr, nebo v decibelech. Při použití takové směrové vysílací antény je pak výkon připadající na 1 m^2 výše zmíněné kulové plochy zřejmě G_t -krát větší, tedy

$$\frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (7.1)$$

Zisk vysílací antény G_t vztahený k izotropnímu zářiči je určen vztahem

$$G_t = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_t = \frac{\omega^2 S_t}{\pi c_0^2}, \quad (7.2)$$

kde S_t je tzv. efektivní plocha vysílací antény,

λ — délka vlny ($c_0 = 3.108 \text{ m/s}$ je rychlost šíření vlny ve volném prostředí).

Předpokládejme dále, že ve vzdálenosti d od vysílací antény je umístěna směrová přijímací anténa s určitým ziskem G_r . Ten je definován analogicky jako zisk vysílací antény G_t ; v definici je pouze nutné zaměnit termín "vyzařování elektromagnetických vln" termínem "příjem elektromagnetických vln". Analogicky je definována i efektivní plocha přijímací antény S_r . Mezi oběma veličinami platí vztah obdobný vztahu (7.2), tedy

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_r = \frac{\omega^2 S_r}{\pi c_0^2} \quad (7.3)$$

Výkon objevující se na výstupu přijímací antény je roven součinu výkonu určitého relací (7.1) a efektivní plochy přijímací antény S_r , tedy

$$\frac{P_t G_t S_r}{4\pi d^2} \quad (7.4)$$

Vyjádří-li se efektivní plochy S_r na základě vztahu (7.3) pomocí zisku G_r , je možné určit výkon na výstupu přijímací antény ve tvaru

$$\frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (7.5)$$

Výraz $(\lambda/4\pi d)^2$ se označuje jako tzv. "ztráty šířením" elektromagnetických vln ve volném prostředí; tyto ztráty představují neodstranitelnou složku celkových ztrát výkonu mezi vysílací a přijímací anténou. V praxi se k nim však mohou řadit ještě další typy (formy) ztrát, a to zejména:

Ztráty nepřesným zaměřením antény L

vznikají tehdy, není-li vysílací, resp. přijímací anténa zaměřena přesně do bodu příjmu, resp. vysílání. Nebezpečí těchto ztrát je velké zejména u antén s velkou směrovostí, tj. úzkým vyzařovaným svazkem, kde již malé odchylky od správného směru zaměření způsobují jejich výrazné zvětšení.

Polarizační ztráty L_p

se objevují v tom případě, když elektromagnetické vlny dopadající na přijímací anténu mají odlišnou polarizaci, než pro kterou je tato anténa určena (připomeňme,

že druh polarizace je určen pohybem koncového bodu vektoru složky elektrického pole; tedy kmitá-li tato složka např. jen v rovině kolmé k povrchu Země, jedná se o lineární vertikální polarizaci apod.).

Problém ztrát L a L_p je velmi závažný například při radiokomunikačním spojení s kosmickými sondami, které nemají dokonalou stabilizaci polohy, nebo musejí provádět různé prostorové manévry apod.

Ztráty útlumem (absorpcí) atmosféry L_a které mohou být velmi citelné zejména tehdy, šíří-li se elektromagnetické vlny spodními vrstvami atmosféry (útlum způsobený deštěm, mlhou, sněhem apod.).

Vezmou-li se uvedené typy ztrát v úvahu, lze konečně vyjádřit výkon užitečného signálu P_r na výstupu přijímací antény ve tvaru

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 L_\psi L_p L_a, \quad (7.6)$$

který je považován za základní tvar radiokomunikační rovnice.

Důležitější než samotný výkon P_r bývá v praxi poměr tohoto výkonu a spektrální výkonové hustoty šumu $N_0 = kT^0$, vztažené rovněž na výstup přijímací antény. Tato veličina vyjadřuje pomyslný šumový výkon, normovaný k šířce pásma 1 Hz, který jednak pochází od všech vnějších zdrojů šumu, jednak reprezentuje šum samotné antény, napáječe a následujícího přijímače. Spektrální hustota je určena jako součin Boltzmanovy konstanty $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K a celkové šumové teploty systému T^0 ; vyjadřuje se ve wattech na 1 Hertz (W/Hz). Dělí-li se touto veličinou obě strany rovnice (7.6), dospěje se k druhému tvaru radiokomunikační rovnice

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{P_r}{kT^0} = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{L_\psi L_p L_a}{kT^0} \quad (7.7)$$

Vynásobením spektrální šumové hustoty N_0 šířkou pásma B radiokomunikačního kanálu se stanoví celkový šumový výkon N na výstupu přijímací antény; zavede-li se do relace (7.7), získá se třetí tvar radiokomunikační rovnice

$$\frac{P_r}{kT^0 B} = \frac{P_r}{N} = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{L_\psi L_p L_a}{kT^0 B} \quad (7.8)$$

Alternativní tvary radiokomunikační rovnice

Poměr P_r/N v rovnici (7.8) se někdy vyjadřuje ve tvaru C/N a nazývá potom poměrem "nosná/šum"; toto označení se vžilo, i když není nejvhodnější, neboť symbol C zde udává celkový výkon přijímaného modulovaného signálu - tedy výkon samotné nosné vlny a postranních modulačních pásem. V této souvislosti připomeňme, že ve vztazích (7.6) až (7.8) je výkon $P_r = C$ (jakož i výkon šumu N) uvažován na výstupu přijímací antény. Někdy však bývá tento výkon vztahován na vstup přijímače, nebo až na vstup demodulátoru přijímače. Při zadávání jeho číselné hodnoty je proto proto nutné přesně specifikovat i tuto skutečnost.

Další alternativní vyjádření rovnic (7.6) až (7.8) je možné získat tak, že se di nich zavedou dva nové syntetické parametry. Prvým je efektivní izotropický vyzařovaný výkon EIRP, určený jako součin vysílaného výkonu P_t a zisku vysílací antény G_t . Druhým parametrem je jakostní číslo přijímací stanice G/T , jež je dáno jako poměr zisku přijímací antény G_r a šumové teploty přijímacího systému T^0 , přičemž obě veličiny jsou vztaženy ke vstupu přijímače. Platí tedy

$$\text{EIRP} = P_t G_t; \quad \frac{G}{T} = \frac{G_r}{T^0} \quad (7.9)$$

Pomocí těchto veličin potom můžeme např. rovnici (7.7) vyjádřit ve tvaru

$$\frac{P_r}{N_0} = \text{EIRP} \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \cdot \left(\frac{G}{T} \right) \cdot \frac{L}{k}, \quad (7.7a)$$

přičemž veličina L v sobě zahrnuje již zmíněné ztráty L_φ , L_p , L_a a případně ještě ztráty další (vlivem úniku apod.); připomeňme, že ztráty $L < 1$.

V rovnicích (7.6) až (7.8) se dosazují všechny veličiny v absolutní hodnotě. Často se však používá i vyjádření v decibelech. Potom např. rovnici (7.7) lze psát ve tvaru

$$\begin{aligned} P_r \text{ (dBW)} - N_0 \text{ (dBW.HZ}^{-1}\text{)} &= \\ &= \text{EIRP (dBW)} + \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \text{ (dB)} + \frac{G}{T} \text{ (dB/K)} + L \text{ (dB)} - k \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (7.7b)$$

Symbol (dBW) zde značí "decibely vztažené k výkonu 1 W", symbol (dBW.Hz⁻¹) značí "decibely vztažené k výkonu 1 W a uvažované na šířku pásma 1 Hz", symbol (dB/K) značí "decibely na Kelvin"; (symboly (dB) určují v decibelech vyjádřené výkony, tedy například $(\lambda/4 \pi d)^2 \text{ (dB)} = 10 \log (\lambda/4 \pi d)^2$ apod.).

U výkonových vf zesilovačů bývá někdy udáván jejich maximální dosažitelný výstupní výkon P_{tm} (na hranici saturace). Při něm se však již projevují v těchto zesilovačích výrazné nelineární efekty, a proto je uvažovaný výkon obvykle záměrně snížen o tzv. zpětné ztráty L_{bo} (back-off loss). Při postupu směrem k výstupu vysílací antény potom dochází k dalšímu snížení o ztráty L_b nepřizpůsobením výstupu zesilovače k napáječi (branching loss) a konečně ke snížení o ztráty L_f samotného napáječe. Skutečný vyzařovaný výkon je potom určen vztahem

$$P_t = P_{tm} L_{bo} L_b L_f \quad (L_{bo} \leq 1; L_b \leq 1; L_f \leq 1) \quad (7.10)$$

resp. při vyjádření v decibelech

$$P_t \text{ (dB)} = P_{tm} \text{ (dB)} + L_{bo} \text{ (dB)} + L_b \text{ (dB)} + L_f \text{ (dB)} \quad (7.11)$$

(přičemž ovšem $L_{bo} \text{ (dB)} \leq 0$; $L_b \text{ (dB)} \leq 0$; $L_f \text{ (dB)} \leq 0$).

7.2. Systémový zisk

Pomocí radiokomunikačních rovnic je možné stanovit výkon P_r užitečného modulatedního signálu na výstupu přijímací antény (resp. na vstupu přijímače nebo demodulátoru). Tento výkon je obvykle větší, než určitý minimální výkon $P_{r \text{ min}}$ přijímaného signálu, označovaný také jako citlivost přijímače, který je nutný pro správnou činnost daného systému (tj. pro dosažení potřebného poměru signál/šum u analogových systémů, resp. požadované chybovosti BER u systémů digitálních). Systémový zisk G_{sys} je potom definován jako rozdíl

$$G_{\text{sys}} \text{ (dB)} = P_t \text{ (dBm)} - P_{r \text{ min}} \text{ (dBm)} \quad (7.12)$$

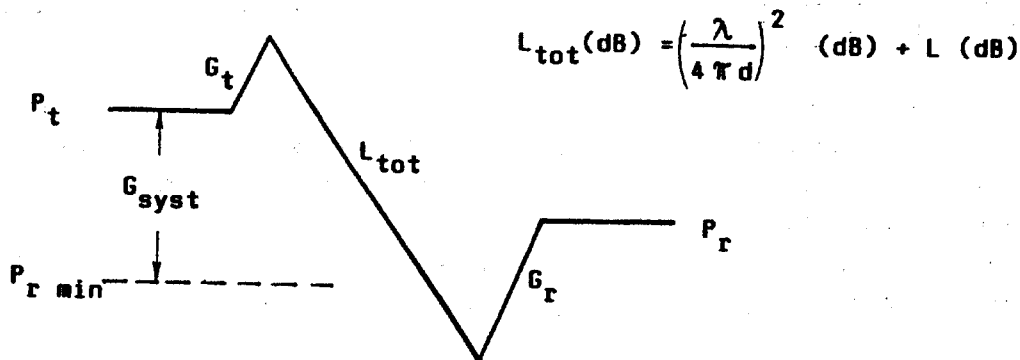
Pro náležitou činnost daného systému je nutné, aby systémový zisk byl větší, nebo minimálně rovný součtu všech ztrát L_{tot} zmenšenému o zisky vysílací a přijímací antény, tedy

$$G_{\text{sys}} \text{ (dB)} = P_t \text{ (dBm)} - P_r \text{ min (dBm)} \geq \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \text{ (dB)} = \quad (7.13)$$

$$+ L \text{ (dB)} - G_t \text{ (dB)} - G_r \text{ (dB)} = L_{\text{tot}} \text{ (dB)} - G_t \text{ (dB)} - G_r \text{ (dB)}$$

Ztráty šířením $(\lambda/4d)^2$ a ostatní ztráty L (dB) jsou zde formálně vyjádřeny ve své absolutní hodnotě, tj. jako kladné číslo, ačkoliv ve skutečnosti jsou záporné (viz (7.11)). Takový přístup tedy není exaktní, avšak v odborných pramenech se vžil a běžně užívá.

Grafické znázornění vzájemných relací mezi systémovým ziskem, celkovými ztrátami a zisky obou antén je uvedeno na obr. 7.2.



Obr. 7.2 Vzájemné relace mezi systémovým ziskem, celkovými ztrátami a zisky vysílací a přijímací antény (všechny veličiny jsou vyjádřeny v decibelech)

Ztráty L (dB) uvažované v předchozím vztahu lze poměrně spolehlivě predikovat. V praxi - zejména u pozemských spojů - však může docházet k jejich dalšímu zvětšení, a to hlavně vlivem šíření rádiových vln po vícenásobných drahách (angl. multipath propagation) a vlivem členitosti terénu (angl. terrain sensitivity). Působení těchto faktorů lze jen hrubě odhadnout a respektovat doplněním pravé strany relace (7.13) o tzv. rozpětí úniku FM (angl. Fade Margin), určené poloempirickým vztahem

$$FM \text{ (dB)} = \underbrace{30 \log d}_{\text{vícenásobné šíření}} + \underbrace{10 \log(6 ABF)}_{\text{vliv terénu (+ počasí)}} - \underbrace{10 \log(1 - R)}_{\text{spolehlivost spojení}} - \underbrace{70}_{\text{konstanta}} \quad (7.14)$$

kde d je vzdálenost mezi přijímačem a vysílačem (km),

A - faktor zvlnění terénu,

B - faktor závislý na průměrném počasí,

f - pracovní frekvence (GHz),

H - spolehlivost spojení (vyjádřená dekadickým číslem).

Faktor A nabývá hodnot 0,25 (hory) až 4,0 (rovina), faktor B hodnot 0,125 (suché hornaté oblasti) až 0,5 (teplé oblasti s velkou vlhkostí). Spolehlivostní faktor R je určen poměrem doby Δt , po kterou je dosaženo spolehlivé spojení ku celkové době přenosu t , tedy $R = \Delta t/t$; je-li například $R = 0,9999$, uskutečňuje se spolehlivé spojení po 99,99 % celkové doby přenosu.

Připomeňme, že vztah (7.14) platí pro jednoduchý radiokomunikační systém, který nepoužívá žádná speciální opatření pro potlačení uvažovaných rušivých činitelů. Při jeho respektování přechází relace (7.13) do tvaru

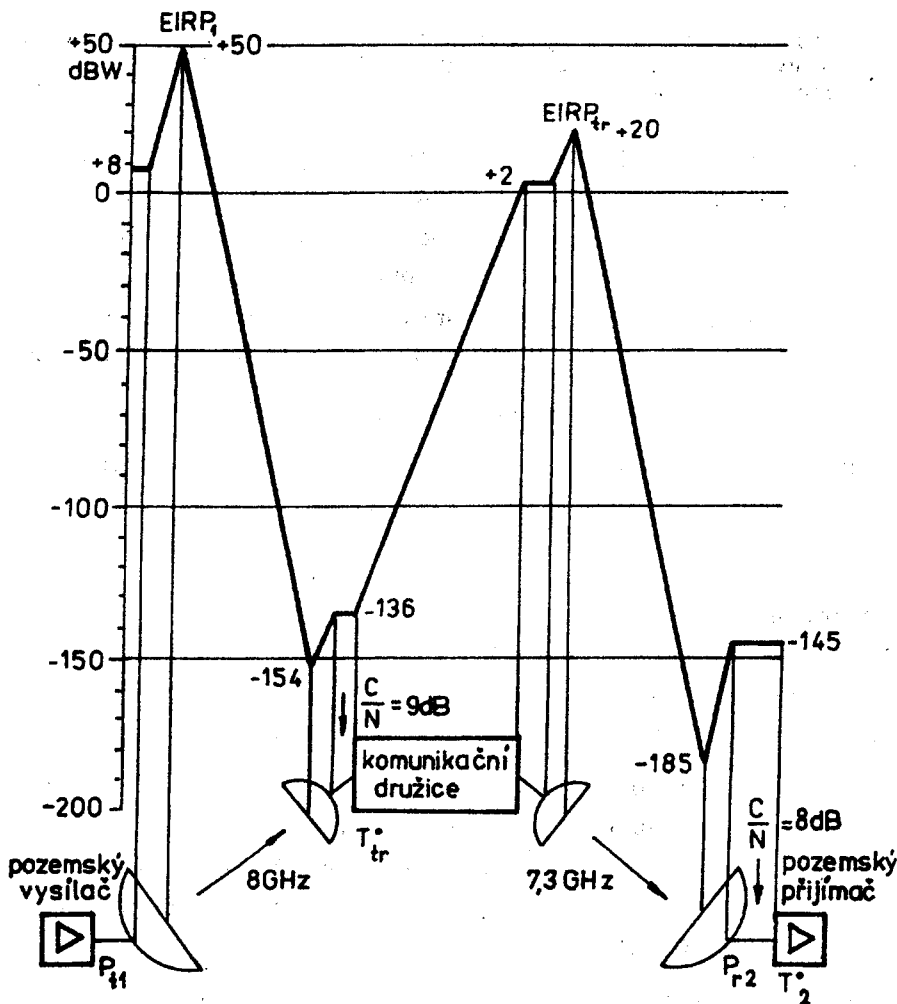
$$G_{\text{sys}} \text{ (dB)} = P_t \text{ (dBm)} - P_{r \text{ min}} \text{ (dBm)} \geq \quad (7.15)$$

$$\geq FM \text{ (dB)} + \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \text{ (dB)} + L \text{ (dB)} - G_t \text{ (dB)} - G_r \text{ (dB)}$$

Poznámka: V předchozích relacích se výkony P_t , P_r a $P_{r \text{ min}}$ vyjadřují v jednotkách (dBm), tj. v decibelech vztažených vůči výkonu 1 mW; jednotky dBm zde totiž potom vedou k číselným hodnotám vhodnějším pro praxi, než by byly číselné hodnoty odpovídající jednotkám (dBW) - tj. decibelům vztaženým vůči výkonu 1 W.

7.3. Úrovňový diagram rádiového komunikačního systému

Úrovňový diagram radiokomunikačního systému je názornou grafickou pomůckou, zachycující výkonové úrovně užitečného modulovaného signálu - a případně i šumu - v nejdůležitějších bodech tohoto systému. Konkrétní provedení takového diagramu je na obr. 7.3 a to pro případ digitálního radiokomunikačního systému určeného k přenosu telefonních hovorových signálů mezi dvěma pozemskými stanicemi, prostřednictvím radiokomunikační družice sloužící jako aktivní retranslátor.



Obr. 7.3 Úrovňový diagram družicového radiokomunikačního systému

Základní zadané parametry a rovněž parametry vypočítané jsou shrnuty v tabulce 7.1. Výchozím bodem diagramu je výkon vysílače první pozemské stanice $P_{t1} = 8$ dBW; zisk vysílací antény této stanice $G_{t1} = 42$ dB zvýší výkonovou úroveň na $(8 + 42) = +50$ dBW. Útlum signálu na vzestupné dráze -204 dB vede k výkonové úrovni na vstupu přijímací antény družicového transpondéru $(+50 - 204) = -154$ dBW; ziskem této antény $G_{rt} = 18$ dB se zvýší výkonová úroveň na vstupu transpondéru na hodnotu $(-154 + 18) = -136$ dBW. Poměr nosná/šum je zde přitom $C/N = 9$ dB. Dalšími analogickými kroky se nakonec stanoví na vstupu druhé pozemské stanice přijímaný výkon -145 dBW, tj. $3,16 \cdot 10^{-15}$ W, při poměru nosná/šum je $C/N = 8$ dB.

Při výpočtu uvedených hodnot nebyly uvažovány polarizační a další ztráty. Ty byly odhadnuty na vzestupné dráze na cca 6 dB a na sestupné dráze na cca 8 dB. Při jejich respektování se změní poněkud průběh úrovněového diagramu a výkon na vstupu druhé pozemské stanice se zmenší na hodnotu $(-145 - 6 - 8) = -159$ dBW.

Tabulka 7.1 Zadané a vypočítané systémové parametry družicového spoje, určeného pro přenos digitalizovaných telefonních hovorových signálů

Zadané parametry

- bitová rychlost modulačního signálu: $f_b = 48$ kHz
- typ použité modulace: 2 - FSK
- šířka pásma vf kanálu: $B = 1,6 \cdot f_b = 1,6 \cdot 48 = 76,8$ kHz
- frekvence na dráze: vzestupné 8 GHz, sestupné 7,3 GHz
- pozemská stanice 1: vysílaný výkon $P_{t1} = 6,3$ W, tj. $+8$ dBW, zisk antény $G_{t1} = +42$ dB
- transpondér družice: zisk obou antén $G_r = G_t = +18$ dB
zisk elektroniky $G_{tr} = +138$ dB
šumová teplota přijímacího systému
 $T_{tr}^{\circ} = 1000$ K, tj. $+30$ dBK
- pozemská stanice 2: šumová teplota přijímacího systému
 $T_2^{\circ} = 200$ K, tj. $+23$ dBK
zisk antény $G_{r2} = +41$ dB

Vypočítané parametry

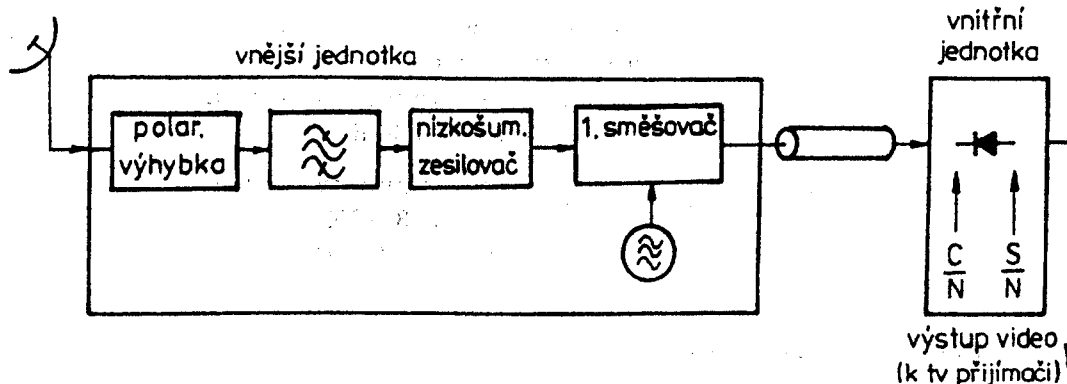
- ztráty šířením na vzestupné dráze = -204 dB
- ztráty šířením na sestupné dráze = -205 dB
- výkon $EIRP_1$ pozemské stanice 1 = $8 + 42 = 50$ dBW
- vysílaný výkon transpondéru = $P_{tr} = 2$ dBW, tj. $1,58$ W
- výkon $EIRP_{tr}$ vysílače transpondéru = $2 + 18 = 20$ dBW
- výkon na vstupu pozemské stanice 2 = $P_{r2} = -145$ dBW
- napětí na vstupu pozemské stanice 2 = $U_{r2} = \sqrt{P_{r2} R_i} = 0,48 \mu V$
($R_i = 75 \Omega$)

VIII. KONKRÉTNÍ PŘÍKLADY DRUŽICOVÝCH RADIOKOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMŮ

V tomto článku je popisováno několik rádiových komunikačních systémů, které určitým vhodným způsobem využívají radiokomunikační družice. Ty mohou působit například jako aktivní retranslátor mezi dvěma pozemskými stanicemi, mohou vysílat k zemi telemetrické signály snímané na planetách nebo i jiných kosmických tělesech naší Sluneční soustavy apod.

8.1. Systém družicové televize pro přímý příjem

Na obr. 8.1 je znázorněno skupinové schéma přijímací stanice, určené pro přímý příjem družicových televizních signálů, vysílaných jednou z družic systému ECS. Tato stanice je koncipována jako superheterodyn s dvojitým směřováním. Na vstupu je přijímací anténa s polarizační výhybkou, k níž je připojena vnější jednotka přijímače; ta obsahuje vstupní nízkošumový zesilovač, první směšovač s místním oscilátorem a první mezifrekvenční předzesilovač. Mezifrekvenční kmitočet se nachází v typizovaném pásmu 0,95 až 1,7 GHz. Výstupní signál z vnější jednotky se přivádí pomocí koaxiálního kabelu k vnitřní jednotce přijímače. Ta je umístěna bezprostředně u konvenčního televizního přijímače, který je posledním blokem celého systému. Vnitřní jednotka se skládá z druhého směšovače s místním oscilátorem, mezifrekvenčního zesilovače a demodulátoru FM. Demodulovaný signál se přivádí na obrazový (video) vstup televize.



Obr. 8.1 Přijímací stanice pro příjem družicových televizních signálů

Systém z obr. 8.1 je názorným příkladem moderního analogového přijímacího mikrovlnného systému. Jeho činnost si ilustrujeme stručným početním rozborem jeho základních vlastností, vycházejícím z radiokomunikační rovnice a dalších vztahů uvedených v čl. 7.1. Použitá družice, náležející do systému ECS (European Communication Satellit), vysílá na sestupné dráze v pásmu 10,95 až 11,7 GHz, s výkonem EIRP = + 45,8 dBW; používá modulaci FM s frekvenčním zdvihem $\Delta f_{\text{řř}} = 25 \text{ MHz}$ ($= \pm 12,5 \text{ MHz}$), maximální modulační kmitočet $f_m = 5 \text{ MHz}$, šířka pásma modulovaného signálu $B_{\text{FM}} = 27 \text{ MHz}$. Z těchto výchozích údajů stanovíme úroveň výkonu přijímaných signálů na výstupu antény P_r , úroveň šumu $N = kT^{\circ}B_{\text{FM}}$, předdetekční poměr signál/šum = C/N a

podetekční poměr S/N; současně vymezíme i základní požadavky na parametry přijímací antény a vlastního přijímače, zajišťující požadovanou kvalitu příjmu.

Při výpočtu výkonu P_r nejprve určíme skutečnou vzdálenost d družice od obsluhované oblasti. Tato vzdálenost je pro družici umístěnou nad rovníkem ve výšce 35 786 km určena vztahem

$$d = 35\,786 \left[1 + 0,4199(1 - \cos \Delta \ell \cos b) \right] \quad (\text{km}) \quad (8.1)$$

kde $\Delta \ell$ je rozdíl zeměpisné délky družice a místa příjmu,
 b - zeměpisná šířka místa příjmu.

Pro oblast středních Čech a danou družici je $v = 50^\circ$ a $\Delta \ell = 6^\circ$, takže podle vzorce (8.1) je vzdálenost $d = 41\,206$ km.

Hustota výkonového toku přijímaného signálu PFD (Power Flow Density) je dána relací

$$\text{PFD} = \frac{\text{EIRP}(= P_t G_t)}{4\pi d^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (8.2)$$

Pro výkon EIRP = antilog [EIRP (dB)/10] = antilog [45,8/10] = 38 018 a vzdálenost $d = 41\,206$ km určíme dosazením do (8.2) hustotu PFD = $1,783 \cdot 10^{-12}$ W/m².

System používá parabolickou přijímací anténu, jejíž efektivní plocha S_r je určena vztahem

$$S_r = \frac{\eta \pi D^2}{4} \quad (\text{m}^2), \quad (8.3)$$

kde D je průměr a η účinnost využití plochy ústí této antény. Pro anténu o průměru $D = 1,5$ m a odhadnutou účinnost $\eta = 0,6$ (tj. 60 %) vychází ze vzorce (8.3) plocha $S_r = 1,06$ m².

Výkon přijímaného signálu P_r na výstupu antény se stanoví ze vztahu

$$P_r = \text{PFD } S_r L \quad (\text{W}), \quad \text{resp.} \quad P_r \text{ (dB)} = 10 \log(\text{PFD } S_r L) \quad (\text{dB}) \quad (8.4)$$

přičemž L jsou přídavné ztráty, způsobené hlavně útlumem atmosféry. Při výše určených hodnotách veličin PFD a S_r a odhadnutých ztrátách $L \approx 0,9$ je výkon $P_r = 1,80 \cdot 10^{-12}$ W, resp. $P_r \text{ (dB)} = -117,69$ dB.

Stanovme dále ekvivalentní šumový výkon N na výstupu antény. K tomu je zapotřebí určit nejprve celkovou šumovou teplotu T^0 kaskády anténa - polarizační výhybka - vnější jednotka přijímače. Z Friisova vzorce se pro tuto veličinu, vztaženou na vstup vnější jednotky, odvodí vztah

$$T^0 = aT_a + (1 - a)T_a + (F_1 - 1)T_0 \quad (\text{K}), \quad (8.5)$$

kde T_a je celková šumová teplota antény,

$T_0 = 290$ K referenční teplota,

a - útlum pasívních obvodů mezi anténou a vnější jednotkou,

$T_a = 290$ K šumová teplota těchto pasívních obvodů,

F_1 - šumový činitel samotné vnější jednotky.

Zmíněné pasívní obvody tvoří zpravidla polarizační výhybka (selektivně vybírající družicový vysílač se zvolenou polarizací elektromagnetických vln), dále pásmový filtr pro potlačení zrcadlových signálů apod.

Pro šumovou teplotu antény $T_a = 30$ K, útlum $a = 0,9$ a šumové číslo vnější jednotky F_1 (dB) = 1,50 dB, tj. šumový činitel $F_1 = 1,41$, se určí dosazením do relace (8.5) celková šumová teplota na vstupu vnější jednotky $T_o = 174,94$ K. Šumová teplota vztažená na výstup antény $T_a^o = T_o \cdot a^{-1} = 174,9 \cdot (0,9)^{-1} = 194,33$ K.

Celkový ekvivalentní šumový výkon N na výstupu přijímací antény je vyjádřen vztahem

$$N = kT_a^o B_{FM} \text{ (W)}, \quad \text{resp.} \quad N \text{ (dB)} = 10 \log(kT_a^o B_{FM} \text{ (dB)}) \quad (8.6)$$

Při veličinách $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K (Boltzmannova konstanta), $T_a^o = 194,33$ K a $B_{FM} = 27$ MHz je podle předchozí relace šumový výkon $N = 7,24 \cdot 10^{-10}$ W, resp. $N \text{ (dB)} = -131,4$ dBW.

Výsledný poměr výkonu přijímaného signálu a šumu, vztažený k výstupu přijímací antény, tedy bude při vyjádření v decibelech

$$P_r \text{ (dB)} - N \text{ (dB)} = -117,7 - (-131,4) = 13,7 \text{ dB}, \quad (8.7)$$

což odpovídá prostému poměru $P_r/N = 23,48$.

Předpokládejme dále, že je znám výsledný šumový činitel F kaskády složené z vnější jednotky, napáječe a předdetekční části vnitřní jednotky. Tento činitel je jen nepatrně větší než činitel šumu F_1 samotné vnější jednotky, a to díky jejímu velkému výkonovému zisku $A_p = 50$ dB. Nechť tedy například $F = 1,43$ (tj. $F \text{ (dB)} \approx 1,55$ dB). Potom poměr výkonu přijímaného signálu a šumu na vstupu demodulátoru FM

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{P_r}{N} \right) \left[\frac{3}{2} \left(\frac{\Delta f_{\text{š}}}{f_m} \right)^2 \frac{B_{FM}}{f_m} \right] = 16,42 \left[\frac{3}{2} \left(\frac{25 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^6} \right) \frac{27 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^6} \right] = 665,0 \quad (8.8)$$

resp. při vyjádření v decibelech $S/N \text{ (dB)} = 28,22$ dB.

Vlivem využití systému preemfáze/deemfáze a s přihlédnutím k tzv. váhovému faktoru (respektujícímu fyziologické vlastnosti lidského oka) se tento poměr zvětší o 13,20 dB (pro televizní soustavu s 625 řádky), takže celkový "vážený" poměr signál/šum = $S/N \text{ (dB)} = 41,42$ dB. Tato hodnota odpovídá jakostním požadavkům příslušných televizních standardů.

K hodnocení vlastností antény a následující vnější jednotky přijímače se používá také tzv. jakostní číslo (viz též relaci 7.9). To je definováno jako poměr zisku antény G_a ku celkové šumové teplotě řetězce anténa - následující pasívní obvody - vnější jednotka, přičemž obě veličiny se vztahují obvykle ke vstupu vnější jednotky. S využitím relace (8.5) lze tedy tuto veličinu, nazývanou také poměr G/T , vyjádřit vztahem

$$\frac{G}{T} = \frac{aG_a}{aT_a + (1-a)T_n + (F_1 - 1)T_o} \quad (8.9)$$

Použitá přijímací anténa má zisk $G_a \text{ (dB)} = 41$ dB, tj. $G_a = 12 589$, další parametry jsou $a = 0,9$; $T_n = T_o = 200$ K; $F_1 = 1,41$. Jejich dosazením do (8.9) se vypočítá poměr $G/T = 64,78$, resp. $G/T \text{ (dB/K)} = 18,1$ dB/K. Ten je zřetelně větší, než poměr $G/T = 6$ dB/K, který je doporučen jako minimální přijatelná hodnota u individuálních stanic pro příjem družicové televize [5]. Uvedená skutečnost je důsledkem použití relativně velké přijímací antény ($D = 1,5$ m) s velkým ziskem, ale i vynikajících šumových vlastností vnější jednotky ($F = 1,5$ dB) používající tranzistory HEMT.

8.2. Telemetrický digitální družicový radio-komunikační systém

U systémů s analogovými modulacemi je základním kritériem pro hodnocení jejich kvality poměr signál/šum. U systémů s digitálními modulacemi je nejdůležitějším hodnotícím kritériem jejich bitová chybovost BER. U těchto modulací je střední přijímaný výkon P_r užitečného signálu roven součinu střední energie signálu na 1 bit E_b a bitové rychlosti f_b . Poměr přijímaného výkonu P_r a spektrální šumové hustoty N_0 tedy je

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{E_b f_b}{N_0} \quad (8.10)$$

Předchozí relaci lze využít různými způsoby podle toho, které veličiny jsou zadány a které je nutné určit. K ilustraci příslušných postupů si uvedme některé parametry digitálního komunikačního systému kosmické sondy Mariner 10, zkoumající v roce 1974 planetu Merkur. Tato planeta byla v době experimentu vzdálená $1,6 \cdot 10^{11}$ m od Země. Jedním z hlavních úkolů sondy bylo pořízení jakostních snímků povrchu planety (s vysokou rozlišovací schopností), a to pomocí telemetrického systému pracujícího s relativně nízkou bitovou rychlostí. Vysílač sondy měl výkon $P_t = 16,8$ W, pracovní frekvenci $f = 2300$ MHz a tedy délku vlny $\lambda = 13$ cm (pásmo S). Vysílací anténa o průměru 1,35 m měla zisk $G_t = 575$, resp. 27,5 dB. Pozemní přijímací parabolická anténa o průměru 64 m (!) měla zisk $G_r = 32,5$ dB.

Za předpokladu nulových přídavných ztrát L lze pomocí vztahu vypočítat přijímaný výkon $P_r = 5,44 \cdot 10^{-17}$ W, tj. -162,6 dBW. Na vstupu přijímače byl použit maser s extrémně nízkou efektivní šumovou teplotou 2,1 K, celková šumová teplota přijímacího systému byla $T^0 = 13,5$ K a spektrální šumová hustota na vstupu přijímače $N_0 = kT^0 = -217,3$ dB. Tomu odpovídá výsledný poměr výkonu přijímaného signálu a spektrální šumové hustoty P_r/N_0 (dB) = -162,6 dBW - (-217,3) dBW = 54,7 dB.

Pro daný telemetrický systém byla zvolena bitová chybovost přenosu BER = 0,05. Tato poměrně velká hodnota (v průměru 5 chybných bitů ze 100) umožňovala zvýšit bitovou rychlost a tím dosáhnout požadované vysoké rozlišovací schopnosti přenášeného obrazu, přičemž v dané aplikaci byla ještě přijatelná; pro zvolenou chybovost BER = 0,05 a při použití modulace 2-PSK je potom možné v grafu na obr. 8. přečíst příslušnou hodnotu poměru $R = E_b/N_0 = 1,4$ dB. Ze vztahu (8.10) se dále určí dosažitelná bitová rychlost

$$f_b \text{ (dB)} = \frac{P_r}{N_0} \text{ (dB)} - \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} = 54,7 \text{ dB} - 14 \text{ dB} = 53,3 \text{ dB}$$

$$f_b = \text{antilog } f_b \text{ (dB)/10} = \text{antilog}(53,3/10) = 241 \text{ 000 bit/s}$$

Předchozí výpočet je založen na předpokladu nulových ztrát L . Ty v praxi ovšem zanedbatelné nejsou a proto byla v uvažovaném systému použita skutečná bitová rychlost $f_b = 117 \text{ 600 bit/s}$. (Připomeňme, že vyjadřování frekvencí, šířek pásma apod. v decibelech je při uvedených výpočtech zcela běžné, i když není úplně rigorózní.)

Skutečnost, že systém umožňoval při nepatrném výkonu vysílače sondy ≈ 17 W přenášet na vzdálenost 160 milionů kilometrů data s rychlostí větší než 100 kbit/s, je možné považovat za velký úspěch rádiové komunikace sedmdesátých let. Pozdější kosmické sondy Voyager, vyslané k vnějším planetám sluneční soustavy, však byly značně zdokonaleny. Používaly vysílací anténu o zvětšeném průměru 3,66 m, pracovní kmitočet byl

zvýšen na 8415 MHz, takže u antény se zvětšil na hodnotu $G_t = 48$ dB. Systém potom umožňoval přenášet na vzdálenost 750 milionů kilometrů data s rychlostí 115 kbit/s, a to při snížené chybovosti BER = 0,005.

8.3. Digitální družicový radiokomunikační systém

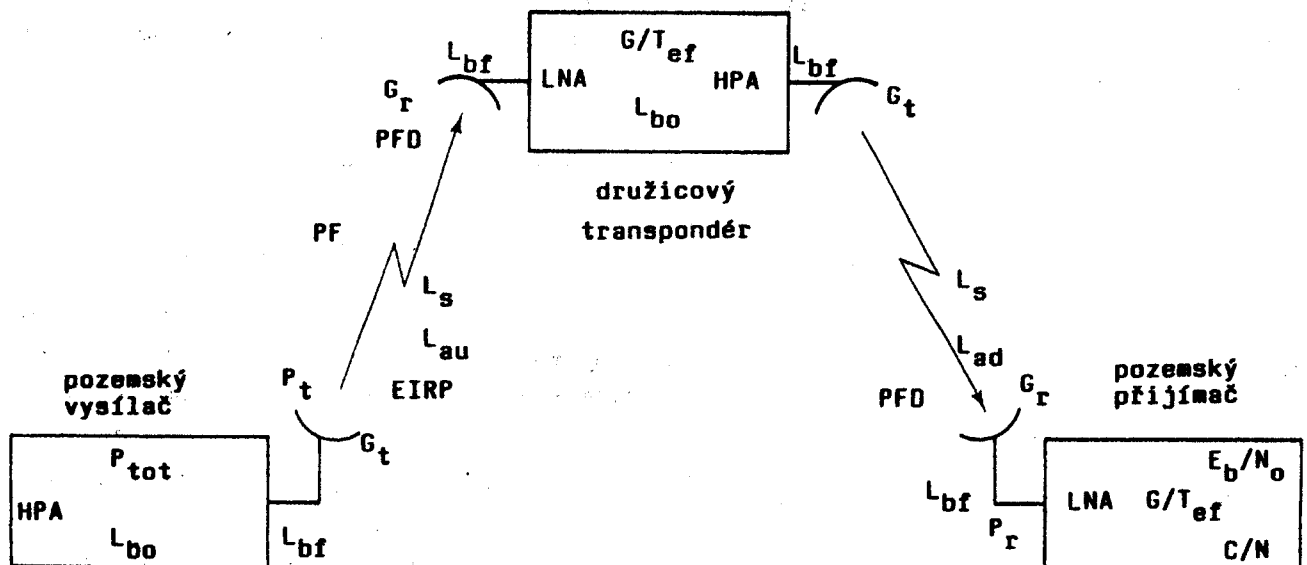
Proveďte výpočet energetické bilance radiokomunikačního spoje podle obr. 8.2. Spoj se skládá z pozemské vysílací stanice, družicového transpondéru sloužícího jako aktivní retranslátor a z pozemské přijímací stanice. Při výpočtu vycházejte z následujících zadaných parametrů spoje:

Vzestupná linka (pozemský vysílač - transpondér)

- výkon koncového stupně pozemského vysílače v saturaci (2000 W)	$P_{tot} = 33$ dBW
- zpětné ztráty vysílače	$L_{bo} = 3$ dB
- ztráty nepřizpůsobením napáječe v napáječi vysílače	$L_{bf} = 4$ dB
- zisk antény vysílače při $f_n = 14$ GHz (\varnothing antény = 14 m)	$G_t = 64$ dB
- ztráty útlumem v atmosféře na vzestupné lince	$L_{au} = 0,6$ dB
- ztráty šířením na vzestupné lince ($\lambda_u/4\pi d$) při $f = 14$ GHz	$L_{su} = -206,5$ dB
- jakostní činitel družicového přijímače	$G/T_{ef} = -5,3$ dBK ⁻¹
- ztráty nepřizpůsobením a ztráty družicového přijímače	$L_{bf} = 0$ dB
- bitová rychlost	$f_b = 120$ Mbit/s
- typ modulace	8 PSK

Sestupná linka (transpondér - pozemský přijímač)

- výkon koncového stupně družicového vysílače v saturaci (10 W)	$P_{rot} = 10$ dBW
- zpětné ztráty koncového stupně družicového vysílače	$L_{bo} = 0,1$ dB
- ztráty nepřizpůsobením napáječe a ztráty v napáječi družicového vysílače	$L_{bf} = 0,5$ dB



Obr. 8.2 Digitální jednosměrný družicový radiokomunikační systém; HPA = výkonový koncový zesilovač (High Power Amplifier), LNA = nízkošumový vstupní zesilovač (Low Noise Amplifier)

- zisk antény družicového vysílače při $f_d = 12$ GHz (\emptyset antény = 0,37 m)	$G_t = 30,8$ dB
- ztráty útlumem v atmosféře na sestupné lince	$L_{ad} = 0,4$ dB
- ztráty šířením na sestupné lince ($\lambda_d/4\pi d$) při $f = 12$ GHz	$L_{sd} = -205,6$ dB
- zisk antény pozemského přijímače (\emptyset antény = 15 m)	$G_r = 62$ dB
- ztráty nepřizpůsobením napáječe a ztráty v napáječi přijímače	$L_{bf} = 0$ dB
- efektivní šumová teplota pozemského přijímače	$T_{ef} = 270$ K
- jakostní činitel pozemského přijímače	$G/T_{ef} = 37,7$ dBK ⁻¹
- bitová rychlost	$f_b = 120$ Mbit/s
- typ modulace	8 PSK

Ř e š e n í :

Vzestupná linka:

$$\begin{aligned} \text{EIRP (dBW) pozemského vysílače} &= P_{\text{tot}} \text{ (dBW)} + G_t \text{ (dB)} - L_{\text{bo}} \text{ (dB)} - L_{\text{bf}} \text{ (dB)} = \\ &= 33 \text{ dBW} + 64 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 4 \text{ dB} = 90 \text{ dBW} \end{aligned}$$

Hustota výkonového toku PFD na družicové přijímací anténě:

$$\begin{aligned} \text{PED (dBW)} &= \text{EIRP (dBW)} - L_{\text{su}} \text{ (dB)} - L_{\text{au}} \text{ (dB)} = 90 \text{ dBW} - 206,5 \text{ dB} - 0,6 \text{ dB} = \\ &= -117,1 \text{ dBW} \end{aligned}$$

Poměr C/N_0 na vstupu družicového přijímače (při ztrátách $L_{bf} = 0$ dB):

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{k T_{ef}} = \frac{C}{T_{ef}} \cdot \frac{1}{k} = \frac{\text{PED} \cdot G_r}{T_{ef}} \cdot \frac{1}{k}, \text{ kde } = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1} \text{ (Boltzmannova konstanta)}$$

a při vyjádření v decibelech

$$\begin{aligned} \frac{C}{N_0} \text{ (dB)} &= \text{PED (dBW)} + \frac{G}{T_{ef}} \text{ (dBK}^{-1}\text{)} - 10 \log(1,38 \cdot 10^{-23}) = \\ &= -117,1 \text{ dBW} + (-5,3 \text{ dBK}^{-1}) - (-228,6 \text{ dBWK}) = 106,2 \text{ dB} \end{aligned}$$

Normovaný poměr signál/šum = E_b/N_0 na vstupu družicového přijímače:

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} &= \frac{C/f_b}{N_0} \text{ (dB)} = \frac{C}{N_0} \text{ (dB)} - 10 \log f_b = 106,2 \text{ dB} - 10 \log(120 \cdot 10^6) = \\ &= 25,4 \text{ dB} \end{aligned}$$

Celkový poměr C/N na vstupu družicového přijímače při šířce pásma $B = 40$ MHz (vyhovující pro použitou modulaci 8 PSK):

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b f_b}{N_0 B}, \text{ resp. } \frac{C}{N} \text{ (dB)} = \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} + f_b \text{ (dB)} - B \text{ (dB)}$$

$$\frac{C}{N} \text{ (dB)} = 25,4 \text{ dB} + 10 \log(120 \cdot 10^6) - 10 \log(40 \cdot 10^6) = 30,2 \text{ dB}$$

Sestupná linka:

$$\begin{aligned} \text{EIRP (dBW) družicového vysílače} &= P_{\text{tot}} \text{ (dBW)} + G_t \text{ (dB)} - L_{\text{bo}} \text{ (dB)} - L_{\text{bf}} \text{ (dB)} = \\ &= 10 \text{ dBW} + 30,8 \text{ dB} - 0,1 \text{ dB} - 0,5 \text{ dB} = 40,2 \text{ dBW} \end{aligned}$$

Hustota výkonového toku PFD na pozemské přijímací anténě

$$\begin{aligned} \text{PFD (dBW)} &= \text{EIRP (dBW)} - L_{\text{ed}} \text{ (dB)} - L_{\text{ad}} \text{ (dB)} = \\ &= 40,2 \text{ dBW} - 205,6 \text{ dB} - 0,4 \text{ dB} = -165,8 \text{ dBW} \end{aligned}$$

Poměr C/N_0 na vstupu pozemského přijímače (při ztrátách $L_{\text{bf}} = 0 \text{ dB}$)

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{T_{\text{ef}}} \cdot \frac{1}{k} = \frac{\text{PF.D.G}_a}{T_{\text{ef}}} \cdot \frac{1}{k} \quad (k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1})$$

resp. při vyjádření v decibelech

$$\begin{aligned} \frac{C}{N_0} \text{ (dB)} &= \text{PED (dBW)} + \frac{G}{T_{\text{ef}}} \text{ (dBK}^{-1}\text{)} - 10 \log(1,38 \cdot 10^{-23}) = \\ &= -165,8 \text{ dBW} + 37,7 \text{ (dBK}^{-1}\text{)} - (-228,6 \text{ dBWK}) = 100,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

Normovaný poměr signál/šum = E_b/N_0 na vstupu pozemského přijímače

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} &= \frac{C/f_b}{N_0} \text{ (dB)} = \frac{C}{N_0} \text{ (dB)} - 10 \log f_b = \\ &= 100,5 \text{ dB} - 10 \log(120 \cdot 10^6) = 19,7 \text{ dB} \end{aligned}$$

Celkový poměr C/N na vstupu pozemského přijímače, při šířce pásma $B = 40 \text{ MHz}$ (modulace 8 PSK)

$$\begin{aligned} \frac{C}{N} &= \frac{E_b f_b}{N_0 B}, \quad \text{resp.} \quad \frac{C}{N} \text{ (dB)} = \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} + f_b \text{ (dB)} - B \text{ (dB)} \\ \frac{C}{N} \text{ (dB)} &= 19,7 \text{ dB} + 10 \log(120 \cdot 10^6) - 10 \log(40 \cdot 10^6) = 24,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

Pomocí normovaného poměru signál/šum na vzestupné lince (E_b/N_{0u}) a téhož poměru na sestupné lince (E_b/N_{0d}) lze stanovit také výsledný normovaný poměr signál/šum (E_b/N_0) na obou trasách, a to ze vztahu

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{(E_b/N_{0u}) \cdot (E_b/N_{0d})}{(E_b/N_{0u}) + (E_b/N_{0d})}, \quad (8.11)$$

přičemž veličiny E_b/N_0 jsou vyjádřeny jako prosté poměry.

