

FAKULTA
ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

SMĚROVÉ A DRUŽICOVÉ SPOJE

Přednášky

Prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

© Miroslav Kasal, 2003

ISBN 80-214-2496-6

Obsah

1 Úvod	5
2 Všeobecný popis radioreléového spoje	6
2.1 Frekvenční pásma pro RR spoje	8
2.2 Kvalitativní parametry analogového RR spoje	9
2.2.1 Telefonní spoj	9
2.2.2 Televizní spoj	10
2.2.3 Rozhlasový spoj	11
2.3 Kvalitativní parametry digitálního RR spoje	11
3 Šíření elektromagnetických vln	13
3.1 Šíření ve volném prostoru	13
3.2 Stanovení trasy úseku RR spoje	15
3.3 Výběrový příjem – diversita	17
3.4 Pasivní retranslace	17
4 Komunikační rovnice	19
4.1 Systémová hodnota RR spoje	20
5 Radioreléové spoje s analogovou modulací	22
5.1 Frekvenční multiplex FDM/FM	22
5.2 Přenos televizního signálu TVFM	23
5.3 Technologie ARR spojů	26
6 Radioreléové spoje s digitální modulací	34
6.1 Typy přenášených signálů	35
6.2 Technologie DRR spojů	38
6.3 Teoretické meze DRR spojů	48
7 Principy družicové komunikace	49
7.1 Orbity komunikačních družic	49
7.2 Pohyb družice a predikce její polohy	52
7.2.1 Rušený pohyb	56
7.2.2 Soubory prvků dráhy	57
7.2.3 Dopplerův posuv frekvence	59
8 Energetická bilance družicového spoje	61
8.1 Zisk antény	61
8.2 Polarizace	62
8.3 Šumová teplota	64
8.3.1 Šumová teplota rf attenuátoru	65
8.3.2 Šumová teplota antény	66
8.3.3 Šumová teplota systému	68
8.3.4 Vliv srážkového mraku na šumovou teplotu antény	68
8.4 Jakostní číslo přijímacího systému	69
8.5 Energetická bilance spoje Země-družice	70
8.5.1 Uplink při jasné obloze	70
8.5.2 Uplink za deště	73
8.6 Energetická bilance spoje družice-Země	73
8.6.1 Downlink při jasné obloze	74
8.6.2 Downlink za deště	75

9 Vícestranný přístup k satelitnímu transpondéru	78
9.1 Vícestranný přístup TDMA	80
9.4 Vícestranný přístup DS-CDMA	82
10 Technologie družic	85
11 Perspektivní družicové systémy	92
12 Družicové navigační systémy	98
Literatura	106

1 Úvod

Mikrovlnné spoje jsou důležitým prostředkem pro přenos informace a jako takové se značnou měrou uplatňují v různých sítích. Vývoj v posledních letech je charakterizován dynamickým přechodem od analogových systémů k digitálním. Tento proces bývá nazýván procesem konvergence.

Rozvoj komunikace všeho druhu od hlasové až po multimediální prostřednictvím lokálních ale především globálních sítí (Internetu) způsobil zásadní změny v technologiích používaných pro přenos digitálních signálů.

Terestrické mikrovlnné systémy, nazývané směrové spoje, našly kromě tradičního použití, kde slouží pro dálkový přenos telefonních, rozhlasových a televizních signálů, značného uplatnění také v datových sítích. Jsou používány především v koncových částech sítí, kde je jejich přenosová kapacita dostatečná a vysoká flexibilita je zvýhodňuje. Mikrovlnnými spoji jsou také propojovány např. základnové stanice buňkových systémů mobilních sítí.

Zatímco v počátcích datové komunikace na velké vzdálenosti sehrály družicové systémy nezastupitelnou roli, dnes je situace poněkud jiná. Brzy se ukázalo, že přenosové kapacity satelitních systémů nemohou stačit stále stoupajícím požadavkům. V současné době, kdy je za standard považováno uživatelské připojení ISDN, B-ISDN nebo xDSL, je nezbytné v nižších vrstvách sítí používat protokoly ATM (Asynchronous Transfer Mode) s přepínáním paketů umožňujících dynamické užití pásma i přenosových cest (statistický multiplex).

Globální propojení světa je dnes zajišťováno převážně podmořskými a transkontinentálními podzemními kabely ze skleněných vláken, dosahujících vynikajících parametrů jak z hlediska útlumu a tím počtu opakovacích zesilovačů, tak především z hlediska přenosové kapacity (až 100 Gbit/s) a chybovosti (BER) 10^{-11} . Dopravní zpoždění signálu je přitom relativně malé i na největší vzdálenosti, což datovou komunikaci velmi usnadňuje.

Za této situace si družicové spoje musí hledat své nové místo v komunikačních systémech. Jejich nespornou výhodou je relativní flexibilita a prakticky neomezená dosažitelnost při odpovídající družicové konstelaci. Kromě propojování uzlů vzdálených úseků globálních sítí, se budou družicové systémy stále více blížit konečným uživatelům. Velké šance mají všude tam, kde se jedná o asymetrický tok dat, např. v multimediálních systémech DVB (Digital Video Broadcasting). Tyto platformy (např. korporace Loral CyberStar) lze implementovat do IP sítí (při podstatně lepším využití stávajících družicových transpondérů). Rovněž zdokonalování systémů podobných současným systémům VSAT je velmi pravděpodobné. Jednoduchá instalace uživatelského terminálu s malou aperturou antény (hovoří se již o systémech UltraSAT) předurčují tyto systémy pro použití všude tam, kde není pevná přípojka.

Otázkou je využití satelitních systémů s družicemi na nízkých a středních drahách v pohyblivých komunikačních službách. U mobilních komunikací, zvláště těch které si kladou za cíl, aby uživatelský terminál byl velmi malý a mohl být držen v ruce, je situace velmi složitá. Intenzivní rozvoj pozemních buňkových systémů podstatně zvýšil nároky na podobné systémy satelitní, které by jím mohly konkurovat.

Stále větší uplatnění nacházejí družicové navigační systémy GPS (Global Positioning System), meteorologické a snímkové družice.

2 Všeobecný popis radioreléového spoje

Radioreléový spoj (RR) je součástí zemských telekomunikačních sítí pro přenos rozmanitých informací mezi dvěma pevně stanovenými body (point-to-point). Přenos informací RR spoji je především podmíněn fyzikálními zákony šíření elektromagnetických vln v decimetrovém, centimetrovém a milimetrovém pásmu vlnových délek nad zemským povrchem. Tyto vlnové délky umožňují soustředit vysokofrekvenční energii do úzkých vyzařovacích svazků pomocí směrových antén. RR spoje obvykle sestávají z více úseků. Při tom je třeba jednotlivé úseky dimenzovat tak, aby bylo dosaženo požadované kvality celého spoje. Svou povahou se RR řadí mezi pevné radiokomunikační služby, jejich provoz není bezprostředně určen pro širokou veřejnost, pouze jejich provozovatel vyděluje jednotlivému uživateli příslušnou část signálu.

RR spoje můžeme rozdělit na spoje s přímou (kvazioptickou) viditelností a nepřímou viditelností stanic. V dalším se budeme zabývat jen RR spoji s přímou viditelností, které jediné jsou vhodné pro zemskou civilní komunikaci. RR spoje s nepřímou viditelností – troposférické spoje (využívající troposférického rozptylu) – mají svůj význam pouze pro speciální (většinou vojenské) účely.

RR spoje umožňují spojení na krátké, střední i velké vzdálenosti. Rádiové spojení v jednom úseku se realizuje do vzdálenosti danou kvazioptickou viditelností, v průměru do 50 km. RF signál se v retranslačních (mezilehlých) stanicích regeneruje a zesiluje na úroveň dostatečnou pro další úsek. Ve většině mezilehlých stanic se provádí regenerace na mezifrekvenční úrovni, tzn. bez demodulace a opětné modulace. Úsek RR spoje, kde dochází ke zpracování signálu v základním pásmu, (tzn. který je tedy vybaven demodulátorem a modulátorem), tvoří tzv. modulační sekci. Velmi dlouhé RR spoje mohou mít i několik modulačních sekcí. Obecně se však signál (zvláště analogový – TF multiplex, TV signál, rozhlasový signál) základního pásma přivádí do modulátoru na vstupu RR spoje a demoduluje se do základního pásma až na jeho výstupu.

Obecně lze RR spoje dělit na:

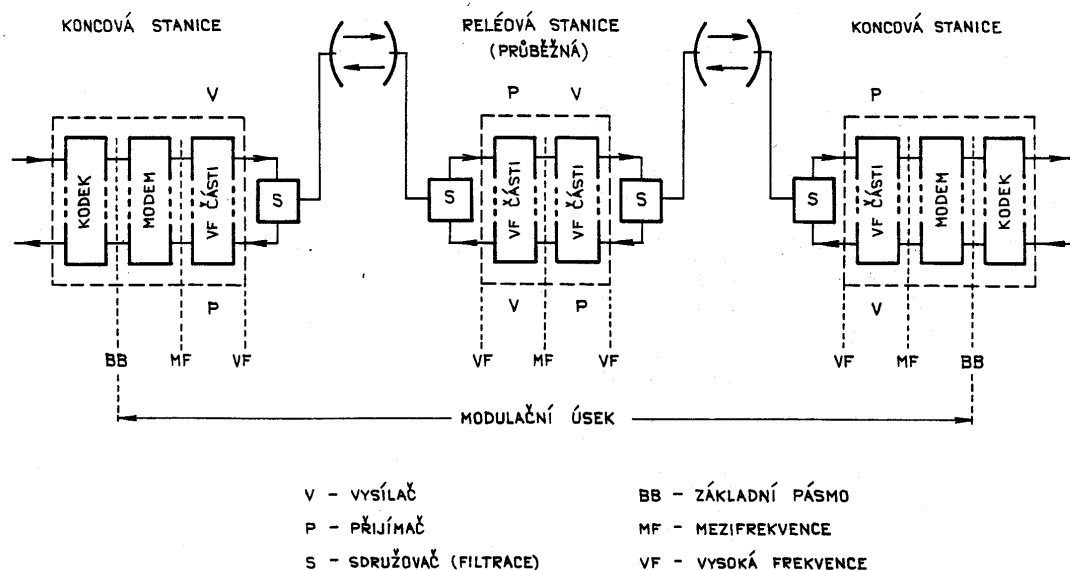
- RR spoje pro přenos analogové informace (s analogovou modulací),
- RR spoje pro přenos digitální informace (s digitální modulací).

Analogové radioreléové spoje (dále ARR) používají většinou pro přenos frekvenční modulaci (FM), i když se ve vybraných případech nevylučuje aplikace amplitudové (AM) nebo fázové modulace (PM). Přenášenými signály jsou:

- sdružený signál frekvenčně děleného telefonního multiplexu (FDM) až do přenosové kapacity 2700 TF kanálů i více,
- televizní obrazový signál se svými zvukovými doprovody,
- rozhlasový signál vysoké kvality (Q,A) nebo komentátorské kvality (B).

Digitální radioreléové spoje (dále DRR) používají modulace PSK, FSK (výjimečně ASK) a MQAM. Slouží zejména pro přenos:

- sdruženého signálu časově děleného telefonního multiplexu (TDM), podle hierarchie CCITT: I. stupeň 2,048 Mbit/s, II. stupeň 8,448 Mbit/s, III. stupeň 34,368 Mbit/s a IV. stupeň 139,268 Mbit/s. To zhruba odpovídá přenosové kapacitě 32, 132, 530 a 2150 TF kanálů. Uvedené hierarchické stupně se zkráceně uvádějí 2, 8, 34 a 140 Mbit/s a platí pro Evropu. USA i Japonsko mají poněkud odlišné přenosové rychlosti,



Obr. 2.1 Radioreléový spoj se dvěma úseky

- datových signálů nejrůznější povahy,
- digitálního obrazu (televize).

Základní uspořádání RR spoje se dvěma úseky je na obr. 2.1. Na vstup kodeku (ten v případě ARR může vykonávat jednodušší funkce zpracování signálu) přichází signál s definovanými úrovněmi, impedancí a frekvenčním pásmem. To umožňuje vzájemnou návaznost telekomunikačních přenosových systémů. Na tomto místě se též definují kvalitativní parametry spoje. V modemu se zpracovaný signál převede na mezifrekvenční úroveň zvolenou modulační technikou a ve vysokofrekvenční části se modulovaný signál směšuje do rf přenosového pásma, zesiluje na požadovanou úroveň a vlnovodovým traktem se vede do vysílací antény. Kromě těchto základních bloků obsahuje stanice zařízení pro automatické zálohování, dálkové řízení, služební spojení, napájení, apod.

V reléové stanici se signál zpravidla v mezifrekvenční poloze zesiluje, případně regeneruje (vyrovnání přenosových zkreslení) a po převedení na vf úroveň dále vysílá k následující translační stanici. Počet mezilehlých reléových stanic může být podle povahy spoje značný.

V koncové stanici se signál demoduluje a převede se do příslušného tvaru v základním pásmu. Tím je umožněno připojení k zemské telekomunikační síti. RR spoje jsou v převážné většině součástí telekomunikačních sítí a proto s nimi musí být kompatibilní. Jeho návrh vychází z následujících bodů:

1. Výběr technologie RR systému a výběr frekvenčního pásma. (Technologie RR systému je podmíněna požadavky na přenosovou kapacitu, na kvalitu spojení, na jeho spolehlivost a stabilitu. Volba frekvenčního pásma musí zaručit vzájemnou slučitelnost navrhovaného spoje se spoji již provozovanými.)
2. Stanovení trasy RR spoje. (Pro zvolené zařízení (technologie) a frekvenční pásmo je třeba vyhledat vhodné retranslační body pro spolehlivý přenos s ohledem na L_0 (útlum šíření elmag. vlny volným prostředím) a L_t (statisticky proměnný útlum únikem,

srážkami, apod.). Důležitým požadavkem je, aby na trase RR spoje nedocházelo k interferenci od jiných spojů, nebo ke vzájemnému rušení úseků projektovaného spoje.)