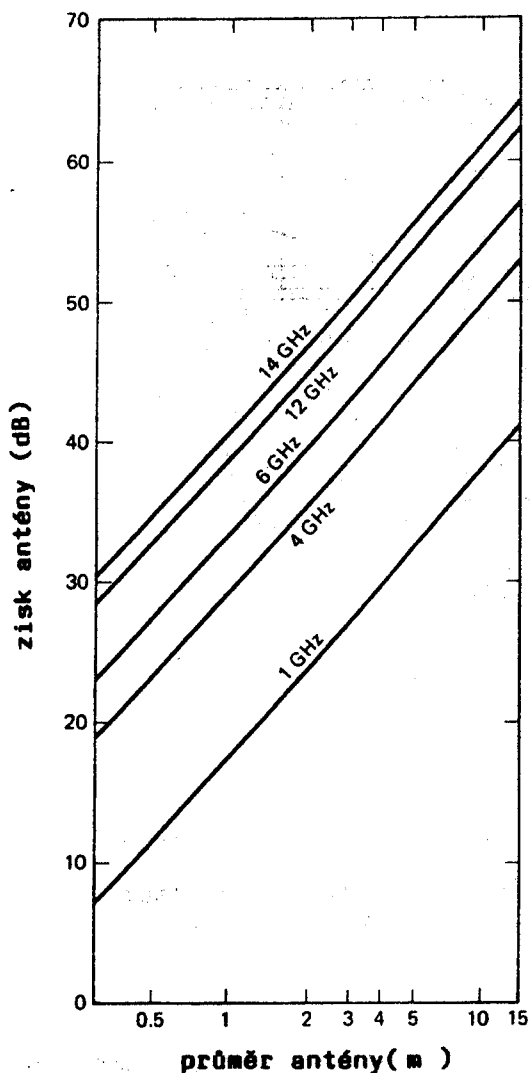
Pro řešený konkrétní příklad je výsledný normovaný poměr signál/šum

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{346,7 \cdot 93,3}{346,7 + 93,3} = 73,5, \quad \text{resp.} \quad \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \text{ (dB)} = 10 \log 73,5 = 18,7 \text{ dB}$$

Nomogramy pro určení zisku a efektivní šumové teploty parabolické antény a pro určení ztrát šířením elektromagnetických vln ve volném prostředí:

Zisk parabolické antény G o průměru D a účinnosti η , pracující na délce vlny λ , je určen vztahem

$$G \text{ (dB)} = 10 \log \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (8.12)$$



Obr. 8.3 Nomogram pro určení zisku G parabolické antény

divosti $G_z = 1/R_z$, které je přiřazeny její skutečná teplota T . Obě vodivosti lze sloučit v jedinou vodivost G_a , které je přiřazena určitá výsledná šumová teplota T_a a odpovídající výsledný šumový proud i_a , tak jak ukazuje obr. 8.4b. Mají-li být obě náhradní zapojení ekvivalentní, musí platit relace

$$4kT_s G_r B + 4kT G_z B = 4kB(T_s G_r + T G_z) = 4kBT_a (G_r + G_z), \quad (8.13)$$

takže výsledná šumová teplota T_a a vodivost G_a antény je

$$T_a = T_s \frac{G_r}{G_a} + \frac{T G_z}{G_a} \quad (8.14)$$

$$G_a = G_r + G_z \quad (8.15)$$

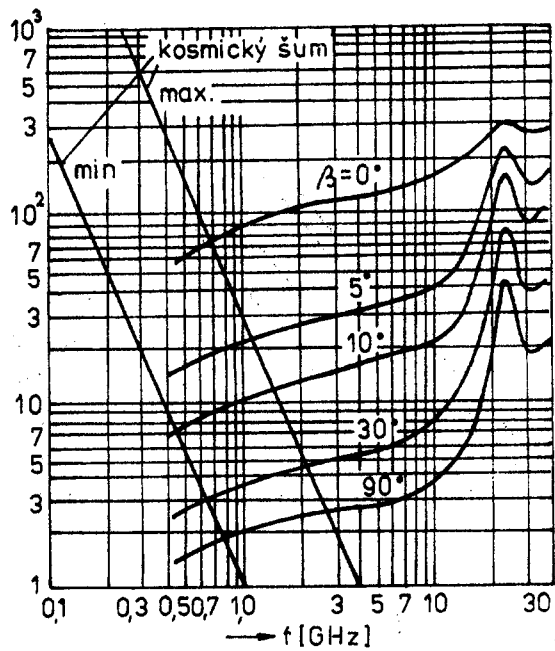
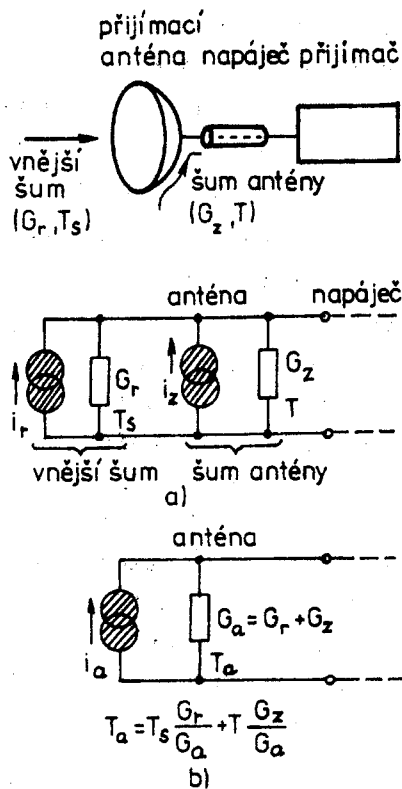
Na obr. 8.5 je nomogram pro určení ztrát šířením L_s elektromagnetických postupujících volným prostředím. Nomogram řeší vztah

$$L_s = 183,5 + 20 \log f \text{ (GHz)} \quad (8.16)$$

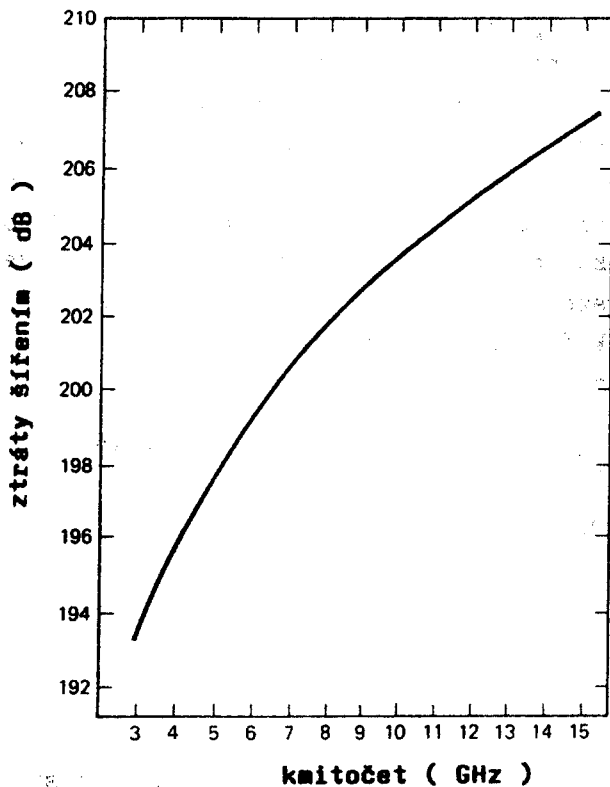
Tento vztah řeší nomogram na obr. 8.3, a to pro typickou hodnotu účinnosti $\eta = 0,55$ (tj. 55 %); pro ideální anténu s účinností 1,0 (tj. 100 %), je nutné ke zjištěným hodnotám zisku G připočítat konstantu 2,66 dB.

Důležitým parametrem přijímacích antén je jejich šumová teplota T_a , pomocí níž lze určit dosažitelný šumový výkon $kT_a B$, dodávaný anténou do přizpůsobeného přijímače, resp. do anténního napáječe. Tento výkon se skládá ze šumového výkonu vstupujícího do antény z vnějšku a ze šumového příspěvku samotné antény. Vnější šum má několik fyzikálních příčin: je to tzv. galaktický šum, dále šum "diskrétních" kosmických těles (Slunce, hvězd, ...) a také šum vyzařovaný povrchem Země. Šum antény je vytvářen termickým šumem jejich ztrátových odporů.

Na obr. 8.4a je znázorněn šumový náhradní obvod přijímací antény. Ten obsahuje vyzařovací vodivost $G_r = 1/R_r$, které je zdrojem termického šumového proudu i_r , reprezentujícího vnější šumy antény; této vodivosti je přiřazena fiktivní šumová teplota T_s , jež nijak nesouvisí se skutečnou teplotou antény. Teplota T_s závisí značně na kmitočtu, u směrových antén i na tom, do kterého místa v kosmu jsou zaměřeny, především pak na nasměrování úhlu β . Tyto závislosti jsou znázorněny na obr. 8.4c. Vlastní šum antény lze vyjádřit termickým šumem i_z její ztrátové



Obr. 8.4 a, b) Náhradní šumové obvody přijímací antény (tzv. aperturového typu);
c) závislost šumové teploty přijímací antény na kmitočtu; parametrem jednotlivých křivek je náměrový úhel osy svazku antény β



a to pro konkrétní případ vzdálenosti d mezi vysílací a přijímací anténou $d = 35\,930$ km (výška geostacionární družice nad rovníkem) a pro elevační úhel $\beta = 90^\circ$. Pro jiné elevační úhly je nutné ztráty L_s zvětšit o korekční faktory, uvedené v následující tabulce:

Korekce ztrát L_s pro různé elevační úhly:

úhel	+ dB
90°	0
45	0,44
0°	1,33

Obr. 8.5 Nomogram pro určení ztrát šířením elektromagnetických vln, postupujících volným prostředím

9.1. Dopravní rozhlas

Ve všech průmyslově vyspělých zemích světa prudce narůstá stupeň motorizace. Za této situace však řidičům již ani zdaleka nepostačují tradiční informační metody, mezi něž patří dopravní značky, informační tabule, policie na křižovatkách a kritických místech a informace o změnách v dopravní situaci v tisku, případně v rozhlasu a televizi. Těmto informacím chybí aktuálnost poskytující možnosti rychlého přizpůsobení se měnící se dopravní situaci. Jedinou možností, jak řidičům tyto bezprostřední informace zabezpečit, je tzv. dopravní rozhlas, jehož úkolem je předávat aktuální zprávy přímo do vozidla za jízdy. Jde především o přenos "taktických informací", jež se rychle mění a vyžadují i rychlé reakce řidičů; nelze je tedy vysílat v pravidelných relacích jako informace charakteru "strategického", jež jsou předávány klasickými prostředky a které je možno bez problémů zařadit do rozhlasového, příp. televizního programu.

Předávání dopravních informací řidičům za jízdy lze řešit dvěma systémově odlišnými způsoby: a) s přímou vazbou na vozovku (road based),
b) s vazbou na určitou oblast (area based).

Mezi nejznámější systémy první kategorie patří systém PAAC (Protection des automobilistes et aide à la circulation - Francie, 1976), systém ALI (Autofahrer-Leit- und Informationssystem - SRN, 1975) a systém RVL (Rechnergesteuertes Verkehrsleitsystem - SRN, 1969).

Ze systémů druhé kategorie je nejvýznamnější systém ARI (Autofahrer-Rundfunk-Information). Ten se v osmdesátých letech používal v SRN a Rakousku, připravuje se jeho zavedení ve Švýcarsku, v Dánsku a v Lucembursku. Soustava ARI je koncipována tak, že dopravní informace vysílá běžný VKV vysílač v rámci svého normálního vysílání. Tento vysílač je však doplněn určitými obvody, které "donutí" řidiče, aby prioritně přijímal právě tyto dopravní informace.

Původní návrh předpokládal realizaci dopravního vysílání pomocí trvalého vysílání subnosné vlny 67 kHz, což je kmitočet v USA používaného kanálu SCA. Při praktických zkouškách se však vyskytovalo interferenční rušení, zejména u nepřesně nastavených stereodekodérů, proto na návrh IRT (Institut für Rundfunktechnik) byl tento kmitočet změněn na 57 kHz, s fázovým závěsem na pilotní kmitočet 19 kHz (3. harmonická). Probereme si nyní podrobněji hlavní specifické otázky dopravního rozhlasu (systém ARI), a to pro vysílací, jakož i přijímací stranu.

Vysílací strana

Aby mohl běžný VKV vysílač plnit uvažovanou funkci, je nutné jej doplnit následujícími dvěma bloky:

a) Kodérem, který zajišťuje:

1. generování subnosné 57 kHz se závěsem na pilotní signál, její trvalé namodulování na VKV nosnou vlnu se zdvihem 4 kHz; tento tzv. "SK signál" (Senderkennungssignal) slouží řidiči pro informaci, že vysílač vysílá dopravní informace;
2. generování kmitočtu 125 Hz ($= 57 \text{ kHz} : 19 : 8$) a jeho amplitudovou modulaci subnosné s hloubkou 30 %. Tento tzv. "DK signál" (Durchsagekennungssignal) se zapíná dálkově ze studia pouze po dobu vysílání dopravní informace a slouží k ovládní přijímače;

3. generování šesti diskretních kmitočtů v pásmu 23,75 až 53,98 Hz, které jsou trvale namodulovány na subnosnou vlnu s hloubkou modulace 60 %. Tyto kmitočty, označované jako "BK signály" (Bereichkennungssignal), slouží k vzájemnému rozlišení jednotlivých vysílačů (toto rozlišení se mělo původně realizovat změnou fáze subnosné 57 kHz proti pilotnímu signálu; taková identifikace však vylučovala možnost vysílat dopravní informace na monofonních vysílačích).

b) Dekodérem, sloužícím k dálkovému zapínání a vypínání modulace 125 Hz na subnosnou vlnu. Ovládání se děje po modulační lince kmitočtem 2350 Hz, modulovaným 123 Hz se zdvihem 123 Hz. Zapínací impuls trvá 1 s, vypínací 560 ms.

Přijímací strana

Přijímač pro příjem dopravního rozhlasu v systému ARI musí být vybaven dekodérem, který má několik funkcí:

1. žlutou LED diodou indikuje naladění vysílače vysílajícího dopravní informace (SK + BK signál);
2. v době vysílání dopravní informace doprovázené z vysílače namodulovaným kmitočtem 125 Hz na subnosné 57 kHz (předznamenané akustickou znělkou):
 - vypne kazetový magnetofon a přepne nf zesilovač na reprodukci dopravní informace, po ukončení zprávy přepne zpět;
 - v případě umlčení příjmu, event. poslechu s nízkou hlasitostí, zajistí reprodukci zprávy s takovou hlasitostí, aby i při vnitřním hluku byla spolehlivě zachytitelná (umlčení indikováno zelenou LED);
 - u špičkových přijímačů se v budoucnu i u nás předpokládá automatické vyhledávání příslušného kmitočtu BK signálu pro danou (předvolenou) oblast;
3. při delším výpadku SK + BK signálů upozorní řidiče akustickým návěštím na nutnost přeladění přijímače - případně jeho doladění (neplatí u přijímačů s automatickým vyhledáváním).

V ČSFR byly zahájeny zkoušky dopravního rozhlasu již v r. 1973 z vysílače Cukrák na kmitočtu $f = 66,83$ MHz (stereofonní program Hvězda), který byl využíván pro vysílání oblastní Zelené vlny v pátek a v neděli při rekreační dopravě. V první fázi byla ověřována schopnost adaptace systému pro pásmo 66 až 73 MHz, spolehlivost realizovaných dekodérů při pohybu vozidel v rovinném terénu v blízké i vzdálené zóně vysílače, ve druhé fázi pak byla ověřována oblast pokrytí signálem ARI i ve velmi členitém a hornatém terénu.

Počátkem osmdesátých let začaly být prováděny pokusy s přenosem dalších přídatných digitálních dat na pomocné nosné vlně 57 kHz, a to tzv. systémem RDS (= Radio Data System). Tento systém tedy využívá stejného kmitočtu nosné 57 kHz jako dopravní rozhlas, avšak díky vhodnému kódování a modulaci jsou vzájemné interference obou služeb téměř dokonale potlačeny. Systém RDS je popisován v následujícím článku.

9.2. Systém RDS a digitální informace v něm přenášené

Monofonní, ale i stereofonní vysílání v pásmu VKV, realizované pomocí modulace FM, nevyužívá beze zbytku vymezené frekvenční pásmo a umožňuje tedy doplnit toto vysílání přídatnými digitálními informacemi. Uvedené informace mohou být využívány při automatickém ladění přijímačů, mohou obsahovat údaje o vysílaném programu a řadu dalších dat, které zvýší informační hodnotu tohoto vysílání a usnadní obsluhu

přijímačů. Jsou určeny především pro přijímače mobilní (autopřijímače), ale jejich použití u přijímačů stacionárních je rovněž možné. Z několika navržených systémů přenosu doplňkových informací se jako nejperspektivnější ukazuje tzv. systém RDS (Radio Data System), který byl doporučen organizací CCIR (rec. 634). Vzhledem k tomu, že tento systém bude pravděpodobně zaveden i v ČSFR, vysvětlíme si podrobněji jeho podstatu.

Základní typy digitálních informací v systému RDS

V systému RDS je možné zajistit přenos následujících základních digitálních informací:

1. Identifikace programu pro automatické ladění PI
Tato informace je složena z kódu, který umožňuje přijímači rozlišit zemi a území, ve kterém je program vysílán a identifikuje programový okruh.
2. Název programu pro zobrazení PS
Je to v podstatě text, který se skládá maximálně z osmi alfanumerických znaků, které mohou být zobrazeny na displeji přijímačů, aby informovaly posluchače o tom, který programový okruh (případně ze kterého vysílače) poslouchá.
3. Typ programu (žánr) PTY
Je to identifikační číslo, které určuje vysílaný žánr z 31 možností. Poslední číslo 31 je určeno pro poplachovou identifikaci.
4. Identifikace dopravního vysílání TP
TP signál je signál identifikující pomocí svítivé diody nebo jiným způsobem, že přijímaná stanice vysílá informace pro motoristy.
5. Seznam alternativních kmitočtů pro automatické ladění AF
Uvedený signál umožňuje přenášet až 25 čísel kanálů. Může dát informaci o tom, ze kterých vysílačů v té které nebo přilehlé oblasti je vysílán stejný programový okruh.
6. Identifikace dopravního hlášení TA
Tento signál je v podstatě start/stop impuls, který identifikuje, zda je vysíláno dopravní hlášení.
7. Identifikace pro dekodér DI
Uvedený signál indikuje jeden ze šestnácti provozních stavů kodéru. Je to v podstatě řídicí signál pro nastavení dekodéru v přijímači (je-li vysílán nf signál, který je upraven jedním ze 16 stanovených způsobů, indikuje tento signál dekodéru přijímače způsob úpravy).
8. Přepínač hudba - řeč M/S
M/S je dvoustavový signál, který nese informaci o tom, zda je vysílána hudba nebo řeč.
9. Číslo pořadu (čas uvedený v programovém časopise) PIN
Tento kód umožní přijímačům a magnetofonům, které budou navrženy pro využití tohoto signálu, reagovat na jednotlivé programy podle přednastavení.
10. Radiotext RT
Tento signál může být použit pro přenos radiotextu, který by bylo možno zobrazit na displeji přijímačů.

11. Informace o dalších sítích ON (EON)

Tento signál může být využit pro přenos seznamu až 25 kmitočtů pro osm programových okruhů.

12. Přenos dat určených k zobrazení (dopravní datový signál) TDC

Tento přenosový kanál může být využit pro přenos alfanumerických znaků nebo jiného textu včetně grafických znaků. Zobrazení lze provést na obrazovce. Dále pak je možno tento kanál využít pro přenos počítačových dat.

13. Přenos informací pro provozovatele (služební datový signál) IH

Tento signál může být použit pro organizace provozující vysílače.

14. Hodiny a datum CT

V souladu s doporučením CCIR může být přenášena časová informace v UTC a juliánský kalendář. Na přijímací straně nemusí být tato informace využita přímo, ale v přijímači může být čas z UTC převeden na čas lokální.

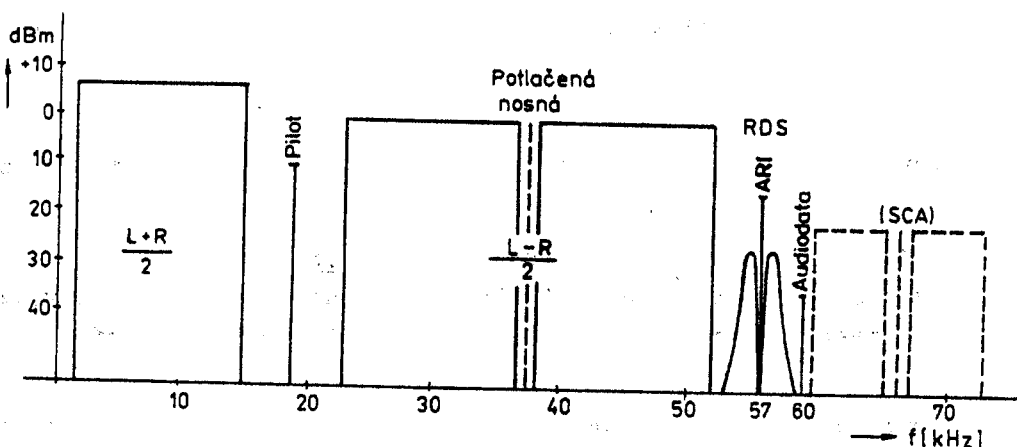
15. Paging RP

Jednosměrný systém předávání zpráv od účastníků veřejných telekomunikačních sítí na alfanumerické displeje kapesních přijímačů.

Výše uvedené signály je možné podle jejich důležitosti a návaznosti na další aplikace rozdělit do tří skupin. První skupinu tvoří nezbytně nutné informace, na které jsou bezprostředně vázány další aplikace. Tuto první skupinu tvoří informace PI a PS. Druhou skupinu tvoří informace, které jsou od systému požadovány, a to AF, TP, TA a DI. Třetí skupinu pak tvoří všechny zbylé informace.

9.3. Modulace subnosné 57 kHz v systému RDS

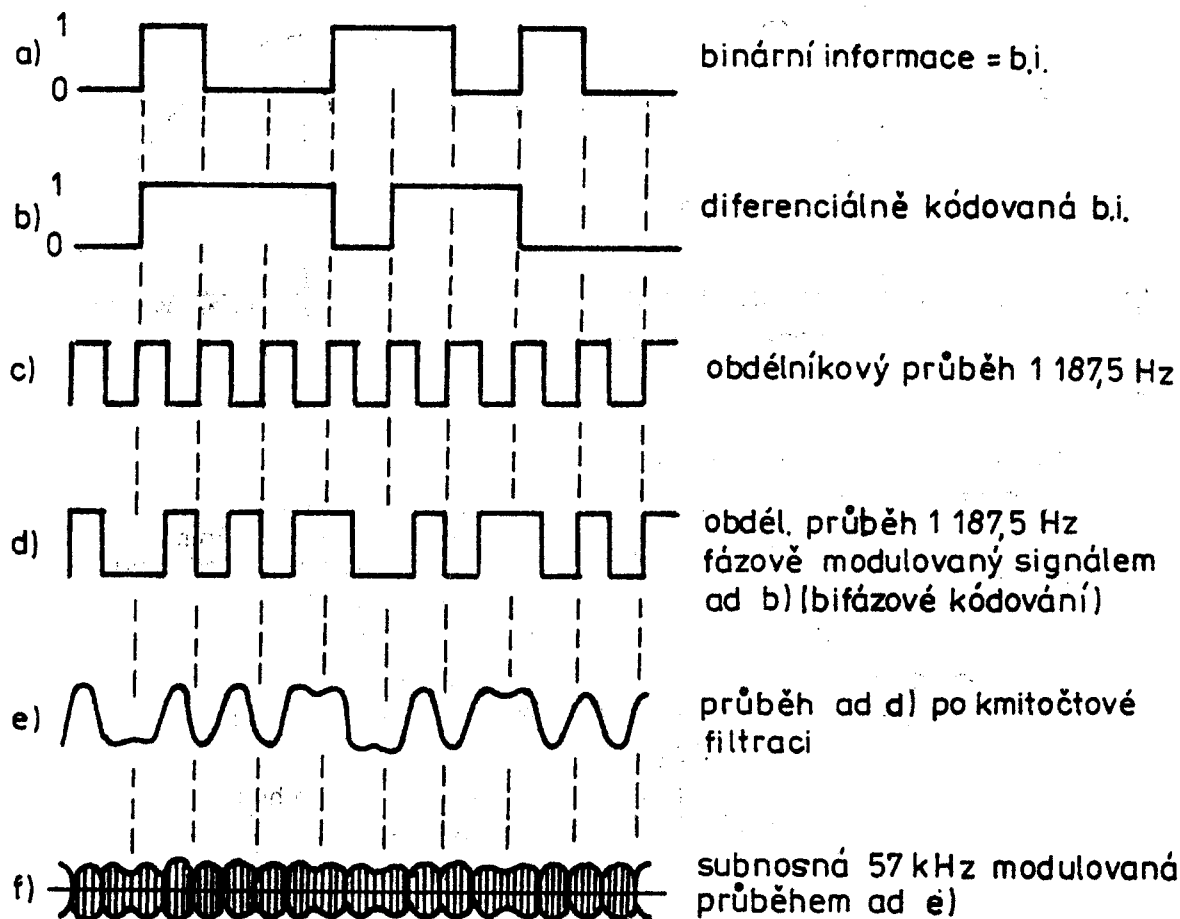
Na obr. 9.1 je znázorněno frekvenční spektrum zakódovaného stereofonního signálu. Toto spektrum má obvyklou podobu a končí u nejvyššího modulačního kmitočtu 53 kHz. Signály systému RDS se přenášejí na pomocné nosné vlně o kmitočtu $f_r = 57$ kHz, který je přesně třetí harmonickou pilotního kmitočtu $f_p = 19$ kHz. Na kmitočtu 57 kHz je ještě pomocná nosná vlna pro přenos dopravního rozhlasu ARI (připomeňme, že zkratka ARI značí konkrétní systém dopravního rozhlasu; obecně se tato služba značí zkratkou TP = Trafficy Program). Obě nosné však mají konstantní fázový posuv 90° , tj. jsou v kvadratuře, čímž se sníží nebezpečí vzájemných interferencí na minimum.



Obr. 9.1 Stereofonní multiplexní signál (MPX), signál dopravního rozhlasu ARI a signál systému RDS

Digitální modulační metody subnosné vlny 57 kHz, používané v systému RDS, jsou naznačeny na obr. 9.2. Na obr. a) je zobrazen binární signál nesoucí informaci. Tento signál, o bitové rychlosti 1187,5 bit/s, se převede v diferenciálním kodéru na signál s diferenciálním kódováním. Zmíněný kodér pracuje tak, že logická "jednička" na jeho vstupu způsobí na výstupu změnu úrovně oproti předchozímu stavu, kdežto logická "nula" na vstupu předchozí úroveň na výstupu nemění. Diferenciální kódování je výhodné v tom, že případné obrácení signálu při dalším zpracování nemá žádný vliv na vyhodnocení dat v přijímači, neboť dekodér přijímače provádí diferenciální dekódování a tím regeneruje původní data. Signál s diferenciálním kódováním však ještě není vhodný pro přímou modulaci pomocné nosné 57 kHz (obr. 9.2b), a to ze dvou důvodů: Jednak by přitom mohly vznikat velké energetické složky v okolí 57 kHz, kromě toho by nebylo v přijímači možné při náhodném větším počtu po sobě jdoucích logických "1" nebo "0" získat z datového signálu taktovací signál, nezbytný k synchronizaci celého systému RDS. Proto se signál s diferenciálním kódováním podrobí ještě tzv. bifázovému (dvoufázovému) kódování. To se realizuje tak, že periodický impulsový průběh ("impulsová nosná vlna" - "takt"), znázorněný na obr. 9.2c, se fázově klíčuje právě signálem s diferenciálním kódováním z obrázku 9.2b. Tím se vytváří bifázově kódovaný signál podle obr. 9.2d. (Činnost bifázového kodéru lze popsat také takto: je-li na vstupu tohoto kodéru během hodinové periody přítomna logická "1", přechází výstup z logické "0" na logickou "1", a naopak při logické "1" na vstupu přechází výstup z logické "1" na logickou "0".) Tento signál se kmitočtově omezí, čímž přechází do podoby uvedené na obr. 9.2e a dále se jím moduluje

Modulační metody v systému RDS



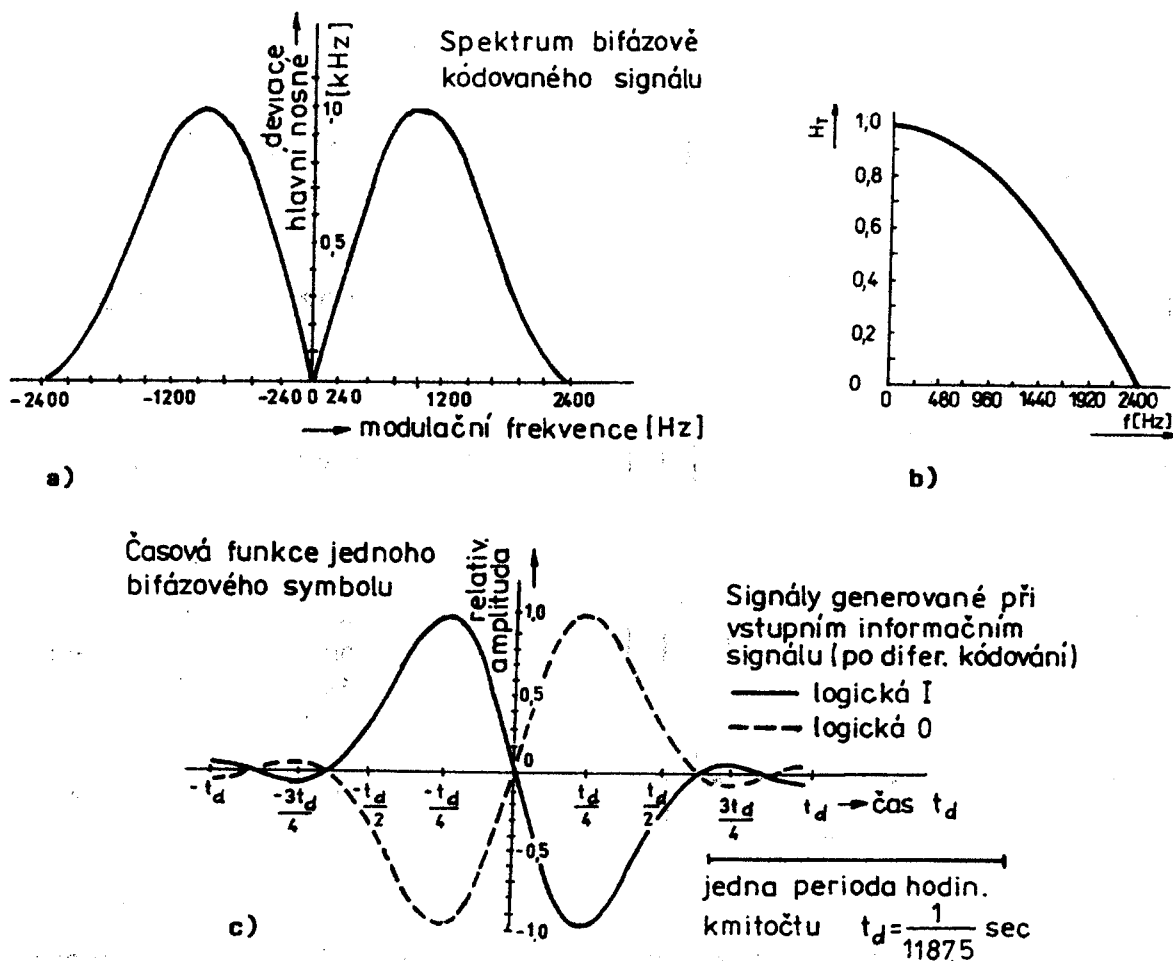
Obr. 9.2 a) až e) Vytváření bifázově kódovaného signálu z původního datového binárního informačního signálu; f) modulovaná subnosná vlna 57 kHz

systemem DSB (obě postranní pásma a zcela potlačená nosná) nošená 57 kHz. Tím se konečně získá signál znázorněný na obr. 9.2f, který zabírá pásmo $57 \text{ kHz} \pm 2,4 \text{ kHz}$. Kmitočtové spektrum uvažovaného signálu je na obr. 9.3a. Ke kmitočtové filtraci signálu RDS v základním pásmu se používá dolní propust s amplitudovou kmitočtovou charakteristikou typu

$$H(f) = \begin{cases} \cos(\pi f t_d / 4) & 0 \leq f - 2/t_d, \\ 0 & f \geq 2/t_d, \end{cases} \quad \text{kde } t_d = \frac{1}{1187,5} \text{ s} \quad (9.1)$$

Tato charakteristika je znázorněna na obr. 9.3b. S ohledem na optimalizaci funkce přijímače při přítomnosti náhodného šumu je uvedený filtr použit i v demodulátoru na přijímací straně. Popisované úpravy datového signálu jsou použity vzhledem k minimalizování přeslechů datového signálu do fázové amyčky stereofonních dekodérů a dále pak k zajištění kompatibility s ARI. Časový průběh bifázově kódovaného signálu po zmíněné kmitočtové filtraci je na obr. 9.3c.

Signál dopravního rozhlasu ARI se přenáší pomocí amplitudové modulace pomocné nosné 57 kHz. Při přenosu tzv. identifikace vysílače BK je hloubka modulace 60 %, při přenosu identifikace hlášení DK je hloubka modulace 30 %. Signál ARI vlivem relativně nízkých modulačních kmitočtů zaujímá podstatně užší frekvenční spektrum, než signál RDS (např. při zapnutí identifikace DK je maximálně $57 \text{ kHz} \pm 125 \text{ Hz}$).

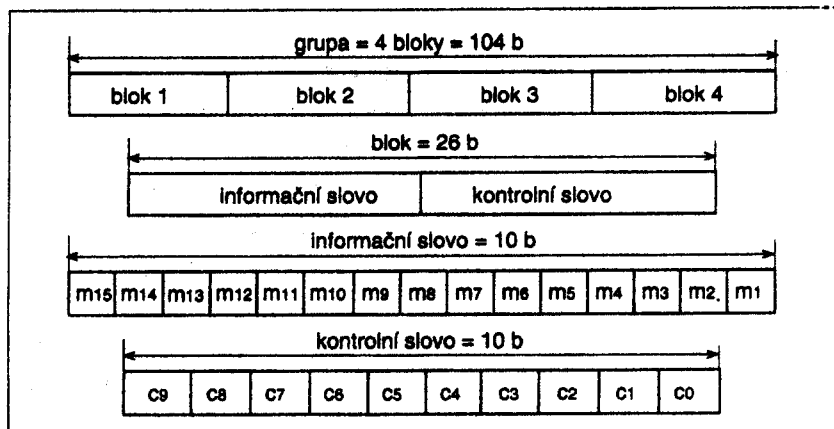


Obr. 9.3 a) Spektrum bifázově kódovaného signálu z obr. 9.2e;
 b) amplitudová kmitočtová charakteristika s kosinusovým průběhem;
 c) časový průběh bifázového symbolu

Jak je patrné z obr. 9.3a, jsou v tomto úzkém pásmu spektrální složky signálu RDS velmi malé, což spolu s již zmíněným fázovým posuvem obou nosných 90° rovněž přispívá k separaci obou signálů.

9.4 Struktura kódování modulačního signálu v systému RDS

Na obr. 9.4 je znázorněna struktura kódování doplňkových informací systému RDS. Největší element této struktury je tzv. "grupa", která má 104 bitů. Každá grupa obsahuje čtyři bloky o 26 bitech a každý blok se pak skládá z informačního slova a kódového (zkušebního) slova, přičemž informační slovo má 16 bitů a slovo kódové 10 bitů.

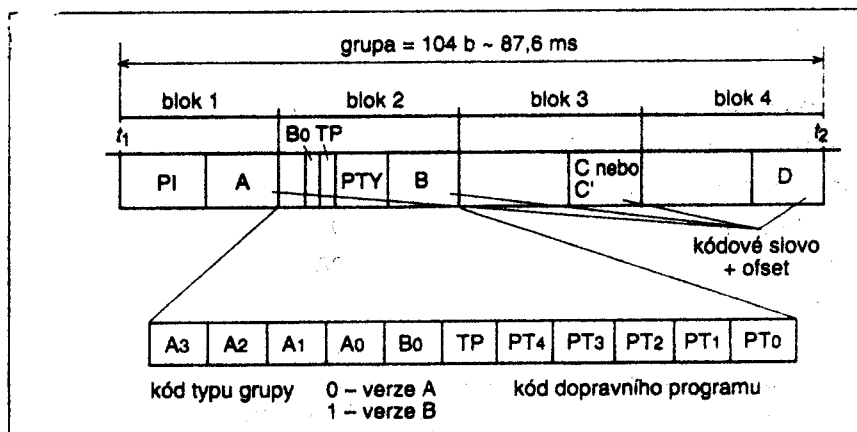


Obr. 9.4 Struktura kódování v systému RDS

Všechna informační slova, kódová slova, binární čísla nebo binární adresy musí mít svůj významný bit, který je přenášen první. Poslední přenášený bit v binárním čísle nebo v adrese má váhu 2^0 .

Přenos dat je plně synchronní, tzn. že ani mezi grupami, ani mezi bloky nejsou žádné pauzy. Řád přenosu bitů je patrný z obr. 9.5. Je-li grupa verze A, je ve třetím bloku použit offset C a v případě grupy verze B je offset C'. Význam symbolů uvedených na obr. 9.5 je následující:

- PI - kód identifikace programu - 16 b
- PTY - kód typu programu - 5 b



Obr. 9.5 Řád přenosu bitů

- $A_3 - A_0$ kód typu grupy - 4 b
- B_0 - verze kódu - 1 b
- TP - kód identifikace dopravních zpráv - 1 b
- kódové slovo + offset N - 10 b zajišťuje ochranu bloků, grup a synchronizace informací před chybami
- $t_1 < t_2$, tj. blok 1 je přenášen jako první a blok 4 jako poslední.

System RDS je určen pro přenos 15 typů (druhů) digitálních informací, jimž potom odpovídá 15 různých typů grup. V tab. 3.1 je znázorněno osm typů grup a kromě dvou (4 a 15) jsou definovány ve dvou verzích, A a B. Zbývající typy grup budou definovány teprve tehdy, až bude určeno jejich využití.

Tabulka 9.1 Typy grup v zakódovaném signálu RDS

Dekadická hodnota	Binární kód					Uplatnění
	A_3	A_2	A_1	A_0	B_0	
0	0	0	0	0	X	základní ladění a přepínání informací
1	0	0	0	1	X	číslo programu
2	0	0	1	0	X	radiotext
3	0	0	1	1	X	informace o ostatních sítích
4	0	1	0	0	X	čas, datum
5	0	1	1	0	X	kanál pro text nebo grafiku
6	0	1	1	0	X	domácí užití
7-14						aplikace nejsou dosud definovány
15	1	1	1	1	1	rychlé základní ladění a přepínání informací

1) X = 1, je-li grupa verze A; X = 0, je-li grupa verze B.

Konkrétní obsah každého informačního slova závisí na přenášené informaci. Nejdůležitější informace se při přenosu vícekrát opakují. Doporučený počet opakování některých hlavních aplikací je uveden v tab. 9.2. Jako příklad vysílání se splněnými požadavky na minimální počet opakování může posloužit sestava grup uvedená v tab. 9.3.

Tabulka 9.2 Doporučený počet opakování v některých aplikacích

Aplikace	Typ grupy obsahující danou informaci	Doporučený počet opakování [s^{-1}]
identifikace programu PI	všechny	11 ¹⁾
jméno programového okruhu PS	OA, OB	1 ¹⁾
typ programu PTY	všechny	11
identifikace dopravního vysílání IP	všechny	11
seznam alternativních kmitočtů AF	OA	4 ²⁾
identifikace dopravního hlášení TA	OA, OB, 15B	4
identifikace pro dekodér DI	OA, OB, 15B	1
přepínač hudba-řeč M/S	OA, OB, 15B	4
číslo programu PIN	1A, 1B	1
radiotext RT	2A, 2B	0,2

1) Kdykoliv bude vysílač vysílat normální program, budou kódy pro tyto položky vysílány s minimální doporučenou opakovací frekvencí.

2) Alternativní frekvence, pokud jsou definovány, se vysílají cyklicky podle seznamu, který může mít až 25 položek. Pokud se alternativní frekvence nevysílají, může být typ grupy OB použit místo typu OA.

Tabulka 9.3 Příklad sestavy grup

Typ grupy	Aplikace	Kapacita[%]
OA nebo OB	PI,PS,PTY,TP,AF ¹⁾ TA, DI, M/S	40
1A nebo 1B	PI,PTY,TP,PIN	10
2A nebo 2B	PI,PTY,TP,RT	15 ²⁾
3A nebo 3B	PI,PTY,TP	10
ostatní	informace o ostatních sítích volitelné apli- kace	25

1) Pouze typ grupy OA.

2) Za předpokladu, že je použit typ 2A pro vysílání 32znakové radiotextové zprávy, neměly by se grupy 2A a 2B střídát.

Struktura kódování systému RDS je volena tak, že nejdůležitější informace zabírají například 80 % jeho přenosové kapacity. Zbývajících 20 % je rezervováno pro perspektivní, zatím jen málo využívané služby, jako je např. paging apod. Přehled o tom, jak jsou jednotlivé grupy a bloky využívány pro přenos různých informací, poskytuje tabulka 9.4.

Tabulka 9.4 Využití grup a bloků k přenosu různých informací

Informace RDS	Grupa	Blok	Bitů	Kapacita
PI identifikace programu	všechny	1	16	25,0
PS název programu	0	4	72	9,4
PTY typ programu	všechny	2	5	7,8
TP dopravní vysílání	všechny	2	1	1,8
AF alternativní frekvence	0	3	8	8,3
TA dopravní hlášení	0	2	1	0,52
DI identifikace dekodéru	0	2	4	0,52
MS hudba - řeč	0	2	1	0,52
PIN číslo pořadu	1	4	37	4,8
RT radiotext	2	3 - 4	296	9,6
ON jiné sítě	3	3 - 4	37	4,8
TDC datový kanál	5	2 - 4		14,5
IH služební data	6	2 - 4		4,8
CT hodiny, datum	4	3 - 4	37	
GA adresa grupy	všechny	2	5	7,8

K získání konkrétnější představy o struktuře kódování si pro ilustraci podrobněji popíšeme kód PI. Přenos tohoto kódu zajišťuje automatické naladění rozhlasového přijímače na zvolený programový okruh. Kód PI je umístěn v prvním bloku každé grupy a skládá se ze 16 bitů.

Bitů 1 až 4 jsou využity pro označení státu. Je stanoveno celkem 15 různých kódů (hexadecimálně 1 až F), tzn., že každý kód sdílí společně několik států. Česká

republika má přidělen kód "2", tj. 0010, a sdílí jej s Alžírskem, Kypr a Irskem. Bity 5 až 8 charakterizují oblasti pokrytí. Bity 9 až 16 jsou nositeli referenčního čísla programu a používají se k rozlišení různých programů se stejnou oblastí pokrytí.

Při určování kódu PI je potřebné si uvědomit, že pro stejný program musí mít všech 16 bitů na všech vysílačích vysílajících tento program stejné složení. Zde nastávají komplikace u vysílačů, které vysílají po část dne jiný program. Tato otázka souvisí úzce s dalšími aplikacemi, jejichž popis však již přesahuje rámec tohoto skriptu.

Popisovaný systém je velice adaptabilní. Proto je možné volit jednoduše různý počet a rozsah aplikací. Tím je usnadněno jeho zavádění do praxe. Většina rozhlasových společností má však při zavádění problémy spojené se získáváním a přenosem dat na rozhlasový vysílač. Proto jsou aktuální nejdříve ty aplikace, jejichž informační obsah je pevně přiřazen určitému vysílači, nebo jejichž změny jsou pouze dvoustavové a dlouhodobé.

9.5. V y s í l a č V K V / F M s k o d é r e m R D S a A R I

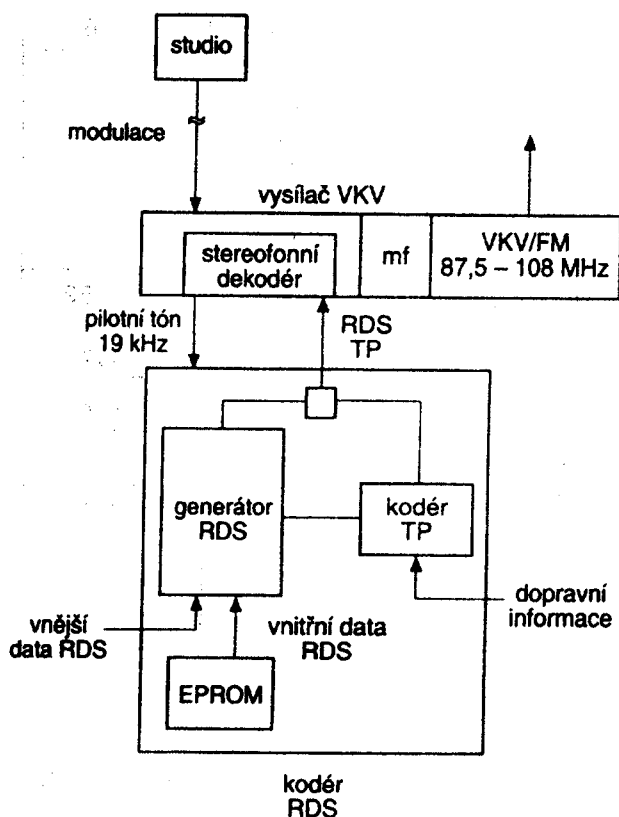
Ke kódování informací RDS se většinou používá kombinovaného kódéru RDS a dopravních zpráv TP (ARI). Blokové schéma tohoto typu kódéru je znázorněno na obr.

9.6. Tento kódér musí zajistit následující funkce:

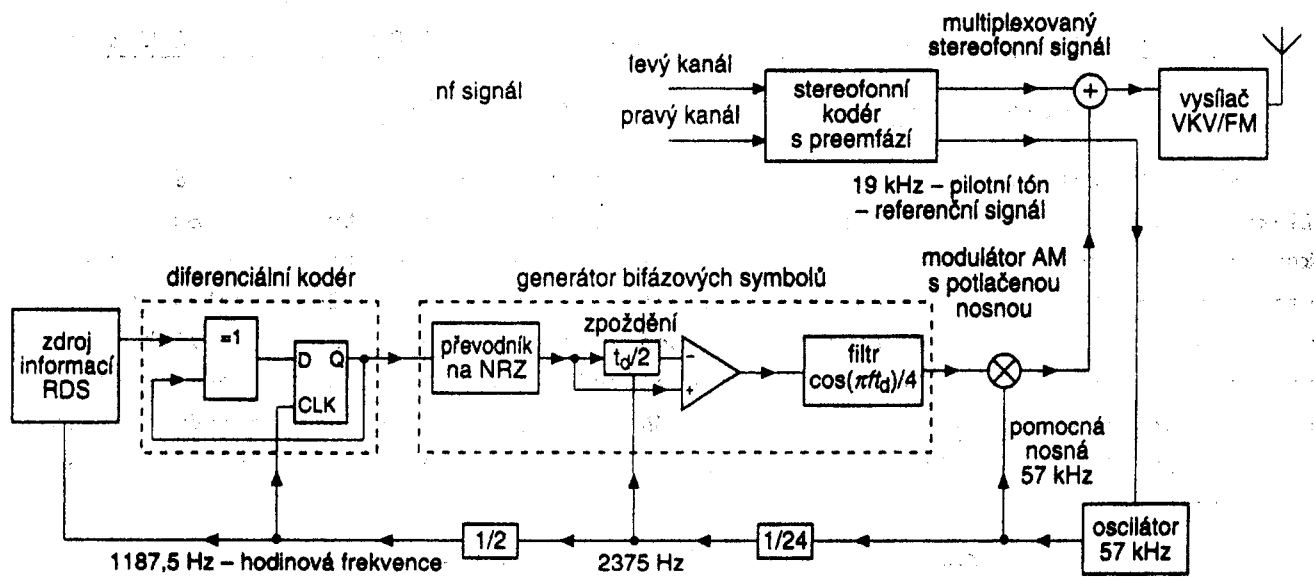
- signály RDS musí být v souladu s technickou zprávou EBU č. 3244-E,
- TP (ARI - dopravní informace) musí být v souladu se standardem ARD specifikace 5/3.6,
- musí být zachován přesný a stálý fázový posuv 90° mezi nosnými ARI a RDS,
- automatická regulace kmitočtového zdvihu ARI v kmitočtovém zdvihu celkového signálu RDS musí udržovat předepsanou maximální úroveň 7,5 kHz pro všechny signály RDS ve stereofonním multiplexním signálu.

Protože je zde použita pouze jedna pásmová propust (57 kHz pro oba signály), nevzniká žádný nežádoucí fázový posuv mezi signály ARI a RDS.

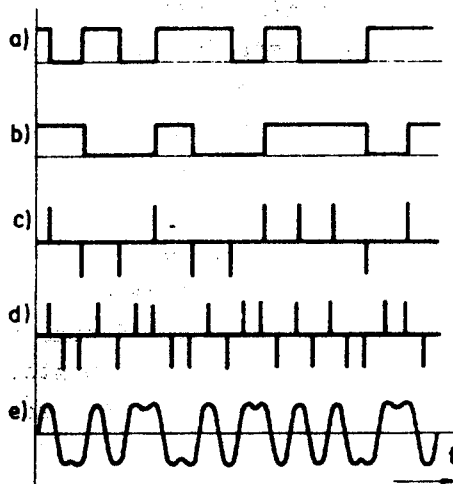
Detailnější schéma kódéru RDS je uvedeno na obr. 9.7, příslušné signály jsou zobrazeny na obr. 9.8. Ze zdroje informací vychází binární signál (informace zakódované cyklickým kódem v požadovaném tvaru 26 bitů - 16 informačních, 10 kontrolních) - obr. 9.8a. Tento signál je veden do diferenciálního kódéru; zde z něho vzniká průběh znázorněný na obr. 9.8b.



Obr. 9.6 Blokové schéma kombinovaného kódéru RDS/ARI a jeho začlenění do struktury vysílače VKV/FM



Obr. 9.7 Detailnější blokové schéma kodéru RDS



Obr. 9.8 Průběhy signálů v kodéru RDS

Pak následuje generátor bifázových symbolů, kde je nejprve převodník pulsů z kódu, s návratem k nule (RZ) na NRZ (obr. 9.8c), dále vlastní generátor bifázových pulsů (obr. 9.8d). Po filtraci $H_T = \cos(\pi f t_d)/4$ se získá průběh podle obr. 9.8e, jímž se potom moduluje systémem DSB-SC (2 PSK) subnosná 57 kHz (obr. 9.2f). Takto vzniklý signál RDS je pak přičten ke stereofonnímu multiplexovanému signálu. Výsledný signál MPX + RDS je následně vysílán vysílačem VKV/FM.

V pojetí kodérů RDS jsou možné dva způsoby. Ten, který je znázorněn na obr. 9.8, má oddělen kodér RDS od stereofonního kodéru. Jinou možností je sloučení obou kodérů. Toto druhé řešení je lepší z hlediska možného fázového posuvu pilotního signálu 19 kHz při jeho vedení ze stereofonního kodéru do kodéru RDS.

Dekodér RDS/ARI provádí v podstatě inverzní operace vůči operacím realizovaným v kodéru; jeho popis zde není uváděn.

10.1 Důvody zavedení a základní koncepce radiotelefonních systémů

Klasická telefonní síť používá k přenosu hovorových telefonních signálů metalická vedení, a to nejčastěji tzv. telefonní "dvojdrát" nebo čtyřdrát". Budování takové sítě je však v určitých lokalitách obtížné a drahé (jsou to především hornatá území, přímořská území s velkým horizontálním členěním apod.). Zcela vyloučena je potom realizace konvenčního telefonního spojení s jedoucimi automobily, vlaky, loděmi atd. V uvedených případech je však možné navázat telefonní spojení prostřednictvím radiotelefonní sítě, ve které se přenášejí telefonní signály rádiovými kanály - tedy "bezdrátově", přičemž je ovšem možné vstupovat z této sítě do sítě klasické a naopak.

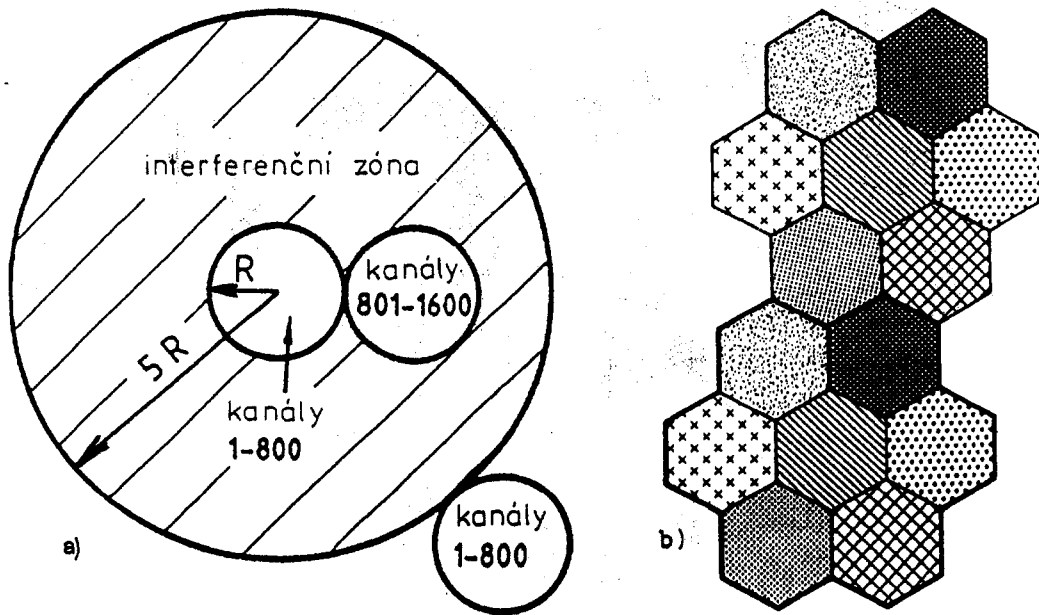
První radiotelefonní systémy z let čtyřicátých sloužily pouze státním nebo jiným organizacím, byly tedy neveřejné. V letech padesátých se však již začaly budovat sítě veřejné, dostupné prakticky všem občanům, kteří si je pořídili a získali povolení k jejich provozu. Tyto první veřejné sítě měly ostrůvkovitý charakter a zajišťovaly spojení pouze v určité lokalitě. V této lokalitě byla umístěna jediná základnová stanice obsahující určitý počet radiotelefonních kanálů. Výkon vysílače byl obvykle relativně velký, takže jeho signálem bylo možné pokrýt poměrně velká území o ploše řádu 100 km^2 nebo i více. Tato koncepce však měla několik zásadních nedostatků. Prvním z nich bylo málo efektivní využití přidělených frekvenčních pásem, z něhož potom vyplývala nemožnost uspokojit přidělením radiotelefonní stanice všechny potenciální zájemce. Podstatu uvedeného problému objasňuje obr. 10.1a. Zde je znázorněna určitá lokalita v podobě kruhu o průměru R , v níž je umístěna jediná základnová stanice, disponující např. kanály číslo 1 až 800. Vysílač této stanice pokrývá spolehlivě dané kruhové území o poloměru R . Jeho signál však má ještě relativně velkou intenzitu v kruhu o poloměru $5R$, v němž se tedy nesmějí vyskytovat již použité kanály č. 1 až 800, nýbrž musí být použity kanály č. 801 až 1600, dále č. 1601 až 2400 atd. (uvedené kanály č. 1 až 800 smějí být znovu použity až vně uvedené interferenční zóny). K pokrytí této zóny bude potom zapotřebí cca 20 000 rádiových kanálů. To je ovšem neúnosně mnoho a Radiokomunikační řád příslušná frekvenční pásma pro takový radiotelefonní systém zajistit nemůže. Jiným nedostatkem uvažovaných systémů je obtížné vzájemné propojení sousedních lokalit a jejich napojení na klasickou telefonní síť, velký problém zde například vyvolává i přechod určitého mobilního účastníka z jedné lokality do sousední apod.

Významný kvalitativní krok vpřed v rozvoji veřejných radiotelefonních sítí (dále VRS) představují tzv. celulární (buňkové) sítě, jejichž nástup se datuje od osmdesátých let. Tyto sítě mohou pokrýt kompletně i velké územní celky, tedy např. celé státy, přičemž počet radiotelefonních stanic je prakticky neomezený.

10.2 Principy celulárních radiotelefonních systémů

Základním principem celulárních VRS je mnohonásobné využití jedné a téže frekvence v obsluhované oblasti (angl. frequency reusing). Díky tomu omezený počet rádiových kanálů může sloužit velkému počtu účastníků systému. Způsob realizace tohoto principu ukazuje obr. 10.1b. Zde je celá obsluhovaná oblast rozdělena do 14 buněk, které jsou sdruženy do dvou svazků. Každý svazek obsahuje sedm buněk. Základnové stacionární i mobilní vysílače a přijímače v buňkách, vytvářejících separátní svazek, pracují s různými kmitočty použitých rádiových kanálů, avšak soubor kmitočtů prvního

svazku se opakuje v druhém svazku. Tímto způsobem je zde tedy dosaženo zmíněného vícenásobného využití frekvenčního spektra. Výkony vysílačů základnových stanic v buňkách určitého svazku jsou dostatečné k tomu, aby je mohly přijímat mobilní přijímače

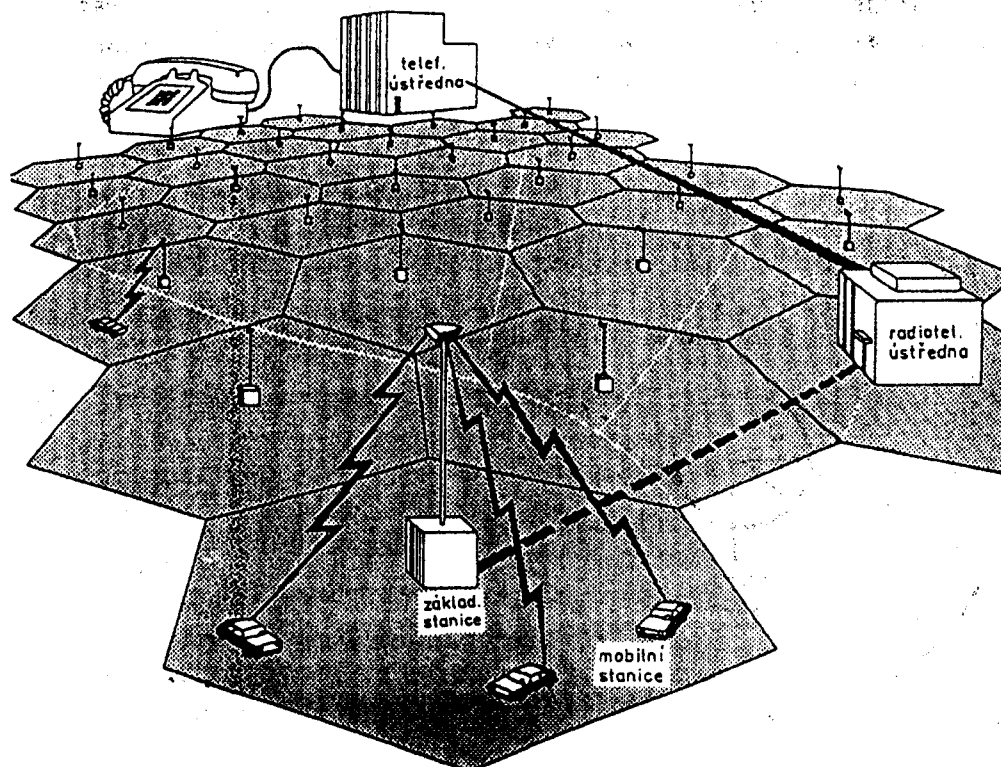


Obr. 10.1 a) Radiotelefonní systém s jedinou základnovou stanicí pro celou obsluhovanou oblast; b) celulární systém, u něhož je obsluhovaná oblast rozdělena na větší počet buněk, z nichž každá má vlastní základnovou stanicí

nacházející se právě uvnitř těchto buněk. Nejsou však tak velké, aby vyvolávaly nežádoucí interference na kanálech se stejným kmitočtem, použitých v sousedním svazku. Nebezpečí vzájemného rušení je skutečně malé, neboť buňky pracující se stejnými kmitočty se nacházejí ve vzdálenosti odpovídající právě pětinásobku jejich poloměru.

Výhody celulární koncepce z obr. 10.1b vyplynou nejlépe z jejího porovnání s koncepcí z obr. 10.1a. Předpokládejme, že kruhová lokalita o průměru R z obr. 10.1a má zhruba stejnou plochu jako svazek složený ze sedmi buněk z obr. 11.1b. V obou případech nechť je k pokrytí daného území použito cca 800 kanálů, takže je dosaženo stejné "hustoty" radiotelefonních stanic. V prvním případě je použití kanálů v dané lokalitě libovolné, v druhém případě je v buňce č. 1 použito kanálů 1 až 115, v buňce č. 2 kanálů 116 až 230 atd. U celulárního systému je možné kanály č. 1 až 800 používat ve všech sousedních svazcích, takže s tímto počtem kanálů se vystačí při pokrytí libovolně velkého území, např. celého státu apod. (při dané hustotě stanic). Naproti tomu starší koncepce z obr. 10.1a by potřebovala ke kompletnímu pokrytí libovolně velkého území zmíněných cca 20 000 rádiových kanálů! Celulární systém má bohužel nevýhodu v tom, že v porovnávaných případech vyžaduje 7krát větší počet základnových stanic, než systém klasický; tyto stanice ovšem mají podstatně menší vysílací výkony.

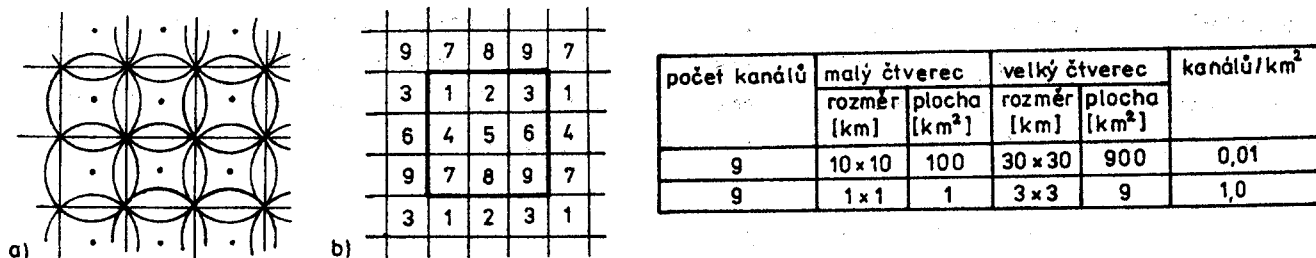
Na obr. 10.2 je znázorněna jedna varianta veřejného celulárního radiotelefonního systému. Je zde zobrazena "klasická" telefonní ústředna, dostupná z běžných telefonních účastnických stanic. Ta je oboustranně propojena s radiotelefonní ústřednou a jejím prostřednictvím pak i se všemi základnovými stanicemi. Provoz systému se uskutečňuje tak, že poloha mobilní stanice v síti je automaticky registrována v radiotelefonní ústředně a spojení směřuje systém cíleně do oblasti, kde se tato stanice pohybuje; systém umožňuje také automatické přepojování již navázaného spojení



obr.10.2 Spojení celulárního radiotelefonního systému s konvenční telefonní sítí

s mobilní stanicí při jejím přejezdu z oblasti jedné základnové stanice (buňky) do oblasti dosahu stanice sousední. Těchto vlastností se dosahuje tím způsobem, že určitá mobilní stanice, která právě "nehovoří", ale je v aktivním polohotovostním režimu, periodicky skanuje ("prohledává") soubor speciálních kontrolních kanálů přidělených systému a určí z nich ten, který má nejsilnější signál; je to většinou kanál vysílaný nejbližší základnovou stanicí. Každá mobilní stanice má tedy stále k dispozici informaci, ve které buňce se nachází; tuto informaci potom naopak plynule zpětně předává přes základnové stanice do radiotelefonní ústředny, kde je tedy také neustále k dispozici údaj o poloze každé z mobilních stanic. Mobilní přijímač je automaticky vyladěn na tento kanál a plynule dekóduje digitální datový tok obsahující radiotelefonní čísla právě volaných účastníků. Chce-li účastník klasické telefonní sítě uskutečnit telefonní hovor s určitou mobilní radiotelefonní stanicí, zvolí na své stacionární stanici její "radiotelefonní" číslo; toto číslo bývá sedmi až desetimístné, přičemž první číslice otevírá vstup do radiotelefonní sítě. Zvolené číslo přichází přes klasickou telefonní ústřednu do radiotelefonní ústředny, kde je evidováno centrálním počítačem a poté vysíláno všemi kontrolními kanály radiotelefonního systému daného regionu. Když volaná mobilní stanice detekuje v datech přicházejících po kontrolním kanálu své číslo, vyšle zpět na radiotelefonní ústřednu tzv. identifikaci. Počítač ústředny na základě toho potom vybere ze souboru kanálů, přidělených dané základnové stanici, určitý právě volný kanál, na němž se potom uskuteční vlastní hovor. Dále předá číslo tohoto kanálu (v digitální formě) prostřednictvím kontrolního kanálu mobilnímu přijímači. Ten se automaticky přeladí na vybraný "hovorový" kanál a teprve nyní je mobilní účastník akustickým či optickým návěstím informován o tom, že je volán a může rozhovor uskutečnit. Chce-li naopak mobilní účastník volat účastníka klasické veřejné telefonní sítě, probíhají příslušné pochody v opačném směru.

Na předchzích obrázcích mají buňky celulórní síť tvar pravidelného šestúhelníku, v praxi se však používají i jiné konfigurace. Tak např. na obr. 10.3a je síť složená z čtvercových buněk, na obr. 10.3b je potom naznačeno očíslování buněk; zde stejná čísla označují buňky se stejnou skupinou pracovních kmitočtů.



Obr. 10.3 a) Čtvercová struktura celulórní síť; b) číslování buněk, v němž shodná čísla značí buňky s opakujícími se kmitočty

10.3 Charakteristické vlastnosti celulórních radiotelefonních systémů

Veřejné celulórní radiotelefonní systémy mají následující typické vlastnosti:

1. Velmi velký počet potenciálních účastníků: systém je koncipován tak, že může poskytnout radiotelefonní stanici prakticky každému, kdo o ni má zájem. Jeho velkou předností je vysoká efektivita. Ta vyplývá z jeho prostorové adaptability, tj. možnosti volit velikost buněk podle lokálních potřeb (tedy například v řídce obydlených územích volit velké buňky o průměru až 20 ... 30 km, kdežto v centrech velkoměst malé buňky o průměru okolo 1 km až 100 m).
2. Centrální řízení: celý systém, obsluhující rozsáhlé teritorium, např. území jednoho státu, tvořený až stovkami základnových stanic, je řízen koordinovaně z jednoho nebo několika málo center (radiotelefonních ústředen). Ty též zprostředkovávají napojení na telefonní síť. K radiotelefonním ústřednám jsou pevnými okruhy připojeny základnové stanice.
3. Jednotná volba čísla radiotelefonní stanice: celá VRS je z telefonní sítě dostupná jediným číslem (meziměstským směrovým číslem), takže mobilní stanice je volena ve všech případech pouze jedním číslem (číslem pro vstup do VRS a vlastním účastnickým číslem).
4. Úplná automatizace provozu: poloha mobilní stanice v síti je automaticky registrována v radiotelefonní ústředně a spojení směřuje systém cíleně do oblasti, kde se tato stanice pohybuje; systém umožňuje také automatické přepojování již navázaného spojení s mobilní stanicí při jejím přejezdu z oblasti jedné základnové stanice (buňky) do oblasti dosahu stanice sousední.
5. Možnost výrazně zvětšovat počet radiotelefonních stanic ve zvolené oblasti: schopnost systému automaticky přepojovat spojení mezi základnovými stanicemi dovoluje realizovat velmi malé oblasti dosahu těchto stanic (tj. velmi malé buňky) a tak na poměrně malé ploše mnohonásobně opakovat stejné kmitočty. Tím lze pokrýt provozní požadavky až desítek erlangů na km².
6. Velmi efektivní využívání kmitočtového spektra: celulórní VRS se vyznačují velice účinným využíváním přidělených kmitočtových pásem; tato výhodná vlastnost vyplývá z důsledné aplikace principu mnohonásobného použití určitého kmitočtu v daném regionu (frequency reuse).

10.4. Š í ř e n í e l e k t r o m a g n e t i c k ý c h v l n v m o b i l n í r á d i o v é k o m u n i k a c i

Jedním z nejdůležitějších činitelů ovlivňujících základní koncepci a provoz mobilních radiokomunikačních prostředků, je způsob šíření elektromagnetických vln mezi mobilními a stacionárními stanicemi. Všimněme si dále některých dílčích otázek této specifické problematiky. Zaměříme se především na otázky dosahu vysílače a dále na otázky šíření vln po mnohonásobných drahách.

10.4.1. Ideální a reálný dosah vysílače

Podle radiokomunikační rovnice (7.5) klesá výkon na výstupu přijímací antény s kvadrátem její vzdálenosti od antény vysílače a dále s kvadrátem pracovního kmítočtu. Tyto závislosti platí přesně ve volném prostředí, jakým je například kosmický prostor, jsou však splněny velmi dobře i u pozemských radioreléových spojů s přímou (optickou) viditelností mezi vysílačem a přijímačem apod.

Naproti tomu u celulárních radiotelefonních systémů, nebo u jiných systémů pozemní mobilní rádiové komunikace, je situace podstatně jiná. Mezi vysílačem a přijímačem není často přímá viditelnost, takže spojení se může uskutečnit jedině prostřednictvím vln odražených od terénu, budov, pohybujících se automobilů apod. Útlum vln šířením L lze v tomto případě vyjádřit v prvním přiblížení vztahem

$$L \text{ (dB)} \cong 40 \log d - 20 \log (h_t h_r) \quad \text{(dB)} \quad (10.1)$$

přičemž d je vzdálenost mezi vysílači a přijímací anténou,

h_t resp. h_r je výška vysílače, resp. přijímací antény nad terénem.

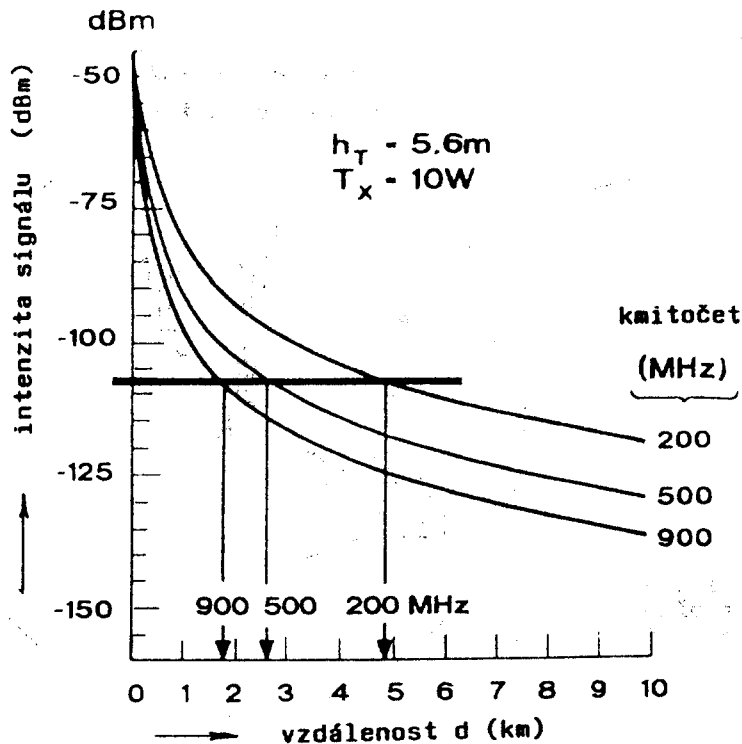
Z předchozí relace vyplývá, že v podmínkách mobilní pozemní rádiové komunikace se útlum L zvětšuje zhruba se čtvrtou mocninou vzdálenosti d mezi vysílačem a přijímačem, tedy značně rychleji než ve volném prostředí. Dále je zřejmé, že útlum klesá přibližně s kvadrátem výšky vysílače, resp. přijímací antény nad zemí; této skutečnosti lze využít především při hledání vhodného umístění základnové stanice, která by se zřejmě měla nacházet na vyvýšeném místě terénu. Z relace (10.1) je potom konečně zřejmé, že útlum v daném prostředí prakticky nezávisí na kmítočtu nosné vlny.

Vztah (10.1) je skutečně jen orientační, neboť zanedbává celou řadu faktorů, které v reálných podmínkách pozemní komunikace šíření vln ovlivňují. Z těchto faktorů to jsou především nerovnosti zemského povrchu, nejrůznější překážky ležící na trase přímé viditelnosti (budovy, stromy), dočasné překážky atd. Lepšího souhlasu mezi matematickým vyjádřením útlumu a realitou je potom možné dosáhnout tím, že se do relace (10.1) doplní přídatný aditivní ztrátový činitel β . Ta má potom tvar

$$L \text{ (dB)} = 40 \log d - 20 \log h_t h_r + \beta \quad \text{(dB)} \quad (10.2)$$

Stanovení faktoru β je velice obtížné, a to nejen uvnitř určité geografické oblasti, ale i uvnitř jedné - třeba i malé - buňky celulárního systému.

Na základě dlouhodobého pozorování však vypracoval komitét CCIR tzv. "Empirickou formuli pro obydlené oblasti" (angl. CCIR empirical formula for urban area), která poměrně dobře určuje útlum šířením v reálných podmínkách hustě osídlených oblastí. Tato formule je pro určitý konkrétní případ vysílače znázorněna graficky na obr. 10.4; jak je patrné, závislost útlumu na kmítočtu je zde již respektována.



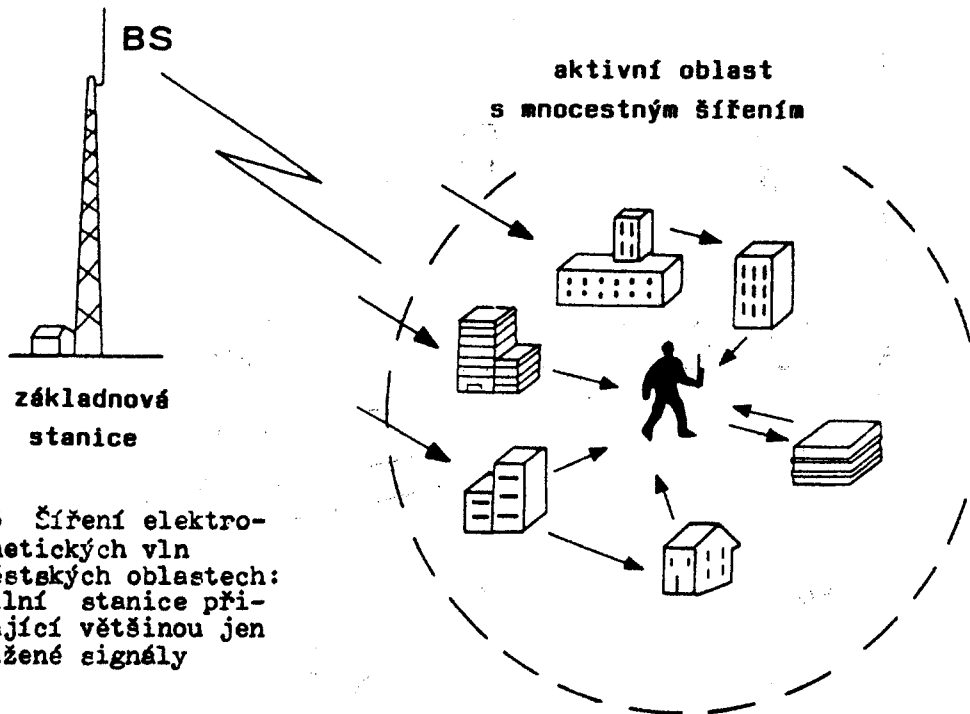
Obr. 10.4 Závislosti intenzity signálu na vzdálenosti od vysílací antény (formule CCIR); závislosti platí pro vysílací výkon $P_t = 10\text{ W}$, výšku vysílací (bázové) stanice nad terénem $h_t = 5,6\text{ m}$ a výšku přijímací stanice $h_p = 1,5\text{ m}$

Další důležitý faktor, a to tzv. průnik signálu skrze budovy (building penetration) zde však ještě podchycen není, přestože může ovlivnit v reálných podmínkách útlum až o $\pm 5\text{ dB}$. Vodorovná příčka na úrovni -107 dBm , odpovídající intenzitě elektrického pole 1 uV/m , určuje svými průsečíky s příslušnými křivkami maximální dosah rádiového spojení na dané frekvenci.

10.4.2. Šíření po mnohonásobných drahách

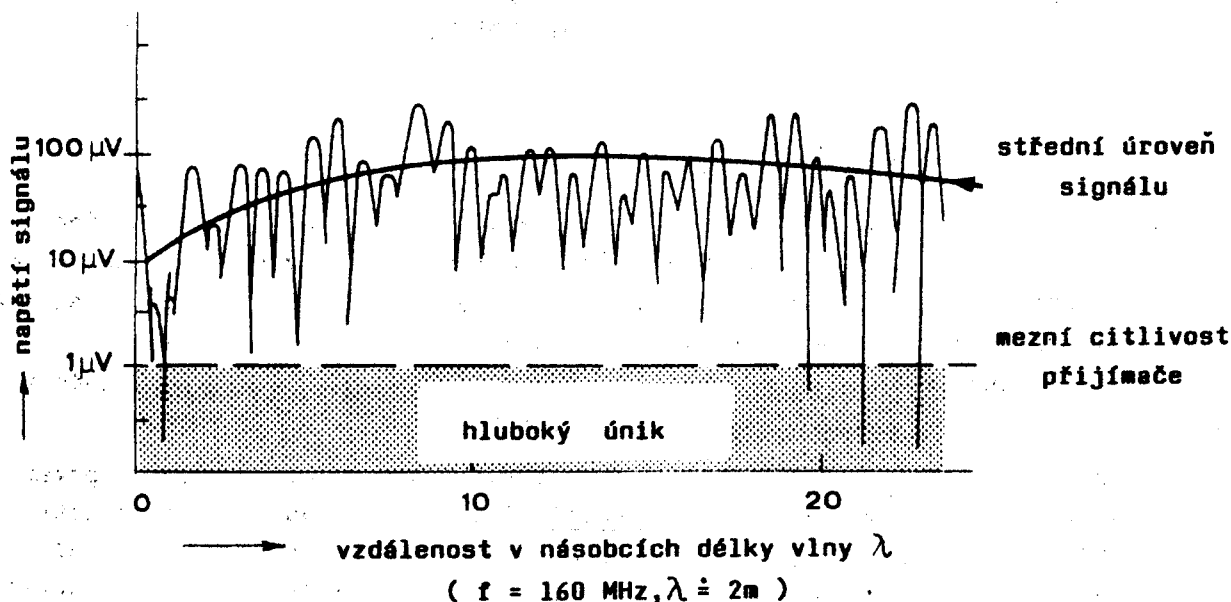
Signály, vysílané stacionární stanicí, přicházejí na anténu mobilní stanice jen výjimečně jako signály přímé. Většinou je přijímána kombinace signálů odražených od země, od přírodních překážek, budov, stromů apod. Tyto signály se v přijímací anténě vektorově sčítají, což potom má v případě pohybující se antény za následek velmi výrazné kolísání intenzity přijímaného signálu. Vlivem Dopplerova jevu může docházet u tohoto signálu navíc k nezanedbatelnému posuvu kmitočtu.

Při zkoumání uvedených efektů je účelné rozlišovat dva dílčí případy. V prvním z nich, označovaném jako úzkopásmové mnohocestné šíření, jsou doby šíření jednotlivých příspěvků výsledného přijímaného signálu přibližně stejné, takže spektrální složky modulovaného signálu jsou u nich ovlivňovány téměř stejným způsobem. V důsledku toho zde většinou nedochází k tzv. selektivním únikům, tj. k únikům, které postihují jen některé složky přenášeného spektra. Tento případ je typický pro hustě osídlené městské oblasti, kde mobilní stanice přijímá prakticky jen odražené signály, tak jak ukazuje obr. 10.5. Avšak vzhledem k tomu, že v kmitočtových pásmech používaných pro mobilní rádiovou komunikaci je délka vlny menší než 1 m (pásma UHF), dochází při pohybu mobilní stanice následkem vektorového sčítání všech přijímaných složek k velmi výraznému kolísání intenzity výsledného přijímaného signálu. Vzdálenost mezi maximem a minimem zde odpovídá řádově polovině délky vlny λ . Je-li potom mobilní



Obr. 10.5 Šíření elektromagnetických vln v městských oblastech: mobilní stanice přijímající většinou jen odražené signály

stanice umístěna například na jedoucím automobilu, vystřídá se maximální a minimální intenzita přijímaného signálu několikrát za sekundu. Tento efekt se označuje z uvedených důvodů jako rychlý únik. Typický průběh výsledného kompozitního signálu je pro uvažovaný případ znázorněn na obr. 10.6. Průběh tohoto signálu zde zhruba sleduje tzv. Rayleighovu distribuční funkci, proto se uvažovaný typ úniku často nazývá také Rayleighův únik.



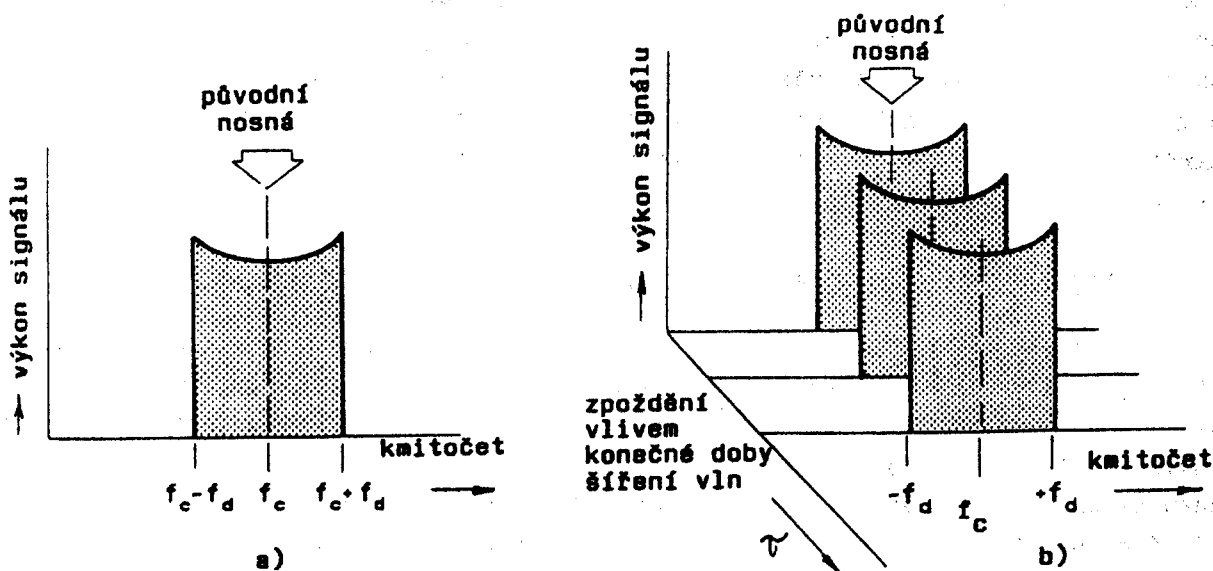
Obr. 10.6 Závislost úrovně signálu přijímaného pohybujícím se přijímačem; změna vzdálenosti přijímače od vysílače je vyjádřena v násobcích délky vlny

Kmitočtové výkonové spektrum jediné nosné vlny, postižené rychlým únikem doprovázeným dopplerovským posuvem kmitočtu, je znázorněno na obr. 10.7a. Kmitočet $\pm f_d$ zde odpovídá maximální odchylce způsobené Dopplerovým jevem, přičemž pro přijímací stanici pohybující se rychlostí v_p a pracující na vlnové délce λ , resp. na kmitočtu f , je tento posuv

$$\pm f_d = \frac{v_r \text{ (m/s)}}{\lambda \text{ (m)}} = \frac{v_r \text{ (m/s)}}{c/f \text{ (m)}} \quad (10.3)$$

Znaménko + přitom platí pro mobilní přijímací stanici přibližující se ke stanici základnové (bázové), znaménko - potom odpovídá případu opačnému. Bude-li se tedy mobilní stanice pohybovat např. rychlostí 60 km/hoč. a bude-li pracovat na frekvenci $f = 900$ MHz, bude odpovídající posuv kmitočtu

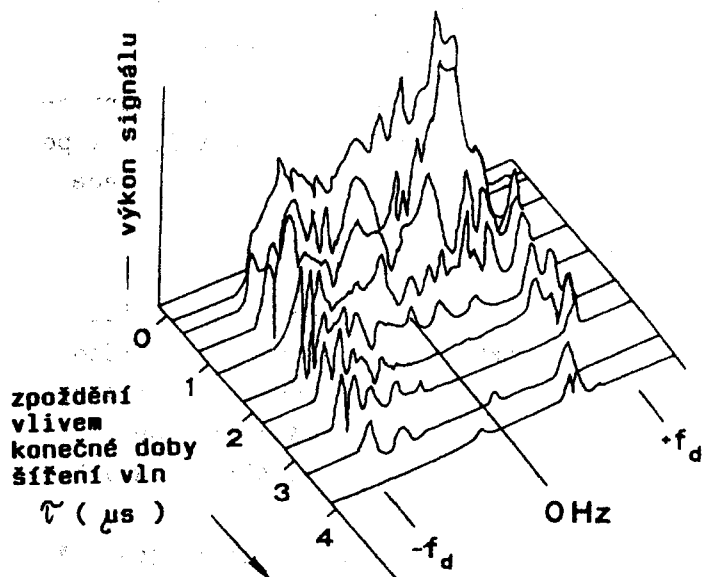
$$f_d = \frac{60 \cdot 10^3}{3600 \cdot (3 \cdot 10^8 / 9 \cdot 10^8)} = 50 \text{ Hz}$$



Obr. 10.7 a) Výkonové spektrum nosné vlny postižené Rayleighovým únikem; b) výkonová spektra nosné vlny postižené Rayleighovým únikem, uvažovaná ve třech různých vzdálenostech přijímače od vysílače (zobrazené průběhy jsou idealizované, neboť neuvažují konkrétní terénní podmínky)

V tomto příkladu je stanoven dopplerovský posuv kmitočtu nemodulované nosné vlny. V praxi je ovšem tato vlna modulována, takže se v přenášeném spektru vyskytují i

postranní pásma. Pokud jsou jejich kmitočty blízké, jsou i doby jejich šíření mezi vysílačem a přijímačem blízké a případné změny jejich amplitudy a fáze jsou téměř stejné. Tato situace je typická právě pro úzkopásmové mnohocestné šíření a šířka pásma, kde je tato identita za-



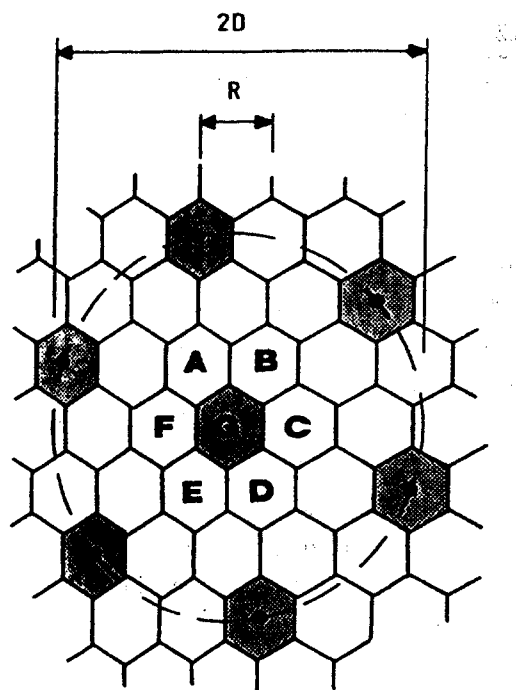
Obr. 10.8 Výkonová spektra nosné vlny postižené Rayleighovým únikem, snímaná v konkrétních podmínkách typické předměstské oblasti; s rostoucí dobou šíření (tj. s rostoucí vzdáleností od vysílače) střední úroveň signálu klesá (1 μ s ~ 300 m)

chována, se nazývá koherentní šířka pásma. Bude-li se kmitočtová vzdálenost mezi modulačními složkami postranních pásem zvětšovat, začne se objevovat rozdíl v jejich amplitudách a zejména ve fázích, což potom vede na přijímací straně ke zkreslení demodulovaného signálu.

Uvedený efekt se obecně označuje jako frekvenčně selektivní únik. K objasnění jeho podstaty může posloužit obr. 10.7b. Zde jsou znázorněny tři různé průběhy výkonové spektrální hustoty signálu vysílaného jediným vysílačem (např. určité bázevé stanice), snímaného však ve třech různých vzdálenostech, odpovídajících třem různým dobám šíření elektromagnetických vln. Na tomto obrázku je znázorněna idealizovaná situace, kdy jsou uvedené tři průběhy stejné. Reálné poměry však lépe vystihuje obr. 10.8. Zde se zřejmě průběh spektrální hustoty výrazně mění s rostoucí vzdáleností, resp. s rostoucí dobou šíření signálu mezi vysílačem a přijímačem. Dopplerovský posun kmitočtu všech složek přitom zůstává stejný (tj. f_d), avšak průběh výkonové spektrální hustoty závisí na konkrétních podmínkách šíření v dané konkrétní vzdálenosti od vysílače; tyto podmínky jsou určovány charakterem krajiny, způsobem zástavby apod.

10.4.3. Poměr nosná vlna/interference CIR

V článku 10.1 je popisována základní koncepce celulárních radiotelefonních systémů, založená na rozdělení obsluhované oblasti do elementárních buněk. Toto dělení umožňuje mnohonásobné využití určité skupiny kmitočtů (kanálů), což potom vede ve svých důsledcích k velice podstatnému zvětšení kapacity celého systému. V tomto článku si probereme otázky vzájemných interferencí, které bohužel není možné v celulárních radiokomunikačních strukturách beze zbytku odstranit.



D - vzdálenost zновуopakování
R - ekvivalentní průměr buněk

Obr. 10.9 Celulární svazek složený ze sedmi buněk; v buňce G může působit rušení okolních šesti buněk, ležících na kružnici o průměru 2D

Vycházejme přitom z obr. 10.9, kde je znázorněn svazek složený ze sedmi buněk označených písmeny A-B-C-D-E-F-G. Kmitočty použité v buňce G mohou být znovu použity v šesti buňkách sousedních svazků, označených zde stejným šrafováním. Na tomto obrázku je rovněž přesněji definován "průměr" buněk R a dále tzv. "vzdálenost znovuvyžití" D (angl. reuse distance), což je zřejmě vzdálenost mezi středy dvou buněk, u nichž je již možné připustit stejné kmitočty.

V nejčastějším případě šestiúhelníkových buněk platí mezi veličinami D, R a počtem buněk ve svazku N jednoduché relace

$$\frac{D}{R} = \sqrt{3N}, \quad (10.4)$$

přičemž D/R je tzv. "poměr znovuvyžití kmitočtů" (angl. reuse ratio). Podle této relace je například pro svazek složený ze sedmi buněk, z nichž každá má průměr $R = 2 \text{ km}$, vzdálenost znovuvyžití $D = R \sqrt{3N} = 2 \cdot \sqrt{3 \cdot 7} = 9,2 \text{ km}$.