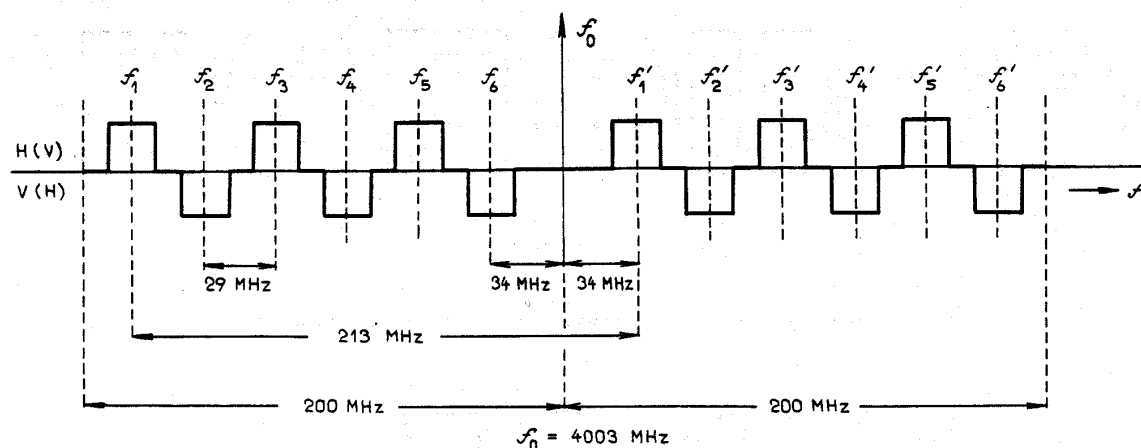
3. Přípustná úroveň šumů. (V podstatě určuje základní kvalitativní parametry spojení a je normován buď rezortními nebo mezinárodními předpisy. Návrh RR spoje musí respektovat všechny složky rušení – vlastní šum, intermodulace a interference.)

2.1 Frekvenční pásma pro RR spoje

Hlavní frekvenční pásma pro RR spoje v ČR musí vycházet z tzv. Národní kmitočtové tabulky, která definuje použití jednotlivých částí kmitočtového spektra a byla sestavena na základě mezinárodních dohod. Základní pásma pro RR spoje jsou následující:

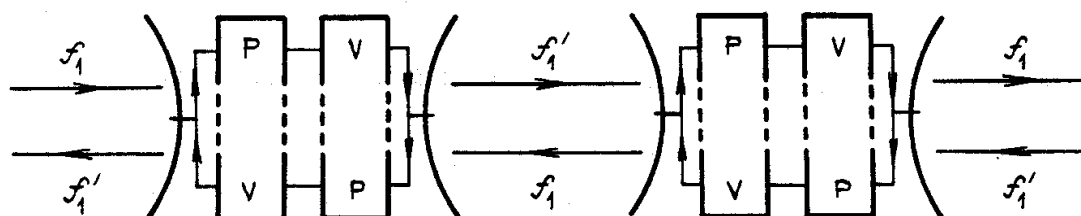
1700 – 1900 MHz	(ARR, DRR)
1900 – 2000 MHz	mobilní RR pro TV přenosy (ARR, DRR)
3600 – 4200 MHz	
4435 – 4555 MHz	
4630 – 4750 MHz	
5925 – 6425 MHz	(ARR, DRR)
7425 – 7750 MHz	mobilní RR spoje pro TV přenos
7900 – 8400 MHz	
8500 – 8700 MHz	mobilní RR spoje pro TV přenos
10700 – 11700 MHz	(ARR, DRR)
12750 – 13250 MHz	(DRR)
14500 – 15350 MHz	(DRR)
17700 – 19700 MHz	(DRR)
21200 – 23600 MHz	ITU-R Rec 637-3
24500 – 26500 MHz	ITU-R Rec 748-3
37000 – 40000 MHz	ITU-R Rec 749-1

Doporučení ITU potom stanovují frekvenční rastry v daném pásmu s udáním minimálního rozestupu sousedních rf kanálů, se střední frekvencí f_0 a s označením kanálů horní a dolní poloviny pásma. Typický příklad rastru pro pásmo 3800 až 4200 MHz je na obr. 2.2. Protože anténní systémy zejména dálkových RR spojů mají velkou směrovost a potlačují signály z bočních a zadních směrů až o 60 dB, používá se tzv. dvoufrekvenční plán. Na obr. 2.3 je znázorněn princip tohoto uspořádání. Na retranslační reléové stanici vysílají vysílače jednoho duplexního stvolu do obou směrů na stejné frekvenci a stejně tak oba přijímače pracují na stejné frekvenci. V případě, že se použije rozdílná polarizace v jednom i druhém směru, zvýší se imunita vůči interferenci o 10 až 15 dB. Ve výjimečných případech, jsou-li parametry antén nedostatečné nebo se spoj nachází ve složitém interferenčním prostředí, se použije čtyřfrekvenční plán spoje, obr. 2.4.

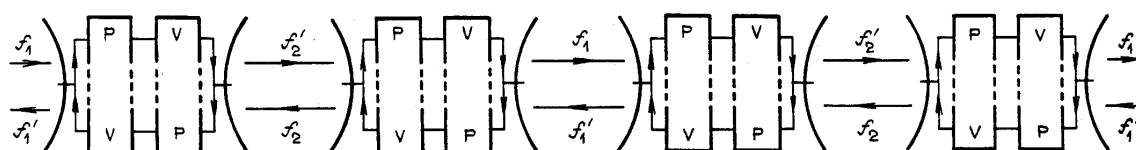


H - HORIZONTÁLNÍ POLARIZACE V - VERTIKÁLNÍ POLARIZACE

Obr. 2. 2 Frekvenční rastr pro pásmo 3,8 až 4,2 GHz



Obr. 2. 3 Princip dvoufrekvenčního plánu RR spoje



Obr. 2. 4 Čtyřfrekvenční plán RR spoje

2.2 Kvalitativní parametry analogového RR spoje

2.2.1 Telefonní spoj

Přípustný šumový výkon pro TF kanál je nejdůležitějším kvalitativním parametrem TF kanálu RR spoje. Kvantifikujeme jej poměrem S/N . Jedná se o hodnotu, která má být splněna na hypotetickém referenčním okruhu o délce 2500 km, což při průměrné vzdálenosti stanic 50 km reprezentuje 50 reléových úseků.

Šumový výkon určujeme v bodě relativní nulové úrovně signálu 0 dBmO. Tato hodnota je definována výkonovou úrovní 1 mW na impedanci 600 Ω (0,775 V_{ef}) signálu o frekvenci 800 Hz. K této hodnotě vztahujeme i psofometricky měřený šum vyjádřený v [pWOp]. Zavedeme-li označení

$$s = 10 \cdot \log S / N \quad , \quad [\text{dB}] \quad (2.1)$$

můžeme v místě relativní nulové úrovně psát, že šumový výkon je (1 mW = 10⁹ pW)

$$N = 10^{(9-0,1 \cdot s)} \quad , \quad [\text{pWOp}] \quad (2.2)$$

$$s = 90 - 10 \cdot \log N \quad . \quad [\text{dB}] \quad (2.3)$$

Pro n úseků spoje řazených za sebou se šumovými příspěvky N_i , je celkový poměr

$$s_c = 90 - 10 \cdot \log \sum_{i=1}^n N_i \quad . \quad [\text{dB}] \quad (2.4)$$

Podotkneme, že psofometrické měření úrovně šumu podle CCITT se liší od měření integrálního o 2,5 dB.

Podle doporučení CCIR č. 393-3 musí být celkový šumový výkon v libovolném TF kanálu 2500 km dlouhého referenčního okruhu při přenosu FDM/FM v místě relativní nulové úrovně nižší než

- 7500 pWOp pro více než 20 % času libovolného měsíce,
- 47500 pWOp pro více než 0,1 % času libovolného měsíce a
- 1000000 pWOp (1 μ WOp) pro více než 0,01 % času libovolného měsíce.

Protože podle rovnice (2.2) je celkový výkon šumu

$$N_c = 10^{(9-0,1 \cdot s_c)} \quad (2.5)$$

a odpovídající poměr

$$s_c = 10 \cdot \log S / N_c = 90 - 10 \cdot \log 7500 = 51,25 \quad , \quad [\text{dB}]$$

můžeme celkový šumový výkon podle rovnice (2.5) rozdělit do jednotlivých úseků spoje.

V některých pramenech (např. Intelsat) lze nalézt hodnotu $s_c = 50$ dB a tomu odpovídající šumový výkon 10000 pWOp. Tuto hodnotu dostaneme když připočteme příspěvek modemů průběžných stanic 2500 pWOp.

2.2.2 Televizní spoj

V televizním spoji srovnáváme šumové napětí nebo výkon šumu k rozkmitu obrazového signálu, tj. k hodnotě 0,7 V_{p-p}. Poměr S/N v logaritmické míře je potom dán

$$s = 20 \cdot \log 0,7 / U_n \quad , \quad [\text{dB}] \quad (2.6)$$

kde U_n je efektivní šumové napětí.

V televizní technice se pro přenos signálu používá vedení s impedancí 75 Ω a proto se v praxi používají následující vztahy

$$N = \frac{U_n^2}{75} \quad [\text{W}, \text{V}] \quad (2.7)$$

a dále

$$s = 10 \cdot \log \frac{0,7^2}{75 \cdot N} = 10 \cdot \log \frac{0,00653}{N} \quad [\text{dB, W}]$$

Pro výkon šumu N v [pW] lze psát

$$s = 10 \cdot \log \frac{6,53 \cdot 10^9}{N} \quad [\text{dB, pW}] \quad (2.8)$$

Analogicky s postupem pro TF dostaneme

$$N = 6,53 \cdot 10^{(9-0,1 \cdot s)} \quad [\text{pW}] \quad (2.9)$$

$$a \quad s = 98,15 - 10 \cdot \log N \quad [\text{dB}] \quad (2.10)$$

Konečně pro n úseků spoje má rovnice (2.10) tvar

$$s_c = 98,15 - 10 \cdot \log \sum_{i=1}^n N_i \quad [\text{dB}] \quad (2.11)$$

Podle doporučení CCIR č. 567 má být vážený odstup S/N při délce referenčního okruhu 2500 km ve frekvenčním videopásmu 5 MHz lepší než

- 57 dB pro více než 20 % času libovolného měsíce,
- 53 dB pro více než 1 % času libovolného měsíce a
- 45 dB pro více než 0,1 % času libovolného měsíce.

Pro kratší trasu jsou hodnoty v průměru o 4 dB přísnější, kromě hodnoty pro 0,1 % času. Opět uveďme, že některé mezinárodní organizace mohou uvedené hodnoty vzájemnou dohodou upravit.

2.2.3 Rozhlasový spoj

Přenosová kvalita rozhlasového signálu se hodnotí podle doporučení CCIR č. 505-1 kvazišpičkovým voltmetrem a novým psofometrickým filtrem. Pro RR spoj o délce 2500 km nemá úroveň šumů hodnocená tímto způsobem překročit

- 42 dBqOps pro více než 20 % času libovolného měsíce,
- 38 dBqOps pro více než 1 % času libovolného měsíce a
- 30 dBqOps pro více než 0,1 % času libovolného měsíce.

Protože maximální úroveň rozhlasového signálu je o 9 dB vyšší než hodnota změřená výše popsaným způsobem je špičková hodnota odstupů 51 dBqOps. Použijeme-li měřič efektivní hodnoty místo kvazišpičkového, je tentýž odstup asi 56 dBmOps.

Kvalitativní parametry zvukového doprovodu k TV signálu se od uvedených hodnot prakticky neliší.

2.3 Kvalitativní parametry digitálního RR spoje

Na rozdíl od analogových spojů se kvalita DRR nehodnotí různě pro jednotlivé typy přenášených signálů. Je to logické, protože všechny signály mají při přenosu charakter datových posloupností a kvalitu posuzujeme podle výskytu chyb při přenosu.

Pravděpodobnost výskytu chybného bitu (nebo symbolu) označujeme buď pojmem chybovost přenosu nebo anglickou zkratkou **BER** (Bit Error Ratio). Je to poměr chybně detekovaných a rekonstruovaných bitů vzhledem k celkovému počtu bitů přenesených. **BER** závisí na poměru C/N a je různý pro jednotlivé typy digitálních modulací. Závisí tedy nejen na úrovni vlastního šumu a interferenci ale i na výběru modulační techniky, na způsobu detekce a na způsobu dekódování. Zvláštní místo v tomto směru má tzv. Viterbiho dekódovací algoritmus s měkkým – kvantovým – rozhodováním na výstupu demodulátoru.

Problém **BER** jako kvalitativního parametru DRR se stále vyvíjí. Vychází se však s následujícími zásadami. Opět je stanoven hypotetický okruh o délce 2500 km, který pro každý směr přenosu zahrnuje 9 souprav digitálních multiplexerů, takže reprezentuje vlastně 9 v kaskádě řazených digitálních radiových sekcí. V tomto referenčním okruhu má být splněno pro každý směr přenosu:

- **BER** může být horší než 10^{-6} po méně než 0,4 % času libovolného měsíce (při integrační době 1 min – tzv. chybové minuty),
- **BER** může být horší než 10^{-3} po méně než 0,054 % času libovolného měsíce (při integrační době 1 s – tzv. silně chybové sekundy),
- celkový součet všech chybami zatížených sekund však nesmí obnášet více než 0,32 sekund libovolného měsíce.