Rušivé působení šesti buněk, jejichž středy se nacházejí na obrázku na čárkované

kružnici, je sice slabé, avšak není zanedbatelné. Důležitým parametrem k jeho hodnocení je tzv. poměr nosná/interference = C/R (angl. Carrier-to-Interference-Ratio); přitom pod pojmem nosná se rozumí výkon užitečného signálu C v buňce G a interferencemi potom součet I_t výkonů I okolních šesti buněk, v nichž jsou použity stejné kmitočty. U pozemních radiotelefonních systémů lze v prvním přiblížení předpokládat, že výkon vysílacího signálu klesá zhruba nepřímo úměrně se čtvrtou mocninou vzdálenosti od vysílače (viz rov. 10.1). Poměr C/R lze potom vyjádřit přibližným vztahem

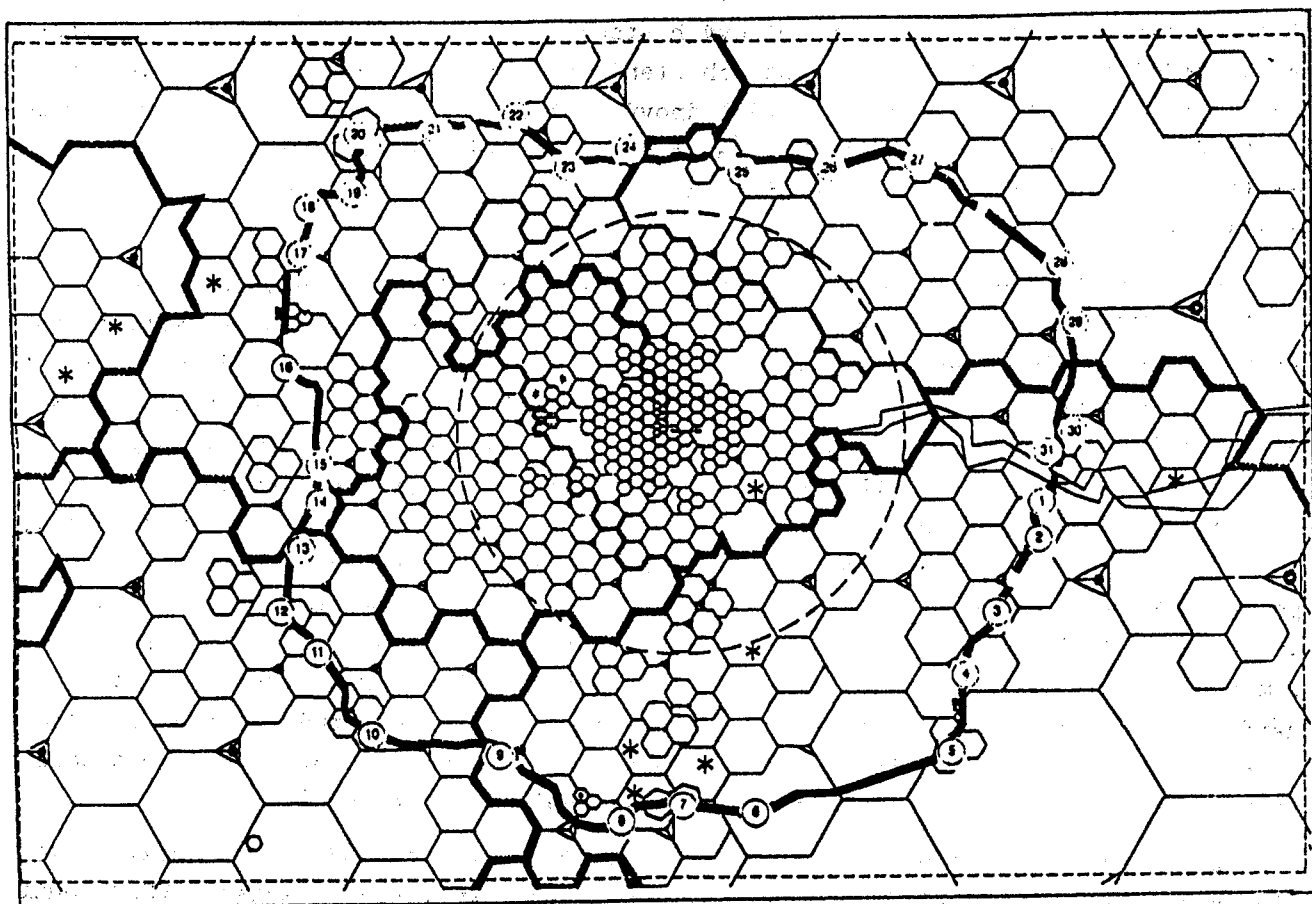
$$\frac{C}{I_t} = \frac{C}{6 \sum I} = \frac{R^{-4}}{6 D^{-4}} = \frac{1}{6} \cdot \frac{D^4}{R^4}, \quad (10.5)$$

který lze přepsat s využitím relace (10.4) do tvaru

$$\frac{C}{I_t} = \frac{1}{6} (3N)^2 = 1,5 N^2 \quad (10.6)$$

Z předchozích vztahů vyplývá několik důležitých poznatků. Tak například zvětšováním počtu buněk ve svazku o daných plošných rozměrech se zlepšuje odstup nosné užitečného signálu od signálů interferujících. Je-li tedy u svazku složeného ze čtyř buněk tento odstup $C/I_t \cong 24$ (tj. 13,8 dB), je u svazku složeného ze sedmi buněk tento odstup již $C/I_t \cong 73$ (tj. 18 dB) atd. Uvedenou skutečnost lze vysvětlit tím, že při zvětšování počtu buněk na dané ploše svazku se zmenšují jejich rozměry a tím relativně (nikoliv absolutně!) narůstá jejich vzdálenost znovuvyužití D . Tato výhoda je ovšem zaplácena větším počtem základnových stanic a tedy i vyšší cenou celého systému.

Optimální členění určité obsluhované oblasti na svazky a následující členění na buňky je tedy zřejmě vždy určitým kompromisem mezi celou řadou protichůdných požadavků.



Obr. 10.10 Plán celulárního radiotelefonního systému města Londýna

Připomeňme, že v předchozím textu se předpokládalo, že všechny buňky celulárního systému jsou stejně velké a mají tvar pravidelného šestiúhelníku. Ve skutečných poměrech je však situace často odlišná. To názorně ukazuje geometrický plán celulárního veřejného radiotelefonního systému Londýna, znázorněný na obr. 10.10. Zde zřejmě s rostoucí hustotou osídlení se zmenšuje velikost buněk (střed města). Kromě toho značná část buněk nemá šestiúhelníkový tvar, nýbrž tvar jiný - lépe vystihující místní terénní poměry, způsob zástavby apod.

10.5. Fixní podpůrné složky celulárních radiotelefonů

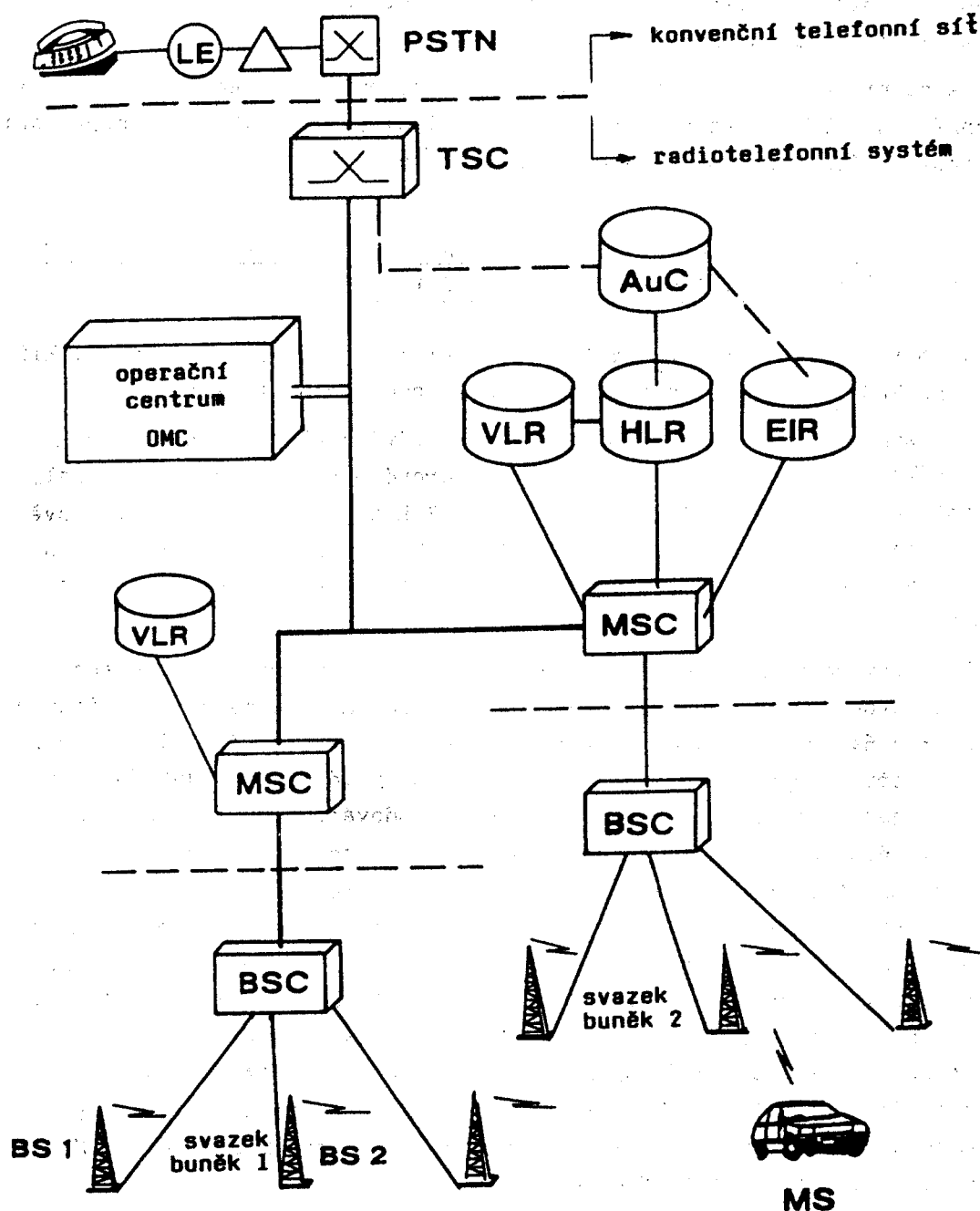
Hlavním úkolem celulárních radiotelefonních systémů je přenos hovorových (řevých) signálů anebo přenos dat mezi účastníky. Podobně jako v klasické telefonní síti je zapotřebí přenášet však ještě tzv. signalizaci (angl. signalling). Pod tímto pojmem se obecně rozumí výměna informací - jiných než hovorových - potřebných k vytvoření, řízení, tarifkaci (určení sazby) a ke zrušení telefonního spojení v telekomunikační síti. U radiotelefonních celulárních systémů existují ještě rádiové kontrolní kanály, které mj. umožňují pravidelným monitorováním intenzity jejich signálů identifikovat, ve které buňce se určité mobilní stanice právě nachází. Aby celý mobilní radiotelefonní systém mohl plnit požadovanou funkci, musí být vybaven celou řadou fixních (nepohyblivých) podpůrných složek, které jsou znázorněny, včetně svého vzájemného propojení, na obr. 10.11. Podrobný popis celého systému je složitý, vyžaduje důkladné znalosti telefonní spínací techniky a kromě toho vybočuje z tématického rámce tohoto skriptu. Omezme se proto jen na stručnou charakteristiku jeho hlavních složek.

Spojení mezi mobilní stanicí (MS) a dalšími složkami systému se realizuje prostřednictvím základnových, resp. bazových stanic BS1, BS2, ..., z nichž každá přísluší jedné buňce. Několik základnových stanic vytváří tzv. svazek; tyto stanice jsou propojeny s řídicí jednotkou základnových stanic (BSC), která řídí jejich "kmitočtové hospodářství" ("frequency management"), napomáhá automatickému přeladování mobilních stanic při přejezdu hranic buněk (hand-off), provádí měření kvality rádiového spojení apod.

Další nadřazenou složkou popisovaného systému jsou mobilní radiotelefonní ústředny (MSC) (umístěné ovšem na stacionárních stanovištích). Tyto ústředny představují vlastně interface pro uživatelský provoz mezi mobilní sítí a jinými veřejnými telekomunikačními sítěmi, nebo jinými mobilními ústřednami. Plní tedy pro mobilní radiotelefonní stanice podobnou funkci jako klasické telefonní ústředny v konvenční telefonní síti. (Připomeňme, že klasické ústředny jsou souborem provozních zařízení, spojovacích stupňů, řídicích a signálních prostředků v síťovém uzlu, umožňující propojovat účastnická vedení navzájem nebo s telekomunikačními okruhy podle požadavků jednotlivých volajících; u digitálních ústředen se spojují informace v digitální formě, a to prostřednictvím digitálního spojovacího pole.) U moderních radiotelefonních systémů s velkým počtem účastníků by však mobilní ústředny (MSC) mohly plnit požadované funkce jen za cenu neúměrné složitosti, a proto bývají doplněny ještě hierarchicky nadřazenou tranzitní radiotelefonní ústřednou (TSC), která je určena výhradně pro provoz mezi dalšími ústřednami.

Dalším blokem systému je tzv. domovní lokační registr (HLR), který registruje účastníky celého radiotelefonního systému. Návštěvnícky lokační registr (VSR) slouží

mobilním ústředněm k uchování dalších informací, např. o účastnících, kteří se vyskytují v obsluhované oblasti jen občas apod. Identifikační registr (EIR) potom zaznamenává identitu mobilních stanic. Jednotka autentičnosti (AuC) konečně prověřuje, zda určitý volající účastník systému je oprávněn (autorizován) k tomu, aby mohl využívat požadované služby.



Význam symbolů:

MS (Mobile Station)-mobilní účastnická stanice
 BS (Base Station)-základnová (bázová) stanice
 BSC (Base Station Controller)-řídící jednotka bázové stanice
 MSC (Mobile Switching Center)-mobilní radiotelefonní ústředna
 VLR (Visitors Location Register)-návštěvnický lokační registr(paměť)
 HLR (Home Location Register)-domovní lokační registr(paměť)
 EIR (Equipment Identification Register)-identifikační registr(paměť)
 AuC (Authentication Center)-jednotka autentičnosti
 OMC (Operation and Maintenance Center)-operační a provozní centrum
 TSC (Transit Switching Center)-tranzitní radiotelefonní ústředna
 PSTN (Public Switched Telephone Network)-telefoní(klasická)ústředna
 LE (Local Exchange)-místní telefonní ústředna

Obr. 10.11 Celková koncepce celulárního radiotelefonního systému s fixními podpůrnými složkami

Operační a provozní (údržbové) centrum (OMC) provádí centrální management celého radiotelefonního systému a snaží se zajistit jeho bezporuchový provoz. Mezi jeho hlavní funkce náleží například:

- identifikace chybné činnosti některých složek systému;
- hledání náhradního režimu, umožňujícího provoz i při výskytu chyby;
- řízení provozu v podmínkách jeho mimořádné intenzity;
- identifikace výskytu interferencí atd.

Tranzitní radiotelefonní ústředna (TSC) je potom spojena s veřejnou konvenční telefonní sítí (PSTN), která potom s místními ústřednami (LE) umožňuje mobilním účastníkům navázat spojení se stacionárními účastníky.

10.6. Multiplexní přenosy v celulárních radiotelefonních sítích

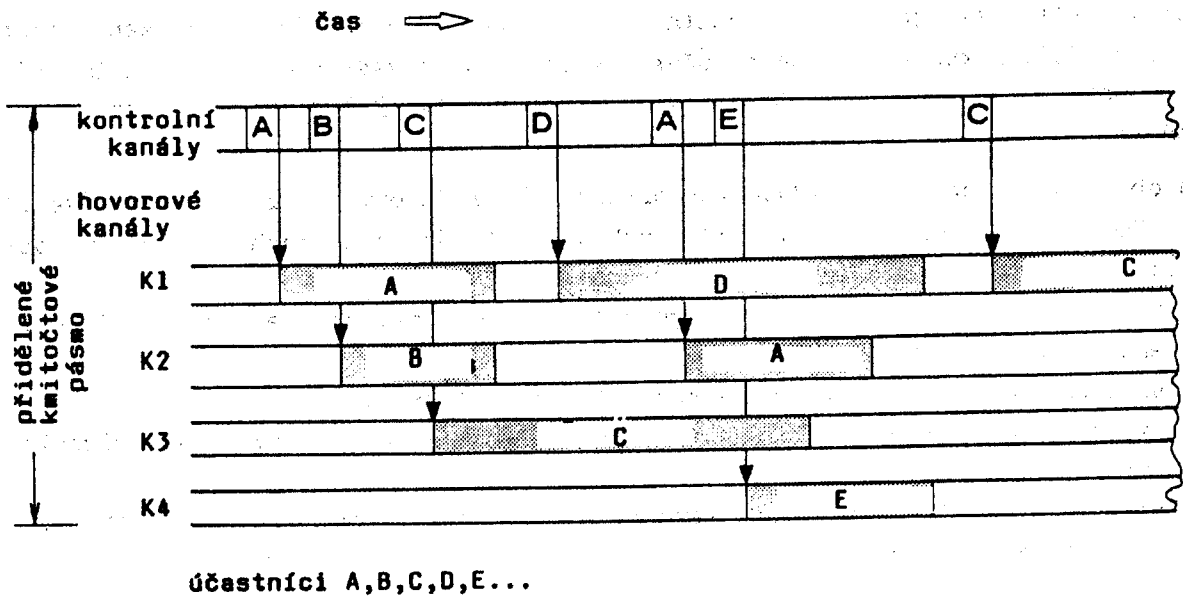
Ve třetí kapitole tohoto skriptu jsou objasněny základní principy kmitočtového multiplexu FDMA, časového multiplexu TDMA a kódového multiplexu CDMA.

U analogových celulárních systémů se používá k přenosu nezávislých uživatelských kanálů frekvenční multiplex FDMA. Hovorové elektroakustické signály zde bývají kmitočtově omezeny na základní pásmo cca 3 kHz a modulovány kmitočtově na subnosných vlnách se vzájemným rozestupem 12,5 kHz, resp. 30 kHz. K přenosu signálních signálů se nejčastěji využívá modulace FFSK, která přenáší data rychlostí 1200 bit/s.

Digitální konvenční telefon pracuje obvykle se vzorkovacím kmitočtem $f_s = 8$ kHz a s osmibitovou reprezentací vzorků, takže přenos se uskutečňuje s bitovou rychlostí $8 \cdot 10^3 \cdot 8 = 64$ kbit/s. Tato rychlost je však pro celulární digitální radiotelefonní systémy příliš vysoká. Proto se například u systému GSM redukuje velmi účinnými metodami zdrojového lineárního prediktivního kódování (LPC) na pouhých 13 kbit/s. V kodéru kanálu se sice v důsledku zabezpečení přenosu proti chybám (systém FEC) uvedená rychlost zvětší na 22,8 kbit/s, avšak i tato rychlost je ještě přijatelná. Přitom se předpokládá, že již v blízké budoucnosti se metody zdrojového kódování zdokonalí tak, že umožní redukovat bitovou rychlost vlastního hovorového signálu na polovinu dosavadní hodnoty, tj. na 6,5 kbit/s. Připomeňme, že v digitálním celulárním radiotelefonním systému GSM je použita modulace GMSK se spektrální účinností 1,35 bit/s/Hz, která umožňuje přenášet výše zmíněný digitální signál 22,8 kbit/s v pásmu o šířce $22,8/1,35 \approx 16,9$ kHz. Takto upravené signály nezávislých uživatelských kanálů jsou potom sdružovány na principu časového multiplexu TDMA, který však využívá obvykle větší počet vln.

Frekvenční multiplex FDMA

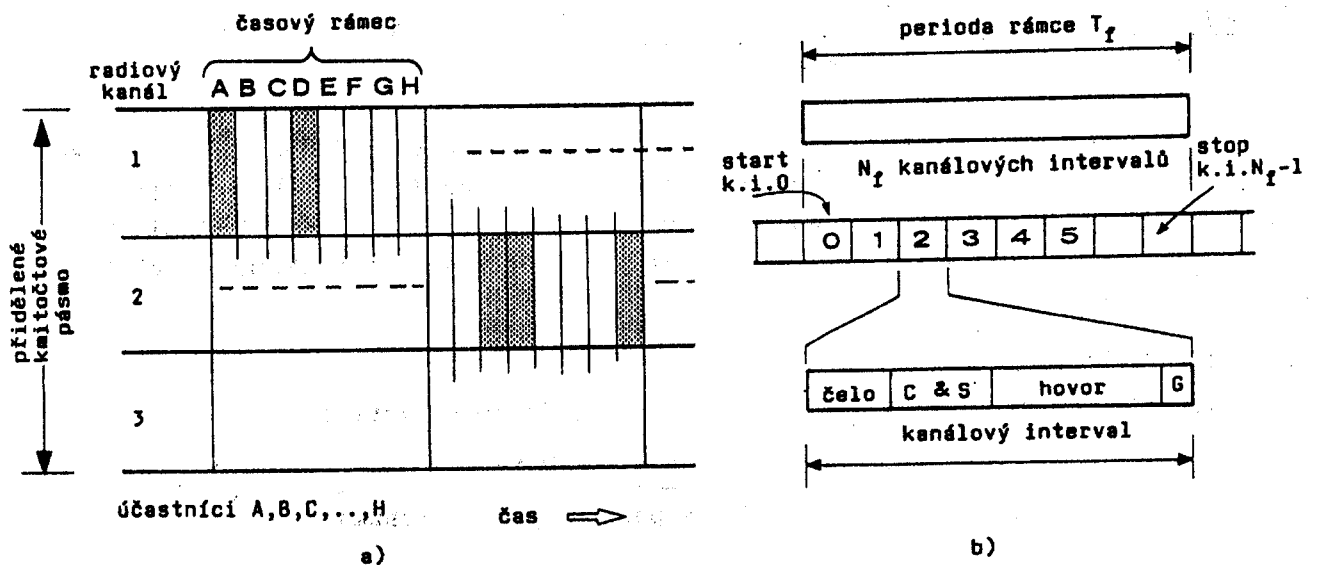
Na obr. 10.12 je znázorněna typická struktura frekvenčního multiplexu v radiotelefonních systémech s analogovými modulacemi. Vymezený kmitočtový rozsah je zde rozdělen na jednotlivé kanály K_1, K_2, K_3, \dots , z nichž každý má samostatnou nosnou vlnu a přesně definované kmitočtové pásmo (např. 25 kHz apod.). Určitý mobilní účastník z jejich celkového souboru A, B, C, ... však nemá fixně přidělen jistý kanál K_i , nýbrž může využívat po určitou dobu libovolný z těchto kanálů. Ten mu automaticky přidělují podpůrné složky systému řízené operačním centrem OMC, tak aby bylo dosaženo optimálním využitím všech kanálů co největší přenosové kapacity systému.



Obr. 10.12 Typická koncepce frekvenčního multiplexu FDMA, používaného u celulárních radiotelefonních systémů; šrafované oblasti značí aktivní provoz daného účastníka

Časový multiplex TDMA

Časový multiplex TDMA je svou podstatou vhodný pro celulární radiotelefonní systémy s digitálními modulacemi, tedy například pro panevropský systém GSM, nebo americký systém ADC apod. Jeho podstata v těchto aplikacích ukazuje obr. 10.13. Zde je přidělený kmitočtový rozsah rozdělen na několik rádiových kanálů, označených také jako kanálové grupy. Počet těchto kanálů je shodný s počtem vysílačů základnových stanic. V každém z uvedených kanálů se nachází jediná nosná vlna, která však může přenášet na principu časového multiplexu TDMA digitalizované hovorové signály např. osmi mobilních účastníků A, B, C, ..., H. Každému z těchto osmi účastníků je k přenosu periodicky vymezen časový úsek, označovaný jako kanálový interval (traffic burst); souhrn všech osmi intervalů vytváří během jedné periody přenosu tzv. rámec. V následujícím rámci potom uvažovaný rádiový kanál (tj. nosná vlna) může přenášet časově multiplexované signály jiných osmi účastníků atd. V této koncepci, nazývané úzkopás-



Obr. 10.13 a) Časový multiplex v celulárních radiotelefonních sítích; b) dělení časových rámců na kanálové intervaly a struktura intervalů

mový časový multiplex, je skupině účastníků A, B, ..., H přidělen jen omezený počet rádiových kanálů. Pokud má libovolný účastník přístup ke všem rádiovým kanálům (tj. ke všem nosným vlnám) daného systému, označuje se příslušný časový multiplex jako širokopásmový.

Na obr. 10.13b je ještě jednou znázorněno dělení časových rámců na kanálové intervaly. Dále je zde zobrazena typická struktura určitého kanálového intervalu, obsahující:

- čelo, v němž se přenášejí bity pro regeneraci nosné vlny, pro regeneraci taktu a pro identifikaci kanálu;
- interval C S pro přenos kontrolních signálů a signalizace;
- provozní interval, určený pro vlastní přenos digitalizovaného hovorového signálu, resp. dat;
- bezpečnostní interval G, jímž se toleruje konečná doba šíření elektromagnetických vln na obsluhovaném území.

Porovnání základních parametrů celulárních systémů FDMA a CDMA

V tabulce 10.3 jsou shrnuty základní parametry, týkající se rádiového přenosu u analogového britského celulárního systému TACS, dále u amerického digitálního systému ADC a u panevropského digitálního systému GSM. Tabulka předpokládá, že systémy pracují v duplexním režimu FDM, se šířkou pásma pro každou službu 10 MHz.

Tabulka 10.3 Porovnání parametrů tří celulárních veřejných radiotelefonních systémů

System	TACS	ADC	GSM
typ multiplexu	FDMA	TDMA	TDMA
počet účastnických kanálů na jednu nosnou	1	3	8
odstup rádiových kanálů (kHz)	30	30	200
počet rádiových kanálů	400	333	50
trvání rámce (ms)	neomezeno	40	4,6
bitová rychlost v rádiovém kanálu (kbit/s)	10	48	270
celkový počet účastnických kanálů	400	999	400

10.7. Spektrální účinnost celulárních radiotelefonních systémů

U klasických telefonních systémů existuje celá řada parametrů pro hodnocení jejich provozní účinnosti. Hodnotí se například jejich provozní intenzita (Traffic Intenzity = TI), stupeň služby (Grade of Service = GOS) atd. Na tomto místě si uvedeme definice některých parametrů, které charakterizují spektrální účinnost celulárních radiotelefonních systémů.

Spektrální účinnost η_s

Spektrální účinnost (Spectral Efficiency) je definována vztahem

$$\eta_s = \frac{\text{celkový počet uživatelských kanálů}}{\text{celková dosažitelná vf šířka pásma} \times \text{plocha svazku}} \quad (10.7)$$

Při pravidelné struktuře celulární sítě, složené ze stejných buněk o poloměru R, je tato veličina určena přibližnou relací

Označení systému	start	kmitočtová pásma (MHz)	multiplex +modulace	šířka pásma kanálu (kHz)	bitová rychlost (kbit/s)	šířka svazku	počet uživatel. kanálů	počet uživatel. systémů	počet * účastníků (milionů)	
NMT450	1981	463-467.5	453-457.5 FDMA FM ±4.7 kHz	25	1.2	60°	180	C/N BS	14	15
AMPS	1983	869-894	824-849 FM ±12 kHz	30	10.0	7	832	C/N BS	37	9
TACS (ETACS)	1985	935-950 917-933	890-905 FM ±9.5 kHz	25	8.0	7	1000	C/N BS	21	2.5
NMT900	1986	935-960	890-915 FM ±4.7 kHz	25	1.2	7	1000	C/N BS	8	0.5
JTACS	1979	925-940	870-885 FM ±5 kHz	25	0.3	14	600	C/I	1	2
JNTACS	1988		±2.5 kHz	12.5	2.4		1200 (2400)		9	
C-Net	1985	461-466	451-456 FDMA ±4 kHz	20	5.28		222	zpoždění šířením	3	0.5
GSM	1992	950-960 (935-950)	905-915 TDMA (890-905) (GMSK)	200	271	4	600†	asistence MS	24†	N/A°

* přibližně

+ 75 radiových kanálů. 8TDMA =600

◊ NA-zatím nezjištěno

BS^{Tx} vysílač základnové stanice

MS^{Tx} vysílač mobilní stanice

C/N - BS poměr nosná/šum na základnové stanici

Tabulka 10.4 Základní parametry současně používaných celulárních veřejných radiotelefonních systémů

$$\eta_s = \frac{1}{f_b} \cdot \frac{1}{C_i} \cdot \frac{1}{\pi R}, \quad (10.8)$$

kde f_b je bitová rychlost kódovaného digitalizovaného hovorového kanálu,
 C_i - poměr nosná/interference.

Účinnost přístupu η_a

Účinnost přístupu (Access Efficiency) je definována vztahem

$$\eta_a = \frac{\text{celkový podíl (čas/vf šířka pásma) připadající na 1 kanál}}{\text{celkový podíl (čas/vf šířka pásma) připadající na celý systém}} \quad (10.9)$$

Kompletní spektrální účinnost η_o

Kompletní spektrální účinnost η_o (Overall Efficiency) je určena jako součin

$$\eta_o = \eta_s \cdot \eta_a \quad (10.10)$$

Jelikož účinnost η_a se většinou blíží hodnotě 100 %, platí dobře přibližná relace $\eta_o \approx \eta_s$. Ze vztahu (10.8) potom vyplývá, že celkovou účinnost η_o lze zvyšovat zmenšováním bitové rychlosti na kanál f_b , dále zmenšováním přípustného poměru nosná/interference C_i a konečně i zmenšováním poloměru buněk R .

10.8. Přehled vlastností veřejných celulárních radiotelefonních systémů

V tabulce 10.4 jsou shrnuty základní parametry nejznámějších analogových a digitálních celulárních veřejných radiotelefonních systémů. Jejich názvy zde jsou vyjádřeny zkratkou, výklad těchto zkratek s doplňujícími údaji je potom v tab. 10.5.

Údaje shromážděné v tab. 10.4 doplníme několika vysvětlivkami. Ve druhém sloupci je zde rok uvedení do provozu. Třetí sloupec udává kmitočtové pásma, na nichž pracují vysílače základnových stanic (BS_{Tx}) a vysílače mobilních stanic (MS_{Tx}). Čtvrtý sloupec uvádí typ použitého multiplexování a typ modulace. Pátý sloupec

Tabulka 10.5 Zkratky a úplné názvy celulárních systémů z tabulky 10.4

Zkratka	Definice
AMPS	Advanced Mobile Phone System (U.S.)
NMT	Nordic Mobile Telephone (doplňný údajem o kmitočtovém použitém pásmu)
TACS	Total Access Communication System (U.K.)
ETACS	Extended TACS, nabízející více kanálů v přídatných kmitočtových pásmech
JTACS	Japanese Total Access Communications Systems
ADC	American Digital Cellular, digitální systém, postupně nahrazující analogový AMPS
JDC	Japanese Digital Cellular
C-Net	Cellular Network, system vyvinutý v bývalém Západním Německu
GSM	Global System for Mobile Communications, specifikovaný komitétém Evropských pošt a telekomunikací (CEPT)

podává informaci o šířce pásma rádiového kanálu; následující potom vyjadřuje výslednou bitovou rychlost v tomto kanálu (u analogových systémů je to rychlost digitální signalizace). V sedmém sloupci jsou uvedeny rozměry svazku, avšak příslušné údaje by bylo nutné doplnit bližší specifikací tohoto parametru. Osmý sloupec stručně vyjadřuje principy, na nichž je založeno automatické přepínání kmitočtu mobilní stanice při přejíždění hranic buněk (handover); jak je patrné, u většiny systémů je přepínání iniciováno poklesem poměru nosná/šum = C/N signálu mobilní stanice, přijímaného základnovou stanicí. Poslední sloupce udávají počty států a počty účastníků konkrétních systémů, odpovídající stavu z r. 1992.

10.9. Skandinávské analogové celulární radiotelefonní systémy NMT 450/900

Prvním a pravděpodobně nejrozšířenějším analogovým radiotelefonním systémem je v Evropě systém NMT 450 (Nordic Mobile Telephone) a jeho novější varianta NMT 900. Tento systém, původně vyvinutý pro Skandinávii, mělo zavedeno na počátku devadesátých let již asi 25 států; jako svůj první systém jej začala zavádět i bývalá Československá republika. Přestože je to ještě systém analogový, důmyslnou koncepcí a postupným vývojem byl doveden do značného stupně dokonalosti. Podrobný popis systému NMT by byl příliš obsáhlý, proto si zde uvedeme jen jeho některé zajímavé charakteristiky.

Tabulka 10.6 Základní technické parametry celulárních radiotelefonních systémů NMT 450 a NMT 900

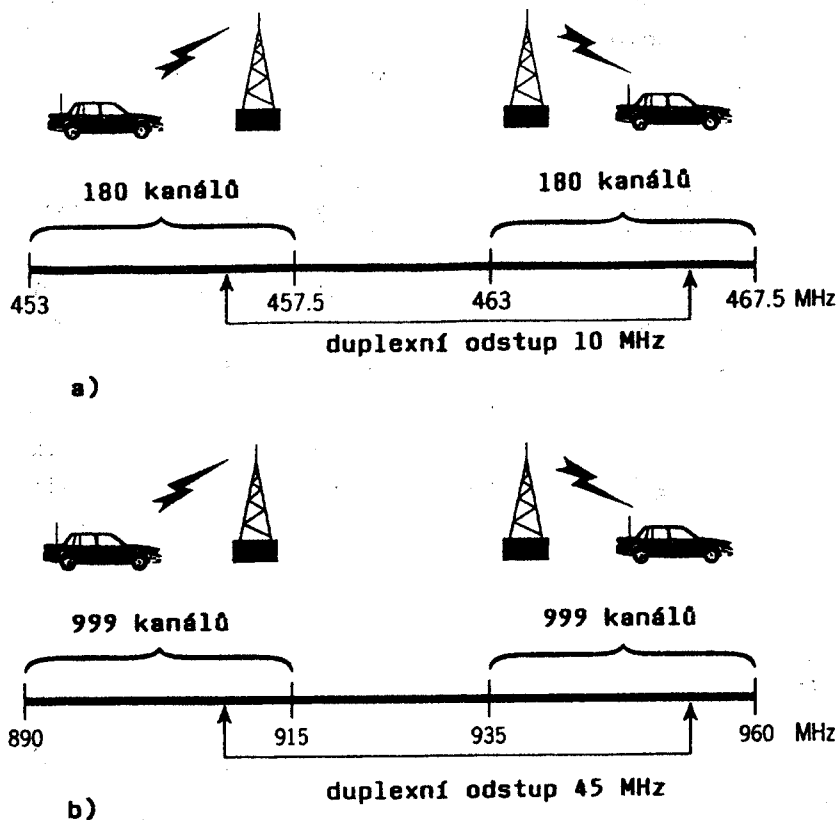
	NMT 450	NMT 900
kmitočtový rozsah	420-490 MHz	890 - 960 MHz
vysílač MS	453 - 457,5 MHz	890 - 915 MHz
přijímač MS	463 - 467,5 MHz	935 - 960 MHz
odstup kanálů	25 (20) kHz	25 kHz ^{x)}
duplexní odstup	10 MHz	45 MHz
počet kanálů	180 (225)	1000 ^{xx)}
dosah základnové stanice	15 - 40 km	2 - 20 km
výstupní výkon vysílače:		
základnové stanice	50 W	25 W
mobilních stanic: velký	15 W	6 W
střední	1,5 W	1 W
malý	0,1 W	0,1 W
interface k PLMN	4drát (tranzitní)	4drát (tranzitní)
přepojování účastníků	digitální	digitální
kapacita přepojování	do 1024 základ. stanic a 65 000 účastníků	do 1024 základ. stanic a 65 000 účastníků
kapacita radiokanálů	do 8000	do 8000
signalizace na rádiové trase	mod. FFSK, korekce chyb	mod. FFSK, korekce chyb
radiotelefonní volací číslo	kód státu + kód oblasti + (6...7)místné číslo účastníka	kód státu + kód oblasti + (6...7)místné číslo účastníka

x) Při vložení dodatečných "prokládaných" kanálů 12,5 kHz

xx) Při vložení dodatečných "prokládaných" kanálů 1999

Základní parametry a koncepce

První varianta systému NMT 450 pracuje v plně duplexním režimu v pásmu v okolí 450 MHz, vývojově mladší varianta NMT 900 využívá pásmo v okolí 900 MHz; přesné specifikace používaných pásem je znázorněna na obr. 10.14, v tabulce 10.6 jsou uvedeny některé další parametry obou zmíněných variant.

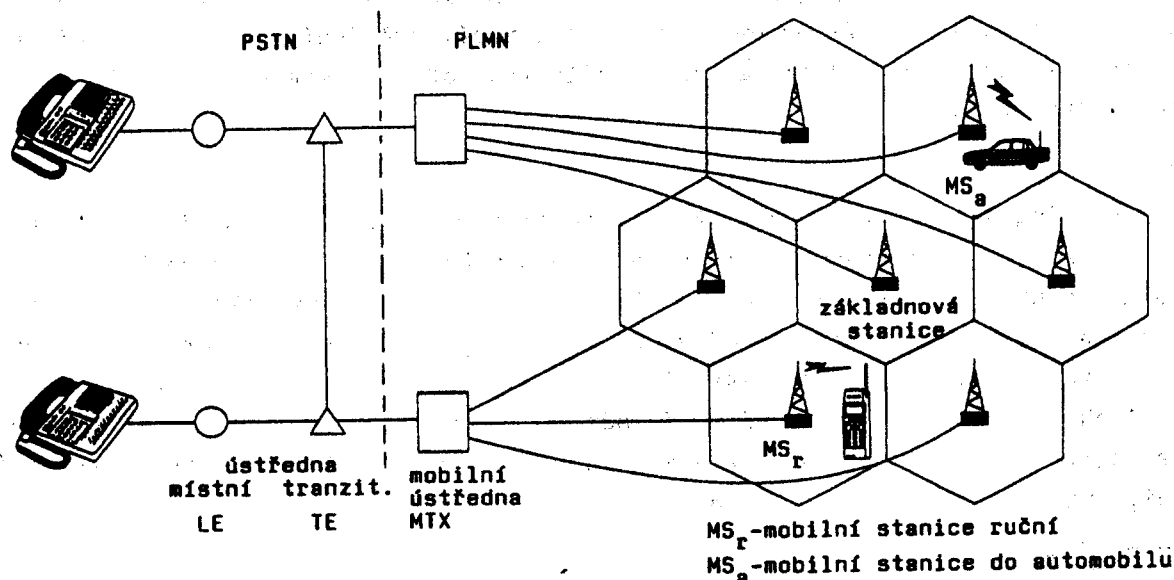


Obr. 10.14 Kmitočty používané v systému: a) NMT 450; b) NMT 900

Celkovou koncepcí systémů NMT ukazuje obr. 10.15 (viz též obr. 10.8). Konvenční telefonní účastnický přístroj je zde přes místní ústřednu LE (Local Exchange) spojen s tranzistní telefonní ústřednou TE (Transit Exchange); oba tyto bloky jsou součástí klasické telefonní sítě PSTN. Veřejná pozemní mobilní síť PLMN (Public Land Mobile Network) se skládá z mobilní telefonní ústředny MTX (Mobile Telephone Exchange), základnových stanic BS (Base Station) a mobilních stanic MS (Mobile Station). Mobilní telefonní ústředny MTX jsou řídicím článkem systému a představují interface vůči klasické síti PSTN; mohou být vytvářeny na lokální úrovni, nebo na tranzitní úrovni (což je nejčastější), nebo na mezinárodní úrovni.

Základní funkcí základnové stanice BS, spojené permanentně s mobilní ústřednou MTX, je umožnit oboustranné rádiové spojení s mobilní stanicí MS. Kromě toho základnová stanice BS plynule kontroluje pomocí tzv. kontrolního, resp. pilotního signálu (supervision tone) kvalitu tohoto rádiového spojení. V geografické oblasti jedné buňky může být spojení uskutečněno na jednom a tomtéž kmitočtu (kanálu). Bázové stanice příslušející k jedné a téže mobilní telefonní ústředně MTX vytvářejí svazek, označovaný také jako servisní oblast (Service Area) ústředny MTX. Tato servisní oblast může být rozdělena na několik provozních suboblastí TA (Traffic Areas). Každá mobilní stanice MS má přidělenou jednu svoji "domovskou" mobilní telefonní ústřednu HMTX (Home MTX), v jejímž domovním lokačním registru HLR jsou uloženy základní informace

o této stanici. Ostatní mobilní ústředny jsou pro uvažovanou mobilní stanici ústřednami "hostitelskými".



Obr. 10.15 Celková koncepce systémů NMT

Chce-li určitý účastník klasické telefonní sítě (PSTN) uskutečnit spojení s konkrétní mobilní stanicí MS, zvolí na stacionární telefonní stanici radiotelefonní číslo volaného partnera. Tím naváže přes lokální ústřednu a tranzitní ústřednu kontakt s mobilní telefonní ústřednou MTX. Poté následuje komplikovaný proces navázání rádiového telefonního spojení mezi ústřednou MTX a volaným mobilním účastníkem MS. Tento proces začíná tím, že ústředna vydá pokyn základnovým stanicím BS provozní suboblasti TA, v níž se mobilní stanice právě nachází, aby začaly vysílat tzv. volací (signalizační) zprávu (Calling Message - Page). Zbývající základnové stanice BS příslušející ke zmíněné mobilní ústředně však volací zprávu nevysílají, díky čemuž se snižuje provozní zatížení celého systému a urychluje se jeho provoz. Jakmile mobilní stanice MS potvrdí příjem volací zprávy, jsou jí přiděleny mobilní ústřednou dva provozní kanály (duplexní režim), mobilní stanice se na ně naladí a spojení může začít. Určení volných kanálů mobilní ústřednou je však při intenzivním provozu často obtížné. Proto byla v systému NMT 900 zavedena koncepce aktivní spoluúčasti mobilní stanice při hledání volných kanálů, která daný problém napomáhá řešit; uvedená koncepce je založena na skanování pásma přiděleného dané základnové stanici.

Mobilní účastník začíná svůj hovor s jiným účastníkem volbou jeho telefonního čísla a následujícím zapnutím režimu "vysílání". Poté mobilní stanice automaticky vyhledá volné provozní kanály. Příslušné informace jsou předány na mobilní ústřednu, kde je ověřena identita volajícího, jeho oprávněnost vstoupit do systému apod. Jsou-li všechny náležitosti splněny, spojení se může realizovat.

Pomocné funkce (kontrola kvality spojení, paging, handover)

Kontrola kvality spojení (Transmission Quality Supervision)

Okamžitě po zahájení spojení je v systémech NMT plynule kontrolována jeho kvalita. Kontrola může být založena na měření úrovně nošené vlny vysílače mobilní stanice, prováděné na základnové stanici. Druhá možnost vychází z měření poměru signál/šum, tzv. kontrolního, resp. pilotního signálu ("phi-signal"). Kontrolní signál je sinusový tón, ležící těsně nad přeneseným akustickým pásmem (používají se kmitočty

3955, 3985, 4015 a 4045 Hz). Je vysílán základnovou stanicí BS, mobilní stanicí MS je přijímán a vysílán zpět k základnové stanici, kde se vyhodnocuje.

Foklesne-li kvalita spojení pod danou mez, základnové stanice BS o tom informuje mobilní ústřednu MTX. Ta potom situaci řeší např. zvětšením výkonu vysílače mobilní stanice, nebo přeladěním na jiné kanály (handoff) v téže nebo v sousední základnové stanici apod.

Paging

Funkce Paging (vyvolávání) poskytuje mobilní radiotelefonní ústředně MTX plynule informace o tom, ve kterých provozních suboblastech TA, resp. buňkách se nacházejí všechny mobilní stanice systému. Realizuje se tak, že každá základnová stanice kontinuálně vysílá na pomocné nosné vlně, vytvářející tzv. volací kanál (Calling Channel), svůj specifický identifikační signál. Určité mobilní účastnické stanice MS si ze všech identifikačních signálů základnových stanic suboblasti, v níž se nachází, vybere nejvyšší (nejlepší C/N) a sdělí tuto skutečnost příslušné základnové stanici, čímž je její poloha určena.

Handover (Hand-off)

Tato funkce se uplatňuje hlavně při přechodu mobilní stanice MS přes hranici dvou sousedních buněk, kdy kvalita rádiového spojení mobilní stanice s dosud s ní komunikující základnovou stanicí BS se sníží pod určitou přípustnou hranici. O této skutečnosti informuje základnová stanice BS mobilní ústřednu MTX. Ta vyšetří, zda v okolí již nevyhovující základnové stanice není jiná BS, které by umožňovala kvalitnější spojení. Je-li tomu tak, ihned vydá mobilní stanici příkaz k přechodu na některý volný kanál této nové stanice. V opačném případě pokračuje spojení na dosavadních kanálech, avšak pokusy o nalezení kanálů vhodnějších stále pokračují.

Koncepce základnové stanice systémů NMT

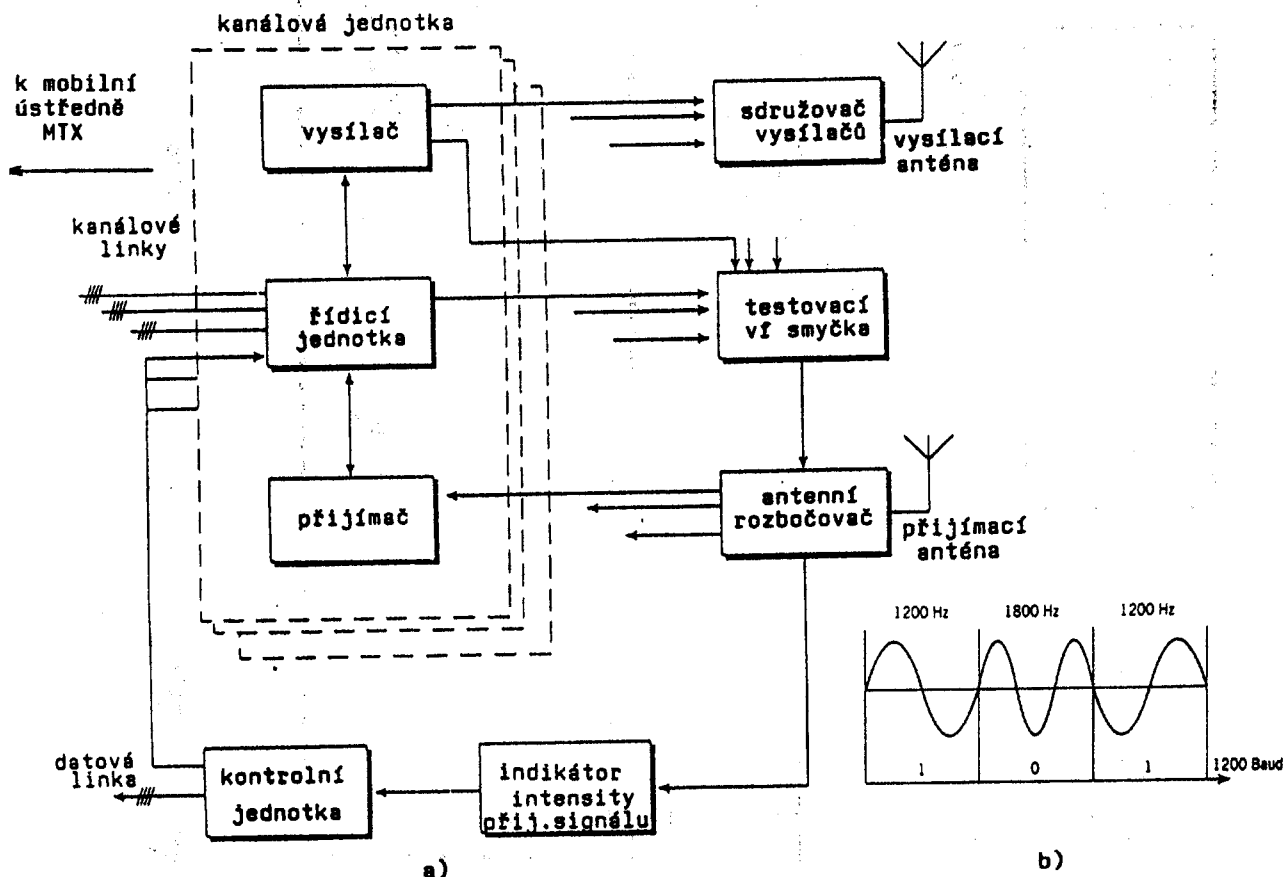
Základnová stanice působí v podstatě jako reléová stanice mobilních stanic při přenosu jejich hovorových a datových signálů. Kromě toho také kontroluje kvalitu rádiového spojení s mobilními stanicemi. Základnové stanice je obvykle určena pro provoz v jediné buňce, avšak při umístění na hranici např. tří buněk a při použití směrových antén ji mohou využívat zmíněné tři buňky apod. Typická koncepce základnové stanice je znázorněna na obr. 10.16a. Popíšme si stručně její základní bloky:

Stanice se skládá z většího počtu základnových jednotek odpovídajícího počtu kanálů stanici přidělených. Každá jednotka obsahuje vysílač, v němž je koncový stupeň s maximálním výkonem 50 W (NMT 450), resp. 25 W (NMT 900); dalšími obvody vysílače jsou kompresor dynamiky, modulátor pilotního kontrolního signálu a článek preemfáze.