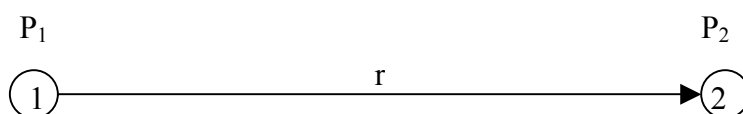
K chybovosti **BER** je třeba poznamenat, že za normálních provozních podmínek šíření je **BER** dobře dimenzovaného spoje menší než 10^{-9} a tedy prakticky nulová. Při poklesu výkonové úrovně spoje (například při úniku) zůstává **BER** konstantní až do prahové hodnoty. Pak se **BER** prudce zhoršuje a spoj je nepoužitelný. To je charakteristické pro všechny digitální přenosy. Za hranici použitelnosti se považuje hodnota 10^{-3} . Z uvedeného plyne, že DRR je vždy třeba prozkoumat z hlediska únikových charakteristik, protože právě tyto jevy mohou ohrozit funkci spoje. Při návrhu DRR spoje tedy hraje dominantní roli statistika úniků.

3 Šíření elektromagnetických vln

3.1 Šíření ve volném prostoru

Uvažujme dva izotropní zářiče ve vzdálenosti r podle obr. 3.1. Do prvního v bodě 1 je přiveden radiofrekvenční signál o výkonu P_1 a stanovme jaký bude výkon P_2 zachycený druhým izotropním zářičem v bodě 2. Pro body na kouli o poloměru r je velikost Poyntingova vektoru

$$\Pi_2 = \frac{P_1}{4\pi \cdot r^2} \quad [\text{W} \cdot \text{m}^{-2}; \text{W}, \text{m}] \quad (3.1)$$



Obr. 3.1 Ilustrace k šíření elektromagnetické vlny volným prostorem

Výkon P_2 , který bychom mohli změřit na fiktivním konektoru izotropní antény do přizpůsobené zátěže v bodě 2 je

$$P_2 = \Pi_2 \cdot S_2 \quad [\text{W}] \quad (3.2)$$

kde S_2 je efektivní plocha přijímací antény. Pro izotropní zářič je

$$S_2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad [\text{m}^2] \quad (3.3)$$

Pro přenos výkonu v uvažovaném případě potom po dosazení dostaneme

$$A_0 = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\frac{P_1 \cdot S_2}{4\pi \cdot r^2}}{P_1} = \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot r} \right)^2 = \frac{1}{L_0}.$$

Veličinu

$$L_0 = \left(\frac{4\pi \cdot r}{\lambda} \right)^2, \quad (3.4)$$

nazýváme ztrátami šíření přímé elektromagnetické vlny ve volném prostoru. V praxi používáme většinou logaritmickou míru a nazýváme jí útlumem přímé elektromagnetické vlny ve volném prostoru

$$L_0 [\text{dB}] = 10 \log L_0. \quad (3.5)$$

Připomeňme si některá fakta o šíření elektromagnetických vln, která jsou charakteristická pro RR spoje. Předpokládáme, že typický RR spoj:

- pracuje ve frekvenčním pásmu nad 1 GHz,

- výška antén nad zemským povrchem je podstatně větší než je vlnová délka použité frekvence, je však podstatně menší než je délka přenosového úseku.

Proto musíme sledovat vliv zemského povrchu a anomálie šíření elektromagnetických vln v atmosféře. Uvedli jsme, že kromě útlumu šíření ve volném prostoru L_0 , nastává uvedenými vlivy útlum dodatečný, náhodné povahy, jehož hlavní příčiny jsou:

- únik způsobený ohybem elektromagnetických vln na překážkách podél trasy (difrakce),
- únik mnohocestným šířením odrazy od zemského povrchu,
- únik mnohocestným šířením v atmosféře v důsledku defokusace svazku vlivem vzduchových vrstev (různé teploty) s anomálním indexem lomu (refrakce),
- útlum atmosférickými plyny,
- útlum hydrometeory (srážky),
- změna úhlu dopadu paprsku na přijímací anténu.

Tyto efekty závisí na klimatických podmínkách, na charakteru profilu trasy (lesy, zástavba, vodní plochy), na délce úseku na frekvenci spoje, atd. V zásadě však můžeme říci, že ve frekvenčních pásmech pod 8 GHz převládá vliv mnohocestného šíření, nad 12 GHz je to absorpce v hydrometeorech. To jsou hlavní příčiny přenosových defektů ARR i DRR.

Únik vznikající mnohocestným šířením nazýváme též interferenčním. Rozdíl délek jednotlivých drah, po kterých se vlna šíří, způsobuje změnu amplitudy i fáze přijímaného signálu, který je vektorovým součtem jednotlivých komponent. Více signálů se může skládat konstruktivně nebo destruktivně podle relativní změny amplitudy a fáze. Protože délka jednotlivých cest je v podstatě náhodnou veličinou (závisí na atmosférických podmínkách), je i výsledný (složený) signál náhodný v amplitudě i fázi. Jedná-li se o velký počet komponent má výsledná statistika Rayleighovu distribuci amplitudy a rovnoměrně rozloženou fázi.

Tento fenomenologický popis interferenčního úniku nemusí zhrnovat všechny mechanismy šíření. V praxi se však používá a dobře modeluje skutečnou situaci.

Naproti tomu únik vznikající šířením ve srážkové oblasti nazýváme absorbním, protože absorpce zasahuje integrálně celý proces šíření.

Interferenční únik může být frekvenčně selektivní, což znamená, že se přenosová funkce kanálu mění uvnitř přenosového pásma B_{rf} . Hovoříme též, že korelační šířka pásma B_k je menší než B_{rf} . V důsledku toho se mohou přenosové parametry v horní a dolní části kanálu měnit s negativními důsledky na přenášený signál (u digitálních přenosů jde hlavně o intersymbolovou interferenci (ISI), u analogových přenosů hlavně o diferenciální fázi a zisk s náhodným charakterem). Protože impulsní odezva únikového kanálu je určena Fourierovou transformací B_k je zřejmé, že čím je B_k užší, tím je delší časová odezva soustavy a tím i větší počet symbolových intervalů který může být zasažen odrazy.

Absorbní únik není frekvenčně selektivní, jeho korelační pásmo B_k je daleko širší než B_{rf} , impulsní odezva je úzká s minimálním destruktivním vlivem na ISI. Pochopitelně, že zvyšováním útlumu se snižuje poměr C/N a BER přenosu se zhoršuje.

Protože únikové jevy mají statistický charakter, jsou předmětem dlouhodobého sledování pro danou klimatickou oblast. Výsledkem jsou křivky výskytu úniku pro určitou

délku spoje, pro frekvenci, nerovnost povrchu, atd. Celkový útlum šíření elektromagnetické vlny mikrovlnného spoje můžeme z tohoto pohledu vyjádřit

$$L = L_0 + L_t \quad , \quad [\text{dB}] \quad (3.6)$$

kde L_t je dodatečný útlum únikem se statistickým rozložením. Na základě dlouhodobého sledování v našich klimatických podmínkách lze očekávat, že v pásmu 2 až 11 GHz nepřekročí L_t hodnotu 3 dB po více než 80% času libovolného měsíce na průměrném přenosovém úseku. Přitom se ale předpokládá možnost současného výskytu takového úniku na všech úsecích spoje současně. Tento předpoklad je v dobré shodě s pozorováním.

Hluboké úniky, větší než 20 dB, jsou zpravidla nekorelované na jednotlivých úsecích spoje a při výpočtu chybovosti nebo šumových poměrů můžeme sečítat časová procenta jednotlivých úseků. Pro orientační výpočet procenta času nejnepříznivějšího měsíce, po který může být na jednom úseku spoje překročen dodatečný útlum L_t lze použít empirický vzorec

$$T = 7,6 \cdot 10^{-9} \cdot f \cdot r^3 \cdot 10^{-0,1 \cdot L_t} \quad . \quad [\%; \text{ MHz, km, dB}] \quad (3.7)$$

Pravděpodobnější jsou výsledky pro vyšší hodnoty útlumů L_t . V tab. 3.1 je pro názornost uveden výpočet pro spoj na frekvenci 10 GHz a vzdálenost 50 km.

Tab. 3.1 Výsledky rovnice (3.7) pro $f = 10$ GHz a $r = 50$ km

L_t [dB]	0	1	3	5	10	20
T [%]	9,25	7,56	4,77	3,01	0,95	0,095

3.2 Stanovení trasy úseku RR spoje

Aby bylo možné zjistit, není-li na projektovaném úseku překážka (na níž by pak mohla vzniknout difrakce vlny) nebo zda-li se vysílací svazek nepřibližuje nebezpečně terénu, je třeba při návrhu RR spoje vypracovat terénní profil. Ten se zjistí z map s měřítkem zpravidla 1:50000, přičemž se výškové kóty odečítají s průměrnou přesností 5 m. Pro řadu oblastí, včetně ČR, existují digitální mapy, které pomocí vhodných programů dovolují stanovit terénní profil velmi přesně a pohodlně.

V případě, že neuvažujeme refrakci vlny (tj. její postupný ohyb na rozhraní vrstev atmosféry), musíme respektovat zakřivení zemského povrchu odpovídající vzdálenosti mezi stanicemi. Nadmořské výšky mezilehlých terénních bodů musíme zvýšit o příspěvek zakřivení. Zjednodušená situace je na obr. 3.2.

Tento poněkud nepraktický způsob zobečneme i pro případ refrakce, které může za jistých podmínek přiklonit paprsek k Zemi a tím i vzdálenost od případné překážky dále zmenšit. Tuto okolnost vezmeme do úvahy tím, že paprsek mezi RR stanicemi zakreslujeme jako přímku a místo skutečného poloměru Země $R_0 = 6378$ km zavedeme efektivní poloměr

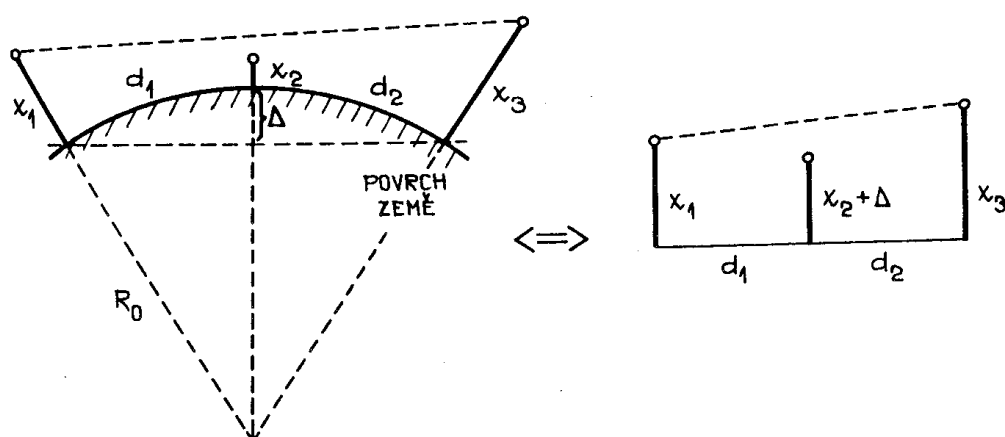
$$R_{ef} = k \cdot R_0 \quad , \quad (3.8)$$

kde k je koeficient zemského zakřivení. Vzhledem k proměnným vlastnostem atmosféry jde o náhodnou veličinu, prakticky v rozmezí 2/3 až 4/3. Odklon zemského povrchu h_0 vůči tečně k nulové úrovni skoku (z levé strany) se vypočítá ze vztahu

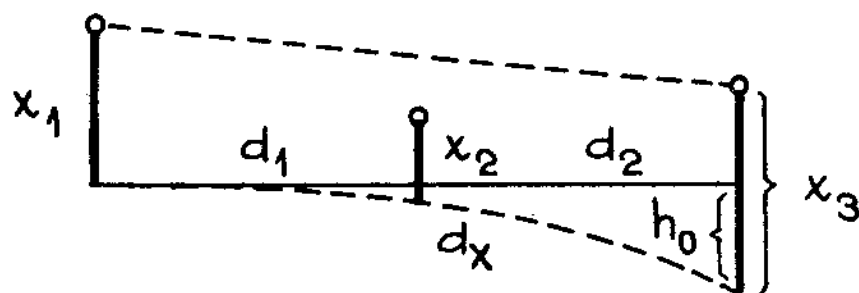
$$h_0 = \frac{d_x^2}{2 \cdot R_0 \cdot k} = \frac{d_x^2}{2 \cdot R_{ef}} \quad , \quad (3.9)$$

přičemž význam jednotlivých veličin je znázorněn na obr. 3.3. Bez refrakce můžeme psát

$$h_{00} = \frac{d_x^2}{2 \cdot R_0} \Leftrightarrow \frac{d_x^2}{12,75} \quad [\text{m, km}] \quad (3.10)$$



Obr. 3.2 Vliv zakřivení povrchu Země



Obr. 3.3 Kvantifikace zakřivení povrchu Země

Pro $k = 1$ respektujeme ve výpočtu pouze zakřivení povrchu Země. Pro $k = 2/3$ je h_0 větší než h_{00} a to odpovídá případu, kdy se vlivem pozitivního indexu lomu přichyľuje paprsek k Zemi. Naopak, pro $k = 4/3$ je h_0 menší než h_{00} , což zpravidla odpovídá standardní atmosféře. Při návrhu je třeba uvažovat oba extrémy a tím kontrolovat rádiovou viditelnost za krajních podmínek.