Přijímač obsahuje expander dynamiky (NMT 900), obvody pro diverzifikační příjem (NMT 900), článek deemfáze, demodulátor pilotního signálu a měřič intenzity přijímaného signálu.

Každý pár přijímač-vysílač je řízen řídicí jednotkou, obsahující mikroprocesorový systém, modem pro signalizaci s mobilní ústřednou MTX a se základnovou stanicí a obvody pro generaci pilotního signálu. Signalizace (tj. přenos všech informací jiných než hovorových) je realizována u systémů NMT pomocí digitální modulace FFSK (viz čl. 2.7), ve formátu signálu podle obr. 10.16b, s přenosovou rychlostí 1200 baud/s. Výčet konkrétních funkcí, které řídicí jednotka provádí, by byl obsáhlý. Proto jen pro ilustraci připomeňme, že například:

- zapíná a vypíná vysílač;
- určuje číslo rádiového kanálu;
- řídí přenos informací o kanálu směrem k MTA atd.



Obr. 10.16 a) Blokové schéma zapojení základnové stanice celulárních radio-telefonních systémů NMT;
b) modulace FFSK využívaná pro signalizaci

Kontrolní jednotka řídí činnost indikátoru intenzity přijímaného signálu požadovaného kanálu. Obsahuje mikroprocesorový systém a modem pro signalizaci směrem k mobilní ústředně MTX.

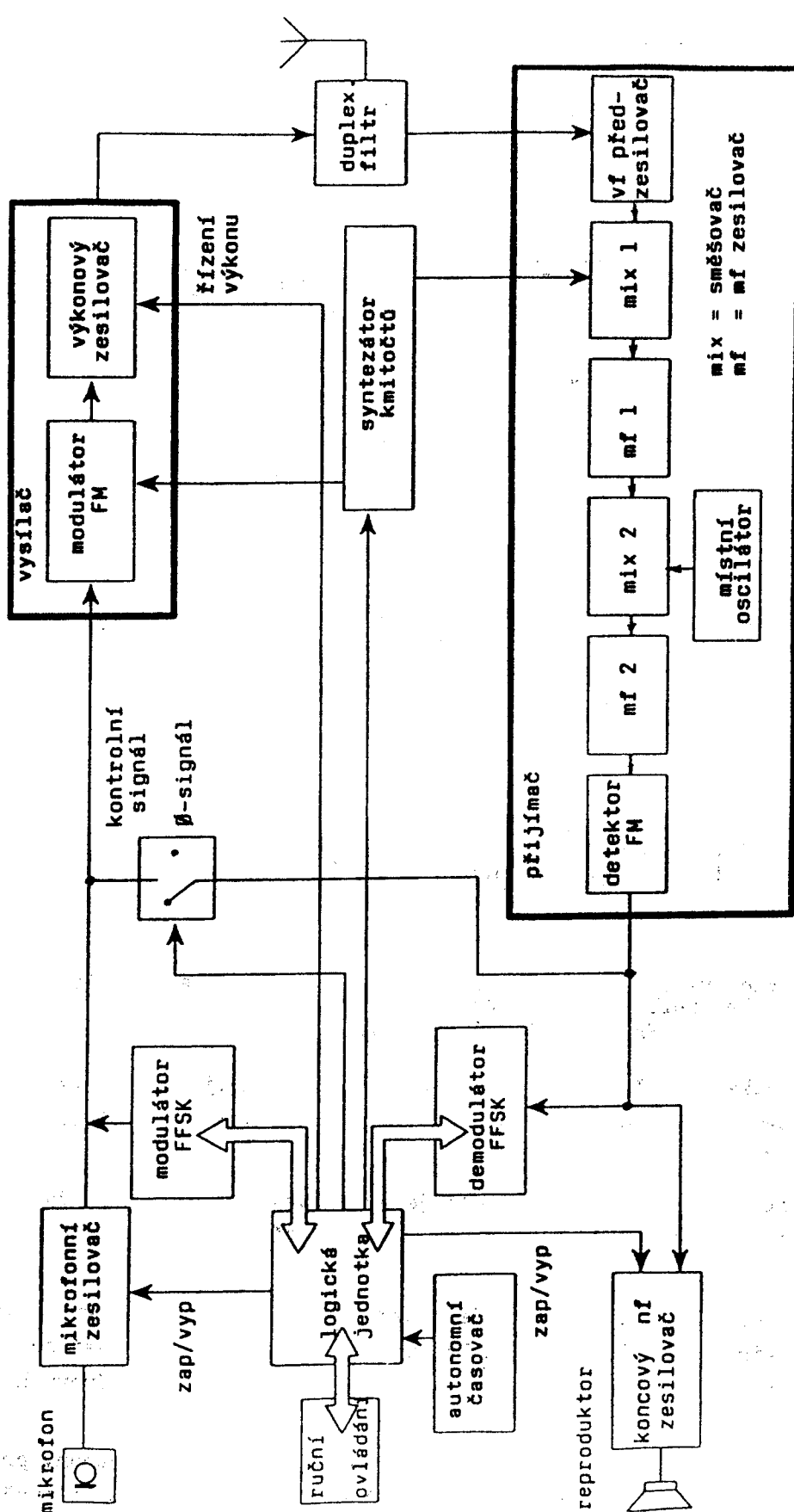
Testovací vysokofrekvenční smyčka umožňuje prověřovat na základě požadavků z mobilní ústředny správnou funkci vysílače, anténního rozbočovače, přijímače a řídící jednotky.

Sdrůžovač vysílačů všech kanálových jednotek sdrůžuje výstupní signály všech těchto vysílačů do signálu jediného a ten lze potom vysílat jedinou vysílací anténou. Sdrůžovač je pasivní obvod, složený z jakostních pásmových filtrů, směrových vazebních členů atd.

Anténní rozbočovač dovoluje napájet z jediné přijímací antény všechny přijímače kanálových jednotek. Obsahuje opět soustavu filtrů a rovněž aktivní zesilovač, který kompenzuje útlum jeho pasivních obvodů.

Koncepce mobilní stanice systémů NMT

Na obr. 10.17 je znázorněno blokové schéma mobilní účastnické stanice systémů NMT. Uveďme si dále stručný popis jejich hlavních funkčních jednotek.



Obr. 10.17 Blokové schéma zapojení mobilní stanice analogového celulárního radiotelefonního systému NMT

- Vysílač obsahuje modulátor FM, realizující analogovou modulaci FM nosné vlny hovorovým signálem a digitální modulaci FFSK signalizace; druhým obvodem vysílače je výkonový zesilovač s adaptivním řízením výkonu. Frekvenční a výkonové relace vysílače jsou shrnuty v tabulce 10.6.

- Přijímač obsahuje nízkošumový vf předzesilovač a dále vlastní přijímač, řešený jako superhet s dvojitým směřováním.
- Syntezátor kmitočtů je zdrojem nosné vlny pro vysílač a heterodynního signálu pro přijímač; mobilní stanice musí být schopna funkce na všech kanálech daného systému, a proto syntezátor, který realizuje její přeladování, musí být dostatečně rychlý, přesný a stabilní (tato vlastnost, označovaná jako frekvenční agilita, je jednou z nejtypičtějších charakteristik celulárních radiotelefonních systémů).
- Logická jednotka obsahuje mikropočítač. Ten řídí modem, realizující převod digitálních signálů mikroprocesu jednotky na signály FFSK; je nutno zdůraznit, že tento modem se využívá pro vysílání a příjem signalizačních rámců (signalizace) a nikoliv hovorových signálů. Mikroprocesor obsahuje paměť ROM - uchovávající určitá neměnná data dané mobilní stanice (její radiotelefonní číslo apod.); dále obsahuje paměť RAM, v níž se uchovávají data časově proměnná (např. informace o kvalitě rádiového spojení, z nichž se potom odvozuje řízení výkonu vysílače ap.). Logická jednotka rovněž uzavírá, resp. rozpojuje smyčku kontrolního (pilotního) signálu a zapíná, resp. vypíná mikrofonní a koncový nízkofrekvenční zesilovač.
- Jednotka ručního ovládání je rozhraním mezi účastníkem a vlastní mobilní stanicí. Obsahuje klávesnici, alfanumerický displej a indikační diody LED s příslušnými symboly. Její elektrická funkce je řízena vlastním mikroprocesorem.

10.10. Panevropský digitální celulární radio- telefonní systém GSM

Všechny celulární radiotelefonní systémy popisované v čl. 9.3 jsou - alespoň z hlediska přenosu telefonních hovorových signálů ve vf kanálu - systémy analogovými. Jejich funkční možnosti už pravděpodobně nebude možné výrazně zlepšit. Další zdokonalení celulárních sítí lze proto očekávat pouze přechodem na systémy s digitálními modulacemi. Ty by měly přinést:

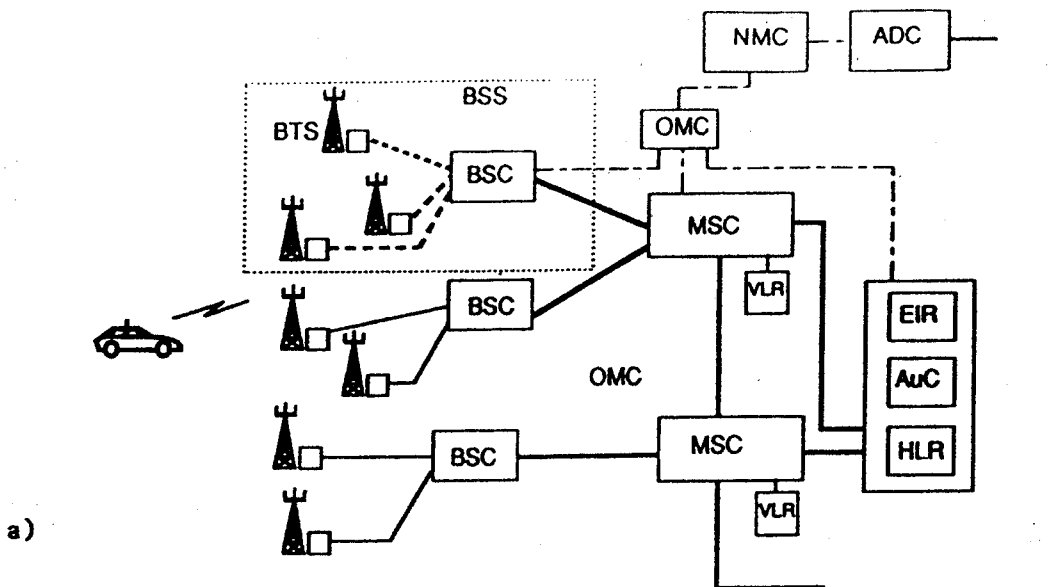
- efektivnější využití přiděleného kmitočtového spektra a tím i vyšší přenosovou kapacitu;
- vyšší úroveň zabezpečení proti nežádoucímu odposlechu, jíž se dosáhne především vhodným kódováním modulačního signálu;
- lepší předpoklady pro rozšíření mobilních (osobních) radiostanic, které u analogových systémů mají příliš velké rozměry a váhu;
- nižší cenu a nižší příkon mobilních radiostanic;
- nižší cenu celé infrastruktury systému;
- rozšíření provozních možností (přenos dat, telematické služby, ISDN);
- zvýšení kvality přenosu po rádiovém spoji při únicích a rušení.

Uvedené závažné přednosti vedly organizaci CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications), sdružující poštovní a telekomunikační správy západoevropských zemí, k rozhodnutí uvádět od roku 1991 postupně do provozu nový digitální celulární veřejný radiotelefonní systém. Tento systém by měl být dostupný všem evropským zemím, které projeví zájem. Je označován jako radiotelefonní systém CEPT-GSM, nebo stručně GSM. Zkratka GSM značí Zvláštní skupinu pro pozemní pohyblivou rádiovou komunikaci (Groupe Spéciale Mobile), která od roku 1982 připravovala standard pro tento nový digitální radiotelefonní systém.

Připomeňme, že zkratka GSM se běžně užívá také ještě pro symbolické označení termínu "Global System for Mobile Communication", tedy pro "Globální systém pro mobilní komunikaci".

Základní koncepce systému GSM

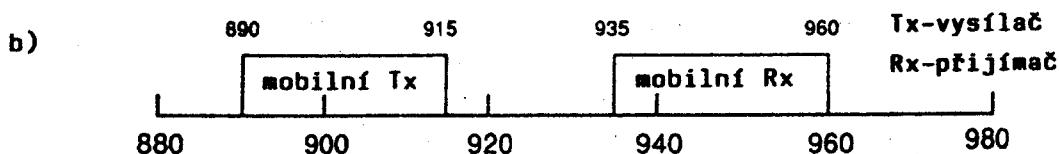
Na obr. 10.8a je znázorněna základní koncepce celulárního radiotelefonního systému GSM, spolu s výkladem v něm použitých zkratk. Uvažované schéma obsahuje většinu funkčních bloků vyskytujících se v obecném schématu z obr. 10.8, proto se zde omezíme jen na zdůraznění některých specifických rysů systému GSM.



Význam symbolů:

MS (Mobile Station)-mobilní účastnická stanice
 BTS (Base Transceiver Station)-základnová stanice (transceiver)
 BSC (Base Station Controller)-řídící jednotka základnové stanice
 BSS (Base Station Subsystem)-subsystém základnové stanice
 MSC (Mobile Switching Center)-mobilní radiotelefonní ústředna
 HLR (Home Location Center)-domovský lokační registr
 VLR (Visitor Location Register)-návštěvní lokační registr
 AuC (Authentication Center)-jednotka autentičnosti
 EIR (Equipment Identity Register)-identifikační registr
 OMC (Operation and Maintenance Center)-operační a provozní centrum
 NMC (Network Management Center)-manažerské centrum sítě
 ADM (Administration Center)-administrativní centrum

————— otevřený interface
 - - - - - definovaný interface
 - · - · - · O&M interface
 ————— vlastnický interface



Obr. 10.18 a) Celková koncepce systému GSM;
 b) kmitočty přidělené systému GSM
 (mobilní stanice)

Celý systém byl koncipován záměrně tak, aby jeho interface byl "otevřený veřejnosti". Tím je umožněno jeho postupné evoluční zdokonalování, realizované vzájemně soutěžícími státními i soukromými institucemi. Využívá kmitočtová pásma podrobněji specifikovaná na obr. 10.11b (viz též tab. 10.1). Celkové pracovní pásmo je zřejmě $2 \times 25 = 50$ MHz. Každý rádiový kanál s jedinou nosnou vlnou zaujímá rozsah 200 kHz, takže do pásma 50 MHz může být umístěno celkem 250 radiových kanálů, resp. 125 kanálových párů mobilní vysílač - mobilní přijímač. Na každé nosné vlně je však formou časového multiplexu TDMA přenášeno celkem osm samostatných účastnických kanálů, takže do pásma 50 MHz lze začlenit celkově 125×8 TDMA = 1000 účastnických kanálových párů. Systém využívá gaussovskou modulaci (GMSK) (viz čl. 2.7), s normovanou šířkou pásma předmodulační dolní propusti $BT_b = 0,3$, což vede k relativně dobré spektrální účinnosti $\eta_s \sim 1,35$. Celková přenosová rychlost v jednom rádiovém kanálu je 270,833 kbit/s, nominální přenosová rychlost v účastnickém kanálu (na jeden hovorový signál) je 16 kbit/s. Časová perioda rámce TDM je 4,62 ms, trvání časové mezery je 0,58 ms. Díky připravovaným úspornějším metodám zdrojového kódování bude zřejmě v budoucnu možné umístit na jednu nosnou vlnu 16 účastnických kanálů - s přenosovými rychlostmi 8 kbit/s, což vlastně zvětší kapacitu systému GSM na dvojnásobek.

Ke správné funkci vyžaduje systém GSM, aby byla nepřetržitě identifikována poloha každé mobilní stanice v rámci jedné buňky, nebo v rámci několika sousedících buněk. Funkce pagingu, která tuto znalost poskytuje, je podobná jako např. u systému NMT (viz čl. 10.9). Procesy, uskutečňující se v systému GSM při pokusu mobilního účastníka navázat radiotelefonní spojení s jiným účastníkem, jsou rovněž podobné jako u systémů NMT. Avšak díky digitálnímu zpracování hovorových i pomocných signálů je zde možné mnohem dokonaleji ověřovat autenticitu volajících mobilních účastníků, takže nežádoucí odposlech nebo vniknutí do systému je téměř vyloučeno.

Je-li určitý účastník systémem akceptován, definuje nejprve druh služby, kterou vyžaduje (hovor, data, přídatné služby atd.). Na základě toho je mu pak přidělen provozní kanál s odpovídající kapacitou.

V systému GSM je rovněž realizováno automatické přepnutí na jiné rádiové kanály při přechodu mobilního účastníka přes hranice buněk, tj. handover. Celý proces sice řídí mobilní centrála MTX, avšak za výrazné asistence mobilní účastnické stanice. Ta plynule monitoruje sousední základnové stanice a to měřením intenzity jejich signálu a bitové chybovosti BER. Tato měření jsou kombinována do jediné procedury a na jejich základě je určeno šest okolních základnových stanic s relativně nejlepšími signály. Systém potom rozhodne, kdy je nejvýhodnější přepnutí, tj. handover realizovat. Skutečnost, že je zde využíváno jako kritérium kvality spojení kromě intenzity signálu ještě chybovosti BER, značně zdokonaluje uvažovaný proces a je dalším příkladem předností digitálních celulárních systémů oproti analogovým.

U analogových systémů nejpodstatnější část proudové spotřeby z napájecích zdrojů vyžaduje klidový režim (očekávání), kdy je v činnosti v podstatě jen funkce pagingu. U digitálního systému GSM je však možné v tomto režimu realizovat tzv. diskontinuální příjem DRX (Discontinuous Receive), při němž se uspoří asi 90 % kapacity napájecích zdrojů.

Kódování hovorového signálu

U celulárního systému GSM je použit spektrálně velice účinný způsob kódování zdroje hovorového signálu, označovaný zkratkou RELP (angl. Residually Excited Linear

Predicted), doplněný v tzv. dlouhodobý prediktor LTP (Long Term Predictor). Naznačme si nejprve alespoň stručně podstatu kódovací metody RELP.

Metoda RELP náleží mezi tzv. parametrické metody kódování, u nichž se přenášejí informace o parametrech zdroje hovorového signálu (angl. Source Coding); (druhou kategorií potom tvoří tzv. metody kódování tvaru vlny, u nichž se kódují přímo vzorky časového průběhu hovorového signálu - angl. Waveform Coding).

U parametrických metod se parametry zdroje hovorového signálu získávají v kodéru vysílače analýzou digitalizovaného hovorového signálu po časových úsecích dlouhých cca 10 až 30 ms. Úkolem kodéru je analýzou stanovit pro každý časový segment o uvedené délce soubor tzv. deskriptorů, které určují singularity přenosové funkce časově proměnného filtru, který je hlavní částí hlasového syntezátoru přijímací části systému. Stanovené deskriptory jsou v časovém multiplexu přenášeny v digitálním tvaru na přijímací stranu. Připomeňme, že pod pojmem deskriptor se rozumí vektor 8 až 16 čísel, které reprezentují tvar spektrální hustoty signálu v daném segmentu.

Přenosová rychlost parametrického systému je dána počtem přenášených deskriptorů, způsobem jejich kódování, tj. počtem dvojkových míst potřebných pro vyjádření jedné hodnoty deskriptoru a opakovacím kmitočtem rámce jedné skupiny deskriptorů.

Pro vyjádření hodnot deskriptorů, určujících singularity přenosové funkce modelu vokálního traktu, tj. lineárního filtru s časově proměnnými parametry, je známa řada algoritmů. Klasický přístup, známý již od třicátých let, je analýza spektra hovorového signálu pomocí sady pásmových propustí. Dalším typem jsou ortogonální analyzátoři, které používají v analyzátořích vysílací části pro analýzu spektra hovorového signálu lineární transformace. Vhodná je např. transformace Hadamarova-Karlmén-Loeveho apod.

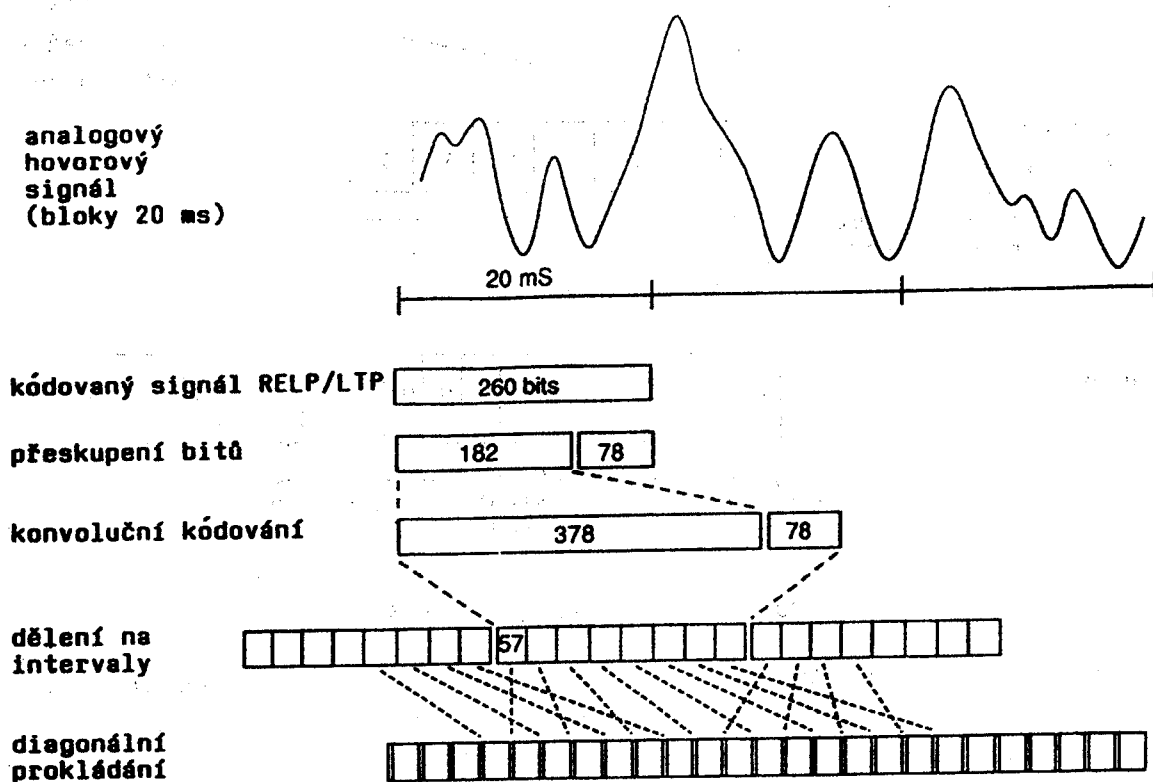
Pro praktické aplikace však mají největší význam analyzátoři hovorového signálu, založené na lineární predikci, označované běžně jako LP (Linear Prediction) analyzátoři. V LP analyzátoru se určuje velikost tzv. koeficientů predikce c_k pomocí algoritmů, které minimalizují středně kvadratickou odchylku mezi skutečnými a predikovanými hodnotami vzorků. Cesty vedoucí ke zmenšení potřebné přenosové kapacity při kódování LP koeficientů spočívají např. v logaritmování koeficientů c_k před kódováním, v metodách snižujících redundanci a vzájemnou korelaci koeficientů a v použití adaptivních postupů kódování ke zmenšení počtu dvojkových symbolů, potřebných k vyjádření hodnot predikčních koeficientů.

Vyčíslené deskriptory se přenášejí v časovém multiplexu digitálním komunikačním kanálem na přijímací stranu, kde řídí činnost syntezátoru hovorového signálu. Ten obsahuje impulsní generátor, který je primárním zdrojem syntetizovaného signálu při "znělých" segmentech, generátor šumu - generující "neznělé" segmenty a následující lineární digitální filtr s proměnnými parametry. Přenášené deskriptory ovládají přepínač "znělý/neznělý", regulují úroveň analyzovaného segmentu a mění koeficienty filtru. Výsledná přenosová rychlost je u kodeků tohoto typu jen 1,2 až 2,4 kbit/s, reprodukováná řeč však není přirozená. Tento nepřirozený strojový charakter syntetického hovorového signálu, jako důsledek nedokonale napodobeného buzení přirozeného vokálního traktu, odstraňují metody kódování zbytkového rozdílového signálu po lineární predikci, označované v literatuře jako metody RELP (Residually Excited Linear Prediction) kódování.

U metod kódování RELP je buzení filtru hlasového syntezátoru přijímací strany zajišťováno přenosem zakódovaného zbytkového rozdílového signálu mezi kódovaným

originálním signálem a signálem predikovaným nebo obecněji syntetickým hovorovým signálem. Pro kódování rozdílového zbytkového signálu je nutno používat efektivní kódování, neboť při požadované výsledné přenosové rychlosti v oblasti 8 až 16 kbit/s zbývá na zakódování rozdílového signálu pro každý analyzovaný vzorek hovorového signálu prakticky jedno dvojkové místo.

Oproti konvenčním metodám diferenčního kódování DPCM a ADPCM využívají LP metody kódování s lineární predikcí ke snížení redundance kódovaného signálu lineární predikcí vyšších řádů. Lineární predikce založená na zpracování posledních 10 až 20 vzorků slouží k vyčíslení hodnot deskriptorů filtru modelujícího vokální trakt. Označuje se jako krátkodobá predikce. Dlouhodobá predikce LTP využívá korelací mezi sousedními periodami základního tónu hovorového signálu k predikci hodnoty následující periody. Dlouhodobá predikce LTP zlepšuje podmínky pro kódování zbytkového signálu dalším snížením rozptylu jeho hodnot. Při použití kódu RELP/LTP v systému GSM je základní bitová rychlost zakódovaného hovorového signálu 13 kbit/s.

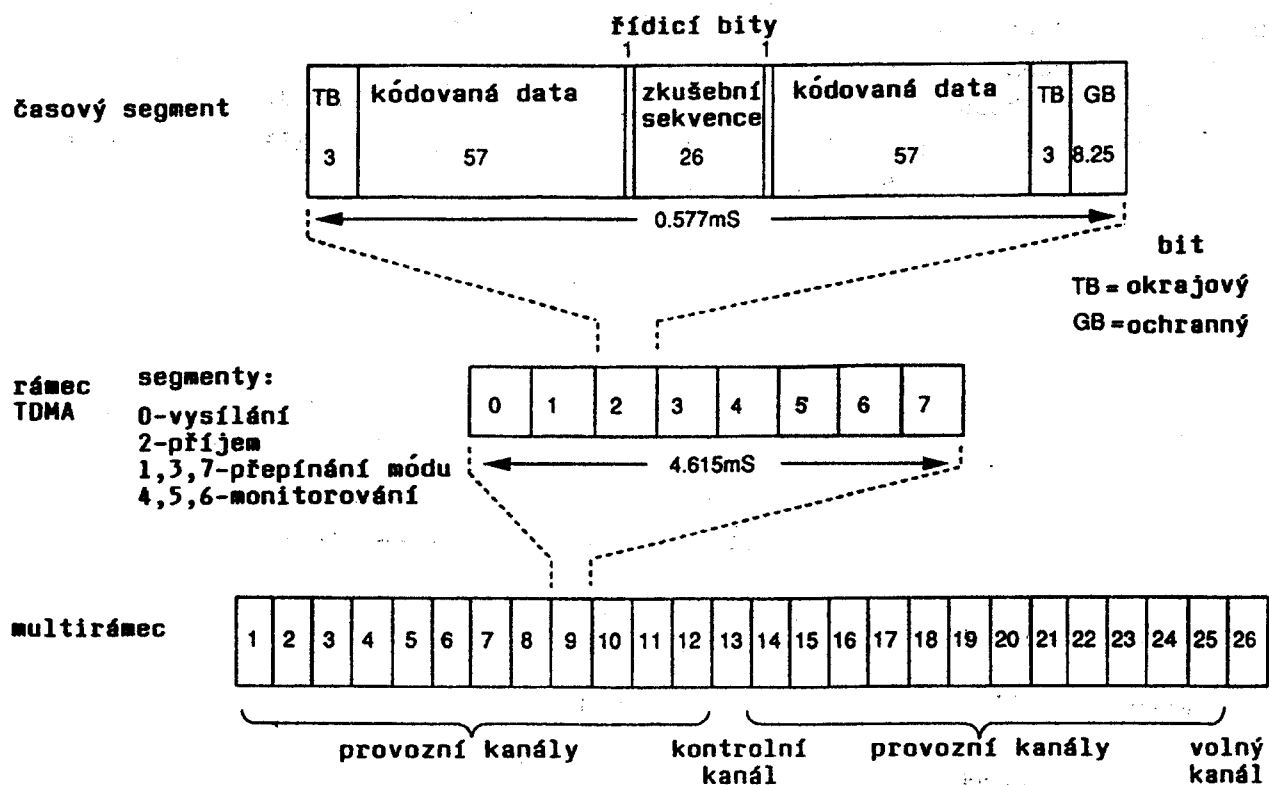


Obr. 10.19 Zdrojové a kanálové kódování hovorového signálu v celolárním radiotelefonním systému GSM

Proces zdrojového a následujícího kanálového kódování názorně ilustruje obr. 10.19. Analogový hovorový signál je dělen do časových bloků o délce 20 ms, jimž při použití kódu RELP/LTP odpovídají digitalizované bloky o délce 260 bitů, s bitovými rychlostmi 13 kbit/s. Každý z těchto bloků je dále rozdělen na dvě části a je provedeno přeskupení pořadí bitů: v první části je 182 nejkritičtějších bitů, ve druhé je zbývajících 78 bitů. První část se poté podrobí konvolučnímu kódování (Convolutional Coding) s poloviční rychlostí, čímž se zvětší její délka na 378 bitů. Sloučením s druhou částí se získá výsledný blok o délce 456 bitů s bitovou rychlostí 22,8 kbit/s. Tento blok je rozdělen na osm časových intervalů po 57 bitech, které jsou potom metodou tzv. diagonálního prokládání (Diagonal Interleaving) proloženy s posledními čtyřmi časovými intervaly předchozího bloku a prvními čtyřmi intervaly

bloku následujícího. Uvedeným prokládáním se zvětší pravděpodobnost správného dekódování signálu na přijímací straně v případech jeho zkreslení (úniku apoc.) při rádiovém přenosu.

Na obr. 10.20 je v prvním řádku dále znázorněna struktura tzv. časového segmentu (Time Slot). Ten obsahuje dva datové intervaly po 57 bitech, tzv. kontrolní sekvence o 26 bitech (viz následující odstavec), dále ještě dvě trojice okrajových bitů TB (Tailt Bits), dva řídicí bity a ochrannou periodu GB (Guard Bits) o délce 8,25 bitů. Doba trvání časového segmentu je 0,577 ms.



Obr. 10.20 Struktura rámců v systému GSM

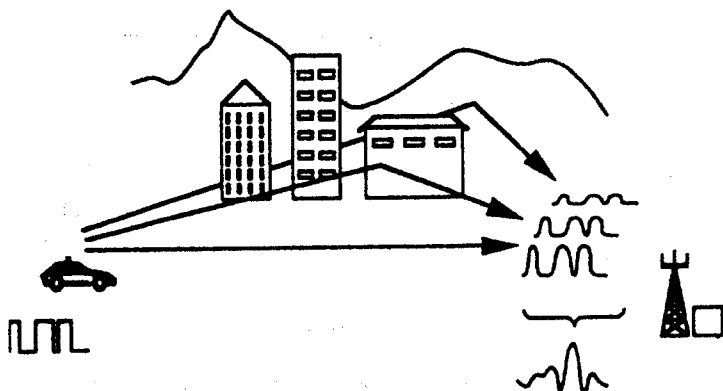
Z osmi časových segmentů je vytvořen tzv. časový rámeček TDMA, jež má dobu trvání 4,615 ms. Jednotlivé segmenty tohoto rámečku jsou označeny čísly 0, 1, ..., 7 (obr. 10.20 - střed). V mobilní stanici je segment 0 vyhrazen pro vysílání, segment 2 pro příjem, segmenty 1, 3, 8 pro přepínání módu činnosti a segmenty 4, 5, 6 pro monitorování. Vysílání, příjem a monitorování se uskutečňuje na třech různých kmitočtech. Přitom kmitočty vysílání a příjmu mají konstantní odstup 45 MHz, kdežto kmitočet monitorování se může nacházet kdekoli v pásmu přijímače. Mobilní stanice se tedy musí během každého svého rámečku, tj. během 4,6 ms, třikrát přeladit; technicky lze toto kmitočtové "skákání" (angl. "hopping") realizovat jedinečně pomocí rychlého syntezátoru kmitočtů PLL. Uvedené tři kmitočty přitom nejsou konstantní, nýbrž jsou měněny v důsledku změn kvality rádiového spojení monitorovaného základnovou stanicí, při přejezdu hranic buněk apod.

Koncepce kmitočtového skákání, zavedené v systému GSM, přináší zlepšení některých parametrů rádiového přenosu. Má především za následek randomizaci a tím i oslabení mezikanálových interferencí. Účinně však potlačuje také vliv pomalých úniků na příjem a dále snižuje možnosti nežádoucího odposlechu.

Ze 26 rámců uvedeného typu je vytvořen tzv. multirámec. V něm je 24 rámců určeno pro přenos osmi hovorových kanálů, jeden rámeček je určen pro tzv. pomalý přidružený kontrolní kanál a jeden rámeček zatím zůstává volný. Kompletní multirámeček je potom namodulován na nosnou vlnu.

Šíření rádiového signálu po vícenásobných drahách a ekvalizace

U radiotelefonních systémů většinou není dosaženo přímé viditelnosti mezi základnovým vysílačem a mobilní stanicí. Elektromagnetické vlny se však v pásmu 900 MHz, používaném systémem GSM, již v atmosféře neohybají, a proto je nutné zde počítat na mobilní i na základnové stanici téměř jen s příjmem vln odražených, tak jak ukazuje obr. 10.21. Odražené vlny mají zřejmě různé doby šíření; rozdíly v těchto dobách při použitých bitových rychlostech cca 270 kbit/s však jsou ekvivalentní až několika bitovým periodám. Kompozitní přijímaný signál je potom ovšem značně zkreslen oproti signálu vysílanému.



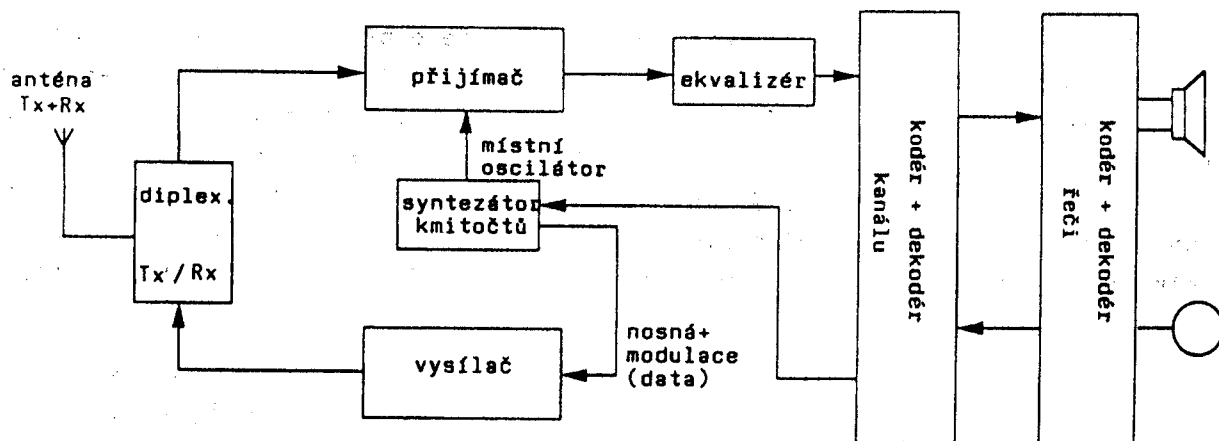
Obr. 10.21 Problém mnohocestného šíření vln u mobilní radiokomunikace

Uvedený efekt, označovaný také jako "echo", by bylo možné potlačit výraznou redukcí bitové rychlosti, což by ovšem vedlo ke stejně výrazné redukcii přenosové kapacity systému. Moderní metody tzv. ekvalizace však umožňují potlačit vliv mnohocestného šíření čistě elektronickou cestou. Příslušné obvody jsou sice složité, avšak monolitická technologie LSI tento nedostatek prakticky odstraňuje.

Princip ekvalizace je jednoduchý. Je založen na odhadu impulsní odezvy, resp. přenosové funkce spojovacího média - jímž je v tomto případě rádiový kanál s mnohocestným šířením - a následující konstrukci filtru s inverzní přenosovou charakteristikou. Nechá-li se tímto filtrem procházet přijímaný signál, potom za předpokladu dostatečně přesného odhadu zmíněné impulsní odezvy je rušivý vliv mnohocestného šíření téměř odstraněn. Pro odhad impulsní odezvy, resp. přenosové funkce určitého komunikačního kanálu existuje několik různých metod, které používají různé algoritmy; všechny však jsou založeny na stejném principu vysílání a následném příjmu určité známé zkušební ("trainingové") sekvence binárních dat; tato sekvence je u systému GSM umístěna uprostřed každého časového segmentu. Příjímač zkušební sekvenci - většinou ovšem zkreslenou - detekuje, porovná ji se známou nezkreslenou zkušební sekvencí a na základě toho stanoví nejpravděpodobnější přenosovou funkci daného rádiového kanálu. Výpočet parametrů inverzního filtru je pak již relativně snadný.

Při pohybu mobilní stanice se však parametry kanálu rychle mění, neboť při použité frekvenci 900 MHz je délka vlny pouze 30 cm. Potom však stačí, aby mobilní stanice změnila svou polohu o několik desítek centimetrů a dosud konstruktivní spolupůsobení odražených vln v přijímací anténě se změnilo na destruktivní. Požadovanou rychlou změnu přenosové funkce může zajistit pouze vhodný číslicový filtr, u něhož se v náležitě krátkých periodách mění jeho koeficienty. Při dané struktuře rámců systému GSM (obr. 10.20) je popsán způsob ekvalizace účinný až do rychlosti pohybu mobilní stanice 250 km/h.

Na obr. 10.22 je znázorněno blokové schéma zapojení mobilní účastnické stanice radiotelefonního systému GSM. Alternativní schéma je již popisováno v čl. 1.5, proto komentář k obr. 10.22 omezíme jen na některé doplňující poznatky.



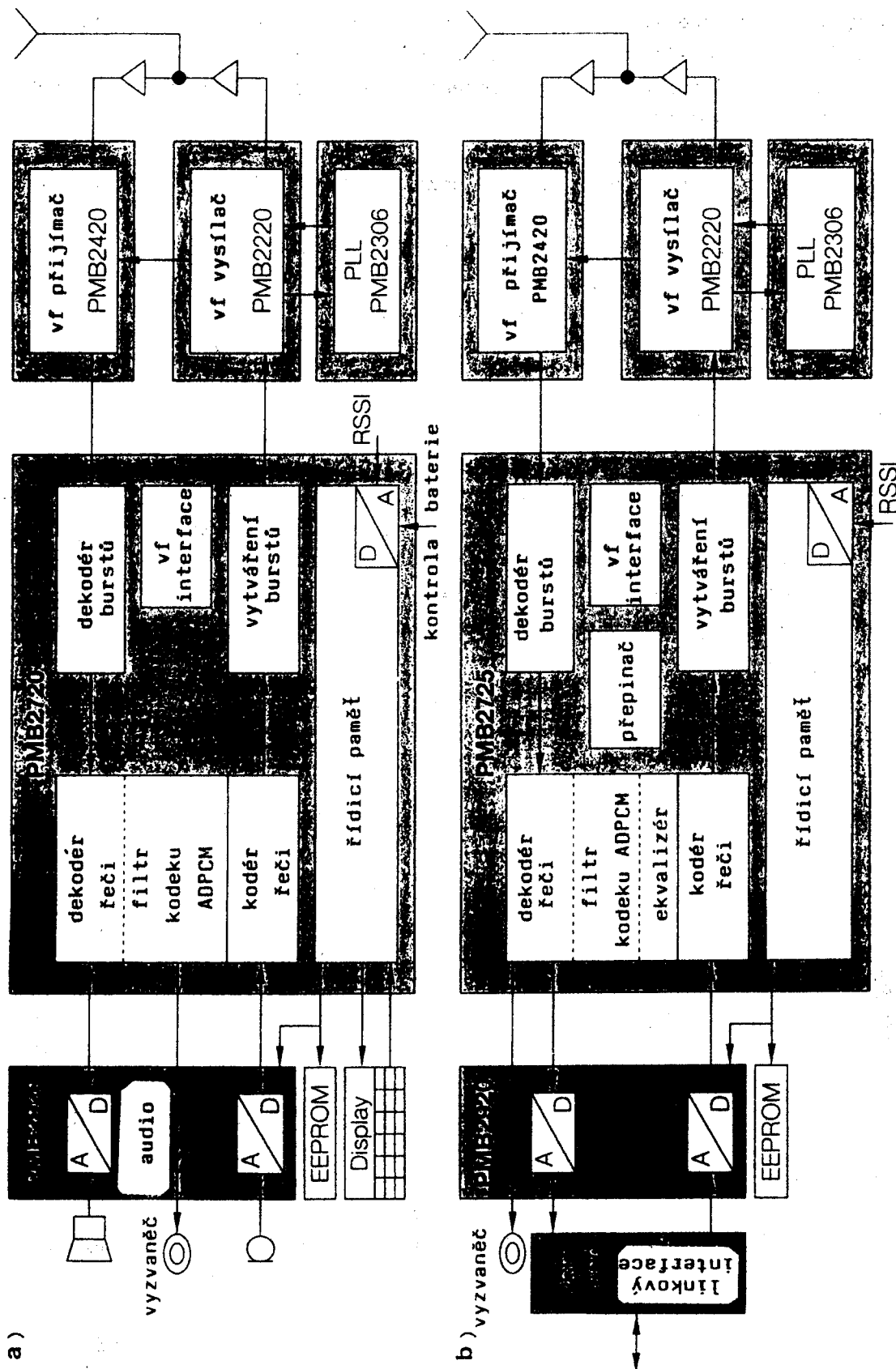
Obr. 10.22 Mobilní stanice celulárního systému GSM

V uvažovaném schématu je pro generaci nosné vlny vysílače a pro generaci heterodynního signálu přijímače použit jediný syntezátor kmitočtů. V prvních variantách mobilních stanic GSM se sice používaly syntezátory dva, avšak silné intermodulační produkty jejich výstupních signálů, komplikované ještě další intermodulací s hodinovým signálem 13 MHz celého systému, činí tuto koncepci pro praxi nevhodnou.

Použitím jediného syntezátoru problémy s intermodulacemi odpadají. Na tento syntezátor však jsou potom kladeny náročné požadavky. Musí být především schopen překrýt poměrně široké frekvenční pásmo. Přeladění mezi požadovanými kmitočty přitom musí být velmi rychlé, s dobou ustálení řádu nejvýše stovek mikrosekund. Výstupní signál syntezátoru by neměl vykazovat parazitní amplitudovou modulaci, tak aby nevznikaly problémy s nežádoucí konverzí AM/AM a AM/PM v koncovém zesilovači vysílače, pracujícím ve třídě C. Heterodynní signál pro přijímač má potom být spektrálně co nejčistší, tj. má mít co nejmenší parazitní fázový šum. Moderní rychlé syntezátory se smyčkou PLL však uvedené požadavky již velmi dobře splňují.

Ve vysílači je technicky náročný zejména jeho koncový výkonový vf stupeň, pracující ve třídě C. Jeho výstupní výkon musí být říditelný v rozmezí 30 dB, musí být schopen rychlého zapnutí a vypnutí, náročná je i jeho teplotní stabilizace. Přijímač bývá řešen obvykle jako superheterodyn s dvojitým směřováním. První mezifrekvence leží v pásmu 45 až 150 MHz - s typickou hodnotou 71 MHz, druhá mezifrekvence bývá 10,7 MHz a vyjíměčně i 455 kHz. Jako mezifrekvenční filtry se výborně uplatňují filtry SAW.

Moderní monolitické technologie dovoluje realizovat celou mobilní stanici (transceiver) pomocí několika málo integrovaných obvodů (viz obr. 10.23).



Obr. 10.23 Digitální evropský bezdrátový telefon DECT:
a) architektura mobilní stanice; b) základnové stanice (všechny integrované monolitické obvody jsou z produkce firmy SIEMENS)

Systém GSM má v porovnání s analogovými systémy následující přednosti:

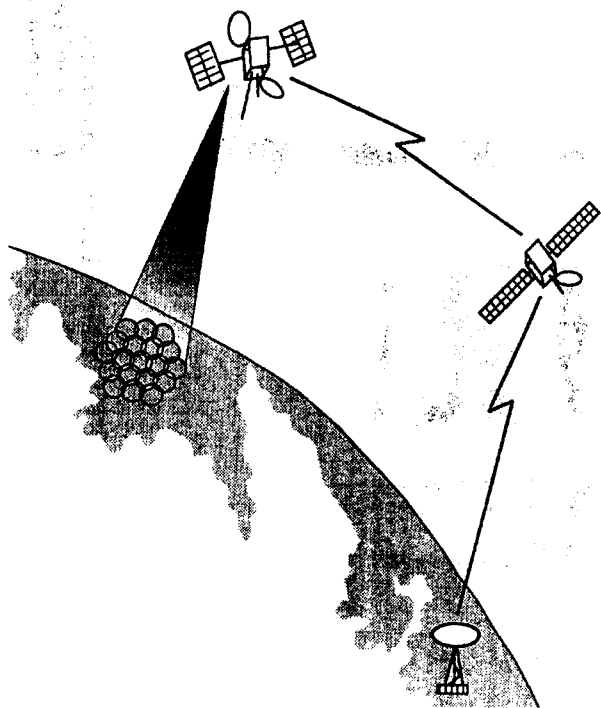
- . Ekonomicky výhodné velkosériová výroba mobilních stanic a dalších zařízení.
- . Možnost relativně snadné adaptace pro přenos dat a pro feximile.
- . Schopnost zachovat přijatelnou kvalitu spojení v pozemských rádiových kanálech s velmi nepříznivými podmínkami šíření vln.
- . Zdokonalená funkce "hand-over".
- . Zdokonalená funkce "roaming" (automatická funkce systému při přechodech hranic států).
- . Možnost provozu na kartu SIM, umožňující jejím držitelům hovor pomocí libovolné mobilní stanice GSM, avšak na svůj účet.
- . Kompatibilita s ISDN, tj. s digitální sítí s integrací služeb.
- . Možnost energeticky velice úsporného režimu mimo vlastní hovory.