Uvedeným způsobem jsme zjistili, jaká je nejmenší vzdálenost optického paprsku mezi anténou vysílače a přijímače RR spoje od případné překážky na trase, nebo od

zemského povrchu. Zde ovšem optická aproximace končí a musíme vzít v úvahu reálný prostor, který potřebuje elektromagnetická vlna k šíření mezi vysílačem a přijímačem RR spoje. Tento prostor je vymezen tzv. první Fresnelovou zónou. Je to rotační elipsoid, jehož hlavní osa leží na spojnici obou antén, které jsou v jeho ohniscích. Rozměr obou os (hlavní a vedlejší) je určen požadavkem, aby součet drah od vysílače k přijímači odražených Fresnelovou zónou byl rovný vzdálenosti vysílače a přijímače zvětšený o $n \cdot \lambda/2$, kde λ je vlnová délka. Pro $n = 1$ jde o 1. Fresnelovu zónu.

Důležité je, umět stanovit poloměr Fresnelovy zóny v libovolném místě přenosového úseku. Protne-li elipsoid rovinou kolmou na jeho hlavní osu v daném místě, je poloměr kružnice v tomto řezu (poloměr Fresnelovy zóny)

$$r_{1F} = 17,3 \cdot \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{f \cdot (d_1 + d_2)}}, \quad [\text{m}; \text{GHz}, \text{km}] \quad (3.11)$$

kde d_1 a d_2 jsou vzdálenosti od levého a pravého konce úseku trasy a platí samozřejmě podmínka, že $d = d_1 + d_2$. Ve středu má r_{1F} největší hodnotu o velikosti

$$r_{1Fm} = 8,65 \sqrt{\frac{d}{f}}. \quad [\text{m}; \text{GHz}, \text{km}] \quad (3.12)$$

Vyvýšeniny terénu, či jiné překážky by měly být vzdáleny od 1. Fresnelovy zóny alespoň o $r_{1F}/2$, čímž je zaručen minimální vliv terénu na přenos signálu. Nedodržení této podmínky ještě spojení neruší, vnáší však do spoje nežádoucí útlum a nebezpečí dalšího zhoršení v případě nepříznivých atmosférických podmínek. Prakticky se při hodnocení radioelektrické viditelnosti používají experimentálně ověřená pravidla:

- pro $k = 4/3$ má být 1. Fresnelova zóna volná, bez překážek,
- pro $k = 2/3$ nemá eventuální překážka protínat spojnici mezi anténami.

3.3 Výběrový příjem – diversita

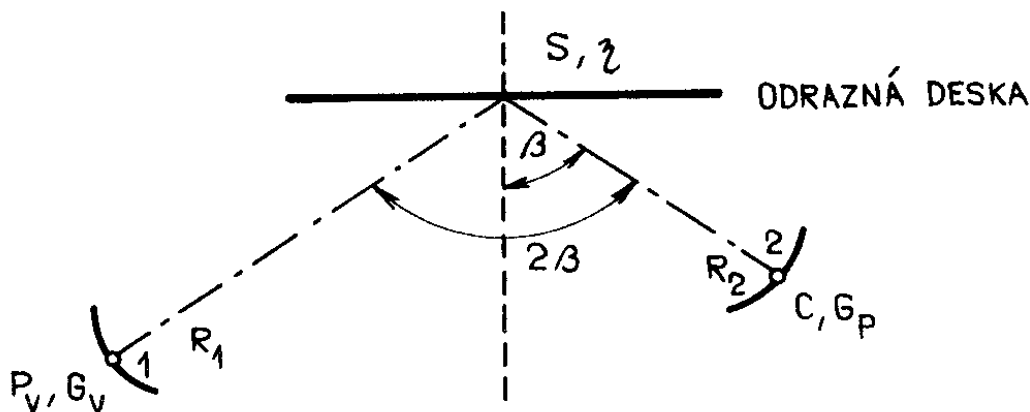
Interferenčnímu i absorbnímu úniku lze čelit prostorovým nebo frekvenčním výběrovým příjmem. Výběrový příjem neboli diversita je založen na dlouhodobě sledované skutečnosti, že pravděpodobnost současného výskytu hlubokého úniku na dostatečně vzdálených frekvencích nebo v dostatečně vzdálených místech je minimální.

Frekvenční diversita využívá tzv. stvolové zálohování, kdy se současně s provozními stvolů buduje obvykle jeden stvol záložní (ve stejném frekvenčním rastru) a tento pak v případě rušení, přebírá funkci stvolu provozního. Indikací pro přepnutí na zálohu je úroveň pilotního signálu a úroveň šumu v jeho bezprostředním okolí. Prostorová diversita odděluje provozní stvol od záložního prostorově, přičemž vzdálenost antén (vertikální nebo také horizontální) bývá několik metrů. Kritériem pro přepnutí na zálohu je i v tomto případě pilotní signál, respektive jeho odchylka od požadované úrovně.

3.4 Pasivní retranslace

Může nastat případ, kdy mezi vysílací a přijímací anténou není přímá viditelnost i při krátké vzdálenosti mezi nimi. V tom případě lze někdy použít pasivní reflektor, odraznou

desku. Jedná se zpravidla o rovinnou desku z odrazového (povrchově dobře vodivého) materiálu, která odrazem elektromagnetické vlny zprostředkuje spojení mezi vysílačem a přijímačem. Schématické znázornění situace je na obr. 3.4.



Obr. 3.4 Pasivní odrazná deska

Vliv toto uspořádání na přenos výkonu z bodu 1 do bodu 2 můžeme popsat rovnicí

$$A_{12} = \frac{1}{L_{12}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{S_{ef}}{S_i} \right)^2 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R_2} \right)^2, \quad (3.13)$$

kde 1. a 3. člen odpovídá šíření volným prostorem při vzdálenostech R_1 a R_2 a prostřední člen je součin zisku odrazné plochy jako antény, jednou přijímací a jednou vysílací. Pro efektivní plochu desky můžeme psát

$$S_{ef} = \eta \cdot S \cdot \cos \beta. \quad [\text{m}^2; \text{m}^2, \text{rad}] \quad (3.14)$$

kde η je koeficient odrazivosti desky, S její plocha a β úhly dopadu a odrazu vlny.

Efektivní plocha izotropního zářiče je podle rovnice (3.3) $S_i = \frac{\lambda^2}{4\pi}$. Po úpravě dostaneme

$$A_{12} = \left(\frac{\eta \cdot S \cdot \cos \beta}{4\pi \cdot R_1 \cdot R_2} \right)^2. \quad (3.15)$$

Pasivní retranslaci lze provést také pomocí zcela pasivního transpondéru, sestávajícího ze dvou propojených (parabolických) antén. V tom případě dosadíme do rovnice (3.13) místo prostředního členu součin zisků obou antén vůči izotropnímu zářiči.

V logaritmické míře a pro praktické jednotky má rovnice (3.15) tvar

$$a_{12} = 10 \cdot \log A_{12} = -142 + 20 \cdot \log S_{ef} - 20 \cdot \log R_1 R_2. \quad [\text{dB}; \text{m}^2, \text{km}] \quad (3.16)$$

4 Komunikační rovnice

Energetickou bilanci mikrovlnného spoje při vzdálenosti r , mezi anténami se zisky G_T a G_R vztažené k isotropnímu zářiči, charakterizuje rovnice pro výkon nosné vlny vůči spektrální hustotě výkonu šumu v rovině konektoru přijímací antény. Za předpokladu, že nedochází k interferenci ani jinému rušení spoje, má šumové pozadí signálu charakter aditivního bílého šumu s normálním rozložením – AWGN (Additive White Gaussian Noise). Bez ohledu na původ takového šumu (v zásadě rozlišujeme vnější šumy, které jsou zachyceny anténou a vnitřní šumy jež vznikají v přijímacím zařízení) můžeme jeho spektrální hustotu N_0 vyjádřit součinem $k \cdot T$, kde k je Boltzmannova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K a T je ekvivalentní šumová teplota systému (viz 8. kap). Pro poměr výkonu nosné vlny ku spektrální hustotě šumu můžeme psát

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot 1/L_0 \cdot G_R}{k \cdot T} \quad , \quad [\text{W}, \text{K}] \quad (4.1.)$$

Zavedeme-li dále pojem ekvivalentní vyzářený výkon **EIRP** (Equivalent Isotropic Radiated Power), charakterizující celou vysílací soustavu

$$EIRP = P_T \cdot G_T \quad , \quad [\text{W}] \quad (4.2)$$

můžeme rovnici (4.1) napsat ve tvaru

$$\frac{C}{N_0} = EIRP \cdot \frac{1}{L_0} \cdot \frac{G_R}{T} \cdot \frac{1}{k} \quad , \quad [\text{W}, \text{K}] \quad (4.3)$$

kde poměr G_R/T zcela charakterizuje citlivost přijímací soustavy a nazývá se jakostní číslo. Z tohoto zápisu je zřejmé jak se na celkové energetické bilanci spoje podílí vysílací část, ztráty šířením i přijímací část spoje. Obvykle ji pro výpočet používáme v logaritmickém tvaru

$$\frac{C}{N_0} [\text{dB}(\text{Hz})] = EIRP [\text{dB}(\text{W})] - L_0 [\text{dB}] + \frac{G_R}{T} [\text{dB}(\text{K}^{-1})] + 228,6 [\text{dB}(\text{W}(\text{HzK})^{-1})] \quad . \quad (4.4)$$

V souladu se zavedenou symbolikou bude celková úroveň šumu v přenosovém kanálu

$$N = N_0 \cdot B_n = k \cdot T \cdot B_n \quad , \quad [\text{W}; \text{W} \cdot \text{Hz}^{-1}, \text{Hz}; \text{J} \cdot \text{K}^{-1}, \text{K}, \text{Hz}] \quad (4.5)$$

kde B_n je šumová šířka pásma. Pro poměr C/N potom platí

$$\frac{C}{N} [\text{dB}] = \frac{C}{N_0} [\text{dB}(\text{Hz})] - 10 \log B_n [\text{Hz}] \quad (4.6)$$

a

$$\frac{C}{N} [\text{dB}] = EIRP [\text{dB}(\text{W})] - L_0 [\text{dB}] + \frac{G_R}{T} [\text{dB}(\text{K}^{-1})] + 228,6 [\text{dB}(\text{W}(\text{HzK})^{-1})] - 10 \log B_n [\text{Hz}] \quad . \quad (4.7)$$

Pro datové spoje s diskretní modulací zavádíme parametr střední energie signálu připadající na jeden přenášený bit E_b . Pro tuto energii vztaženu ke spektrální hustotě šumu platí

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B_n}{f_b}, \quad [\text{Hz}, \text{s}^{-1}] \quad (4.8)$$

kde f_b je tzv. informační (bitová) rychlost. Po dosazení do (4.7) dostaneme

$$\frac{E_b}{N_0} [\text{dB}] = \text{EIRP}[\text{dB}(W)] - L_0[\text{dB}] + \frac{G_R}{T} [\text{dB}(K^{-1})] + 228,6 [\text{dB}(W(\text{HzK})^{-1})] - 10 \log f_b [\text{s}^{-1}] \quad (4.9)$$

Veličina E_b/N_0 má zcela zásadní význam. Vyjadřuje odstup signálu od šumu na jeden bit přenášené informace a je dána středním výkonem přijímaného užitečného signálu, informační rychlostí binárních symbolů a spektrální výkonovou hustotou aditivního šumu. Protože nezávisí na použité modulaci a velikosti symbolů, umožňuje srovnávat jednotlivé diskretní modulační z hlediska energetické náročnosti a spektrální účinnosti.

Nízký poměr E_b/N_0 je žádoucí u kosmických spojů a platí se za něho horší spektrální účinnost f_b/B_n . Naopak u terestrických mikrovlnných spojů upřednostňujeme obvykle vyšší spektrální účinnost, vyžadující relativně větší poměr E_b/N_0 . Zatímco pozemní RR spoje jsou obvykle navrhovány pro C/N asi 30 až 40 dB nad prahem při hodnotě $I_t = 0$, tj. bez úniku, družicové spoje pracují s hodnotou 4 až 5 dB (v případě družic DBS max. 10 dB) nad prahovou úrovní.

V případě vícestavových diskretních modulací, kdy jednomu stavu odpovídá M -bitový symbol potom můžeme psát

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \log_2 M. \quad (4.10)$$

4.1 Systémová hodnota RR spoje

Veličiny C/N_0 , C/N a E_b/N_0 charakterizují energetické poměry v lineární části přenosového systému a obvykle se vztahují ke vstupu demodulátoru. Naopak poměr S/N a jeho logaritmickou míru $s = 10 \cdot \log S/N$ vztahujeme k demodulovanému signálu, viz kapitolu 2. Např. při demodulaci frekvenční modulační je mezi oběma poměry vztah

$$\frac{S}{N} = k \frac{C}{N} m^2, \quad (4.11)$$

kde k je konstanta úměrnosti a m modulační index.

Při projektování RR spojů se často používá termín systémová hodnota nebo systémové číslo. V souladu se zavedenou symbolikou je to poměr s v jednom přenosovém kanálu při nulovém útlumu L_0 mezi vysílačem a přijímačem (nulový útlum odpovídá nulové vzdálenosti mezi anténami). Velikost s jako funkci L_0 lze potom v logaritmických souřadnicích vyjádřit

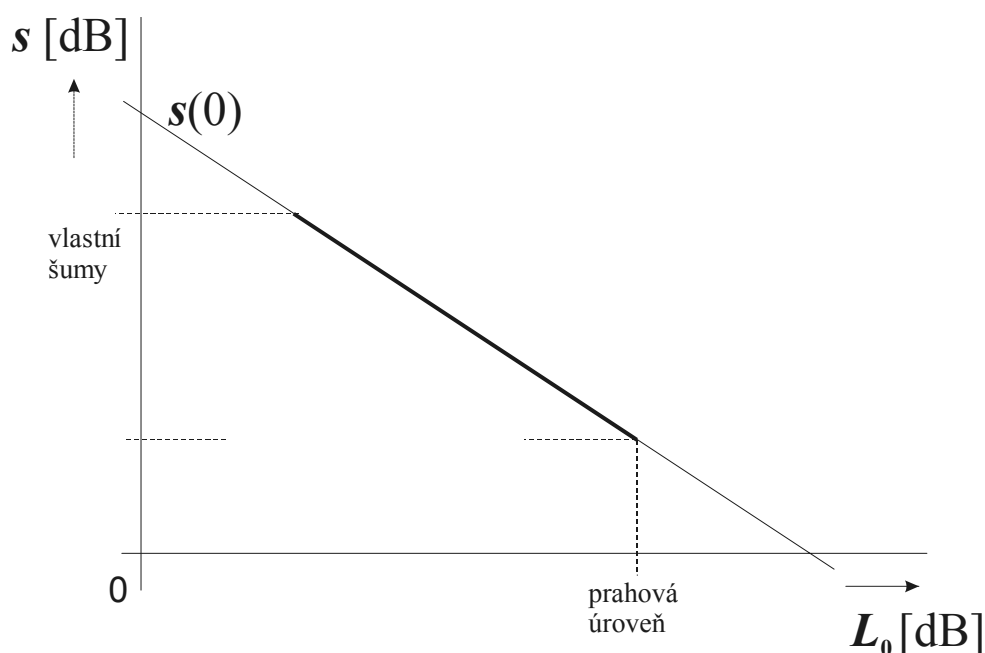
$$s = 10 \log S / N = s(L_0) = \Theta - L_0, \quad [\text{dB}] \quad (4.12)$$

kde Θ je systémová hodnota RR spoje.

Graficky je rovnice (4.12) znázorněna na obr. 4.1. Prakticky využitelná oblast je vyznačena silnější čarou. Směrem k nízkým hodnotám útlumu jsou to vlastní šumy vysílače a přijímače které omezují s i v případě velmi malého útlumu L_0 . Na druhé straně je pracovní oblast vymezena hodnotou L_0 , při které signál klesne pod prahovou úroveň a spoj přestává fungovat.

Praktické využití systémové hodnoty spočívá v tom, že vztah (4.12) vyneseny graficky do souřadnic s a L_0 nám umožňuje snadno stanovit kvalitu spoje charakterizovanou poměrem s pro danou hodnotu L_0 .

Systémové hodnoty se pohybují v rozsahu 100 až 200 dB podle aktuální projektové situace.



Obr. 4.1 Závislost s na L_0 ; systémová hodnota RR spoje

5 Radioreléové spoje s analogovou modulací

Pro radioreléové spoje s analogovou modulací (ARR) je charakteristické použití převážně analogové frekvenční modulace (FM). Jen výjimečně se používá fázové modulace FM pro služební spoj, pro dálkové řízení a měření. Experimentálně se také ověřovaly systémy s amplitudovou modulací SSB pro vysokokapacitní telefonní přenosy (více než 2700 TF kanálů). Vysoká citlivost AM na intermodulační produkty a tedy na linearitu přenosového kanálu je stále překážkou jejich aplikace.

5.1 Frekvenční multiplex FDM/FM

Podle Dop. CCIR č. 380-3 se pro ARR doporučují mnohokanálové TF systémy frekvenčních multiplexů SSB, které uvádíme v tab. 5.1; n je počet kanálů a B je odpovídající přenášené pásmo.

Tab. 5.1 Přenášené pásmo FDM pro různý počet TF kanálů

n	24	60	120	300	600
B [kHz]	12-108	12-252 60-300	12-552 60-552	60-1300 64-1296	60-2540 64-2660

n	960	1800	2700
B [kHz]	60-4028 60-4188	312-8204 316-8204 312-8120	312-12388 316-12388 312-12336

Skupinový telefonní signál FDM je podobný šumu v daném pásmu a střední výkon skupinového signálu v bodě nulové relativní úrovně 1 mW (0 dBmO) je

$$10 \cdot \log P_s = -1 + 4 \cdot \log n \quad \text{pro} \quad 12 < n < 240,$$

$$10 \cdot \log P_s = -15 + 4 \cdot \log n \quad \text{pro} \quad n > 240. \quad (5.1)$$

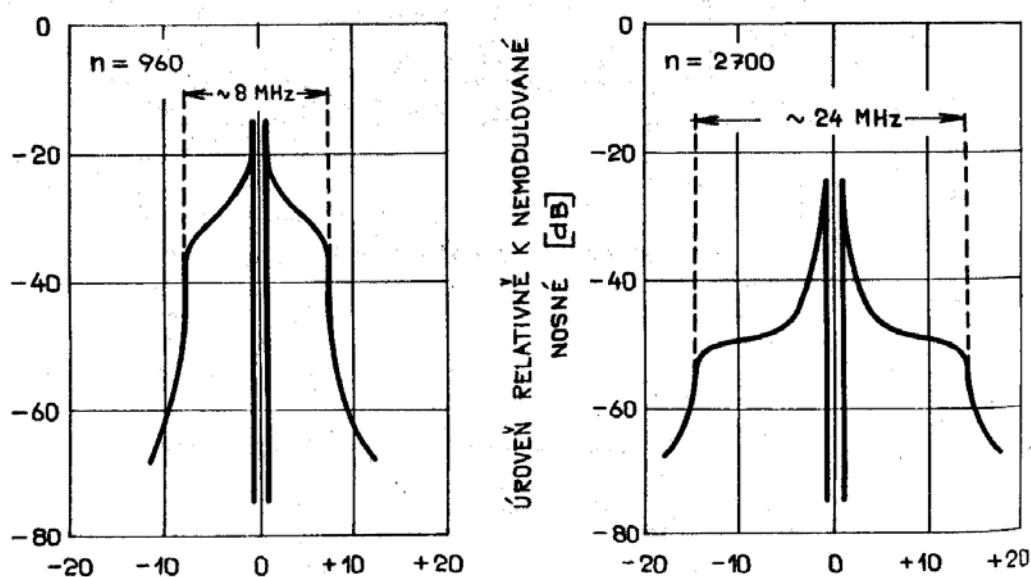
Z hlediska dimenzování kanálu (zkreslení, přetížení atd.) je však důležitá i znalost maximální hodnoty FDMultiplexu. Je to tzv. špičkový faktor, který vyjadřuje výkon nepřekročený v jedné tisícině časového intervalu největšího provozu. Bude-li např. špičkový provoz trvat 1 hodinu, potom interval překročení nemá přesáhnout 3,6 s integrálně. Špičkový faktor se bere $g = 4,47$ pro n menší 120 a $g = 3,16$ pro n větší než 120. Tento faktor hraje významnou roli při stanovení vysokofrekvenční šířky pásma B_{rf} , a proto v tab. 5.2 uvádíme některé závislosti (P_m je maximální hodnota v dBmO).

Teoretický výpočet spektrálních charakteristik FDM je značně složitý a lze jej nalézt ve specializované literatuře. Na obr. 5.1 je naznačen charakteristický tvar spektra pro $n = 960$ a $n = 2700$. Svislá osa představuje úroveň vztaženu k nemodulované nosné

vyjádřenou v decibelech. Všimněme si zlomu spektra na maximální frekvenci základního pásma.

Tab. 5.2 Vztahy mezi středním a maximálním výkonem FDM

n	P_s	P_m/P_s	P_m
	[dBmO]	[dB]	[dBmO]
60	6,1	12,3	18,4
120	7,3	11,4	18,7
300	9,8	10,6	20,4
600	12,8	10,4	23,2
960	14,8	10,3	25,1
1800	17,6	10,2	27,8
2700	19,3	10,1	29,4

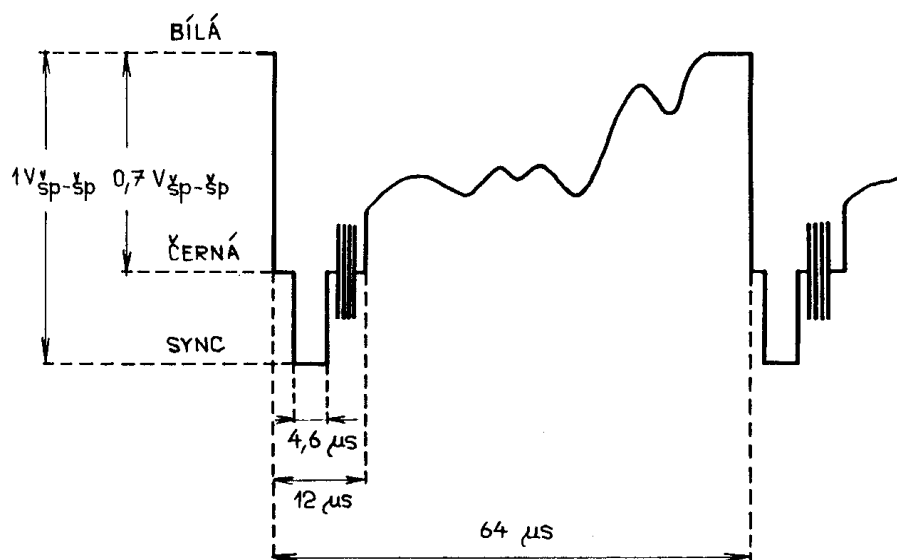


Obr. 5.1 Spektra signálů FDM pro 960 a 2700 TF kanálů

5.2 Přenos televizního signálu TVFM

Zkratkou TVFM rozumíme přenos televizního signálu pomocí FM u ARR. Připomeňme si časový průběh jednoho televizního řádku, obr. 5.2. Vidíme, že aktivní část řádku (v televizní normě 625/50/2:1) je asi 52 μ s a nese jasovou i barevnou informaci frekvenčním multiplexem (sdílením pásma) jasu a barvosné s modulací chrominačními signály. Zbývajících 12 μ s je vyhraněno pro synchronizaci, řádkové zatmění a pro barevnou synchronizaci. Celý obraz je rozdělen na dva pulsnímký po 312,5 řádcích

(prokládání pulsímků), přičemž každý pulsímek uvádí pulsímkové zatemnění a synchronizaci o trvání 25 řádků, tj. 1,6 ms.

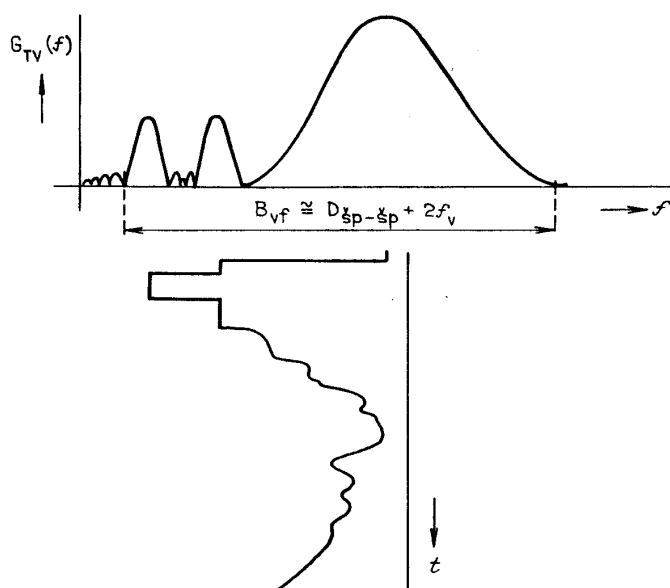


Obr. 5.2 Časový průběh televizního signálu

Rozkladová, periodická struktura obrazového signálu ukazuje, že TV signál je signálem cyklostacionárním s determinovanou rozkladovou strukturou a s náhodnou složkou, která nese obrazovou informaci. Z toho plyne, že obrazový signál má ve své spektrální podobě výrazné komponenty okolo násobků řádkové i pulsímkové frekvence, jakož i spojitě spektrum náhodné obrazové informace.

Spektrum TVFM výrazně ovlivňuje použitá frekvenční modulace. Jeho tvar do jisté míry odpovídá funkci rozdělení modulujícího procesu. Je to tím, že část energie FM procesu připadající na některý malý frekvenční interval, je přímo úměrná času setrvání okamžité frekvence na tomto intervalu a zákon rozdělení okamžité frekvence FM signálu pak odpovídá rozdělení pravděpodobnosti modulujícího procesu, obr. 5.3.

Důležité je doporučení CCIR č. 276, které upravuje deviaci RR spoje bez emfáze na 8 MHz p-p. Když se použije emfáze podle doporučení CCIR č. 405, potom se této hodnoty zdvihu dosahuje na bodu nulové úrovně okolo frekvence 1,5 MHz. Směr deviace – poloha synchronizačního impulsu



Obr. 5.3 Spektrum TVFM

v pásmu má být předmětem dohody: zpravidla synchronizační impuls směřuje k nižším a úroveň bílé k vyšším frekvencím.

Důležitou složkou televizního přenosu je televizní zvuk, respektive zvukové doprovody na subnosných s FM/FM modulací. Nejde však jen o zvuky k televizi ale i o rozhlasové pořady nebo digitální data.

Pro jeden mezinárodní rozhlasový kanál má být podle doporučení CCIR č. 402-2 subnosná umístěna nad horní okraj videopásmu, avšak pod pilotním signálem (indikuje spojitost okruhu, pro TV může být 8,5 nebo 9,023 MHz). Všeobecně se doporučuje hodnota 7,5 MHz. Subnosnou moduluje zvukový signál s nominální úrovní 1 mW (0,775 V na impedanci 600 Ω), jehož špičková hodnota může dosahovat +9 dB. Nejvyšší modulační frekvence je 10 kHz s možností rozšíření do 15 kHz. Signál vyvolává na subnosné zdvih $D_a = 150 \text{ kHz}_{\text{ef}}$. Vstup je vybaven preemfází zpravidla 50 μs. Subnosná potom moduluje hlavní nosnou s minimálním zdvihem $D_{sc} = 300 \text{ kHz}_{\text{ef}}$, používají se však i hodnoty vyšší.