Příbuzné systémy personální komunikace

a) Digitální evropský bezdrátový telefon DECT

Systém DECT (Digital European Cordless Telecommunication) se v technických rysech podobá systému GSM: používá modulaci GMSK, aplikuje podobné způsoby zdrojového i kanálového kódování, má typický celulární charakter. Pracuje však v odlišném kmitočtovém pásmu 1880 až 1900 MHz. Jelikož je určen pro pokrytí velmi malých lokalit s velkou hustotou účastnických stanic, buňky mají velmi malé rozměry (mikrobuňky).

Přestože obvodové řešení mobilních i základnových stanic systému DECT je složité při využití moderních jednocelových monolitických integrovaných obvodů, je kompletace těchto stanic relativně jednoduchá a levná. Typická zapojení těchto stanic jsou na obr. 10.23.



Obr. 10.24 Základní koncepce družicových celulárních systémů

b) Družicové systémy pro personální komunikaci

Pozemní celulární radiotelefonní systémy jsou nevhodné pro pokrytí oblastí s velmi řídkým osídlením, nemohou vytvořit jednotný systém pro kontinenty oddělené oceány apod. V těchto případech je mohou vhodně doplňovat systémy družicové. Postupná integrace obou systémů bude pravděpodobně postupovat ve čtyřech stupních:

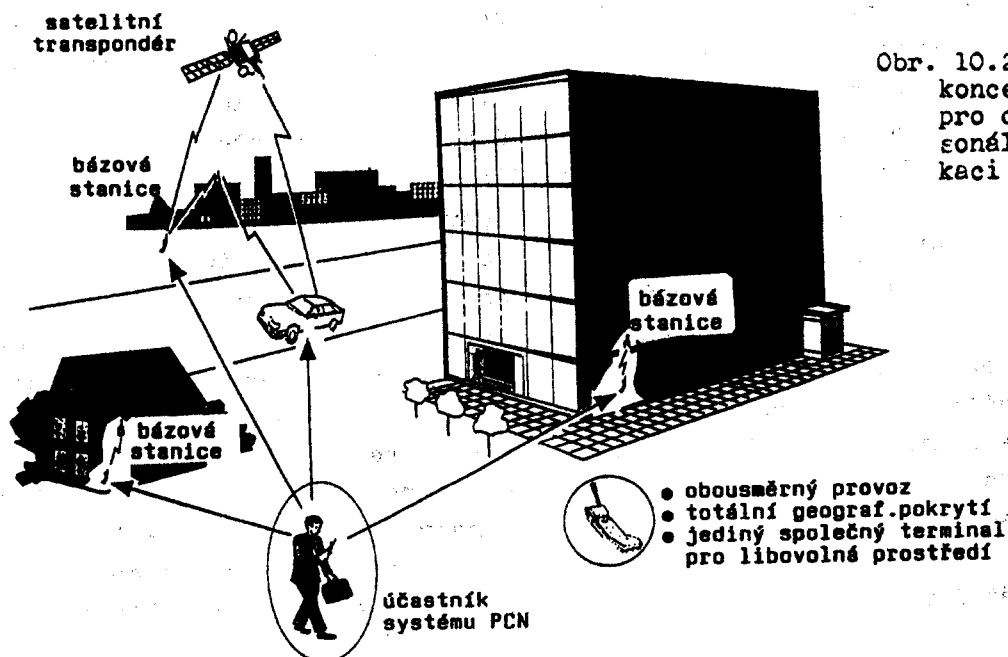
- . geografická integrace - pouze doplnění nepokrytých území;
- . integrace služeb - družicový systém se stává podpůrnou složkou systému pozemského;
- . integrace sítí - volaný účastník bude dosažitelný na jediném čísle, ať již přístup k němu zajišťuje pozemský nebo družicový systém;
- . integrace systémová - úplná integrace obou systémů, s centrálním řízením.

Geostacionární satelity vyžadují vzhledem ke své velké vzdálenosti od Země velké vysílací výkony EIRP pozemských vysílačů. Ty jsou pro personální mobilní stanice nedosažitelné, a proto jejich spojení s družicí lze realizovat jen prostřednictvím základnových (bázových) stanic.

Přímé spojení mezi mobilní stanicí a družicovou stanicí je však možné při využití nestacionárních družic, kroužících kolem Země v relativně malých vzdálenostech. Na tomto principu je založen americký systém Iridium firmy Motorola, který by měl být zaveden do provozu v r. 1997, jako globální (celosvětový) celulární systém pro osobní komunikaci. Bude využívat 77 nestacionárních družic, s průměrnou výškou nad Zemí cca 800 km. Systém je uvažován nikoliv jako konkurenční, nýbrž jako doplněný ke konvenčním pozemským celulárním systémům. Měl by sloužit především uživatelům v oblastech, kde není vybudována telekomunikační infrastruktura, měl by otevírat vstup do kontinentálních radiotelefonních systémů uživatelům na odlehlých ostrovech apod. Jeho účastník tedy bude mít jistotu, že bude telefonicky dostupný kdekoli na Zemi. Systém Iridium bude pracovat v pásmu 1600 MHz, s modulací QPSK a multiplexem TDMA/FDMA.

c) Systém pro osobní komunikaci PCN

Těžiště využití celulárních radiotelefonních systémů je především u uživatelů jedoucích v automobilech nebo se nacházejících v odlehlých oblastech apod. Naproti tomu systémy pro osobní komunikaci PCN (Personal Communication Network) mají umožnit radiotelefonní spojení pomocí malých, lehkých mobilních radiostanic, s malým vysílacím výkonem a tedy i nízkou spotřebou. Takové stanice může nosit jejich majitel stále s sebou, takže má zajištěno telefonní spojení, ať se nachází kdekoli, tedy například v bytě, v zaměstnání, na ulici apod. Má-li však být v systému PCN zajištěn přístup k totálnímu geografickému pokrytí, je nutné jej postupně integrovat jak s klasickými pozemními celulárními radiotelefonními systémy (především s GSM), tak v další fázi i se systémy družicovými (Iridium apod.). Tímto způsobem bude pravděpodobně budován globální (tj. celosvětový) mobilní telekomunikační systém UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), resp. budoucí veřejný pozemní mobilní telekomunikační systém FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunication Systems) apod. - Integrace systému PCN s pozemskými a družicovými celulárními radiotelefonními systémy názorně ilustruje obr. 10.25.



Obr. 10.25 Základní koncepce systému pro osobní (personální) komunikaci

11. RADIORELÉOVÉ SPOJE

11.1 Základní principy

Dálkový přenos audiosignálů, videosignálů a datových signálů je možné uskutečnit prostřednictvím metalických přenosových vedení, tedy například pomocí telefon-dvojlinek, koaxiálních kabelů apod. Tato přenosová média jsou výhodná většinou při spojení na krátké vzdálenosti. Při potřebě realizovat spojení na delší vzdálenosti se začínají u systémů s metalickými vedeními objevovat problémy s jejich vloženým útlumem, ale i s nerůstajícím amplitudovým a fázovým kmitočtovým zkreslením. Proto již před několika desítkami let se začaly rozvíjet tzv. směrové radioreléové spoje, které mají v porovnání s metalickými spoji jisté výhody: investiční náklady jsou při rostoucích nárocích na kapacitu přenosu nižší, než u metalických spojů (důležitá je zejména úspora barevných kovů), rychlost výstavby bývá větší. Při vhodných modulačních metodách, jako je např. dnes nejčastější kmitočtová modulace či perspektivní diskrétní modulace, jsou technické problémy realizace směrových spojů pro zvlášť velké vzdálenosti rozhodně menší, než by byly u kabelových spojů.

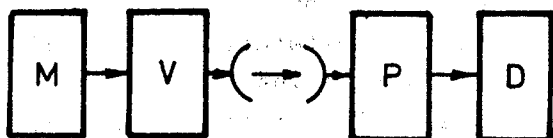
Na druhou stranu je ovšem nutné uvést i jisté nedostatky radioreléových spojů, a to především určitou závislost spojení na atmosférických podmínkách, náchylnost ke vzájemnému rušení a k úniku signálů, větší složitost a tím i relativně menší spolehlivost a v nepřístupných oblastech potíže se zásobováním retranslačních stanic primární elektrickou energií. Z toho je zřejmé, že problém použití radioreléové nebo kabelové techniky při projektování určitého spoje je nutné řešit v každém konkrétním případě zvlášť, s přihlédnutím ke všem výše zmíněným hlediskům. V poslední době je nutné vzít v úvahu navíc i družicové spoje, které mají také své specifické přednosti a ovšem i nedostatky.

V počátečních etapách svého rozvoje využívaly radioreléové spoje kmitočtová pásma asi od 1 GHz do 12 GHz; jsou to například pásma 1,7 až 1,9 GHz, dále 2,5 až 2,7 GHz atd. V této oblasti lze již realizovat anténní systémy s velkou směrovostí a tím dosáhnout velké účinnosti radiového přenosu. S rostoucím kmitočtem ovšem také narůstá přenosová kapacita používaných kanálů. Již v osmdesátých letech se proto začala využívat i vyšší kmitočtová pásma, a to 12,7 až 13,2 GHz, 14,4 až 15,3 GHz a 17,7 až 19,7 GHz. Dnes se využívají již pásma až téměř do 50 GHz.

Původní radioreléové systémy využívaly při přenosu kmitočtovou analogovou modulaci, pro její energetickou výhodnost i relativně snadnou realizovatelnost na mikrovlnných kmitočtech. Na přelomu 90-tých let se tato modulace stále ještě široce používá, zejména při přenosu televizních signálů. Naproti tomu přenos telefonních signálů je již z valné části digitalizován. Digitální resp. diskrétní modulace přináší do techniky radioreléových spojů všechny své známé přednosti, tedy možnost snižování kmitočtových a nelineárních zkreslení, zvyšování dynamického rozsahu. Navíc sem vnáší některé další specifické přednosti, jako je např. možnost regenerace signálu na tzv. mezilehlých retranslačních stanicích, dále možnost velice účinného potlačení rušivého vlivu hlubokých a selektivních úniků, výhodná je i zvýšená imunita vůči interferencím, možnost snadné realizace časového multiplexu ap.

U digitálních se používají modulace 4-PSK 8-PSK pro přenosové rychlosti do 34 Mbit/s a 2x34 Mbit/s a dále modulace 16-QAM a 64-QAM pro rychlost 140 Mbit/s. V devadesátých letech se po modulaci 128-QAM začíná objevovat již i modulace 256-QAM, umožňující dosáhnout přenosových rychlostí okolo 400 Mbit/s. Postupný přechod na mnohastavové diskrétní modulace je pro pozemní radioreléové spoje charakteristický.

Při přenosu rozhlasového nebo televizního programu se užívá obvykle jednocestných radioreléových spojů, na rozdíl od přenosu telefonních hovorů, kde je třeba dvoucestných neboli duplexních spojů. Jelikož elektromagnetické vlny užívané v technice radioreléových spojů se šíří prakticky přímočaře, je nutné zajistit mezi vysílačem a sousedním přijímačem přímou optickou viditelnost. Příslušná vzdálenost závisí především na profilu zemského povrchu a na pracovním kmitočtu. Tak například při kmitočtech asi do 12 GHz se délka radioreléového "skoku" (překlenutelná vzdálenost) pohybuje mezi 40 až 60 km. Ve vyšších kmitočtových pásmech je však již šíření elektromagnetických vln výrazně ovlivňováno absorpčními úniky hydrometeory (mlha, déšť, sníh a kroupy - ale i smog ap.), což nutně vede ke zkracování délek radioreléových skoků. V pásmu 15 GHz tato délka nepřesahuje 25 km, v pásmu 19 GHz asi 10 km a v pásmu 22 GHz, resp. v pásmech vyšších již jen 2 až 5 km.



Obr. 11.1 Analogový jednoúsekový radioreléový spoj

Proberme si dále základní koncepce analogových radioreléových spojů. Je-li mezi počátečním a koncovým bodem radioreléové trasy přímá optická viditelnost a vzdálenost nepřesahuje uvedené meze, lze spojení uskutečnit jednoúsekovým analogovým radioreléovým spojením, znázorněným na

obr. 11.1. Přenášená informace se přivádí na vysílací straně do kmitočtového modulátoru M, za nímž následuje vlastní vysílač V a směrová anténa. Vyzářená energie je zachycena přijímací anténou, zesílена v přijímači P a demodulována v demodulátoru D. Signál na výstupu demodulátoru je - až na přídavný šum a zkreslení - shodný s modulačním signálem přiváděným do modulátoru.

Pokud je nutné zajistit spojení na větší vzdálenosti, je třeba rozdělit spoj na několik dílčích úseků, podobných elementárnímu úseku z obr. 11.1. Skupinové schéma takového jednocestného mnohoúsekového radioreléového spoje je na obr. 11.2a. U tohoto spoje je zřejmě jedna koncová vysílací stanice a jedna koncová přijímací stanice. V mezilehlých stanicích se vždy signál po zesílení v přijímači P v demodulátoru D demoduluje; demodulovaná informace přichází do modulátoru M, kde se znovu namoduluje a poté vysílačem V vyšle opět k následující stanici. Aby vysílač určité stanice nerušil přijímač téže stanice, je nosný kmitočet tohoto vysílače odlišný od kmitočtu jejího přijímače. Zásada přeložení kmitočtu v každé mezilehlé stanici je u radioreléových spojů naprosto nutná, neboť směrové diagramy vysílací a přijímací antény nejsou nikdy ideální, nýbrž se částečně překrývají, čímž vzniká při stejných kmitočtech akutní nebezpečí parazitních vazeb, rušení apod.

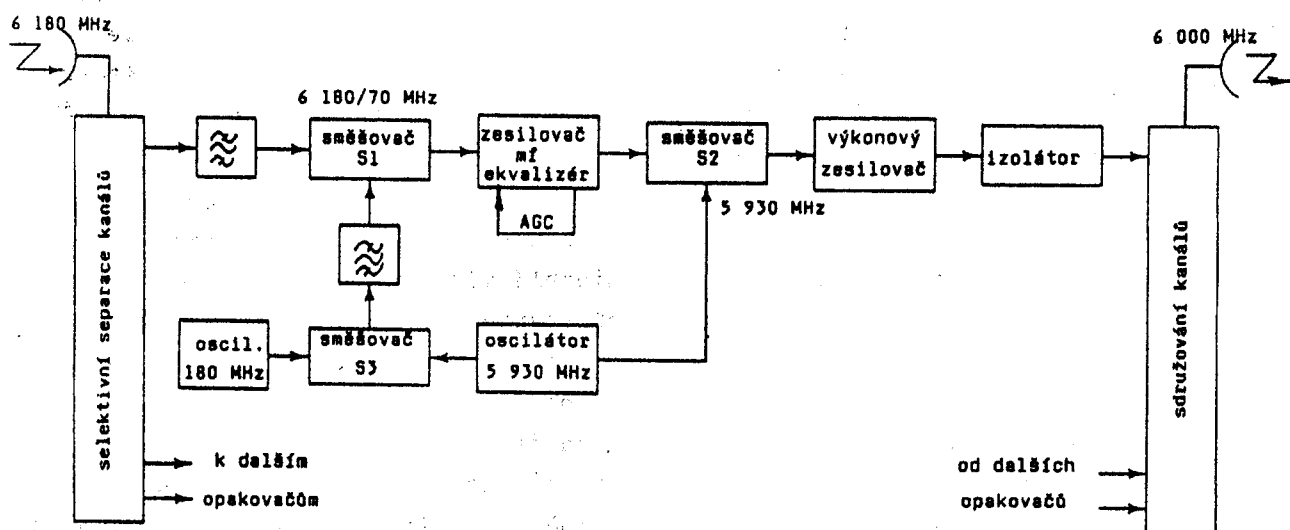
Na víceúsekovém jednocestném spoji podle obr. 11.2 je v každé stanici uskutečněna demodulace přijímaného signálu, jejímž výsledkem je modulační signál v základním pásmu. Signál v základním pásmu je však nezbytně nutný jen v té stanici, ve které část přenášené informace ze spoje vystupuje, popř. jiná informace v podobě modulačního signálu do spoje vstupuje. Proto se u dlouhých radioreléových tras úplná demodulace a modulace v každé stanici nerealizuje, čímž se výrazně omezí zkreslení, které nutně tyto nelineární procesy provází. Na stanici bez demodulace je možné provádět potřebné zesílení buď přímo na vysokofrekvenčním kmitočtu nebo na kmitočtu mezifrekvenčním.



Obr.11.2 Analogový víceúsekový radioreléový spoj

Na obr.11.3 je podrobnější zapojení mezilehlé radioreléové stanice "opakovače". Přijímací anténa přijímá více kanálů, sdružených na principu frekvenčního multiplexu FDM. Příslušný kanál, který zde má kmitočet 6 180 MHz, je vybrán v obvodu separace kanálů a po pásmové filtraci přeložen ve směšovači S1 do mf pásma 70 MHz. V mf zesilovači, vybaveném systémem AGC, je zesílen a současně je zde v obvodech ekvalizéru provedena korekce jeho amplitudového a fázového zkreslení, vzniklého na trase. V následujícím směšovači S2 je přeložen zpět do mikrovlnného pásma, avšak na odlišný kmitočet 6 000 MHz. V selektivním výkonovém zesilovači je tento signál zesílen a dále prochází izolátorem, zajišťujícím celé stanici stabilitu. Nakonec je v obvodech sdružovače kanálů sloučen se signály ostatních opakovačů.

Mikrovlnný heterodynní signál 5 930 MHz se generuje v samostatném mikrovlnném oscilátoru a poté přichází přímo ke směšovači S2. Heterodynní signál 6 110 MHz pro směšovač S1 se získává směšováním signálu 5 930 MHz a signálu pomocného "ofsetového" oscilátoru o kmitočtu 180 MHz, realizovaným ve směšovači S3. Tato koncepce generace obou heterodynních signálů je výhodná v tom, že vystačí s jediným náročným mikrovlnným oscilátorem a navíc přispívá k dosažení určitého stupně kmitočtové synchronizace mezi opakovači.

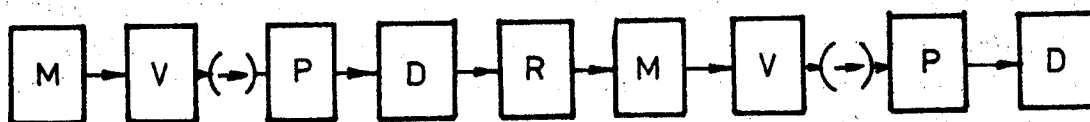


Obr.11.3 Mezilehlá jednosměrná radioreléová opakovací stanice se zesílením a korekcí signálu na mezifrekvenčním kmitočtu

11.3 Digitální radioreléové spoje

Skupinové schéma zapojení víceúsekového jednocestného digitálního radioreléového spoje je na obr.11.4. Jak je patrné, toto schéma obsahuje vysílače V, přijímače P a dále modulátory M a demodulátory D pro příslušné digitální modulační; z tohoto hlediska je tedy obdobou analogového radioreléového spoje z obr. 11.3. V mezilehlé stanici je však navíc ještě tzv. regenerátor R; v něm se demodulovaný digitální signál regeneruje, tj. zbaví šumu a zkreslení, takže má "ideální" podobu jako modulační digitální signál na vstupu celé radioreléové trasy. Následkem toho

je potom možné zachovat při dostatečně krátkých úsecích mezi zesilovacími stanicemi kvalitu přenášené informace na neomezeně dlouhém spoji. Tato kvalita je na konci určena pouze kvantizačním hlukem, který byl zaveden do systému již v modulátoru na začátku přenosové cesty.



Obr.11.4 Digitální víceúsekový radioreléový spoj

Přes podobnost skupinových schémat se digitální radioreléový spoj odlišuje od analogového spoje nejen použitou modulační metodou, ale ještě celou řadou dalších důležitých detailů. U většiny digitálních systémů je především z bitového toku pomocí obvodu označovaného jako skrambler vytvářen pseudonáhodný signál, který zabraňuje vzniku diskretních maxim ve vysílaném spektru a snižuje nebezpečí rušení. V demodulátoru je původní sled signálu obnoven pomocí deskrambleru. Kromě toho jsou v modulačním signálu potlačovány všechny složky, aby se zabránilo rušení do sousedních kanálů a dosáhlo se ekonomického využívání spektra.

Modulátor složitějších radioreléových systémů je rovněž vybaven obvodem, který umožňuje vkládání přídatných bitů, které se používají pro přenos služebních hovorů, případně pro zajištění jiných služeb. Systémy s rychlostí 140 Mbit/s dovolují obvykle přídatný přenos 2 Mbit/s, který lze využít např. pro přenos 5 až 6 rozhlasových signálů nebo 30 telefonních hovorů a 704 kbit/s, pomocí kterých lze přenést 10 služebních hovorů. Jednodušší systémy dovolují přídatný přenos menšího počtu služebních telefonních hovorů. Nejjednodušší systémy používají například pro přenos 3 služebních telefonních hovorů fázovou modulaci přenášeného signálu.

Modulovaný má signál, obdobně jako v analogových systémech, je ve vysílači přesazen do mikrovlnného pásma, po filtraci a sdružení s dalšími stvoly je napáječem přiveden k vysílací anténě. Jelikož při používaných modulačních metodách vzniká kromě fázové i amplitudové modulace, je nezbytně nutné, aby celý přenosový systém včetně vysílače a přijímače byl v amplitudové a fázové oblasti lineární.

Velkým problémem digitálních radioreléových spojů, vystupujícím do popředí především při používání mnohastavových modulací 16 QAM, 64 QAM atd., jsou tzv. selektivní úniky. Pod tímto označením se rozumí interferenční úniky s frekvenčně selektivním charakterem, které zvyšují interasymbolové interference a tím i chybovost přenosu. Selektivní úniky vznikají vektorovým součtem koherentních signálů, které se šíří mezi vysílací a přijímací anténou po dvou nebo více drahách. Ke vzniku přídatných (nepřímých) drah dochází obvykle vlivem nerovnoměrnosti gradientu indexu lomu v troposféře; mohou však vznikat také odrazem signálu od vodivých ploch (kovových budov apod.), které se nacházejí v blízkosti radioreléové trasy jako důsledek chyb při jejím projektování. Selektivní úniky se liší od plochých širokopásmových úniků a od absorpcí hydrometeority právě frekvenční selektivitou, projevující se nerovnoměrností amplitudy a skupinového zpoždění v přenášeném pásmu, případně až úplným potlačením některých kmitočtových složek přenášeného spektra.

Během vývoje radioreléových systémů byla vypracována celá řada ochranných prostředků proti vlivu selektivních úniků. Jedním z nejznámějších, používaným již dlouho v analogové radiokomunikaci, je tzv. výběrový (diverzitní) příjem [5]. Jiným účinným opatřením je ekvalizace (což je v podstatě kompenzace zkreslení kanálu inverzními filtry), popisovaná již v čl.10.10.

Podle Hartleyova - Shannonova vztahu (1.1) je přenosová kapacita určitého radiokomunikačního kanálu přímo úměrná jeho šířce pásma B . Z tohoto hlediska je zřejmé, že jsou výhodnější pásma vyšších kmitočtů oproti pásmům kmitočtů nižších. Jestliže totiž například pásmo VHF (30 až 300 MHz) má šířku $B = 270$ MHz, potom má nad ním ležící pásmo UHF (300 až 3000 MHz) již šířku $B = 2700$ MHz, tj. desetkrát větší, a v důsledku toho má i desetkrát větší přenosovou kapacitu. Požadavky na přenosovou kapacitu radiokomunikačních kanálů však prudce narůstají, a proto se moderní radiokomunikační technika snaží osvojit si stále vyšší a vyšší kmitočty. Z těchto důvodů se již před mnoha lety objevila myšlenka využít pro účely rádiové komunikace světelné vlny. Možnosti, které se v této oblasti nabízejí, jsou ovšem opravdu pozoruhodné. Tak například délky vlny světelných vln okolo $1 \mu\text{m}$ odpovídají kmitočtu $3 \cdot 10^{14}$ Hz; budeme-li pokládat jen jedno procento tohoto kmitočtového rozsahu za použitelné pro přenos signálů, dojdeme takřka k neuvěřitelné hodnotě šířky pásma $B = 3000$ GHz. V tomto pásmu by bylo možno přenášet asi jednu miliardu telefonních hovorů nebo půl miliónu televizních programů!

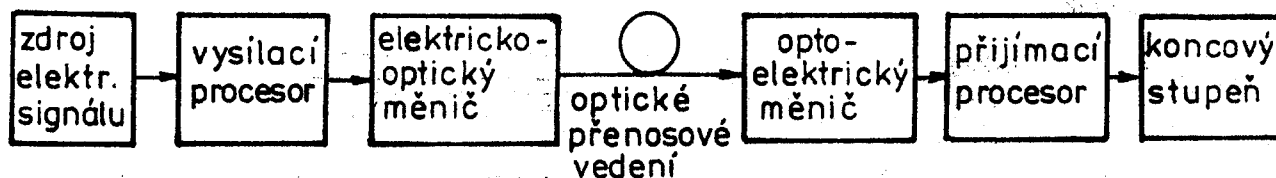
Výhod, které nám komunikační systémy využívající světelné vlny nabízejí, je však více. Mezi nejzávažnější dále patří především dokonalá imunita vůči atmosférickým i průmyslovým elektromagnetickým poruchám, včetně elektromagnetické rázové vlny vznikající při jaderném výbuchu. Z hlediska elektromagnetické slučitelnosti je ovšem velice vítaná i skutečnost, že uvažované systémy jsou naopak samy elektricky neutrální a neruší tedy své okolí. Díky této vlastnosti je také téměř vyloučen nežádoucí "odposlech" přenášených optických signálů nepovolanými.

12. ZÁKLADNÍ POZNATKY O OPTOELEKTRONICKÝCH KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMECH

12.1 Obecná koncepce optoelektronického komunikačního systému

Základní uspořádání komunikačního systému využívajícího světelné vlny, označovaného také jako optoelektronický komunikační (přenosový) systém nebo systém s optickou či fotonovou vazbou, je na obr. 12.1. Zdroj signálu ve vysílači poskytuje na svém výstupu určitý elektrický signál - ať již analogový nebo číslicový - který je nositelem informace. Tento signál je zpracován v následujícím vysílacím procesoru (vysílači elektrických signálů) a současně je zde převeden do podoby vhodné pro elektricko-optický měnič (optoelektronický modulátor). V měniči je elektrický signál převeden na světelný (optický) a poté postupuje vhodným přenosovým médiem k přijímači. Na přijímací straně je pak signál zpracováván v podstatě opačným způsobem, tj. v optoelektrickém měniči (demodulátoru, fotodetektoru) je převeden na signál elektrický, v přijímacím procesoru (přijímači elektrických signálů) je vhodně upraven a v koncovém stupni převeden na signál odpovídající - ať na určité zkreslení a šum - výstupu zdroje elektrického signálu vysílače.

Elektrický signál na výstupu vysílacího procesoru může mít podobu analogového modulačního signálu v základním pásmu, může to být digitální signál v základním pásmu, mohou to však také být zmíněné signály nemodulované ne subnosnou vlnu apod.



Obr.12.1. Obecná koncepce optoelektronického komunikačního systému

12.2 Optické vláknové vlnovody

Světelné signály se v optoelektronických komunikačních systémech přenášejí mezi vysílačem a přijímačem prostřednictvím optických vláknových vlnovodů, nazývaných také optická světlovodná vlákna, nebo krátce světlovody. Problematika optických vlnovodů má pro optoelektroniku zcela zásadní význam, proto ji probereme podrobněji.

Základní poznatky z optiky

Nejdůležitější veličinou, charakterizující šíření světelného signálu v určitém optickém prostředí je index lomu n , definovaný vztahem

$$n = \frac{c}{v} = \frac{\text{rychlost světla ve vakuu } (c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s})}{\text{rychlost světla v uvažovaném prostředí}} \quad (12.1)$$

Pomocí této veličiny je možné přesně specifikovat chování světelného paprsku, dopadajícího na rozhraní dvou prostředí s různými indexy lomu n_1, n_2 . Jak vyplývá z obr.12.2a, v případě rovinného rozhraní se část energie dopadajícího paprsku ve formě odraženého paprsku vrací zpět do původního prostředí s indexem lomu n_1 , přičemž úhel dopadu θ_i se rovná úhlu odrazu θ_r . Zbytek energie dopadajícího paprsku potom ve formě procházejícího paprsku vstupuje do prostředí s indexem lomu n_2 , a to pod úhlem θ_t určeným Snellovým zákonem

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{n_1}{n_2} \quad (12.2)$$

Při tzv. totálním odrazu se všechna energie dopadajícího paprsku odráží zpět do původního prostředí. To je tehdy, je-li úhel $\theta_t = 90^\circ$, resp. $\sin \theta_t = 1$. Z předchozí relace potom vyplývá, že k totálnímu odrazu dochází jen v tom případě, je-li úhel dopadu θ_i dopadajícího paprsku větší, než určitá minimální hodnota $\theta_{i \text{ min}}$, jež je určena vztahem

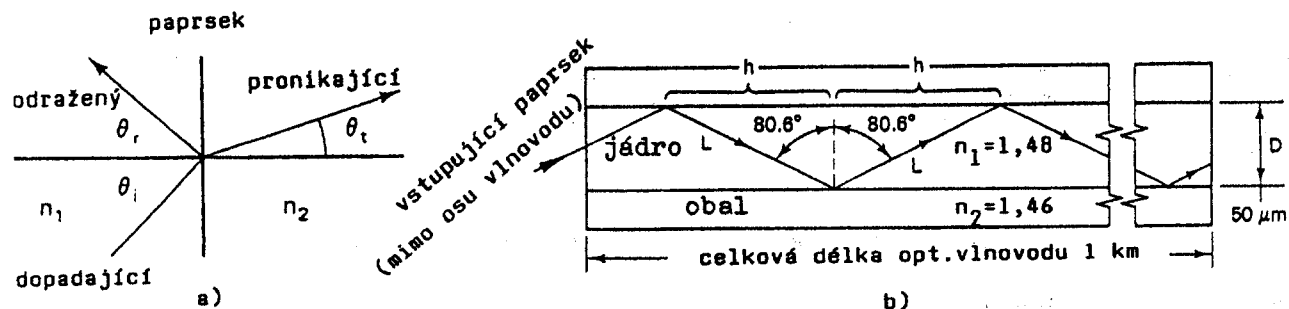
$$\sin \theta_{i \text{ min}} = \frac{n_2}{n_1} \quad \text{resp.} \quad \theta_{i \text{ min}} = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (12.3)$$

Uvedené elementární poznatky z optiky využijme dále k objasnění principů činnosti optických vláknových vlnovodů.

Principy činnosti optických vláknových vlnovodů a jejich typy

Na obr.12.2 b je znázorněno základní uspořádání optického vláknového vlnovodu. Ten se skládá ze skleněného vlákna označovaného "jádro", a dále z "pláště", který jádro obklopuje. Jádro má index lomu n_1 , plášť potom má poněkud menší index lomu n_2 , rozdíly v číselných hodnotách těchto veličin však jsou u moderních optických vlnovodů nejvýše několik procent; uvedené hodnoty $n_1 = 1,48$ a $n_2 = 1,46$ lze považovat za typické. Pro ně potom kritický úhel $\theta_{i \text{ min}} = \arcsin(1,46/1,48) = 80,6^\circ$.

Předpokládejme nyní, že z vnějšího zdroje světelného záření vchází do jádra optického vlnovodu světelná vlna, kterou dále nazývejme pro jednoduchost paprsek.



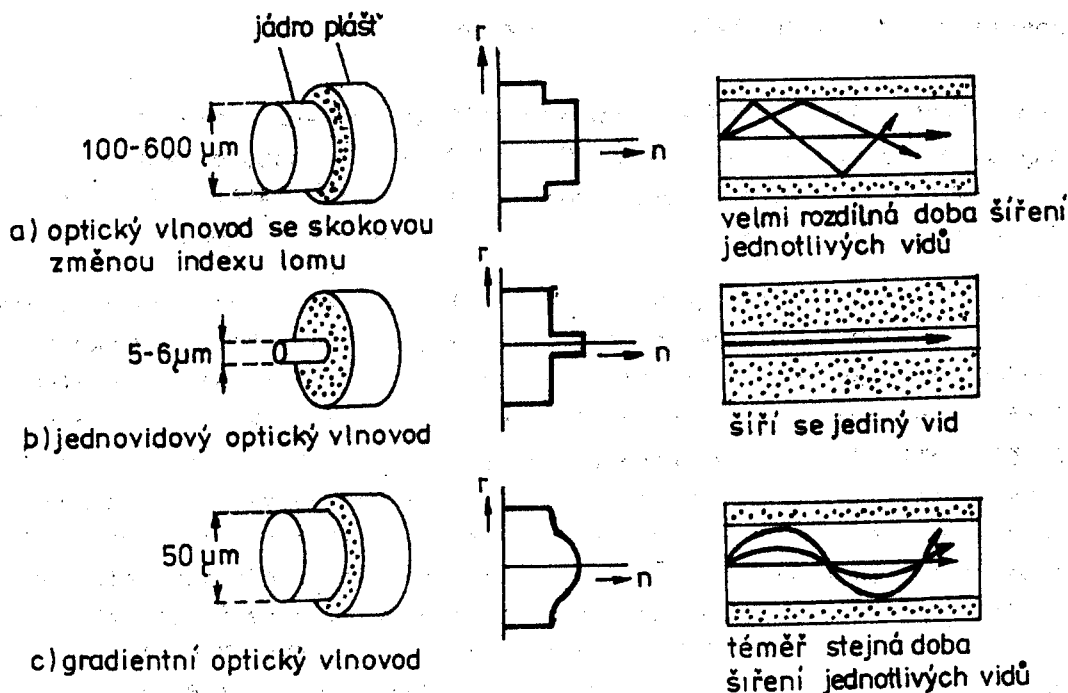
Obr. 12.2 a) Optický paprsek (vlna) dopadající na rovinné rozhraní dvou optických prostředí s různými indexy lomu n_1, n_2 ; b) způsob šíření světelných paprsků v optickém vláknovém vlnovodu

Je-li úhel dopadu paprsku větší, než určuje relace (12.3), dochází na rozhraní mezi jádrem a pláštěm k jeho totálnímu odrazu. Paprsek mířící ven z jádra se tedy nevrací zpět. Po určité vzdálenosti h a jejich celistvých násobcích se efekt totálního odrazu vždy opakuje, takže paprsek se může tímto způsobem šířit vlnovodem, aniž by jeho energie vystupovala mimo objem jádra. Jeho dráha je ovšem delší než je odpovídající prostá geometrická délka vlnovodu. Tak například u optického vlnovodu podle obr. 12.2b, který má celkovou délku 1 000 m , musí paprsek vcházející do tohoto vlnovodu právě pod kritickým úhlem dopadu $\theta_{i \text{ min}}$ překonat dráhu 1014 m , tedy o 14 metrů delší, než je délka vlnovodu.

První technicky použitelné optické vláknové vlnovody se začaly objevovat v průběhu šedesátých let. Zprvu byly vyráběny z běžného skla, které však dovoľovalo realizovat jen vlnovody s nepříjemně velkým útlumem, řádu až několika stovek decibelů na 1 kilometr délky! Rychlým zlepšováním technologie se však dařilo vyrábět z extrémně čistých druhů křemenného skla vlákna s útlumem menším než je 1 dB/km , na počátku devadesátých let se potom již dosahuje útlumů cca $0,5 \text{ dB/km}$.

Optické vláknové vlnovody používané v moderní optoelektronice je možné dělit z hlediska jejich konstrukčního uspořádání a způsobu šíření světelných vln resp. paprsků v nich na tři základní typy. Na obr. 12.3a je vlnovod, jehož jádro má uvnitř svého celého průměru konstantní index lomu n_1 , plášť má též konstantní index lomu n_2 , jenž je o několik procent menší než je n_1 . Mezi jádrem a pláštěm tedy vzniká skoková změna indexu lomu. Průměr jádra je u tohoto vlnovodu podstatně větší, než je délka vlny použitého světla, čímž může docházet k přenosu světelného signálu ve formě mnoha paprsků - vidů. Jelikož délka dráhy, kterou musejí procházet jednotlivé vidy, je různá, je různá i jejich skupinová rychlost a tím dochází u takového "mnohavidového" vlnovodu k tzv. vidové disperzi záření. Dochází zde však i k jiným rušivým efektům, což vede k velkému tvarovému zkreslení vlnovodem se šířícího světelného signálu; (přenosová kapacita zde nemůže být následkem toho větší než asi 20 až 50 MHz/km). Optické vlnovody uvažovaného typu se dnes uplatňují při relativně pomalém přenosu dat na nevelké vzdálenosti, např. v telemetrii, v oblasti numericky řízených strojů v průmyslu apod.

Na obr. 12.3b je optický vlnovod, jehož jádro má průměr blízký se používaným délkám vlny světelného záření. Zde se může šířit pouze jediný vid, nevzniká zde tedy vidová disperze a díky tomu je signál přenášen s velmi malým tvarovým zkreslením. Tento jednovidový vlnovod je sice výrobně náročný, má však vysokou přenosovou kapacitu, řádu až desítek gigahertzů na kilometr délky. Používá se především při velmi rychlém přenosu dat na velké vzdálenosti.



Obr. 12.3 Tři základní typy optických vláknových vlnovodů

Na obr. 12.3c je zobrazen tzv. gradientní optický vlnovod. Index lomu jeho jádra zde není konstantní, nýbrž se plynule zmenšuje z maximální hodnoty v jeho ose na minimum odpovídající indexu lomu pláště. V tomto vlnovodu se rovněž šíří více vidů, ty se však spojitě ohýbají vždy směrem k ose vlákna, takže většina z nich je koncentrována právě jen v oblasti kolem osy (samofokuzace). Gradientní vlnovody dosahují velké přenosové kapacity řádu 1 GHz/km a přitom jsou poměrně snadno výrobitelné. Proto jsou z uvedených tří typů nejrozšířenější.

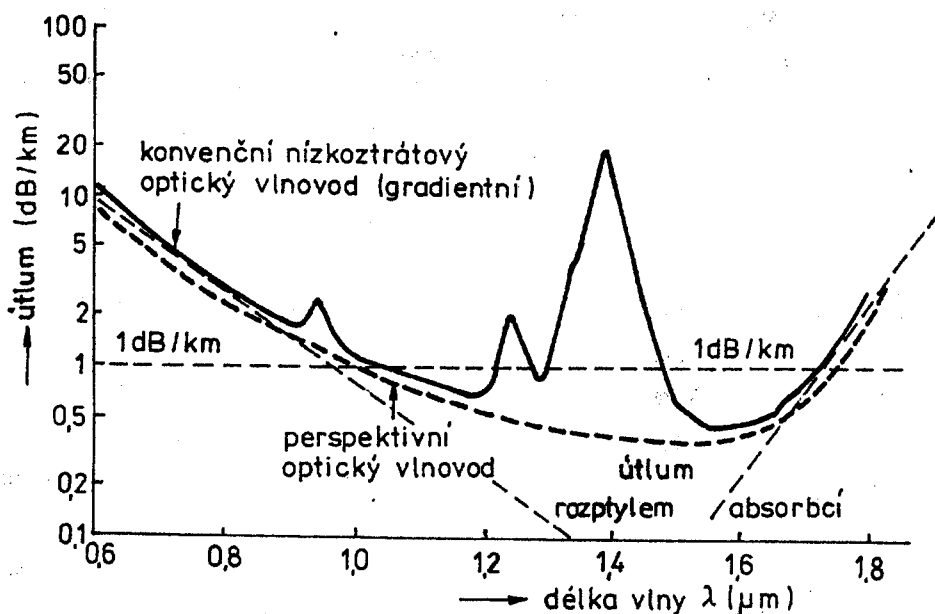
U optických vlnovodů, u nichž se vyžaduje co nejmenší útlum, je jádro vyrobeno ze speciálních velmi čistých skel, nebo ze syntetického křemene. Plášť může být rovněž skleněný (tzv. vlnovody SCS = silica - clad-silica), používají se však i pláště plastové, vyrobené z polymethylmetakrylátu apod. (PCS). V praxi se uplatňují také celoplastové vlnovody (PCP). Ty zatím mají velký útlum, takže jejich použitelná délka nemůže přesáhnout několik desítek metrů; perspektivní materiály (polymetylsiloxany) však mohou tuto slabinu značně potlačit. Velkou předností celoplastových vlnovodů v porovnání se skleněnými je naopak menší váha, větší odolnost proti opakovanému ohybu, tlaku a vibracím.

Optické vlnovody, znázorněné na obr. 12.3, skládají se z jádra a jediného, tzv. primárního pláště, by byly v praxi málo odolné. Proto se opatřují ještě několika sekundárními ochrannými obaly z polyethylenu, polyamidu apod., čímž vznikají optické kabely. Jejich celková tloušťka je potom kolem 0,5 až 1 mm. Jednotlivé kabely se často sdružují do vícepramenných optických kabelů, které pro další zvětšení mechanické odolnosti obsahují vnitřní, nejčastěji ocelová zpevňovací lanka, a ovšem i vnější ochranný plášť.

Optické vlnovody znázorněné na obr. 12.3 mají podobu tenkého skleněného nebo plastového vlákna. K vnitřnímu propojování funkčních bloků optoelektronického vysílače nebo přijímače se však využívají také tzv. planární optické vlnovody, jejichž struktura je vytvořena na rovinné podložce. Vlastní vlnovod bývá vyroben z různých typů skla, často se uplatňují i jiná dielektrika (LiNbO_3 apod.), perspektivně se počítá též s polovodičovými materiály (GaP; GaAs; ZnS aj.).

První optoelektronické systémy používaly světelné záření z viditelné oblasti spektra, tedy záření s délkou vlny $\lambda = 400$ až 760 nm. Pro tuto oblast byly k dispozici citlivé detektory i zdroje záření. Později však bylo zjištěno, že bude výhodné přejít k větším délkám vlny, kde totiž lze dosáhnout nižších útlumů

Připomeňme si, že útlum světla v optických vlnovodech je způsoben v podstatě třemi různými jevy. V první řadě je to rozptyl, který je důsledkem nehomogenity vlnovodu, vznikající ve výrobě při jeho chladnutí. V pásmu vlnových délek používaných pro optické sdělování rozptyl s rostoucí délkou vlny klesá, tak jak ukazuje obr. 12.4. Druhým činitelem je útlum způsobený absorpcí základního materiálu, tj. vlastně přeměnou světelné energie na tepelnou; ten s rostoucí délkou vlny naopak prudce narůstá, avšak v pásmu aktuálních délek není podstatný. Třetím faktorem ovlivňujícím výsledný útlum je rovněž absorpce, která je však vyvolána nežádoucími příměsemi iontů kovů (Fe; Cr; Cu) a iontů OH^- v základním materiálu. Tyto nečistoty vytvářejí na výsledné charakteristice z obr. 12.4 výrazné rezonanční špičky. Mezi špičkami se nacházejí "okna", do nichž by měly být situovány používané pracovní délky vlny. Postupným zdokonalováním technologie výroby se však pravděpodobně podaří uvedené nerovnosti potlačit a dosáhnout tak téměř rovnoměrné charakteristiky v celém potřebném pásmu.



Obr. 12.4. Typická závislost útlumu moderního gradientního optického vláknového vlnovodu na délce vlny procházejícího světelného záření

Dalším důležitým parametrem optických vlnovodů je tzv. disperze, která spolu s útlumem je hlavním činitelem, omezujícím dosah optického spojení, resp. šířku pásma přenášených modulačních signálů. Výsledná disperze optického vláknového vlnovodu je složena ze tří složek, a to z modové (vidové) disperze, materiálové disperze a vlnovodové disperze.

Vidová disperze (zkreslení) vzniká u mnohovidových optických vlnovodů, u nichž dochází ke zkreslení vidů v nich se šířících následkem jejich diferenciálního

zpoždění a diferenciálního útlumu; přitom diferenciálním zpožděním vidů se rozumí rozdíl rychlostí šíření, způsobený odlišnými skupinovými rychlostmi jednotlivých vidů, diferenciální útlum vidů je potom rozdíl útlumu jednotlivých vidů. (diferenciální zpoždění lze interpretovat názorně jako efekt, vznikající v důsledku různých drah šíření jednotlivých vidů). Vidová disperze je jedním z hlavních činitelů, omezujících přenosovou šířku pásma vlnovodu. Tato "vidově omezená" šířka pásma je reciprokou hodnotou rozdílu Δt doby šíření vidu vcházejícího do vlnovodu pod nejmenším úhlem při němž ještě dochází k totálnímu odrazu a doby šíření vidu procházejícího přesně osou vlnovodu, tedy $B_v \approx \Delta t^{-1}$. Při buzení vlnovodu pravouhlým optickým impulsem pak způsobuje vidová disperze jeho rozšíření o určitou dobu σ_m , jež je v nanosekundách dána relací

$$\sigma_m = \frac{L(NA)^2}{4\sqrt{3} n_1 c} \quad (\text{ns}) \quad (12.4a)$$

přičemž n_1 resp. n_2 je index lomu jádra resp. pláště;

L je délka vlnovodu v metrech;

$(NA) = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ je tzv. numerická apertura optického vlnovodu;

$c = 3 \cdot 10^8$ m/s je rychlost světla ve vakuu.

Výrobci vlnovodů udávají parametr σ_m zpravidla v nanosekundách na 1 km jeho délky. Tedy například pro vlnovod o délce $L = 1 \text{ km} = 1000 \text{ m}$, s numerickou aperturou 0,3 a s indexem lomu jádra 0,3, dostáváme z relace (12.4) rozšíření impulsu na 1 km délky $\sigma_m(L=1 \text{ km}) = (10^3 \cdot 0,09) / (4\sqrt{3} \cdot 1,45 \cdot 3 \cdot 10^8) = 29,9 \text{ ns} \cdot \text{km}^{-1}$.

Kromě vidové disperze se u mnohovidových optických vlnovodů uplatňuje ještě tzv. materiálová disperze, jež je způsobena závislostí indexu lomu jádra vlnovodu na délce vlny λ procházejícího světelného záření; proto se nazývá také -analogicky jako v optice- spektrální disperze. Jejím důsledkem je opět časové rozšíření pravouhlého optického impulsu vstupujícího do vlnovodu při jeho průchodu tímto vlnovodem, a to o dobu σ_{mat} , jež je v nanosekundách dána relací

$$\sigma_{mat} = \sigma_\lambda L \frac{\lambda}{c} \left| \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2} \right| = \frac{\sigma_\lambda}{\lambda} L M, \quad \text{kde } M = \frac{\lambda}{c} \left| \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2} \right| \quad (12.4b)$$

přičemž σ_λ je šířka spektra zdroje optického signálu v nanometrech (nm);

L je délka optického vlnovodu v kilometrech (km);

M je tzv. parametr materiálové disperze v jednotkách ($\text{ps nm}^{-1} \text{ km}^{-1}$).