Pro mezinárodní televizní přenosy se počítá se čtyřmi zvuky, přičemž technické charakteristiky TV signálu vymezily pro subnosné frekvenční prostor cca 7 až 8,8 MHz. Připomeňme si, že úroveň demodulovaného signálu při FM/FM přenosu závisí na součinu kvadrátů modulačních indexů

$$\frac{S}{N} = K \cdot \frac{C}{N} \cdot m_{sc}^2 \cdot m_a^2, \quad (5.2)$$

kde K je konstanta a m jsou modulační indexy. Stoupá tedy s vybuzením modulátorů. To je ovšem omezeno vznikem intermodulačních produktů IM 3 generického typu $2A - B$ a též $A \pm B \pm C$, respektive IM 2 typu $A - B$. To jsou totiž komponenty, které mohou padnout do video i audio pásma s mimořádně rušivým efektem. Pro omezení rušivého působení intermodulací byly navrženy dva frekvenční plány subnosných, tab. 5.3.

Tab. 5.3 Doporučené frekvence subnosných [kHz]

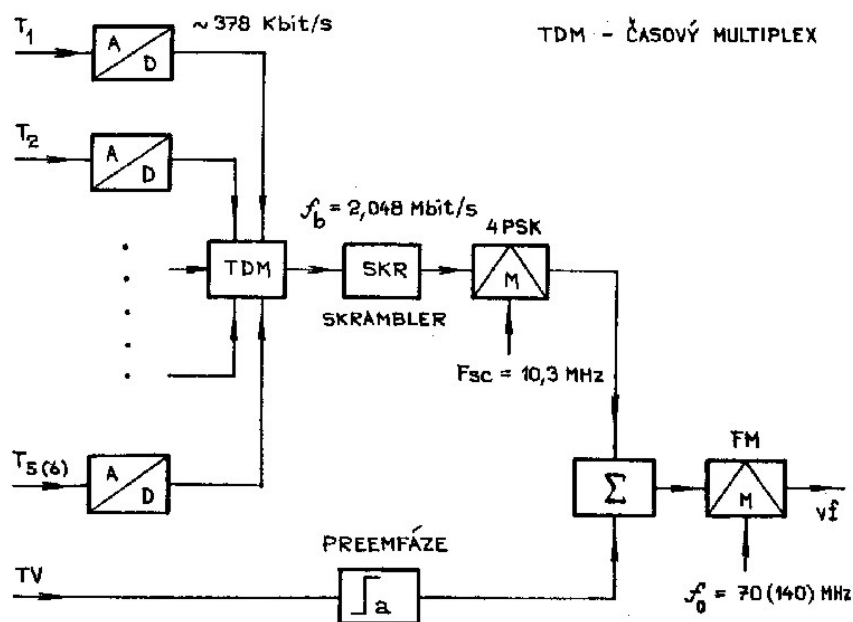
A	7020	7500	8065	8590	
B ₁	7000	7360	7765	8215	
B ₂		7360	7765	8215	8710

Plán B₁ se používá při videopásmu 5,5 MHz, plán B₂ při videopásmu 6 MHz.

Je třeba poznamenat, že tento způsob přenosu zvuků nedoznal většího rozšíření, protože intermodulační produkty se ukázaly jako velmi závažný problém, který se nesnadno odstraňuje.

Nevýhody analogových přenosů do značné míry odstraňují hybridní metody přenosu, kdy je subnosná primárně modulována digitálním signálem a posléze sekundárně moduluje analogově hlavní nosnou. Proces můžeme označit jako PCM/PSK/FM (zvukový signál digitalizovaný PCM moduluje subnosnou fázovým klíčováním PSK a ta nakonec frekvenčně moduluje nosnou). Pro tyto metody se někdy používá název digitální subnosná, někdy také DAV (Data Above Video).

Blokové schéma vysílací strany soustavy znázorňuje obr. 5.4. PCM zpracované zvuky se časově sdružují do signálu s bitovou rychlostí 2,048 Mbit/s a po skramblování fázově klíčují subnosnou 10,3 MHz. Používá se čtyřstavové klíčování a výsledná symbolová rychlost je pak 1,024 Ms/s s přenosovým pásmem 1,3 MHz. Na jediné subnosné můžeme přenášet 5 až 6 digitálních zvuků se základním pásmem 15 kHz. Vzorkovací frekvence je 32 kHz. Používá se jak okamžitá tak i bloková kompanze. Okamžitá kompanze s 11 segmentovou charakteristikou redukuje 14/11 bitů na vzorek a umožňuje přenos 5 zvukových kanálů, 13 segmentová charakteristika má redukci 14/10 bitů na vzorek a rozšiřuje počet kanálů na 6. Lze použít emfázi 50 μ s nebo lépe doporučenou korekci podle doporučení CCITT J17.



Obr. 5.4 Blokové schéma vysílací části s digitální subnosnou (DAV)

S použitím emfáze J17 splňuje zařízení kvalitativní požadavky na mezinárodní rozhlasový signál. Rozsáhlé zkoušky v provozních podmínkách však ukázaly i nevýhody digitální subnosné. Při snižování úrovně rf signálu (např. při úniku) pod danou prahovou hodnotu, prudce stoupá chybovost přenosu a signál se stává rychle neupotřebitelným. U současně vysílaného TV signálu pouze graduálně stoupá šum. To je typická vlastnost digitálních přenosů, která pak vyvolává odlišnou strategii zálohování RR spoje a jiná kritéria indikace poruchy.

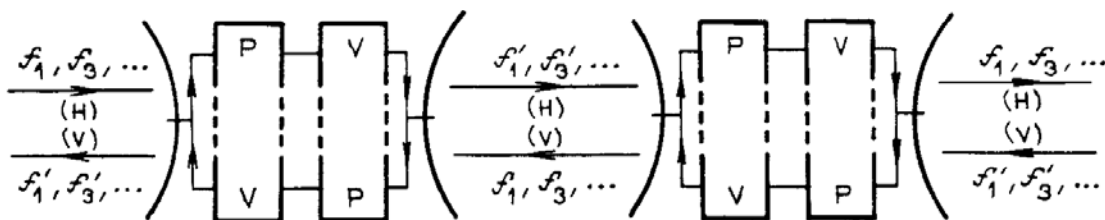
5.3 Technologie ARR spojů

V odstavci o frekvenčních pásmech pro RR spoje jsme si ukázali základní sestavení frekvenčního rastru, jeho rozdělení na dolní a horní část, na vydělení jednotlivých stvolů (širokopásmových kanálů pro přenos), využití různé polarizace, atd. Frekvenční plány jsou mezinárodně koordinovány, respektují ve svých stvolech nezbytná pásma pro přenos

typických signálů, musí vyloučit vzájemné rušení souběžných stvolů a pochopitelně musí zaručit optimální spektrální účinnost RR provozu.

Na obr. 2.2 jsme ukázali frekvenční rastr typický pro pásmo 4 GHz. Podobné rastry, samozřejmě s jiným rozdělením středních frekvencí stvolů, s jinou šířkou pásma kanálů a dalších detailů platí i pro pásma 2, 6, 8, 11, 13, 15, 18, 26 GHz i výše.

Vrátíme-li se k frekvenčnímu rastru na obr. 2.2, vidíme že v pásmu asi 400 MHz můžeme provozovat 6 duplexních stvolů pro TF, TV nebo i jiný druh provozu. Všechny vysílače na jediné reléové stanici pracují v jedné polovině rastru (dolní či horní), podobně to platí i o přijímačích. To znamená, že prvním prostředkem pro dosažení bezinterferenčního provozu je frekvenční odlehlost vysílacího a přijímacího stvolu. To je evidentně podpořeno vysokou směrovostí antén, které tak účinně potlačují signály z nežádoucích směrů (z boku nebo ze zadu) alespoň o 60 dB. Za těchto podmínek je možno používat tzv. dvoufrekvenční plán podle obr. 5.5, založený na tom, že na reléové stanici oba vysílače jednoho duplexního stvolu vysílají na jedné frekvenci do obou směrů a podobně i přijímače pracují na stejné frekvenci.

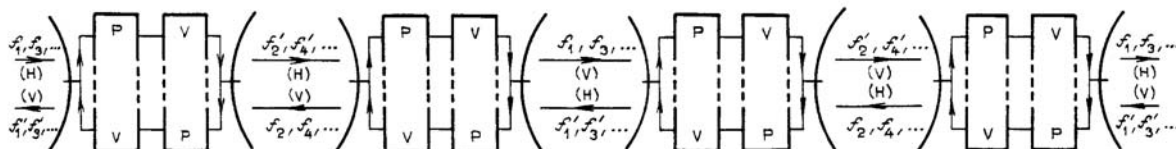


Obr. 5.5 Dvoufrekvenční víceствolový RR spoj s polarizační diskriminací

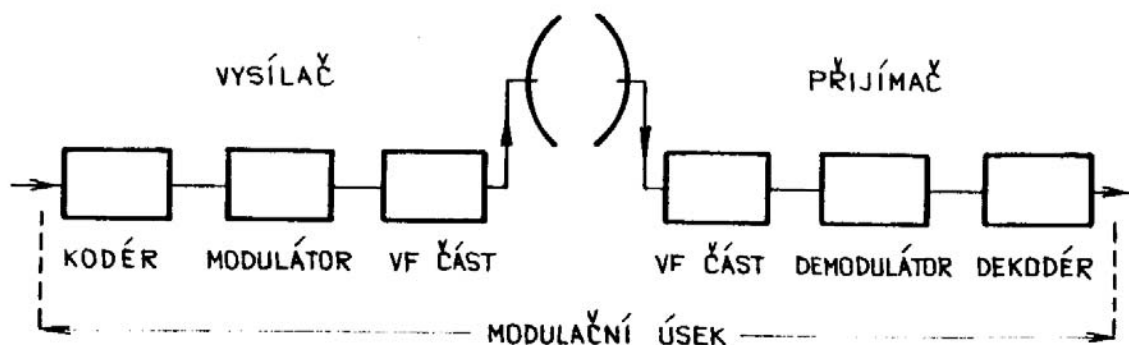
V případě nedostatečné izolace stvolů, nebo v případě mimořádných podmínek instalace, lze využít i polarizační diskriminace, tedy polarizačního rozlišení jednotlivých směrů. Izolace se tak v průměru zvýší o 10 až 15 dB – má však statistický charakter a vlivem podmínek šíření může dojít k podstatným změnám.

V krajně nepříznivých podmínkách se přistupuje k tzv. čtyřfrekvenčnímu plánu, jehož konfiguraci pro dva reléové skoky ukazuje obr. 5.6. Polarizační diskriminace opět pomáhá zvýšit izolaci.

RR systémy pracují zpravidla s dovojpolarizačními anténami. Docílí se toho buď použitím polarizačních výhybek nebo pomocí samostatných napájecích systémů pro H a V polarizaci. Jsou však i případy, kdy se použijí dvě antény pro každou polarizaci zvlášť. Vývoj se ubírá směrem k anténám pro několik frekvenčních pásem v obou polarizacích.



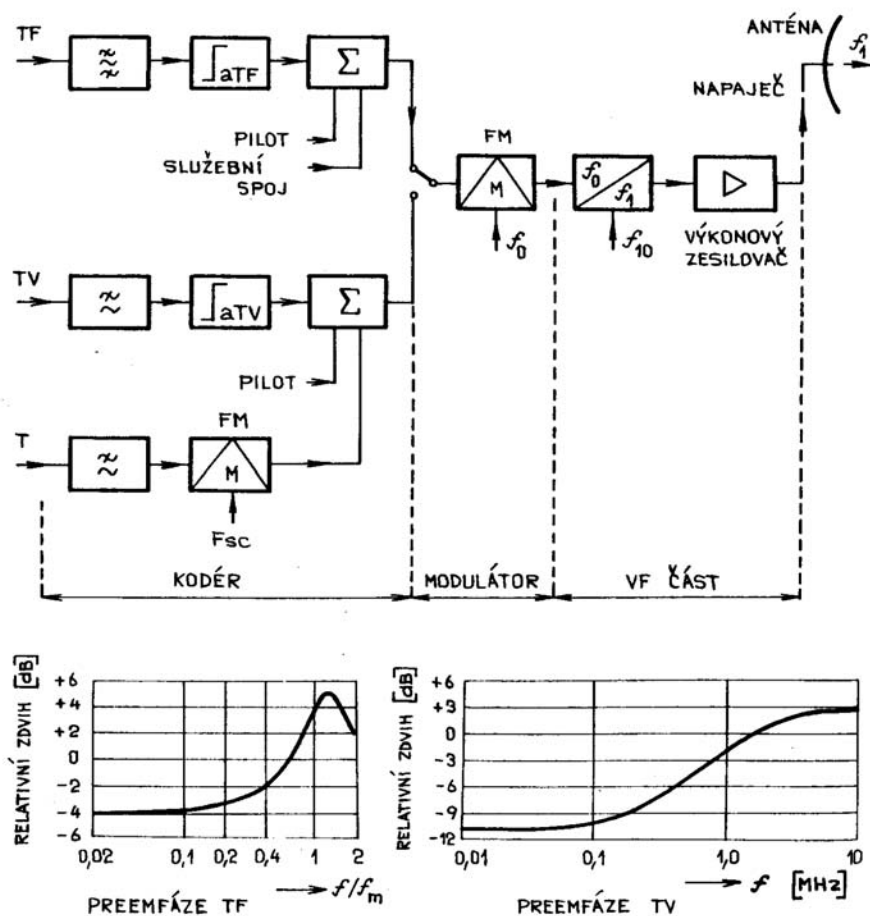
Obr. 5.6 Čtyřfrekvenční víceствolový RR spoj s polarizační diskriminací