Výrobci optických vlnovodů udávají veličinu σ_{mat} opět na 1 km jejich délky. Má-li tedy vlnovod uvažovaný výše parametr $M = 250 \text{ ps nm}^{-1} \text{ km}^{-1}$ a je-li buzen z diody LED s šířkou spektra $\sigma_\lambda = 50 \text{ nm}$, je časové rozšíření $\sigma_{mat} = 50 \cdot 1 \cdot 250 \text{ ps km}^{-1} = 12,5 \text{ ns km}^{-1}$. Celková disperze mnohovidových vlnovodů je určena vztahem

$$\sigma_{tm} = \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_{mat}^2} \quad (12.5)$$

Pro výše uvažovaný vlnovod tedy $\sigma_{tm} = \sqrt{29,9^2 + 12,5^2} = 32,4 \text{ ns km}^{-1}$.

Dalším důležitým parametrem optických vlnovodů je tzv. třídécibellová optická šířka pásma B_{opt} , definovaná jako modulační kmitočet, při němž se poměr výstupního optického výkonu vlnovodu ku vstupnímu zmenší právě o 3 dB vůči nízkofrekvenční hodnotě. U mnohovidových vlnovodů má výstupní impuls v pulsním režimu často tvar blízký Gaussově křivce. Potom je optická šířka pásma vlnovodu délky L dána relací

$$B_{opt} L \approx \frac{0,2}{\sigma_t} \quad (12.6)$$

Výrobci často udávají součin $B_{opt} L$ "šířka pásma .délka vlnovodu" na 1 km délky L . Tedy pro uvažovaný konkrétní vlnovod je $B_{opt}(L=1 \text{ km}) = 0,2 / (32,4 \cdot 10^{-9}) = 6,2 \text{ MHz/km}$.

U jednovidových optických vlnovodů vidová disperze nevzniká, uplatňuje se však u nich tzv. vlnovodová disperze. Ta je způsobena tím, že světelný signál zde neprochází pouze jádrem, nýbrž jeho menší část (cca) 10% se šíří-poněkud odlišnou rychlostí-i pláštěm. Vlnovodová disperze opět rozšiřuje procházející impulsy, a to o určitou dobu τ_w . Celková disperze jednovidových vlnovodů, nezyvaná také disperze chromatická, je potom dána vztahem

$$\tau_t = \tau_c = \tau_{mat} + \tau_w \quad (12.7)$$

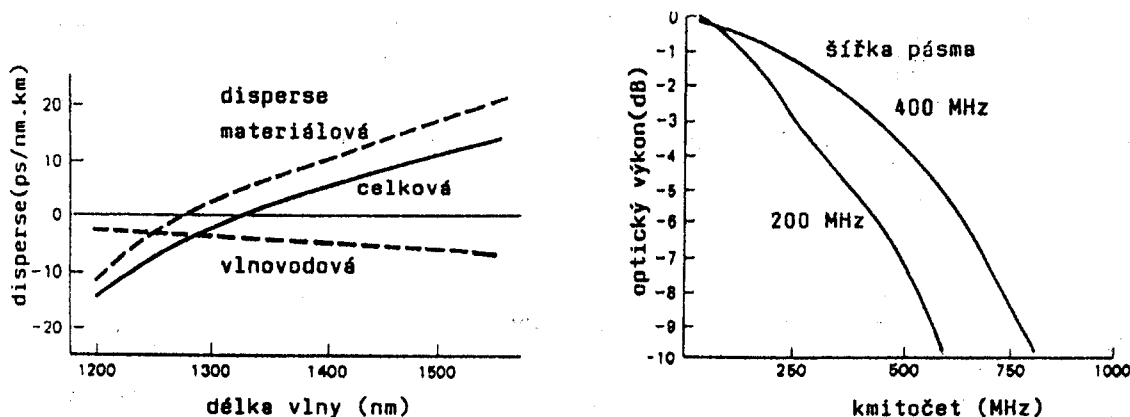
Závislost materiálové a vlnovodové disperze jednovidových optických vlnovodů na délce vlny procházejícího světla je znázorněna na obr. 12.5a. Materiálová disperze zřejmě s rostoucí délkou vlny roste, vlnová disperze klesá. V důsledku toho je výsledná disperze-daná součtem obou-v okolí vlnové délky $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ nulová. To je ale velmi výhodné, neboť zde je současně i výrazné minimum útlumu. Díky tomu lze v této oblasti používat i v "rychlých" aplikacích jako zdroje světla diody LED, přestože mají relativně široké spektrum generovaného světla.

Měření šířky pásma optických vláknových vlnovodů

Relace (12.4) až (12.7) jsou odvozeny za určitých zjednodušujících předpokladů, a proto výsledky které poskytují, nemusejí odpovídat hodnotám zjištěným experimentálně. Z toho důvodu výrobci optických vlnovodů většinou publikují i měření zjištěné hodnoty uvažovaných parametrů, a to ve formě:

- součinu $B_{opt} \cdot L$, vyjadřovaného v jednotkách (MHz.km);
- časového rozprostření pravouhlého impulsu, vyjadřovaného v jednotkách (ns.km^{-1});

Často bývá udávána i kompletní kmítočtová charakteristika vlnovodu vztažená délku $L = 1 \text{ km}$. Konkrétní příklady těchto charakteristik jsou pro dva různé typy vlnovodů na obr. 12.5b. Třídécibellové šířky pásma zde jsou zřejmě 250 MHz a



Obr. 12.5 a) Výsledná disperze jednovidového optického vlnovodu, dosahující na vlnové délce 1 330 nm nulové hodnoty (což umožňuje dosáhnout zde extrémních šířek pásma); b) závislosti optického výkonu na kmítočtu, měřeného na výstupu optického vlnovodu o délce 1 km

400 MHz; u těchto vlnovodů dlouhých však 5 km budou šířky pásma $250:5 = 50 \text{ MHz}$ a $400:5 = 80 \text{ MHz}$. Měření uvažovaných charakteristik se většinou realizuje ve spektrální oblasti: na vstup vlnovodu se přivádějí úzké pravouhlé optické impulsy, které se na výstupu fotodetektorem detekují a zobrazují v kmítočtové oblasti na spektrálním analyzátoru; podíl Fourierových obrazů výstupních impulsů ku obrazu vstupních impulsů potom již udává hledané charakteristiky; (pokud jsou vstupní impulsy velmi úzké, je jejich spektrum v oblasti pracovních kmítočtů téměř rovné a zobrazené spektrum výstupních impulsů již přímo odpovídá těmto charakteristikám).

Naměřené charakteristiky výrazně závisejí na typu, střední vlnové délce a šířce spektra zdroje měrného optického signálu, způsobu jeho navázání na vlnovod apod. Uvedené parametry je tedy nutné přesně specifikovat.

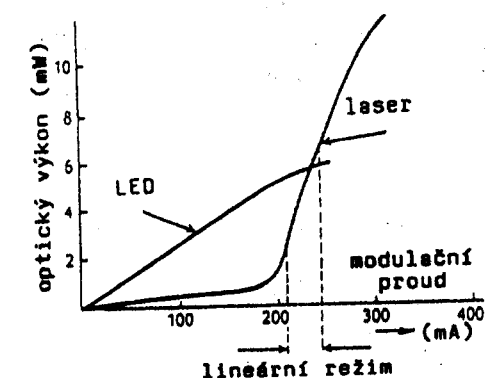
12.3 Zdroje a detektory optického záření

Zdroje optického záření mohou generovat záření koherentní nebo nekoherentní. Připomeňme si, že podle normy ČSN IEC 50-“Přenos optickými vlákny” je koherence definována jako jev spojený s existencí definovaných vztahů mezi fázemi odpovídajících složek dvou vln, nebo mezi fázemi dané složky jednotlivé vlny ve dvou časových okamžicích nebo ve dvou bodech prostoru. V optoelektronických komunikačních systémech se jako koherentní zdroje používají lasery, jako nekoherentní potom diody LED.

Zdroje optického záření-lasery a diody LED

Laser je optoelektronická součástka, u níž je generování optického koherentního záření založeno na stimulované emisi a na zesílení v optické rezonanční dutině při zajištění kladné zpětné vazby, kdy se vnější energie používá ke stanovení tzv. inverzního obsazení. V moderních systémech se používají většinou polovodičové lasery s přechodem PN, a to z GaAlAs pro vlnové délky 800 až 900 nm a dále z InGaAsP pro délky 1300 až 1500 nm. Lasery jsou zdroji monochromatického záření, což je teoreticky záření obsahující jedinou vlnovou délku, v praxi potom záření ve velmi malém rozsahu vlnových délek. Nejlepší současné lasery mají takto definovanou šířku spektrální čáry pod 1 MHz, lze je tedy označit za vysoce koherentní. Výstupní optické výkony laserů jsou 1 až 10 mW, přičemž díky zmíněné monochromatickosti je u nich dosahováno vysoké účinnosti optické vazby na vlnovod, řádu 40 až 80%. Typická modulační charakteristika polovodičového laseru /laserové diody/ je na obr. 12.6; v analogových systémech je nutné pracovat v oblasti nad kolenem této charakteristiky, kde je dosahováno stimulované emise. Nejvyšší modulační kmitočty má laser extrémně vysoké-řádu až několika GHz.

Elektroluminiscenční diody LED (Light Emitting Diode) jsou polovodičové součástky s přechodem PN, které v důsledku spontánní emise generují nekoherentní optické záření, a to vlivem rekombinace elektronů a děr injektovaných přechodem PN. Výstupní optické výkony diod LED jsou zhruba stejné jako u laseru, avšak účinnost jejich optické vazby na vlnovod je jen asi 1 až 10%, takže optický výkon vstupující do tohoto vlnovodu jsou 10 až 20 dB pod odpovídajícími výkony laserů. Typická šířka spektra je u diod LED pracujících v pásmu 900 nm cca 50 nm, což limituje dosažitelný součin $B_{opt} \cdot L$ asi na 120 až 150 MHz; omezení je zde způsobeno především materiálovou disperzí. Avšak v pásmu 1330 nm nulové disperze lze s diodami LED dosáhnout součinu $B_{opt} \cdot L$ řádu 1 GHz. Výhodou diod LED-zejména v analogových systémech je poměrně dobrá linearita jejich modulační charakteristiky, znázorněné též



Obr. 12.6 Modulační charakteristiky laseru a diody LED

na obr. 12.6. Principiálním nedostatkem diod LED je ovšem skutečnost, že generují nekoherentní záření a nelze je tedy použít v koherentních systémech.

Detektory optického záření-fotodiody

Na přijímací straně optoelektronických systémů se k detekci optického záření používají nejčastěji fotodiody PIN a lavinové fotodiody. Fotodioda PIN je prvek s velkou intrinsickou oblastí, mezi polovodičovými oblastmi P a N, potřebnými k detekci optického záření. Účinnost fotodetektoru s diodou PIN charakterizuje tzv. responsivita

$$R_{\lambda} = \frac{I_p}{P_o} \quad (\text{AW}^{-1}) \quad (12.8)$$

kde I_p je výstupní fotoelektrický proud diody; P_o optický výkon dopadající na diodu.

Důležitým parametrem fotodetektorů PIN je kvantová účinnost, definovaná vztahem

$$\eta_i = \frac{r_e}{r_p} = \frac{\text{počet elektronů uvolněných ve fotodetektoru za 1 sekundu}}{\text{počet dopadajících fotonů za 1 sekundu}} \quad (12.8a)$$

Energii jednoho fotonu lze vyjádřit vztahem $E = hf$, kde h je Planckova konstanta ($h = 6,226 \cdot 10^{-34}$ Js) a f je kmitočet dopadajícího záření. Celkový dopadající optický výkon P_o je zřejmě $P_o = r_p \cdot hf$, odkud $r_p = P_o / hf$. Z (12.8a) vyplývá, že počet uvolněných elektronů $r_e = \eta_i r_p = \eta_i P_o / hf$. Označíme-li náboj jednoho elektronu q ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C), může se výstupní fotoelektrický proud vyjádřit relací

$$I_p = \frac{\eta_i P_o q}{hf}, \text{ resp. s ohledem na (12.8) } I_p = R_\lambda P_o, \text{ kde } R_\lambda = \frac{\eta_i q}{hf} \quad (12.9)$$

Lavinová fotodioda APD (Avalanche Photodiode) je fotodioda, u níž se její primární elektrický proud v důsledku lavinového násobení nosičů náboje zesiluje, přičemž typický proudový zisk $M = 50 \dots 150$. Celkový výstupní proud uvažované fotodiody v lavinovém režimu je potom $I = MI_p$.

Vzhledem k vysoké citlivosti se lavinové fotodiody používají hlavně u velmi dlouhých optických spojů - řádu až několika stovek km (bez opakovacích zesilovačů). Při kratších vzdálenostech se používají spíše fotodiody PIN. Fotodiody PIN jsou schopné detekovat signály s modulačními kmitočty 5 až 7 GHz, kmitočtové vlastnosti lavinových fotodiód jsou znatelně horší.

Základním činitelem omezujícím citlivost optoelektronických přijímačů je šum jejich fotodetektorů. U fotodiód PIN tvoří základní šumovou složku tzv. fotonový (kvantový) šum, který vzniká v důsledku diskrétního charakteru optického záření; příslušný šumový proud lze vyjádřit formálně jako výstřelový šum fotoelektrického proudu diody PIN I_p (tj. proudu, který se objevuje na jejím výstupu vlivem dopadajícího nemodulovaného záření). Druhou složkou je výstřelový šum tzv. proudu za tmy I_d , tedy za nepřítomnosti záření. Celkový šumový proud diody v pásmu o šířce B

$$i_{ts}^2 = 2qB (I_p + I_d) \quad (12.10)$$

Na pracovním odporu R_1 fotodiody PIN se vytváří termický šumový proud $i_t^2 = 4kTB/R_1$, kde kT je součin Boltzmannovy konstanty k ($= 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) a absolutní teploty T . Dalším zdrojem šumu kompletního přijímače je jeho vlastní šum, charakterizovaný šumovým číslem F_p . Výsledné šumové vlastnosti konečně může ovlivňovat i tzv. intenzitní šum laseru na vysílači, značený symbolem RIN (Relative Intensity Noise) a udávaný jako v decibelech vyjádřený poměr kvadrátu intenzitního šumového optického výkonu a kvadrátu optického výkonu nemodulovaného užitečného signálu laseru, při šířce pásma $B = 1$ Hz; průměrná hodnota poměru RIN $= -120 \dots -160$ dB/Hz.

U lavinových fotodiód je celkový šumový proud ovlivněn lavinovým efektem, přičemž je dán vztahem

$$i_{ts}^2 = 2qB (I_p + I_d) M^{2+x} \quad (12.11)$$

kde M je proudový zisk diody APD a x je materiálová konstanta ($x = 0,3 \dots 1,0$).

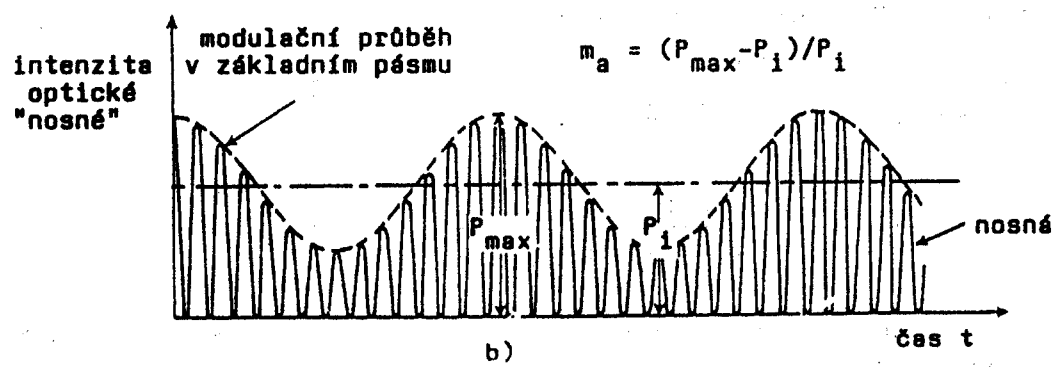
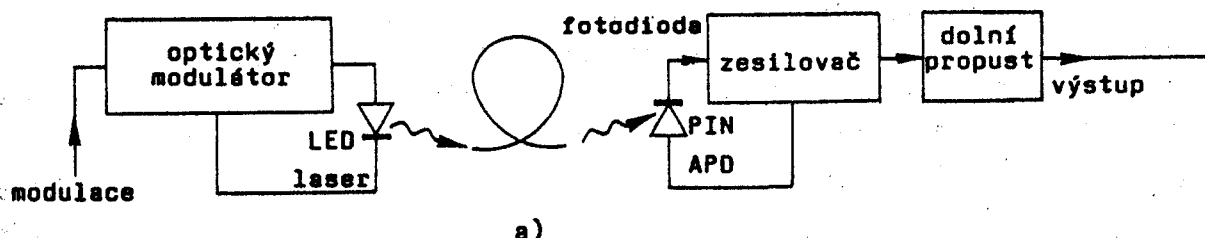
13. Nekoherentní a koherentní optoelektronické komunikační systémy

13.1 Základní poznatky, používané modulace a způsoby detekce

U nekoherentních zdrojů, jejichž typickými představiteli jsou diody LED, je šířka generovaného optického spektra mnohem větší, než je šířka pásma modulačního signálu. U takového záření je definována jeho intenzita, avšak není zde definována

resp. neexistuje zde žádná koherentní optická nosná vlna. Z toho důvodu je možné realizovat u nekoherentního optického záření pouze intenzitní modulaci, kdežto klasické modulační metody AM, FM a PM zde použitelné nejsou. Přitom elektrické modulační signály pro intenzitní modulaci optického záření mohou mít podobu analogových signálů v základním pásmu (audio, video, ...), mohou to být také diskretní signály v základním pásmu (PAM, PDM, PCM, ...), případně to mohou být analogové nebo diskretní signály předtím již namodulované na elektrické vlny v subnosné vlně. Pro jejich přenos je vhodný libovolný typ optického vlnovodu. Na přijímací straně se přímou detekcí intenzitně modulovaných signálů pomocí vhodného fotodetektoru získají elektrické signály, jež jsou až na zkrácení a šum shodné s modulačními signály vysílače. Takto koncipované optické komunikační systémy, označované zkratkou IM-DD (Intensity Modulation-Direct Detection) jsou vývojově nejstarší.

Koherentní zdroje optického záření, jimiž jsou hlavně různé typy laserů, generují signál, který lze považovat za optickou nosnou vlnu. Ta má v ideálním případě věrný monofrekvenční charakter - a tedy jednočarové spektrum, v praxi potom spektrum, jehož šířka je velmi malá s pásmem modulačních signálů (řádově nejvýše několik %). U takového optického signálu je jednoznačně definována jeho amplituda, kmitočet resp. délka vlny a fáze, a proto ho lze modulovat amplitudově, kmitočtově nebo fázově, a to jak analogovými tak digitálními modulačními signály. K dosažení nezkráceného přenosu je zde však žádoucí použití jednovidových optických vlnovodů. Na přijímací straně je potom nutné nahradit přímou detekci heterodyním, nebo homodyním přijímacím systémem. Takto koncipovaný koherentní optoelektronický komunikační systém je sice složitější než systém IM-DD, má však nejméně asi o 20 dB větší citlivost a mnohem vyšší dosažitelné přenosové rychlosti resp. modulační šířky pásma. V náročných aplikacích se proto koherentní systémy preferují.



Obr. 13.1 a) Analogový optoelektronický systém s intenzitní modulací a přímou detekcí; b) časový průběh "optické nosné" intenzitně modulované analogovým modulačním signálem v základním pásmu

Různými kombinacemi uvedených elektrických a optických modulací je možné vytvořit celou řadu optoelektronických komunikačních systémů. Některé si probereme podrobně.

13.2 Analogové optoelektronické komunikační systémy IM-DD (nekoherentní)

Na obr.13.1a je znázorněn nejjednodušší optoelektronický komunikační systém s přímou intenzitní modulací optického záření elektrickým analogovým modulačním signálem ve vysílači a jeho přímou detekcí v přijímači (IM-DD).

Vysílaný optický výkon lze vyjádřit jako funkci času relací

$$P_{\text{opt}}(t) = P_i [1 + m(t)] \quad (13.1)$$

kde P_i je střední vysílaný optický výkon, tj. výkon nemodulované optické "nosné";

$m(t)$ modulační signál, úměrný elektrickému analogovému modulačnímu proudu.

Předpokládejme, že modulační signál má kosinusový průběh, takže $m(t) = m_a \cos \omega_m t$; kde m_a je index intenzitní modulace ($m_a \leq 1$). Dosazením předchozí relace do (13.1) se získá intenzitně modulovaný optický signál ve tvaru

$$P_{\text{opt}}(t) = P_i [1 + m_a \cos(\omega_m t)] \quad (13.2)$$

Bude-li mít přenosový optický kanál nulovou disperzi, bude mít přijímaný optický signál stejný průběh jako signál vysílaný, jeho střední výkon ovšem bude v důsledku útlumu vlnovodu mít menší hodnotu P_o . Při použití fotodetektoru s diodou PIN je při nemodulované nosné její fotoelektrický proud I_p dán vztahem (12.9), u lavinové fotodiody APD je tento proud $I = MI_p$. Po zavedení intenzitní modulační je časový průběh výstupního proudu fotodiody PIN, resp. lavinové fotodiody APD zřejmě

$$I(t) = I_p [1 + m_a \cos(\omega_m t)] \dots (\text{PIN}) \quad , \text{ resp. } I(t) = I_p M [1 + m_a \cos(\omega_m t)] \dots (\text{APD}) \quad (13.3)$$

Pro střední kvadrát signální střídavé složky proudu $I(t)$ potom vyplývá z (13.3)

$$\overline{i_{\text{sig}}^2} = 0,5 (m_a I_p)^2 \dots (\text{PIN}) \quad ; \text{ resp. } \overline{i_{\text{sig}}^2} = 0,5 (m_a MI_p)^2 \dots (\text{APD}) \quad (13.4)$$

Fotonový šum spolu s výstřelovým šumem proudu za tmy je u fotodiody PIN určen vztahem (12.10), u fotodiody APD potom vztahem (12.11). Termický šumový proud zatěžovacího odporu R_1 je $i_t^2 = 4kTB/R_1$; šum přijímače lze respektovat zdrojem určitého šumového proudu i_r připojeným na jeho vstup, nebo ho lze respektovat vynásobením termického šumu i_t šumovým číslem přijímače F_r . Všechny uvedené signální i šumové proudy jsou zakresleny v náhradním schématu přijímače podle obr.13.2. Odtud vyplývá pro celkový střední kvadrát šumového proudu i_N^2 lavinové fotodiody vztah

$$i_N^2 = 2qB (I_p + I_d) M^{2+x} + 4kTB F_r / R_1 \quad (13.5)$$

Odpovídající vztah pro fotodiodu PIN se získá z předchozího položením výrazu $M^{2+x} = 1$

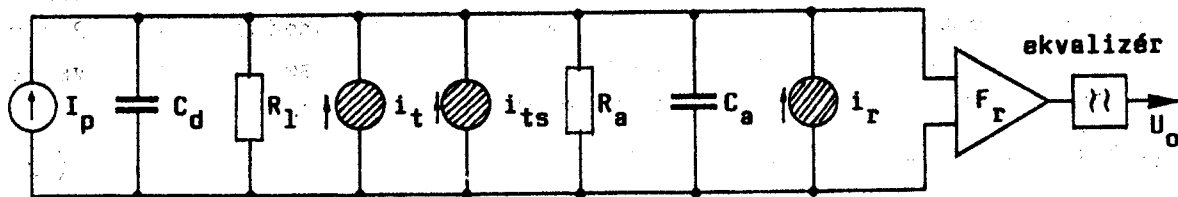
Pomocí vztahů (13.4) a (13.5) je potom již možné vyjádřit poměr signál/šum = S/N pro přijímač s fotodiodou PIN, jakož i pro přijímač s fotodiodou lavinovou tj. APD:

$$\frac{S}{N} = \frac{\overline{i_{\text{sig}}^2}}{i_N^2} = \frac{0,5 (m_a I_p)^2}{2qB (I_p + I_d) + 4kTB F_r / R_1} \dots (\text{PIN}) \quad (13.6)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{\overline{i_{\text{sig}}^2}}{i_N^2} = \frac{0,5 (m_a I_p)^2}{2qB (I_p + I_d) M^{2+x} + 4kTB F_r / R_1} \dots (\text{APD}) \quad (13.7)$$

Z předchozích dvou relací vyplývá, že poměr signál/šum přijímačů obou typů jednoznačně zvyšuje rostoucí index intenzitní modulační m_a a zmenšující se šumové číslo přijímače F_r ; u lavinových fotodiody potom poměr S/N zvětšuje i rostoucí proudový zisk diody M . Vliv ostatních veličin vystupujících ve vztazích (13.6) a (13.7) je však již složitější a vyžadoval by podrobnější diskusi.

Předchozí relace jsou východiskem při návrhu optoelektronických komunikačních systémů s intenzitní modulací nekoherentní optické "nosné" vlny a s přímou detekcí.



Obr.13.2 Ekvivalentní obvod přijímače intenzitně modulovaného optického signálu s přímou detekcí; obvod obsahuje zdroj signálového proudu a všechny šumové zdroje, vztahené na výstup fotodetektoru (jež jsou značeny šrafováním)

13.3 Koherentní optoelektronické komunikační systémy

Na obr.13.3 je znázorněna základní koncepce koherentního přijímače, určeného k příjmu koherentních optických signálů, ať již s analogovými nebo s digitálními modulacemi. Na vstup přijímače přichází užitečný vstupní modulovaný optický signál e_S , k němuž se ve slučovači přičítá zpravidla podstatně intenzivnější nedomulovaný signál místního oscilátoru (optického heterodynu) e_L . Tyto signály lze vyjádřit relacemi

$$e_S = E_S \cos(\omega_S t + \phi) \quad , \quad e_L = E_L \cos(\omega_L t) \quad (13.8 \text{ a, b})$$

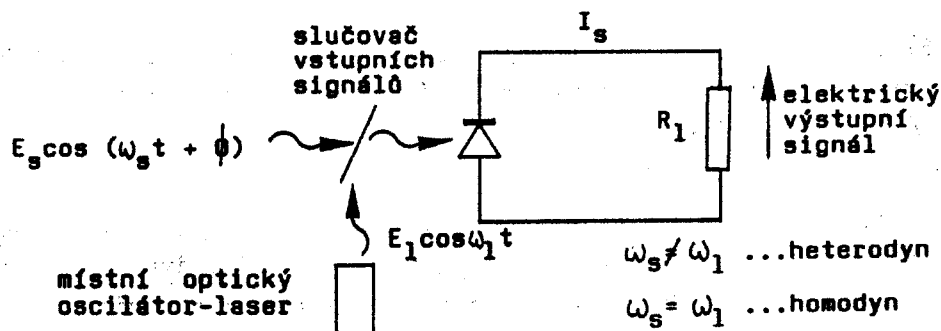
kde ω_S resp. ω_L jsou úhlové kmitočty vstupního resp. heterodynního signálu;

E_L je amplituda heterodynního signálu.

V případě modulací AM, nebo ASK je amplituda E_S proměnná s časem, v případě modulací FM/PM, nebo FSK/PSK je fáze ϕ proměnná s časem; dále však pro jednoduchost předpokládáme, že veličiny E_S a ϕ jsou konstantní a že tedy přijímaný signál je nedomulovaný. Kmitočty ω_S a ω_L se mohou vzájemně lišit o tzv. mezifrekvenční kmitočet ω_{MF} , přičemž platí relace $\omega_S - \omega_L = \omega_{MF}$; v tomto případě pracuje přijímač v tzv. heterodynním režimu. Pokud jsou kmitočty ω_S a ω_L shodné, je kmitočet $\omega_{MF} = 0$ a přijímač pracuje v režimu homodynním.

Ve slučovači se oba uvažované optické signály sčítají a přicházejí na fotodetektor, kde dochází k jejich koherentní detekci. Má-li být tento proces účinný, musí oba signály dopadnout na aktivní plochu fotodetektoru s dokonale koherentní (shodno) polarizací, proto signál e_L prochází před vstupem na slučovač obvykle vhodným polarizátorem. Vlivem dopadajících optických signálů se ve fotodetektoru vytváří fotoelektrický proud I_p , který je úměrný u heterodynu i homodynu intenzitě optických signálů, a tedy při použití obvyklých kvadratických fotodetektorů - kvadrátu součtu jejich amplitud, takže s přihlédnutím ke vztahům (13.8 a, b)

$$I_p \sim (e_S + e_L)^2 = E_S (\cos \omega_S t + \phi) + E_L \cos \omega_L t \quad (13.9)$$



Obr.13.3 Základní princip koherentního optického přijímače

Provede-li se neznačené umocnění pravé strany předchozí rovnice, získá se tím několik složek s různými kmitočty a též složka stejnosměrná. Zanedbají-li se 2. harmonické $2\omega_S$ a $2\omega_L$ vstupního a heterodynního signálu, které se nacházejí vysoko nad pásmem propustnosti přijímače, přechází relace (13.9) do tvaru

$$I_p \sim \frac{1}{2} E_S^2 + \frac{1}{2} E_L^2 + 2E_S E_L \cos(\omega_S t - \omega_L t + \phi) \quad (13.10)$$

a po přechodu od amplitud světelných signálů k odpovídajícím výkonům

$$I_p \sim P_S + P_L + 2\sqrt{P_S P_L} \cos(\omega_S t - \omega_L t + \phi) \quad (13.11)$$

Pravá strana předešlé rovnice představuje celkový optický výkon P_0 dopadající na fotodetektor. Potom ji ovšem s ohledem na relaci (12.9) můžeme psát také ve tvaru

$$I_p = \frac{\eta_i q}{hf} \left[P_S + P_L + 2\sqrt{P_S P_L} \cos(\omega_S t - \omega_L t + \phi) \right] \quad (13.12)$$

V praxi obvykle výkon P_L heterodynu je mnohem větší než přijímaný výkon P_S . Potom ale ve vztahu (13.12) dominuje poslední člen v závorce, takže ho lze psát ve tvaru

$$I_p = \frac{\eta_i q}{hf} \left[2\sqrt{P_S P_L} \cos(\omega_{MF} t + \phi) \right], \text{ kde } \omega_{MF} = \omega_S - \omega_L \quad \dots \text{pro heterodyn} \quad (13.13)$$

$$I_p = \frac{\eta_i q}{hf} 2\sqrt{P_S P_L} \cos \phi, \quad \text{kde } \omega_{MF} = 0 \quad \dots \text{pro homodyn} \quad (13.14)$$

Z předchozích relací vyplývá, že fotoelektrický signální proud I_p je u koherentních přijímačů úměrný odmocnině P_S signálního optického výkonu, a proto při zmenšování P_S bude klesat pomaleji než u přijímačů s přímou detekcí, kde totiž $I_p \approx P_0$. Důležitější však je u koherentních přijímačů skutečnost, že signální proud I_p je zde ještě úměrný odmocnině $\sqrt{P_L}$ z optického výkonu místního optického oscilátoru, který je ovšem možné nastavit na podstatně větší úroveň, než je úroveň přijímaného signálu P_S ; přitom přítomnost heterodynního signálu vůbec neovlivňuje výstřelový šum fotodetektoru za tmy I_d ani šum přijímače. Z těchto důvodů je potom užitečná citlivost koherentních přijímačů nejméně o 15 až 20 dB vyšší, než u přijímačů s přímou detekcí.

Je-li výkon heterodynu P_L mnohem větší než výkon přijímaný P_S , stává se dominantní šumovou složkou koherentního přijímače kvantový šum heterodynu. Ten lze formálně vyjádřit jako výstřelový šum fotoelektrického proudu I_p daného relací (12.9), v níž se však za výkon P_0 dosadí výkon P_L . Střední kvadrát tohoto šumového proudu $i_{SL}^2 = 2qBI_{pL}$, resp. po dosazení z (12.9) za proud I_{pL} je $i_{SL}^2 = \frac{2q^2 \eta_i P_L B}{hf}$ (13.15)

Detekovaný výkon vstupního signálu S je dán jako kvadrát signálního fotoelektrického proudu určeného vztahem (13.13) resp. (13.14), tedy

$$S = \left(\frac{\eta_i q}{hf} \right)^2 P_S P_L \quad (13.16)$$

Ze vztahů (13.16) a (13.15) se již snadno odvodí poměr signál/šum = S/N koherentního přijímače, vyjádřený zde jako poměr kvadrátů příslušných proudů. Zřejmě

$$\frac{S}{N} = \frac{\left(\frac{\eta_i q}{hf} \right)^2 P_S P_L}{\frac{2q^2 \eta_i P_L B}{hf}} = \frac{\eta_i P_S}{hf 2B} \quad (13.17)$$

U heterodynního přijímače platí relace $2B = B_{MF}$, takže $(S/N)_{het} = \eta_i P_S / hf B_{MF}$. U homodynního přijímače je $B_{MF} = B$, takže $(S/N)_{hom} = \eta_i P_S / hf B$. Homodynní přijímač tedy má o 3 dB lepší poměr S/N . Z toho důvodu, ale i s ohledem na poloviční potřebnou "MF" šířku pásma, se mu dává přednost před heterodynem - zejména v rychlých digitálních aplikacích. Připomeňme ještě, že poměr S/N u koherentních přijímačů na výkonu P_L heterodynu nezávisí (viz 13.17), avšak samotný signál $S \sim \sqrt{P_L}$, což je výhodné.

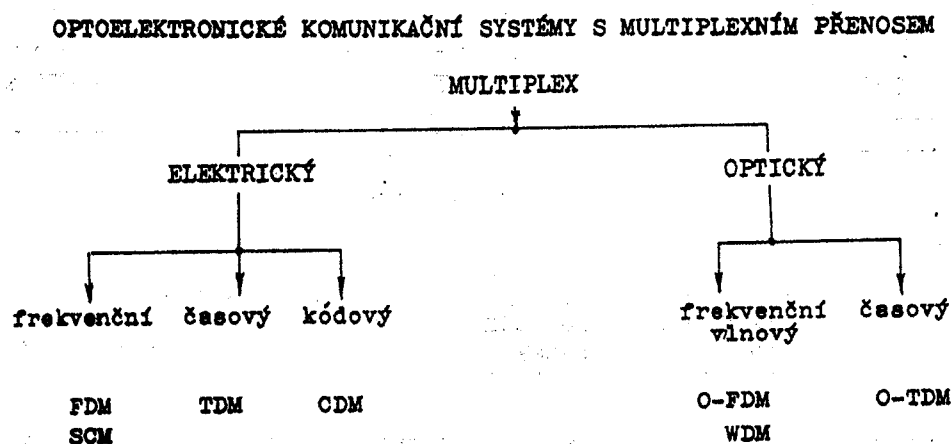
14. ZPŮSOBY MULTIPLEXOVÁNÍ V OPTOELEKTRONICKÝCH KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMECH

14.1 Přehled používaných způsobů multiplexování

Dnešní optoelektronické komunikační systémy (OES) poskytují extrémně velkou šířku modulačního pásma řádu až desítek GHz (resp. Gbit/s). Díky tomu je možné přenášet po jediném optickém vlnovodu velký počet audio, video nebo i jiných vhodně multiplexovaných modulačních průběhů.

Při přenosu mnoha nezávislých modulačních signálů po jediném optickém vlnovodu lze provádět jejich multiplexování (sdružování) buď v elektrické části optoelektronického systému (OES), nebo v jeho optické části, případně lze oba způsoby vhodně kombinovat. Elektrický multiplex (MPX) lze realizovat třemi základními způsoby, používanými v klasické rádiové komunikaci, tedy frekvenčním multiplexem FDM (FDMA), časovým multiplexem TDM (TDMA) a kódovým multiplexem CDM (CDMA). Frekvenční multiplex FDM je založen na vyspělé vlnové a mikrovlnné technologii a je proto nejnázřejší dostupný, přičemž může využívat pásma modulačních frekvencí sahající hluboko do mikrovlnné oblasti (řádu 20 až 30 GHz). Časový multiplex TDM digitalizovaných modulačních signálů - i při použití moderních digitálních obvodů - těžko zvládá bitové rychlosti vyšší než cca 3 až 5 Gbit/s, a proto v základní podobě nemůže ani zdaleka využít extrémní šířky pásma optických spojů. Kódový multiplex CDM je vývojově nejmladší a ve spojení s optickým přenosem je ve stadiu počátečního laboratorního výzkumu. V optické části optoelektronického systému lze realizovat optický frekvenční multiplex OFDM, označovaný při menším počtu optických nosných vln (< 10) také jako vlnový multiplex WDM. Druhou možností multiplexování v optické oblasti je optický časový multiplex OTDM.

Celkový přehled způsobů multiplexování, používaných v optoelektronických komunikačních systémech, ukazuje schéma na obr. 14.1. Některé nejdůležitější způsoby multiplexování si probereme podrobněji.

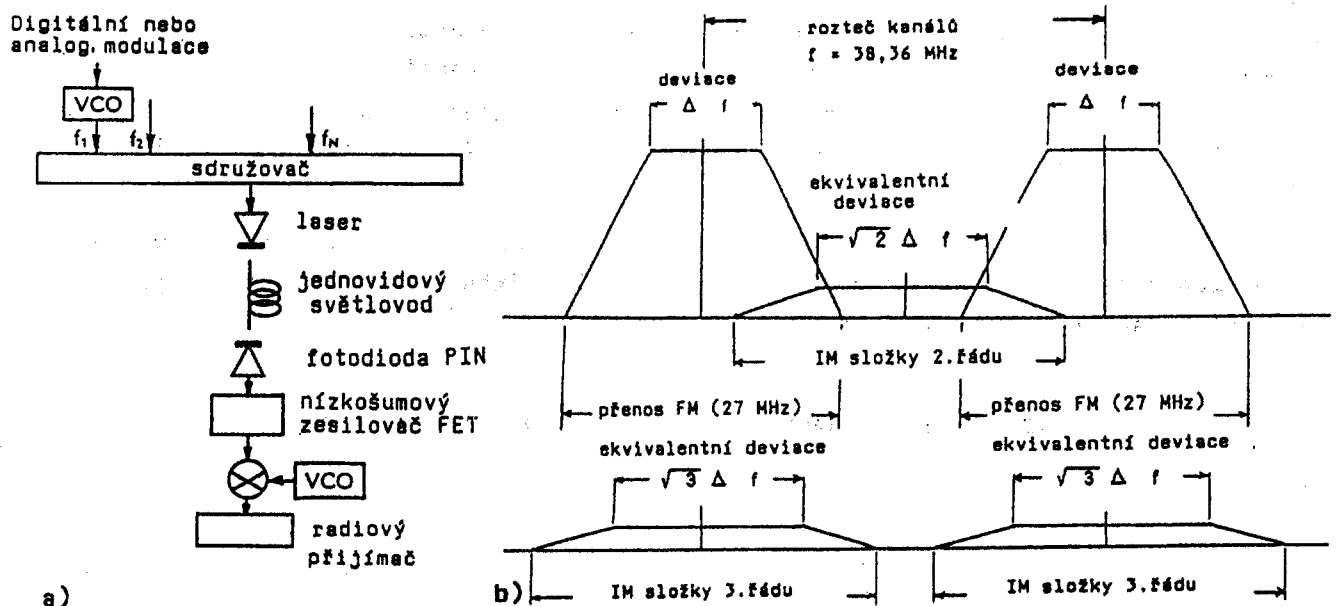


Obr. 14.1 Různé způsoby multiplexování používané v optoelektronických komunikačních systémech; u analogových systémů IM-DD se velmi často používá frekvenční multiplex FDM SCM elektrických subnosných vln, u digitálních systémů se uplatňuje časový multiplex TDM, doplněný případně ještě optickým časovým multiplexem O-TDM

14.2 Frekvenční multiplex elektrických vf a mikrovlnných subnosných vln (FDM-SCM tj. FDM Subcarrier Multiplexing)

Tento vývojově nejstarší způsob multiplexování v OES spočívá v tom, že se kmitočtové pásmo modulačních signálů rozdělí na nepřekrývající se kmitočtové kanály a do každého z nich se situuje jediné subnosná vlna přenášející samostatný modulační signál. Tento multiplex, označovaný ve spojení s optickým přenosem jako SCM (Subcarrier Multiplex, tj. multiplex subnosných vln), může díky propracované mikrovlnné radiokomunikační technice plně využít modulační pásma optických spojů, řádu až desítek GHz.

Základní obecná koncepce systému FDM (resp. SCM) je znázorněna na obr. 14.2a. Subnosné f_1, f_2, \dots, f_n zde mohou být modulovány amplitudově, kmitočtově nebo fázově, přičemž modulační signály mohou být jak analogové, tak i digitální. Na obr. 14.2a se předpokládá kmitočtová modulace subnosných vln, realizovaná oscilátorem VCO (systém FM/SCM). Ta se používá například při multiplexních přenosech televizních signálů, neboť může při indexu modulace $\beta = \Delta f/f \gg 1$ přinést na přijímací straně výrazné zlepšení podetekčního poměru signál/šum (S/N), v porovnání s přenosem modulačního signálu v základním pásmu (D-IM), nebo pomocí modulace VSB_{AM}, ovšem za cenu výrazného rozšíření šířky pásma B_{vf} . Při použití vf a zejména mikrovlnných subnosných vln je však toto rozšíření akceptovatelné.



Obr. 14.2 a) Optoelektronický komunikační systém s frekvenčním multiplexem subnosných vln (FDM-SCM);
b) intermodulační složky 2. řádu a 3. řádu u experimentálního systému kabelové televize

Ve schématu na obr. 14.2a je jako zdroj světla uveden laser, za nímž následuje jednovidový optický vlnovod. V méně náročných aplikacích je však možné místo laseru použít diodu LED a přenos realizovat mnohavidovým optickým vlnovodem.

Pozoruhodné potenciální možnosti optoelektronických systémů s multiplexem subnosných vln (SCM) názorně ilustruje experimentální japonský systém, popisovaný v lit. 12. Ten umožňuje přenášet bez průběžných zesilovačů 34 signálů televize s vysokou definiční schopností (HDTV) - ve formátu MUSE, na vzdálenost 42 km. Systém používá

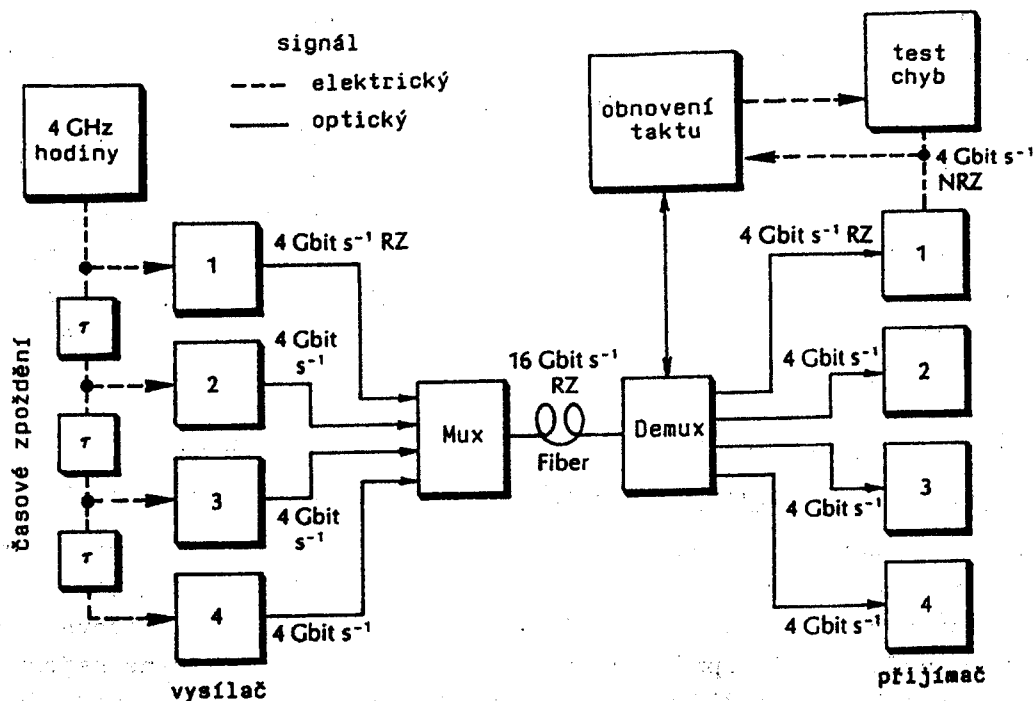
frekvenčního multiplexu subnosných vln, s jejich frekvenční modulací, tj. FM-FDM. Je koncipován tak, aby korespondoval s experimentálním japonským družicovým TV systémem a mohl tak případně být využit k přenosu jeho signálů v primární distribuční síti. Celkem 34 subnosných vln leží mezi 52,12 až 1318,00 MHz, s kanálovým intervalem 38,36 MHz.

Při šířce videopásmu signálu MUSE cca 8,1 MHz a deviaci signálu FM cca 5,4 MHz lze potom vystačit se šířkou vř pásma 27 MHz na 1 kanál. Optický výkon na výstupu vysílače - 2 dBm a použití optického vlnovodu s útlumem 0,5 dB/km poskytuje na vstupu přijímače optický výkon - 23 dBm, poměr výkonu C nosné FM ku výkonu N celkového šumu na vstupu demodulátoru FM (skládajícího se ze šumového příspěvku laseru, optické trasy a šumu přijímače) potom je $C/N = 22,3$ dB.

Velkým problémem je v uvažovaném systému intermodulační zkreslení (IMD), vznikající ve vysílacím laseru (u jednovidových koherentních systémů se může projevat i IMD vznikající v optických vlnovodech vlivem jejich disperze). Optimalizací frekvenčního plánu systému však lze dosáhnout toho, že IM složky 2. řádu (typu $\pm f_j$, resp. $2f_i$, kde $i \neq j$) padnou téměř celé do mezer mezi přenášenými TV kanály (obr. 14.2b), takže prakticky neruší. Naproti tomu IM složky 3. řádu (typu $f_i \pm f_j \pm f_k$, resp. $2f_i \pm f_j$, resp. $3f_i$, kde $f_i \neq f_j = f_k$) leží právě na přenášených kanálech a jejich rušení zanedbat nelze. Tyto složky vznikají z nekorelovaných signálů a proto mají charakter "intermodulačního" šumu, který zhoršuje výsledný poměr signál/šum na hodnotu $(C/N)_{tot} = 17,5$ dB. Tento poměr se však při demodulaci FM zvýší o 12,5 dB a vlivem preemfáze o 9,5 dB, což již zajišťuje kvalitní reprodukováný obraz.