Obr. 5.7 Základní bloky vysílače a přijímače ARR spoje

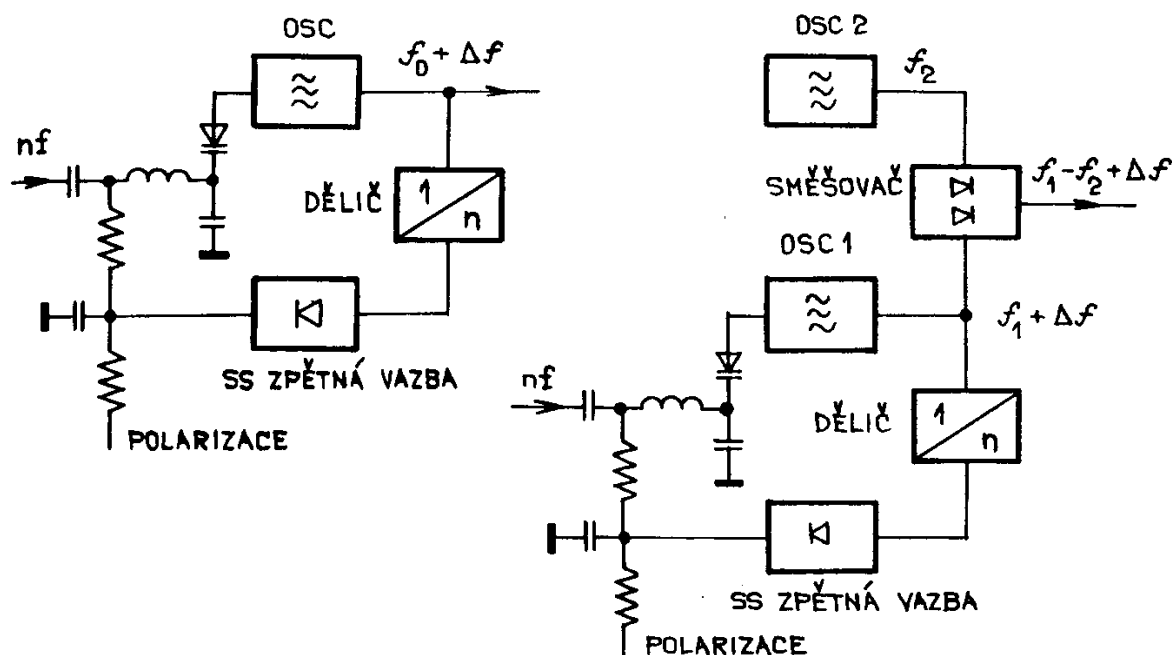
Na obr. 5.7 jsou uvedeny základní bloky vysílače a přijímače analogového RR spoje. Blok nazvaný 'kodér' upravuje frekvenční spektrum, provádí nelineární i lineární korekce, kompanze, atd.

Blokové schéma vysílací části ARR pro přenos TF a TV signálů je na obr. 5.8. Signály TF, TV a doprovodný televizní zvuk se nejdříve frekvenčně omezují, upravují obvody preemfáze a dále slučují s pilotním signálem, resp. služebním spojem. Televizní zvuk se přenáší FM/FM na subnosné nebo PCM/PSK/FM digitálně. Obvody preemfáze TF a TV se podstatně liší a jejich základní charakteristiky jsou uvedeny rovněž na obr. 5.8.



Obr. 5.8 Blokové schéma vysílače ARR pro TF a TV přenos

Sdružené signály TF nebo TV vstupují do hlavního modulátoru spoje. Současné modulátory FM jsou založeny na přímém řízení frekvence pomocí kapacitní polovodičové diody (varaktoru) ovládané modulujícím napětím. Modulátor je doplněn obvodem pro udržování konstantní střední frekvence, což se docílí dělením výstupního signálu (čímž se odstraní vliv modulace), detekcí a následným řízením ss složky modulačního varaktoru. U modulátoru s velmi velkým frekvenčním zdvihem (u DS až ± 15 MHz, u RR ± 4 MHz) se používá směšování dvou oscilátorů v oblasti 1 GHz, z nichž jeden je řízen varaktorem. Relativní zdvih modulovaného oscilátoru je potom dostatečně malý aby bylo dosaženo potřebné linearit y modulace. Bloková uspořádání obou alternativ jsou na obr. 5.9.



Obr. 5.9 Dvě varianty FM modulátoru vysílače ARR spoje

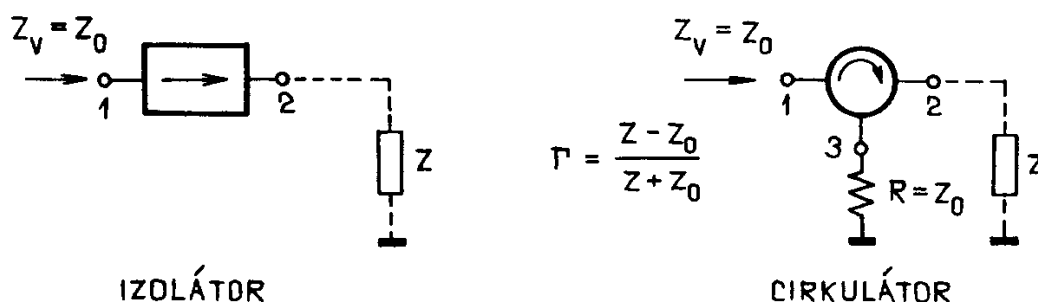
Požadavky na linearitu jsou poměrně vysoké. U ARR poněkud menší ale u DS se kvůli intermodulacím požaduje odchylka pouze $\pm 0,1\%$ pro nižší polovinu celkového rozkmitu a asi $\pm 1\%$ pro plný rozkmit.

Ve většině případů se moduluje nosná na frekvenci 70 MHz nebo 140 MHz (tzv. mezifrekvence). Signál se potom konvertuje do mikrovlnného pásma přenosu a zesiluje se na potřebný výkon. Pro spoje pracující v pásmech do asi 10 GHz se používá jedno směšování v poměru 1:50 až 1:100. Nad 10 GHz se používá směšování ve dvou stupních, přičemž 1 mezifrekvence se volí asi 1 GHz. Směšovací poměry jsou v tomto případě 1:10 a znova 1:10 (což velmi usnadňuje potlačení zrcadlových kmitočtů při směšování).

Posledním krokem je výkonové zesílení signálu. V dnešní době se používají tranzistorové výkonové stupně až do úrovně 10 W. Dříve se pro malokapacitní spoje používaly výkonové polovodičové směšovače (100 mW). Pro větší výkony (DS) se používají permaktrony (elektronky s postupnou vlnou) a reflexní klystrony.

Z výkonového zesilovače se signál vede napaječem do anténního systému. Protože jde zpravidla o sdružování signálů několika stvolů s různými středními frekvencemi a různými polarizacemi, je důležitým obvodem multiplexer. Je to sdružovací jednotka sestávající z odpovídajících filtrů, hybridních 3dB členů a mikrovlnných obvodů s ferity.

Fyzikálním jevem na kterém je izolace a sdružování několika samostatných cest založeno, je chování feritových materiálů (granátů yttria a dalších směsí) ve vysokofrekvenčním magnetickém poli. Ferritový izolátor je obvod, který zaručí konstantní impedanci na vstupu při proměnné impedanci na výstupu. Využívá změny útlumu vlny při změně její polarizace. Postupná vlna prochází izolátorem prakticky bez útlumu, zatímco odražená vlna se absorbuje ve feritovém materiálu. Izolátor zabezpečuje konstantní impedanci pro výkonový zesilovač a chrání tím zesilovač před kritickou změnou zátěže, která by jej mohla poškodit. Konstantní impedance zátěže umožňuje snadnější použití filtračních obvodů. Protože se odražený výkon absorbuje ve feritovém materiálu, musí se při vyšších výkonech používat umělého chlazení feritu, aby nedošlo ke změně jeho fyzikálních vlastností při změně teploty.

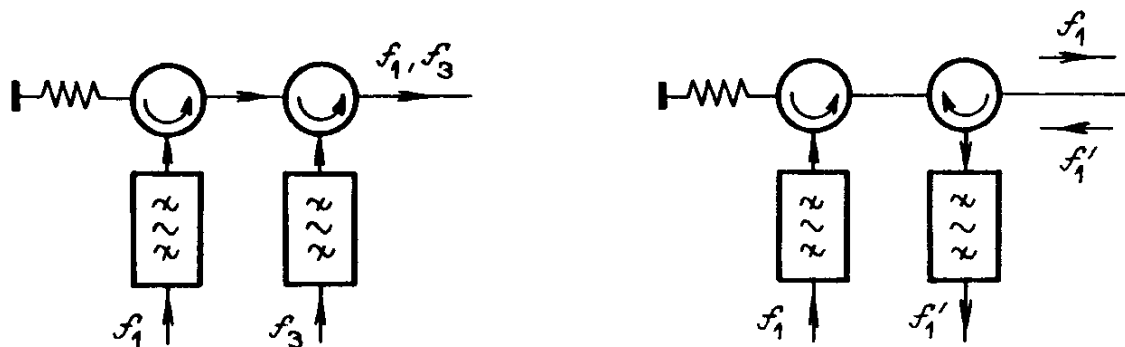


Obr. 5.10 Izolátor a cirkulátor

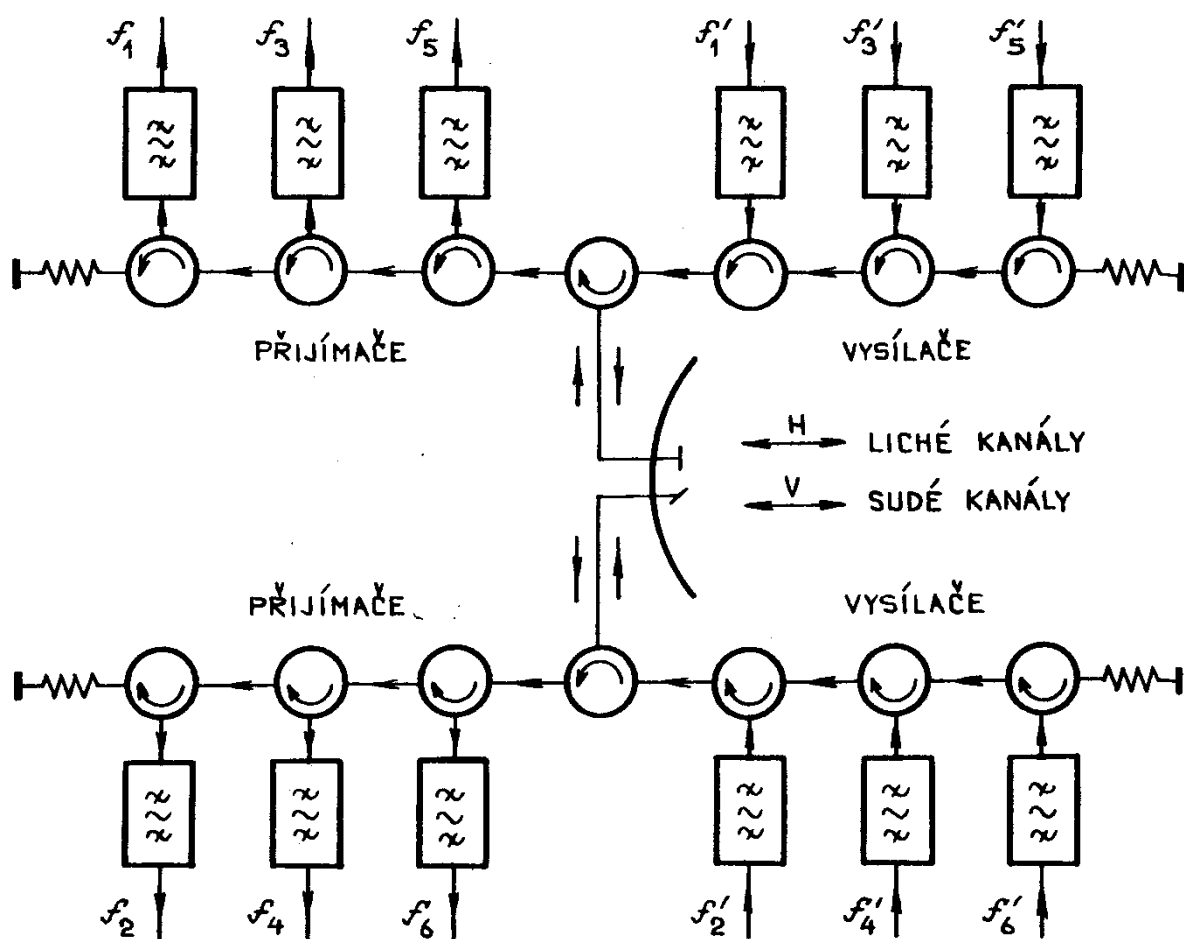
Obtíž se zahříváním odstraňuje do jisté míry feritový cirkulátor, znázorněný spolu s izolátorem na obr. 5.10. Když se do Y-vlnovodového trojbranu vloží feritový kroužek, lze vhodným prostorovým dimenzováním docílit, že se vytvoří kruhový oběh elektromagnetické energie a postupná vlna ze zdroje postupuje jen ve směru šipky od brány 1, přes bránu 2 do výstupu 3. Připojíme-li k bráně 2 obecnou impedanci, spotřebuje se v ní část energie přicházející od generátoru z brány 1, odražená vlna se však šíří dále ve směru šipky a změní se v teplo v přizpůsobené zátěži připojené k bráně 3. Jinými slovy, generátor připojený k bráně 1 pracuje do přizpůsobené zátěže bez ohledu na hodnotu skutečné impedance která je připojena k výstupu. Cirkulátor v podstatě reguluje tok výkonu do užitečné zátěže připojené k bráně 2 a odraženého výkonu do umělé zátěže připojené k bráně 3. Podstatný rozdíl ve srovnání s izolátorem spočívá v tom, že ferit pouze směřuje tok energie. Sám se při tom nezahřívá, neboť energie odražené vlny se spotřebuje v umělé zátěži, kterou je možné odpovídajícím způsobem dimenzovat a chladit. Je však třeba podotknout, že feritový materiál je v mikrovlnném poli vždy ztrátový a proto se i v cirkulátorech pro vysoké výkony (100 W) používá aktivní chlazení.