14.3 Časový multiplex v optoelektronických komunikačních systémech

Časový multiplex elektrických modulačních signálů (TDM) se realizuje tak, že se tyto signály převedou z analogové podoby na signály s některou impulsní modulací (PAM, PCM, ...) a impulsy jednotlivých kanálů se potom přenášejí v postupné časové



Obr. 14.3 Velmi rychlý digitální optoelektronický komunikační systém, s kombinací elektrického a optického časového multiplexu

cyklicky se opakující sekvenci. Vzhledem k tomu, že ani soudobé digitální elektro- nika (obvody MMIC na GaAs) nepřekračuje pracovní rychlost řádu několika Gbit/s, ne- jsou systémy TDM v dané základní podobě ani zdaleka schopné využít extrémní šířky pásma optických spojů. Jejich výhodou je však principiálně dokonalá separace jed- notlivých modulačních signálů.

Vhodnou kombinací elektrického a optického časového multiplexu však lze vytvo- řit systémy, které jsou schopné přenášet signály s rychlostmi až asi 20 Gbit/s. Pří- klad jednoho z nich je na obr. 14.3. Systém obsahuje na vysílací straně čtyři op- tické vysílače s intenzitní modulací, pracující s rychlostmi $f_b = 4$ Gbit/s, ke kaž- dému z nich se přitom přivádí samostatný digitální modulační kanál. Tyto vysílače jsou synchronizovány z jediného zdroje synchronizačních impulsů, které k nim však přicházejí přes zpožďovací články se zpožděním $\tau = 1/4 f_b$. Složením jejich takto časově proložených optických výstupů v optickém multiplexoru se potom zřejmě získá výsledný signál 4 x 4 Gbit/s. Na přijímací straně probíhá zpracování analogicky, tj. v optickém demultiplexoru se optické signály dělí do čtyř větví a v příslušných op- tických přijímačích se přímou detekcí získají čtyři původní elektrické modulační signály. Při použití signálů typu RZ vystačí elektronické obvody vysílače a přijí- mače se šířkou pásma cca 2,5 GHz. Přenášené impulsy však musejí být v každém kanálu relativně krátké, tak aby odpovídaly výsledné bitové rychlosti 16 Gbit/s; proto se k jejich generaci používá laser s externím intenzitním modulátorem v integrovaném provedení.

14.4 Vlnový multiplex v optoelektronických komunikačních systémech

Pod pojmem vlnový multiplex WDM (Wave Division Multiplex) se rozumí sdružo- vání několika optických signálů s různou vlnovou délkou, nesoucích nezávislé modu- lační signály, s následujícím přenosem po jediném optickém vláknovém vlnovodu. Vln- ový multiplex je možné realizovat s diodami LED, jakožto nekoherentními zdroji op- tického záření. Vzhledem k velké šířce jejich spektra-řádu minimálně několika de- sítek nanometrů-je však tato metoda neefektivní a v praxi se neuvžívá. Daleko výhod- nější je vlnový multiplex, u něhož je zdrojem světelného záření sice také dioda LED, za níž však následuje tzv. multiplexor WDM s difrakční mřížkou, který její spe- ktrum vlnově resp. kmitočtově vyfiltruje. Typická takto "zúžená" šířka spektra je např. 3,65 nm, takže dolibovolného okna s malým útlumem vlnovodu je možné na prin- cipu WDM vložit až několik desítek nezávislých optických "nosných" vln.

Extrémně velkých šířek pásma optických spojů je však možné dokonale využít jen tehdy, jsou-li v systému vlnového multiplexu zdroji koherentního záření lasery s velmi úzkým spektrem. U moderních typů se podařilo zúžit šířku spektra již na pou- hých několik desítek kHz při vlnové délce např. 1 μm , tj. kmitočtu optické nosné $3 \cdot 10^{14}$ Hz! Za této situace je potom využití mimořádných přenosových kapacit opto- elektronických spojů skutečně maximální.

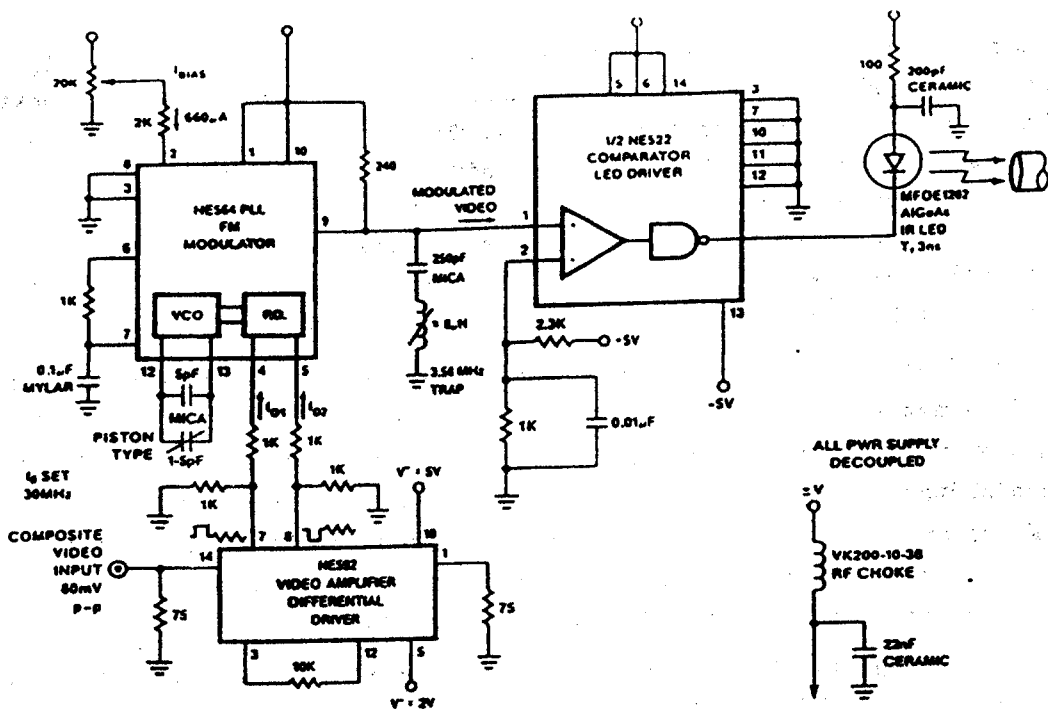
15. KONKRÉTNÍ PŘÍKLADY OPTOELEKTRONICKÝCH KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMŮ

15.1 Optoelektronický systém pro analogový přenos televizních signálů

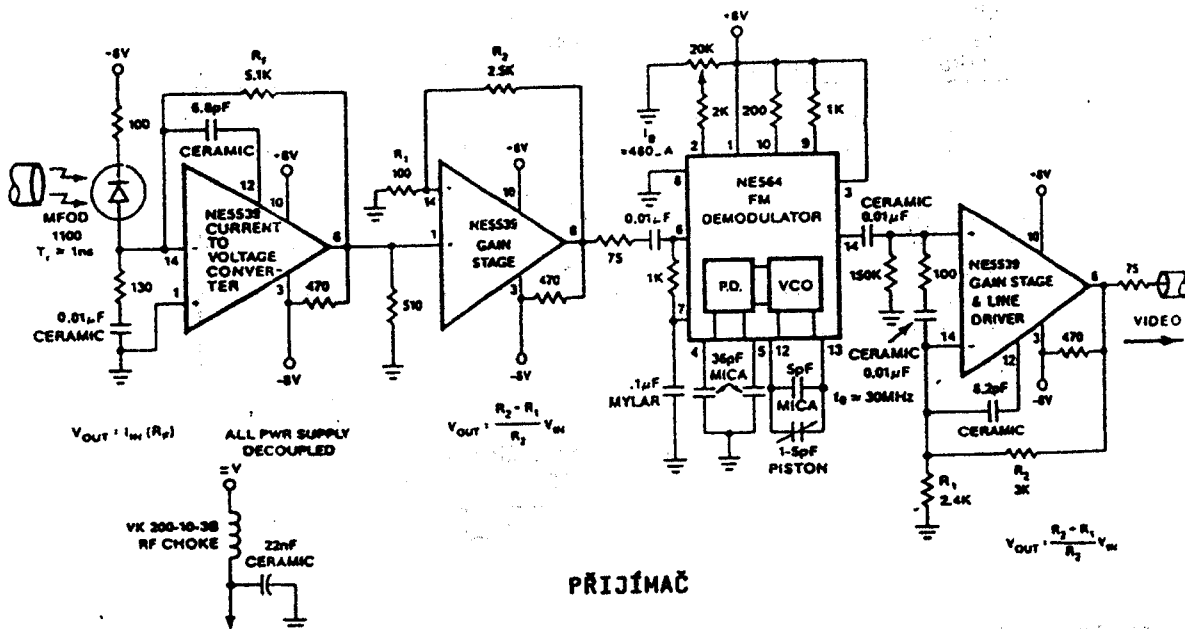
Na obr. 15.1 je znázorněn optoelektronický systém IM-DD, určený pro přenos tele- vizního kompozitního signálu, na elektrické subnosné vlně 30 MHz. Systém je realizač- jednoduchý, neboť využívá v maximální míře vhodné monolitické integrované obvody (produkce firmy PHILIPS). Vstupní videosignál je na vysílací straně nejprve zesílen ve videozesilovači NE 592 s diferenciálním výstupem (f_{max} tohoto obvodu je 120 MHz). Zesílený signál přichází jako symetrický k obvodu NE 564, což je fázový závěs, pou-

žitelný do kmitočtů 50 MHz. Zde se však z něho využívá pouze oscilátor VCO, a to jako modulátor FM, se subnosnou vlnou 30 MHz a s maximálním zdvihem +10 MHz. Modulovaný signál je dále zesílen v obvodu NE 522, který rovněž obsahuje budič pro intenzitní modulaci následující diody LED; v systému je použito rychlé GaAs diody LED, s impulsní dobou náběhu 3 ns, typu MFOE1202.

Přímou detekci provádívá přijímači fotodioda PIN typu MFOD1100. Její výstup je zesilován v operačním zesilovači NE 5539 ($f_{max} = 350$ MHz), který je zde však zapojen jako konvertor "proud-napětí", zaručující přijímači výborné šumové parametry. Po dalším zesílení v obvodu NE 5539 a kmitočtové demodulaci fázovým závěsem NE 564, je video-signal zesilován v zesilovači NE 5539. Linkovým budičem obvodu NE 564 je upraven na úroveň vhodnou pro přenos, anebo pro přímé buzení televizního monitoru.



VYSÍLAČ



PŘIJÍMAČ

Obr. 15.10 Optoelektronický systém IM-DD, určený pro analogový přenos TV signálu na subnosné vlně o kmitočtu 30 MHz

15.2 Koharentní číslicový optoelektronický vysílač a přijímač D PSK

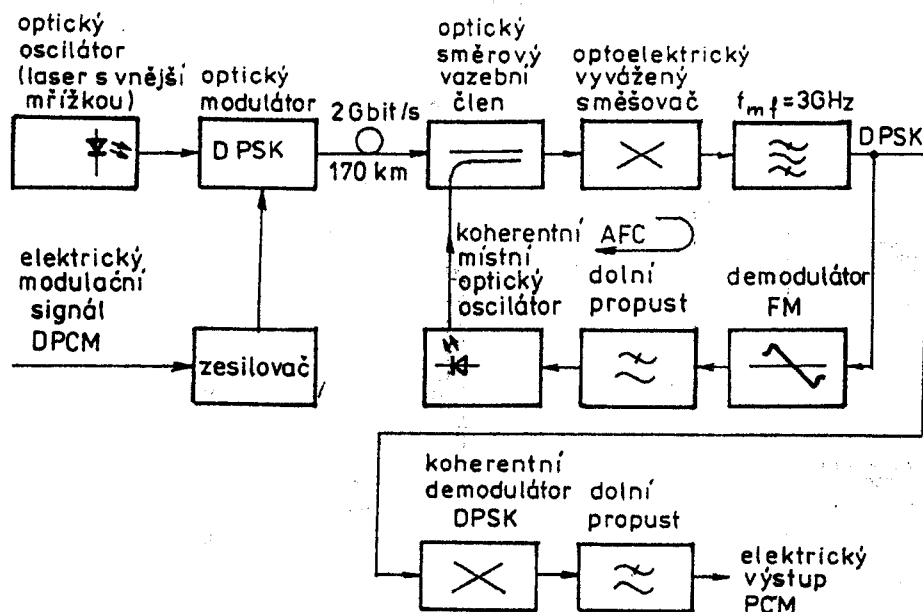
Signál PSK je možné demodulovat pouze v koharentním demodulátoru, který vyžaduje ke své činnosti pomocnou referenční nosnou vlnu, jež je v dokonalé fázové koherenci s nosnou vlnou přijímaného signálu. Generace takové vlny je však obtížná. Proto se často v radioelektronice a zejména v optoelektronice používají signály s diferenciální modulací PSK, označovanou zkratkou D PSK, jejichž demodulaci lze uskutečnit bez zmíněné referenční nosné.

Optoelektronický vysílač a přijímač signálů s modulací D PSK je znázorněn ve skupinových schématech na obr. 15.2. Obě jednotky jsou řešeny tak, že umožňují přenášet data rychlostí 2 Gbit/s. Jedná se tedy o zařízení určené pro nejnáročnější aplikace.

Zdrojem koharentní optické nosné vlny je ve vysílači laser s vnější ladící mřížkou (external grating laser), umožňující získat vlnu se šířkou spektra menší než 20 kHz, tedy s vysokým stupněm koherence. Tato vlna se přivádí do samostatného modulatoru PSK, v němž je fázově klíčována modulačním elektrickým signálem D PCM. Modulator je založen na elektrooptickém jevu využívaném ke změně indexu lomu - a tím i fáze procházejícího signálu - v planárním optickém vlnovodu; byl zvolen proto, že dovoluje realizovat bez potíží modulaci PSK číslicovými modulačními signály o rychlostech až několika gigabitů za sekundu.

V přijímači se vstupní světelný signál ve vyváženém optoelektrickém směšovači přemění na mezifrekvenční elektrický signál o kmitočtu $f_{mf} = 3$ GHz. Tento signál se v pásmovém mezifrekvenčním zesilovači zesílí a v demodulátoru D PCM demoduluje. Jako demodulátoru se zde využívá násobiče, na jehož jeden vstup se přivádí m_f signál DE PSK, na druhý vstup potom tentýž signál zpožděný však o dobu trvání jednoho bitu f_b . Na výstupu násobiče se již objevuje demodulovaný signál PCM, který se po filtraci dolní propustí odvádí k dalšímu zpracování.

Kmitočtovou stabilitu přijímače zlepšuje systém AFC, samočinně dolaďující místní koharentní optický oscilátor.



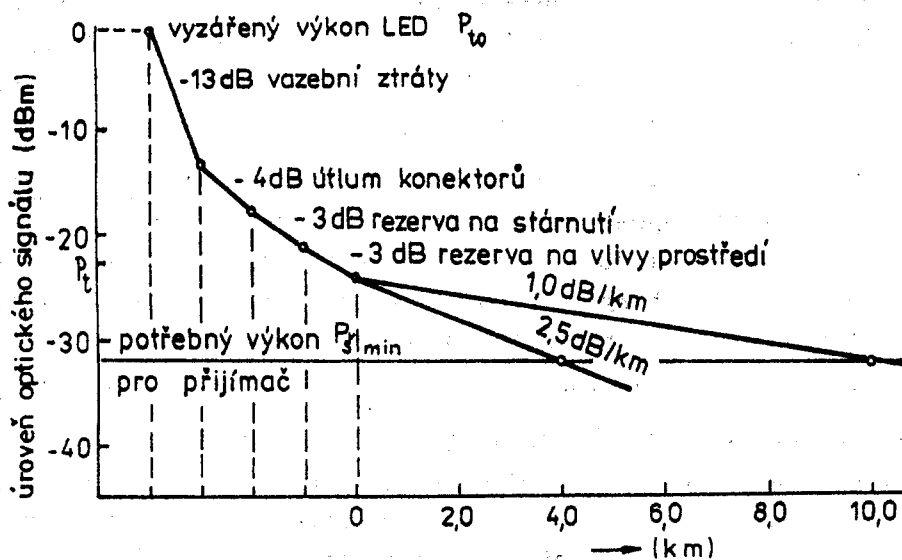
Obr.15.2 Koharentní optoelektronický komunikační systém, určený pro přenos digitálního signálu s modulací D PSK a s přenosovou rychlostí 2 Gbit/s

15.3 Úrovňový diagram optoelektronického spoje

Příklad úrovňového diagramu konkrétního optoelektronického spoje, určeného pro přenos dat rychlostí 10 MBaud, je na obr. 15.3. Při jeho konstrukci se vychází ze známého celkového optického výkonu P_{to} , vyzařovaného zdrojem záření vysílače do prostoru. V daném případě použité dioda LED vyzařuje výkon $P_{to} = 1 \text{ mW}$, tj. 0 dBm. Optický výkon vstupující do optického vlnovodu je menší o vazební ztráty 13 dB mezi zdrojem, tj. diodou a vlnovodem. Další ztráty 4 dB vznikají ve dvou optických konektorech, do ztrát je nutné započítat i tzv. rezervu na stárnutí 3 dB a rezervu na vlivy prostředí 3 dB. Při přenosu lze tedy počítat s užitečným optickým výkonem $P_t = 0 - 13 - 4 - 3 - 3 = -23 \text{ dBm}$. Při postupu od vysílače k přijímači se tento výkon zmenšuje, a to v závislosti na útlumu použitého optického vlnovodu. V daném případě jsou uvažovány dva typy vlnovodů, s útlumy 1,0, resp. 2,5 dBm, s nimiž se dosáhne různých překlenutelných vzdáleností spoje.

Základním parametrem optoelektronického přijímače je mezní poměr signálu k šumu P_s/P_g . U analogových modulačních způsobů je jeho velikost závislá na typu modulace, tedy např. u modulace FM musí být větší než je šumový práh spod. U diskrétních modulací musí být tento poměr takový, aby pravděpodobnost chybné detekce BER byla při dané přenosové rychlosti menší, než určitá zadaná hodnota. Jsou-li potom známy šumové parametry použitého fotodetektoru (demodulátoru), jakož i nízkošumového předzesilovače, je možné určit celkový ekvivalentní šumový výkon na vstupu přijímače P_{ge} . Pro zadaný poměr P_s/P_g se u analogových modulací z toho již přímo stanoví potřebná minimální úroveň optického signálu na vstupu přijímače $P_{g \text{ min}}$, označovaná také jako citlivost; zřejmě $P_{g \text{ min}} = (P_s/P_g) P_{ge}$.

Takto zjištěný minimální vstupní optický signál $P_{g \text{ min}}$ se zakreslí ve formě vodorovné přímky do diagramu. V daném případě je to výkon $P_{g \text{ min}} = 0,5 \text{ } \mu\text{W}$, tj. -33 dBm. Průsečíky zmíněné vodorovné přímky se šikmými přímkami vyjadřujícími útlum optického vlnovodu pak již definují na vodorovné ose překlenutelnou vzdálenost. Ta je při použití vlnovodu s útlumem 1,0 dBm rovna 10 km, při použití vlnovodu s útlumem 2,5 dBm pouze 4 km.



Obr.15.3 Úrovňový diagram optoelektronického spoje

IV. PŘENOS SIGNÁLŮ PO METALICKÝCH VEDENÍCH

16. Typy metalických vedení a oblasti jejich využití

Vývojově nejstarším přenosovým médiem, umožňujícím komunikaci pomocí elektrických signálů, jsou metalická (kovová) vedení v podobě dvou paralelních vodičů. Tato vedení, označovaná krátce jako vedení dvojdrátová, zavěšená nad zemí na vhodných podpěrách (sloupech), se využívala nejprve pro přenos telegrafních signálů (Morseových značek), později i pro přenos telefonních signálů.

Nadzemní drátová vedení jsou však snadno zranitelná, jejich výstavba a údržba je náročná a mají i další nedostatky. Proto jsou již dlouhou řadu let nahrazovány symetrickými drátovými kabely, tvořenými párem nebo čtveřicí vodičů se stejnými elektrickými vlastnostmi vůči okolí. Tyto kabely se využívají například k přenosu telefonních signálů v základním pásmu, k přenosu dálkopisných signálů, ale také k přenosu rozhlasových signálů v základním pásmu. Aby se snížil jejich vložný útlum a zmenšilo zkreslení, provádí se u nich tzv. pupinace (pojem užívaný na počest vynálezce této metody M. Pupina), spočívající v tom, že se do nich vkládají v pravidelných vzdálenostech kompenzační indukčnosti.

Nízkofrekvenční symetrické drátové kabely lze využívat i ve vyšších kmitočtových pásmech, znatelně přesahujících pásmo akustické (v tomto případě ovšem nesmí být u nich použita pupinace). Typickou aplikací tohoto druhu jsou například nosné telefonní šesti a dvanáctikanálové systémy (do 120 kHz) a také digitální PCM přenosové systémy 1. řádu (32 kanálů, digitální tok 2048 kbit/s); obě tyto kategorie se využívají převážně v nejnižších složkách telekomunikační sítě, jako jsou např. místní a uzlové telefonní sítě.

Symetrické drátové kabely je však možné konstrukčně řešit tak, že mohou přenášet vysokofrekvenční signály s ještě podstatně vyššími kmitočty. Potom se mohou uplatnit v systémech až šedesátikanálové telefonie s nosnými vlnami FDM (do 552 kHz). Dosažitelné maximum přenosových možností těchto vš symetrických kabelů potom zřejmě představují digitální přenosové systémy 2. řádu (120 kanálů, 8448 kbit/s, papírová izolace vodičů), nebo 3. řádu (480 kanálů, 34 368 kbit/s, styroflexová izolace); tyto systémy nacházejí použití na úrovni tranzitní sítě.

Symetrické drátové kabely jsou při nové výstavbě nahrazovány koaxiálními kabely, které mají charakter vedení asymetrických. Koaxiální kabely jsou odolnější vůči vnějšímu rušení, ztráty vyzařováním jsou u nich podstatně menší a dosažitelné kmitočty mnohem vyšší, než u drátových symetrických vedení. Vyrábějí se ve dvojím rozměrovém provedení, určeném průměrem vnitřního vodiče b a pláště d :

Tzv. malé koaxiální kabely mají rozměry $b/d = 1,2/4,4$ mm a používají se pro:

- nosné přenosové systémy 120 až 3600kanálové (do 18 MHz);
- digitální přenosové systémy až 4. řádu (1920 kanálů, 139 264 kbit/s);
- vícekanálové systémy pro přenos rozhlasových pořadů (nosné nebo digitální);
- systémy pro přenos televizních pořadů (nosné nebo digitální).

Tyto kabely nacházejí uplatnění na úrovni tranzitní a mezitransitní telefonní sítě.

Střední koaxiální kabely s rozměry $b/d = 2,6/9,5$ mm jsou vhodné zejména pro:

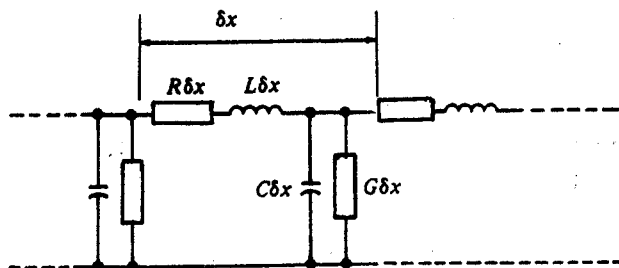
- nosné telefonní systémy 600 až 10 800kanálové (do 60 MHz);
- nosné systémy pro přenos TV pořadů, až 6kanálové;
- nosné systémy pro videotelefon, až 36 kanálů;
- digitální přenosové systémy čtvrtého a vyšších řádů využívané pro vícenásobný přenos hovorů, rozhlasových a televizních pořadů a dat vysokými přenosovými rychlostmi.

Tyto kabely vytvářejí hlavní (magistrální) přenosové trasy pro vnitrostátní i mezinárodní telekomunikační síť.

Koaxiální kabely jsou použitelné do kmitočtů nejvýše 3 až 5 GHz. Nad touto hranicí mají již příliš velký útlum, a to následkem rychle narůstajících ztrát ve vlastních vodičích i ve fixačním a izolačním dielektriku. Z metalických vedení lze potom při vyšších kmitočtech využívat k přenosu elektrických signálů v komunikačních systémech vlnovody. Problematika vlnovodů však již nespadá do koncepce tohoto skriptu.

17. Náhradní obvod a základní parametry vedení s rozloženými parametry

Symetrická drátová vedení, resp. kabely, a rovněž asymetrické koaxiální kabely lze z obecného hlediska považovat za tzv. vysokofrekvenční vedení s rozloženými parametry. Uveďme si dále podrobnější obecný popis takového vedení a definujme jeho základní parametry.



Obr. 4.1 Náhradní obvod infinitesimálního úseku vysokofrekvenčního vedení s rozloženými parametry

Na obr. 4.1 je znázorněn náhradní obvod elementárního (infinitesimálního, tj. nekonečně krátkého) úseku tohoto vedení o délce δx . Obvod se skládá z prvků se soustředěnými parametry L , R , C a G , označovaných jako primární konstanty vedení a číselně vyjadřovaných v příslušných jednotkách vztažených na 1 m délky vedení. Veličina L je tedy sériová náhradní indukčnost (H/m), R je sériový ztrátový odpor (Ω /m), C je paralelní kapacita (F/m) a G je paralelní ztrátová vodivost (S/m). Je-li uvažované vedení homogenní, jeho primární konstanta se při postupu podél něj nemění.

Předpokládejme dále, že uvažované vedení je buzeno na svém počátku sinusovým signálem o kmitočtu ω . Energie se podél něj potom šíří ve formě tzv. postupující elektromagnetické vlny, jež obsahuje složku elektrického pole E a složku magnetického pole H ; obě složky jsou vzájemně k sobě kolmé a jsou rovněž kolmé ke směru šíření vlny x . Taková vlna se označuje jako vlna s transverzálními (tj. příčnými) složkami elektrického a magnetického pole a značí symbolem TEM. Poměr napětí a proudu této vlny je určen geometrickými rozměry vedení a označuje se jako charakteristická impedance (vlnový odpor) vedení Z_0 . Je identická se vstupním odporem jen tehdy, je-li vedení zakončeno tak, aby nevznikly odrazy. Na vedení nevzniknou odrazy, je-li nekonečně dlouhé, nebo rovné-li se zátěž (zakončovací odpor) charakte-

ristické impedanci. Charakteristická impedance homogenního vedení se tedy může definovat jako impedance (obecně komplexní), která se naměří na jeho vstupu, je-li zakončeno stejnou impedancí Z_c .

Pro vedení s náhradním obvodem podle obr. 4.1 je možné určit charakteristickou impedanci ze vztahu

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (4.1)$$

Pro úseky vedení s malými ztrátami lze zanedbat svod G a ztrátový odpor R , neboť v tomto případě $R \ll \omega L$ a $G \ll \omega C$. Potom impedance

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (4.2)$$

tedy charakteristická impedance bezeztrátového vedení je reálný odpor nezávislý na kmitočtu. Stává se komplexní a závislou na kmitočtu pouze tehdy, je-li nutno respektovat ztráty vedení. U vedení používaných v přenosové technice jsou často ztráty tak malé, že lze počítat s reálnou charakteristickou impedancí Z_c podle rovnice (4.2). Bezeztrátové vedení samo neodbírá žádný výkon, je-li přizpůsobeno, tj. zakončeno odporem rovným charakteristické impedanci.

Dalším důležitým parametrem uvažovaného vedení, po němž se šíří vlna TEM, je fázová rychlost této vlny v_p , určená relací

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}, \quad (4.3)$$

přičemž μ je magnetická permeabilita a ϵ dielektrická permitivita prostředí, v němž se vedení nachází. Ve volném prostředí lze předpokládat hodnoty

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}; \quad \epsilon = \epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m},$$

kteří potom vedou k fázové rychlosti

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = c \quad (4.4)$$

Tato rychlost se zřejmě rovná rychlosti světla c ve volném prostředí.

Nachází-li se dané vedení v dielektrickém prostředí s permitivitou ϵ , resp. s relativní permitivitou $\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$, a s permeabilitou $\mu = \mu_0$ (což je nutná podmínka pro šíření vln), je fázová rychlost vlny TEM v něm se šířící

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ m/s} \quad (4.5)$$

Pomocí fázové rychlosti lze potom určit délku vlny λ na vedení

$$\lambda = \frac{v_p}{f}, \quad \text{resp.} \quad \lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (4.6)$$

přičemž $\lambda_0 = c/f$ je délka vlny ve volném prostředí.

Fázovou rychlost v_p je možné vyjádřit také pomocí prvků náhradního obvodu z obr. 4.1, a to vztahem

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.7)$$

Je-li uvažované vedení zakončenou obecnou (nepřízpůsobenou) impedancí $Z_2 = R_2 + jX_2$, potom při sinusovém buzení z generátoru připojeného na jeho vstup se na něm vytváří v ustáleném stavu postupující a odražená vlna napětí, vyjádřená ve vzdálenosti l od konce vztahy

$$U^+ e^{\gamma l}, \quad U^- e^{-\gamma l} \quad (4.8)$$

a rovněž postupující a odražená vlna proudu

$$\frac{U^+}{Z_c} e^{\gamma l}, \quad \frac{U^-}{Z_c} e^{-\gamma l} \quad (4.9)$$

Zde veličiny U^+ , resp. U^- představují postupující, resp. odraženou vlnu na konci vedení ($l = 0$).

Změny amplitud a fází uvedených vln podél vedení jsou zřejmě určeny tzv. konstantou šíření γ , danou vztahem

$$\gamma = \beta + j\alpha = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (4.10)$$

přičemž β je tzv. útlumová konstanta,

α je tzv. fázová konstanta ($\alpha = 2\pi/\lambda = \omega LC$).

Charakteristické impedance dvojdrátového kabelu a koaxiálního kabelu

Na obr. 4.2a je znázorněn dvojdrátový kabel, složený z vodičů o průměru b , se vzájemnou roztečí d . Pro indukčnost na jednotku délky platí u tohoto kabelu vztah (pro $\mu = \mu_0$)

$$L \approx 4 \cdot 10^{-7} \cdot \ln\left(\frac{2d}{b}\right) \quad (\text{H/m}) \quad (4.11)$$

a pro kapacitu

$$C \approx \frac{\epsilon_r}{3,6 \cdot 10^{10} \cdot \ln(2d/b)} \quad (\text{F/m}) \quad (4.12)$$

přičemž ϵ_r je relativní dielektrická permitivita prostředí, v němž se kabel nachází. Za předpokladu, že je tento kabel bezetrátový, určí se jeho charakteristická impedance Z_c dosazením předchozích výrazů do (4.2). Zřejmě

$$Z_c \approx \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{2d}{b}\right) \quad (\Omega) \quad (4.13)$$

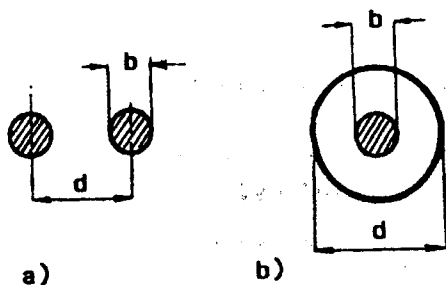
U koaxiálního kabelu podle obr. 4.2b jsou prvky LC určeny vztahy (pro $\mu = \mu_0$)

$$L \approx 2 \ln\left(\frac{d}{b}\right) \quad (\text{H/m}) \quad (4.14)$$

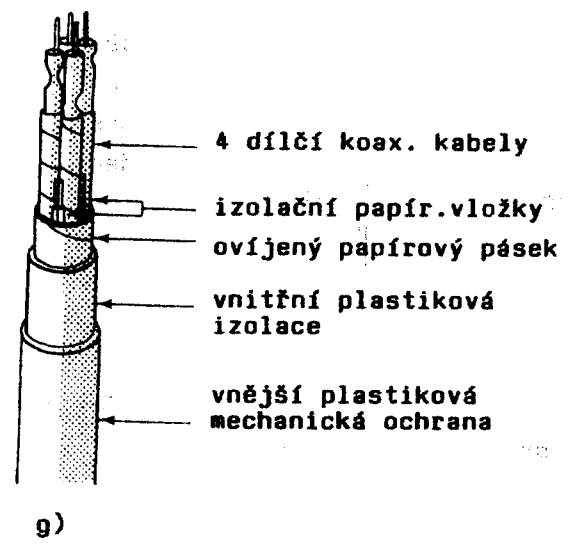
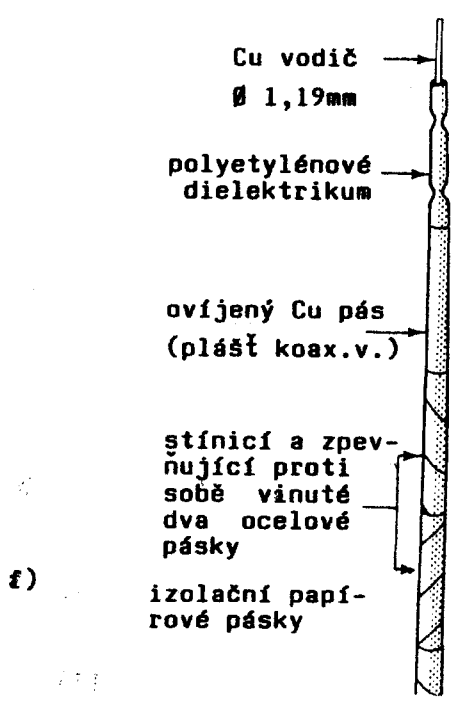
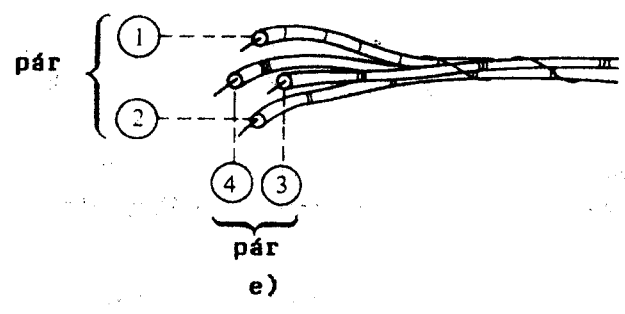
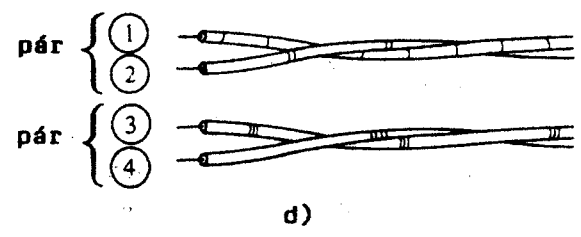
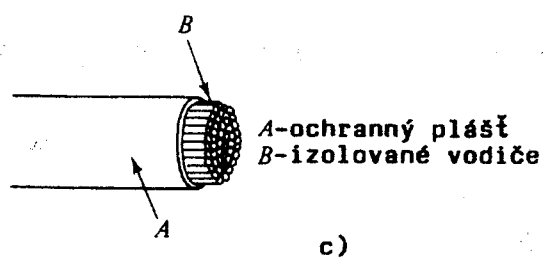
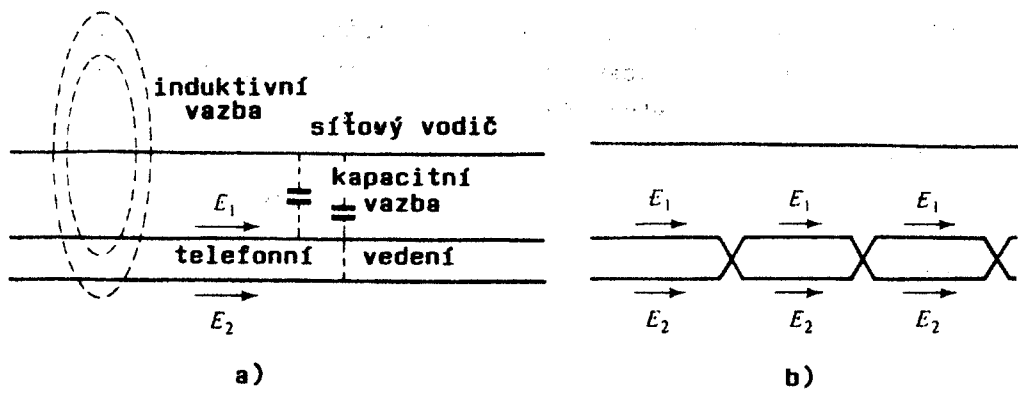
$$C \approx \frac{\epsilon_r}{1,8 \cdot 10^{10} \ln(d/b)} \quad (\text{F/m}) \quad (4.15)$$

Jejich dosazením do (4.2) se potom stanoví charakteristická impedance

$$Z_c \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{d}{b}\right) \quad (\Omega) \quad (4.16)$$



Obr. 4.2 a) Dvojdrátový kabel (dvojvodičové vedení);
b) koaxiální kabel



Obr. 4.3 a) indukce síťového napětí do telefonního vedení;
b) křížení telefonních vodičů, zabráňující indukci;
c) kompozitní kabel, složený z více telefonních drátových párů;
d) uspořádání jednoho páru; e) dva páry vytvářející dílčí čtveřici;
f) konstrukce koaxiálního kabelu;
g) kompozitní kabel složený ze čtyř dílčích koaxiálních kabelů ad f)

Dvojvodičová telefonní vedení umístěná na nosných sloupech nad zemí se vyrábějí z kadmiované mědi, která má pro tyto aplikace velmi dobré vlastnosti. Vodiče bývají obvykle holé, v případě potřeby však mohou být opatřeny vhodnou izolací (nejčastěji PVC).

Tato vedení se někdy nacházejí v blízkosti vodičů síťového silnoproudého rozvodu 50/60 Hz. Vlivem vzájemné induktivní a kapacitní vazby, znázorněné na obr. 4.3a, se potom mohou do nich indukovat rušivá síťová napětí E_1 , E_2 ; ta sice působí proti sobě, avšak vzhledem k nesteré amplitudě se nekompenzují, nýbrž vyvolávají v telefonním vedení výsledné rušivé napětí $E_1 - E_2$. Dokonalé kompenzace však lze dosáhnout celkem snadno záměnou polohy telefonních vodičů vůči síťovému vodiči, prováděnou po vhodných délkových úsecích vedení (obr. 4.3b).

Nadzemní telefonní vedení jsou většinou z prostorových, estetických či jiných důvodů nežádoucí, a to zejména v městských aglomeracích. V takových případech je lze nahradit kabely, pokládanými pod zem - nejlépe do vhodných víceúčelových kolektorů. Kabely zpravidla obsahují větší počet telefonních párů (obr. 4.3c), které jsou tvořeny dvojicemi vzájemně stočených vodičů (obr. 4.3d), případně čtveřicemi složenými ze dvou dvojic (obr. 4.3e); stáčení vodičů opět značně redukuje nebezpečí indukce rušivých signálů, pocházejících od sousedních párů.

Pro přenos vysokofrekvenčních signálů se již delší dobu jednoznačně preferují koaxiální kabely. Typická konstrukce takového kabelu je znázorněna na obr. 4.3f; tento kabel má vrchní izolační vrstvu vytvořenu pouze z papíru, neboť je určen jen jako jeden z více stejně řešených kabelů, které potom vytvářejí vícesvazkový kompozitní kabel (obr. 4.3g).

L I T E R A T U R A

- [1] Norma ČSN IEC 50(702) - Mezinárodní elektrotechnický slovník - kap. 702: Kmity, signály a související zařízení.
- [2] Radiokomunikační řád (Ženeva 1971). NADAS, Praha 1974.
Radiokomunikační řád (Ženeva 1982).
- [3] Š k o p , M. a kol.: Telekomunikační přenosová technika. Skriptum Edičního střediska ČVUT, Praha 1991.
- [4] Ž a l u d , V.: Radiotechnika. 1. vydání. Vydavatelství ČVUT, Praha 1993.
- [5] Ž a l u d , V.: Vysokofrekvenční přijímací technika. 1. vydání. SNTL, Praha 1987.
- [6] C o y , R.J. - S m i t h , C.N. - S m i t h , P.R.: HF-band radio receiver design based on digital signal processing. Electronics & Communication Engineering Journal, April 1992.
- [7] B o y d , I.: Speech coding for telecommunication. El. & Comm. Eng. Journal, October 1992.
- [8] H l i ň á k , J.: Úvod do problematiky digitálního rozhlasového vysílání. Sdělovací technika č. 1/1994.
- [9] W e l l s , N.D.: Component codec standards for high-quality digital television. El. & Comm. Eng. Journal, August 1992.
- [10] B u r r , A.G.: Block versus trellis: an introduction to coded modulation. El. & Comm. Eng. Journal, August 1993.
- [11] B a l s t o n , D.M. - M a c a r i o , R.C.: Cellular Radio Systems. Artech House, Boston 1992.
- [12] Soubor článků v časopise IEEE J. Sel. Areas Commun., Sept. 1990/8.
- [13] D i a n i š k a , S.: Přenos signálů v televizních kabelových rozvodech. NADAS, Praha 1987.
- [14] K i l l e n , H.B.: Fiber Optics Communications. Prentice Hall Inter. Ed., New Jersey 1991.
- [15] Radiokomunikace '94. Sborník přednášek z konference Českých radiokomunikací a.s., Pardubice, říjen 1994.

O B S A H

Úvod	3
I. <u>Základy telekomunikační techniky</u>	5
1. Základní poznatky oboru telekomunikace	5
1.1. Informace, zpráva, signál, telekomunikace	5
1.2. Mezinárodní telekomunikační unie ITU	7
1.3. Přehled rozdělení kmitočtových pásem využívaných v telekomunikacích	10
1.4. Obecné Shannonovo schéma komunikačního systému	11
1.5. Konkrétní příklady komunikačních systémů	13
1.6. Jiná obecná schémata komunikačních systémů	16
1.7. Přenosová kapacita komunikačního systému	17

II. <u>Moderní modulační metody</u>	19
2.1. Analogové a diskrétní modulace	19
2.2. Klasifikace a stručný popis diskrétních modulací	20
2.3. Diskrétní modulace v základním pásmu	23
2.4. Kódování zdroje signálu	27
2.5. Různé formáty (kódy, časové průběhy) digitálních signálů	32
2.6. Kódování kanálu	36
2.7. Základní parametry diskrétních modulací s nosnými vlnami	45
2.8. Modulace FSK (MSK, GMSK)	46
2.9. Modulace PSK	63
2.10. Modulace QAM	72
2.11. Kódované diskrétní modulace	77
2.12. Modulace s parciální odezvou (PRS)	80
2.13. Porovnání základních typů diskrétních modulací	84
3. <u>Multiplexní přenos signálů</u>	88
3.1. Frekvenční multiplex FDMA	89
3.2. Časový multiplex TDMA	92
3.3. Kódový multiplex CDMA	94
4. <u>Rádiové vysílače pro analogové modulace</u>	97
4.1. Vysílače pro amplitudové modulace	97
4.2. Vysílače pro kmitočtové modulace	98
4.3. Televizní vysílače	98
5. <u>Rádiové vysílače pro diskrétní modulace</u>	99
5.1. Obecné blokové schéma zapojení vysílače pro diskrétní modulace	100
5.2. Vysílače pro diskrétní modulace s přímou modulací mikrovlnné nosné vlny	101
6. <u>Rádiové přijímače</u>	102
6.1. Klasifikace rádiových přijímačů	102
6.2. Různé obvodové koncepce rádiových přijímačů	103
6.3. Pomocné obvody rádiových přijímačů	106
6.4. Základní parametry rádiových přijímačů	112
6.5. Profesionální komunikační přijímač v konvenčním provedení	113
6.6. Digitalizace komunikačních přijímačů určených pro analogové modulace	115
6.7. Různé koncepce digitalizovaných komunikačních přijímačů	118
6.8. Experimentální komunikační digitalizovaný přijímač	121
7. <u>Systémový návrh radiokomunikačních soustav</u>	125
7.1. Radiokomunikační rovnice	125
7.2. Systémový zisk	128
7.3. Úrovnňový diagram rádiového komunikačního systému	130
8. <u>Konkrétní příklady družicových radiokomunikačních systémů</u>	132
8.1. Systém družicové televize pro přímý příjem	132
8.2. Telemetrický digitální družicový radiokomunikační systém	135
8.3. Digitální družicový radiokomunikační systém	136

9.	<u>Přenos doplňkových informací v rozhlasovém vysílání VKV/FM - radio data system</u>	141
9.1.	Dopravní rozhlas	141
9.2.	Systém RDS a digitální informace v něm přenášené	142
9.3.	Modulace subnosné 57 kHz v systému RDS	144
9.4.	Struktura kódování modulačního signálu v systému RDS	147
9.5.	Vysílač VKV/FM s kóděrem RDS a ARI	150
10.	<u>Veřejné celulární radiotelefonní systémy</u>	152
10.1.	Důvody zavedení a základní koncepce radiotelefonních systémů	152
10.2.	Principy celulárních radiotelefonních systémů	152
10.3.	Charakteristické vlastnosti celulárních radiotelefonních systémů	155
10.4.	Šíření elektromagnetických vln v mobilní rádiové komunikaci	156
10.5.	Fixní podpůrné složky celulárních radiotelefonů	162
10.6.	Multiplexní přenosy v celulárních radiotelefonních sítích	164
10.7.	Spektrální účinnost celulárních radiotelefonních systémů	166
10.8.	Přehled vlastností veřejných celulárních radiotelefonních systémů	168
10.9.	Skandinávské analogové celulární radiotelefonní systémy	
	NMT 450/900	169
10.10.	Panevropský digitální celulární radiotelefonní systém GSM	175
11.	<u>Radioreléové spoje</u>	186
11.1.	Základní principy	186
11.2.	Analogové radioreléové spoje	187
11.3.	Digitální radioreléové spoje	188
III.	<u>Optoelektronické komunikační systémy</u>	190
12.	<u>Základní poznatky o optoelektronických komunikačních systémech</u>	190
12.1.	Obecná koncepce optoelektronického komunikačního systému	190
12.2.	Optické vláknové vlnovody	191
12.3.	Zdroje a detektory optického záření	197
13.	<u>Nekoherentní a koherentní optoelektronické komunikační systémy</u>	198
13.1.	Základní poznatky, používané způsoby modulace a detekce	198
13.2.	Analogové optoelektronické komunikační systémy IM-DD	200
14.	<u>Způsoby multiplexování v optoelektronických komunikačních systémech</u>	203
14.1.	Přehled používaných způsobů multiplexování	203
14.2.	Frekvenční multiplex vř a mikrovlnných subnosných vln SCM	204
14.3.	Časový multiplex v optoelektronických komunikačních systémech	205
14.4.	Vlnový multiplex v optoelektronických komunikačních systémech	206
15.	<u>Konkrétní příklady optoelektronických komunikačních systémů</u>	206
15.1.	Optoelektronický systém pro analogový přenos tv signálů	206
15.2.	Koherentní číslicový optoelektronický vysílač a přijímač	208
15.3.	Úrovňový diagram optoelektronického spoje	209
IV.	<u>Přenos signálů po metalických vedeních</u>	210
16.	Typy metalických vedení a oblastí jejich využití	210
17.	Náhradní obvod a parametry vedení s rozloženými parametry	211
18.	Kabely používané v telefonní technice	215
	<u>L i t e r a t u r a</u>	216
	<u>O B S A H</u>	216