Směrové vlastnosti feritových mikrovlnných prvků lze s výhodou použít pro sestavování sdružovacích a filtračních jednotek a to nejen pro několik vysílacích směrů ale i pro kombinace směrů vysílacích a přijímacích. Obr. 5.11 ukazuje obě zmíněná uspořádání. Na obrázku 5.12 je znázorněno využití cirkulátorů v sestavě pro šest duplexních stvolů.

Spojení mezi vysílačem a anténou zprostředkovávají vlnovodové napáječe. Pro větší vzdálenosti (podle výšky stožárů až do 50m) se používají pevné vlnovody. Pro krátké vzdálenosti lze použít i koaxiální kabel nebo ohebný vlnovod.

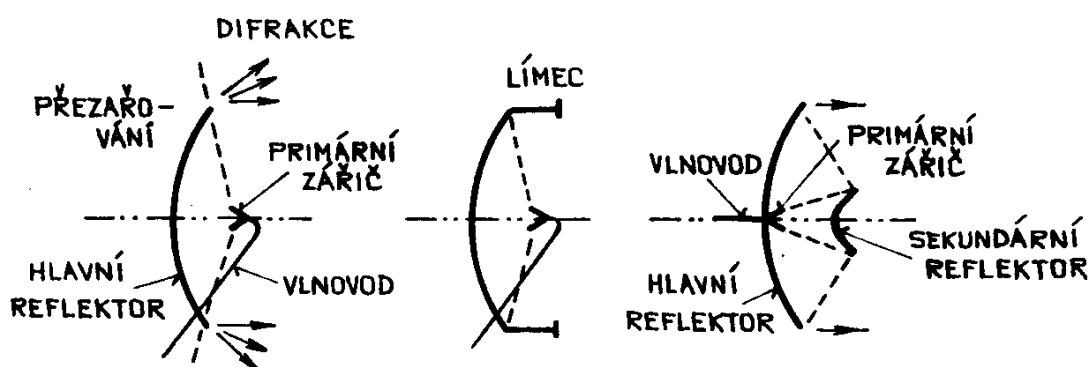


Obr. 5.11 Použití cirkulátorů pro spojení dvou vysílačů a vysílače s přijímačem



Obr. 5.12 Sestava přijímačů a vysílačů pro šest duplexních stvolů

Antény pro RR spoje jsou téměř výlučně rotační parabolické reflektory s přímým nebo Cassegrainovým napájením. Přímé napájení znamená, že rotační paraboloid vytvořený s vysoce odrazného materiálu je ze svého ohniska ozařován trychtýřovým zářičem. Umístěním ozařovače do ohniska paraboly se v jeho apertuře vytvoří teoreticky rovinná vlna. Protože však primární zářič musí být napájen vedením (vlnovodem), které protíná výstupní vlnu, dochází k deformaci pole s dalšími nežádoucími efekty (boční vyzařování). Částečnou pomocí je tzv. límec, obr. 5.13, který značně zmírní vyzařování v nežádoucích směrech. Dokonalejším řešením je Cassegrainova anténa. Rotační paraboloid je v tomto případě ozařován subreflektorem ve tvaru rotačního hyperboloidu. Primární zářič tak může být umístěn ve středu parabolického zrcadla. Protože je cela soustava rotačně symetrická a napáječ primárního zářiče nezasahuje do vlastní antény je výsledkem opět rovinná vlna ale s daleko příznivějšími vyzařovacími charakteristikami.



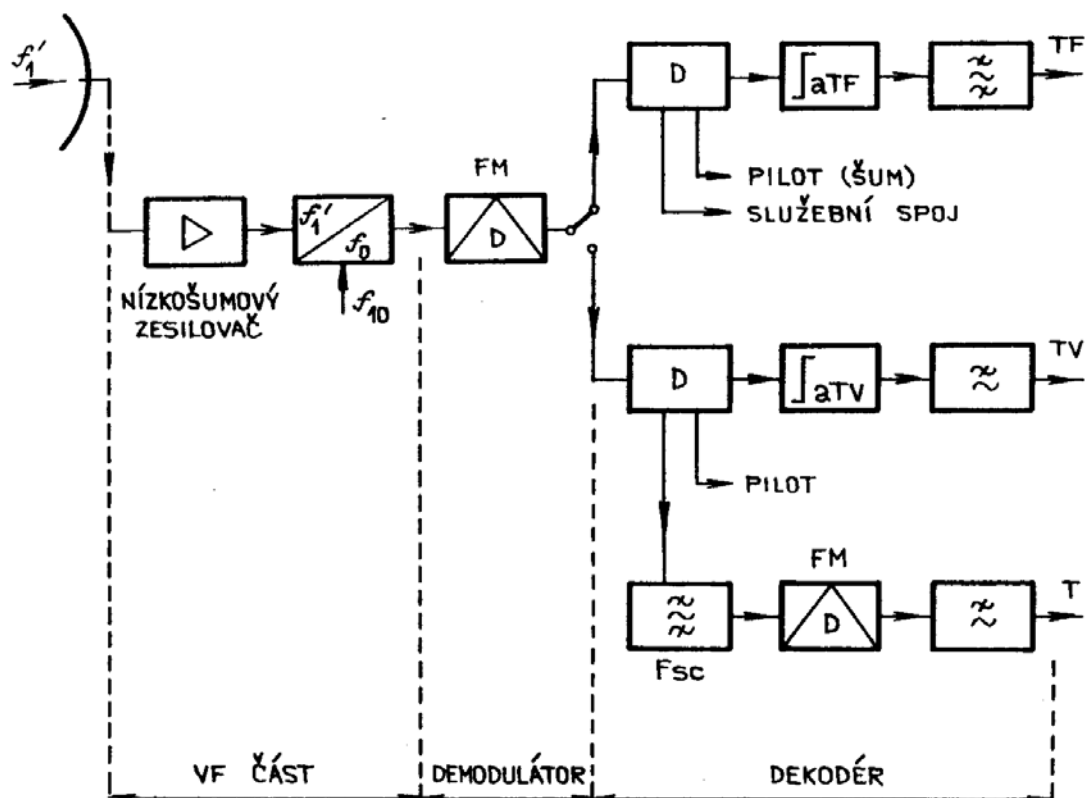
Obr. 5.13 Parabolické antény s přímým ozařovačem, s límcem a s Cassegrainovým ozařovačem

Jednoduché a levné antény pro RR i DS používají přímé ozařování, větší systémy, zejména pro DS jsou konstruovány jako Cassegrain.

U RR spojů nepřesahuje průměr antén 4 m. Je to dáno především požadavky na přesnost povrchu zrcadla, jehož tvar se nemá lišit od ideálního více než $\pm\lambda/16$, požadavky na tuhost anténního systému při nepříznivých povětrnostních podmínkách a cenu. Obecně lze říci, že antény používané pro DS jsou větší (až do 30m), zvláště z důvodu kritičtější energetické bilance.

Blokové uspořádání přijímací strany RR spoje je na obr. 5.14. Signál zachycený anténou se přivede sestupným vlnovodem na vstup nízkošumového zesilovače. Pro dosažení dobrého poměru G/T_s je třeba, aby ztráty ve vlnovodu (případně koaxiálním kabelu) byly minimální. Z tohoto důvodu je třeba vstupní zesilovač umístit co nejbližší k anténě. Jedno nebo dvoustupňovou konverzí se získá mezifrekvenční signál pro detekci. Po demodulaci se signál spektrálně upraví a vede do výstupních svorek v základním pásmu.

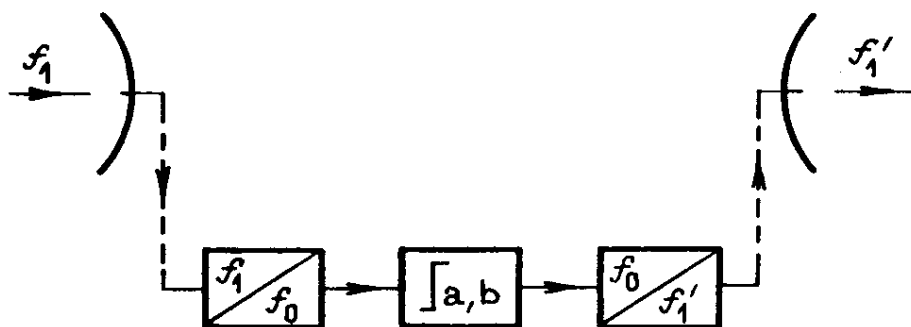
Pro konstrukci nízkošumových zesilovačů se používají tranzistory s vysokou pohyblivostí elektronů – HEMT (High Electron Mobility Transistor) na bázi GaAs. Tím lze dosáhnout ekvivalentní šumové teploty přijímače kolem 100 K. U starších zařízení se pro méně náročné aplikace používalo na vstupu přijímače přímo nízkošumového směšovače. Dosažitelná ekvivalentní šumová teplota přijímače byla v tomto případě asi o řád horší (1000 K).



Obr. 5.14 Blokové schéma přijímací strany RR spoje

Pokud jde o reléovou stanici, není třeba principiálně signál demodulovat. Signál na mezifrekvenci se v těchto případech přímo konvertuje na vysílací frekvenci odchozího směru. Často se však na mezifrekvenční úrovni zavedou amplitudové a fázové korekce. Blokové schéma takové mezilehlé stanice je na obr. 5.15.

Poznamenejme ještě, že ve všech případech může být použito paralelních kanálů pro automatické zálohování. Na některých mezilehlých reléových stanicích je možný vstup například sekundárních telefonních skupin.



Obr. 5.15 Blokové schéma mezilehlé RR stanice

6 Radioreléové spoje s digitální modulací

Principálně není rozdíl mezi radioreléovými spoji s analogovou (ARR) a digitální modulací (DRR), zvláště pokud jde o funkci spoje a jeho základní sestavu. Rozdíly však existují pro jistá specifika obou systémů a je zřejmé, že další vývoj vede k další divergenci obou systémů. DRR musí být prioritně slučitelné s dalšími komunikačními prostředky pro přenos dat, především s optickými spoji.

Hlavním kritériem je nesporně přenosová kapacita spoje ve srovnání s jeho cenou, provozní spolehlivostí, přizpůsobivostí k nejrozmanitějším situacím, apod. Při srovnání s optickými spoji, které mají bezkonkurenčně větší přenosovou kapacitu (danou spektrálním prostorem ve kterém pracují), mají DRR spoje některé specifické výhody:

- lze je instalovat v těžko přístupném nebo klimaticky nepříznivém terénu,
- jejich instalace je rychlá,
- jsou snadno adaptabilní pro nejrůznější topologické i organizační situace,
- v městských aglomeracích jsou DRR spoje vhodným řešením tam, kde infrastrukturní požadavky vylučují kabelové (metalické nebo optické) spoje.

DRR ob stojí v konkurenci, uspokojí-li zvyšující se požadavky na přenosovou kapacitu telekomunikačních sítí. To je třeba sledovat ve dvou směrech: zaručit cenovou efektivnost ve srovnání s optickými systémy a zaručit přenosovou kapacitu využitím dostupných frekvenčních pásem především nad 10 GHz.

Pokud DRR používají modulační techniku QPSK a OQPSK, případně různé modifikace FSK s konstantní obálkou nosné, není prakticky žádný rozdíl v požadavcích na rf bloky ARR a DRR spojů (především fázovou a amplitudovou linearitu).

Podstatně odlišné jsou však požadavky při používání kvadraturní amplitudové modulace (QAM), většinou 16QAM a 64QAM. Modulace QAM jsou sice velmi spektrálně účinné, ale také velmi citlivé na linearitu, což vyžaduje nové přístupy k linearizaci především výkonových zesilovačů. Tyto díly mají jak amplitudovou kompresi AM/AM tak i konverzi amplitudové na fázovou změnu AM/PM. Pro nízké výkony (do 1 W) toho lze dosáhnout předimenzováním zesilovače, pro vyšší výkony je však nutné použít složitějších opatření, aby se instalovaný výkon využil optimálně.

Zesilovací technika se pro tyto systémy zcela změnila. Od nelineárních (dokonce limitujících) zesilovačů pracujících ve třídě C s bipolárními tranzistory se dnes přechází k symetrickým lineárním zesilovačům, pracujícím v protitaktu ve třídě AB s GaAs MOSFETy. Při tom se používají ještě další korekční zpětnovazební systémy a predikce nelinearity v modulátorech. Pro větší výkony se používají zesilovače s elektronkami s postupnou vlnou (TWT – Travel Wave Tube). Mnohostavové modulace MQAM jsou citlivé na selektivní (disperzivní) únik a v mnoha případech to vyžaduje příjem s prostorovou diverzitou. Velmi účinně zlepšují parametry těchto systému adaptivní vyrovnávače v časové doméně (adaptivní transversální filtry).

6.1 Typy přenášených signálů

Přenos digitálních signálů se od analogových liší zásadně tím, že po převodu do číslicového tvaru a jeho kódování, se jednotlivé typy signálu liší pouze požadavky na rychlost přenosu. Základními typy přenášených signálů jsou:

- sdružené signály časově děleného telefonního multiplexu (TDM) (podle hierarchie CCITT: I. stupeň 2,048, II. stupeň 8,448, III. stupeň 34,368 a IV. stupeň 139,268 Mbit/s),
- datové signály nejrůznější povahy, zejména však Internetu, přenosová rychlost se v těchto případech velmi liší podle toho v které části sítě je DRR spoj (až do 140 Mbit/s),
- signály digitální televize (2,048 Mbit/s, 34 Mbit/s pro distribuci a 14 Mbit/s pro kontribuci).

Přenášený digitální signál je třeba dopravit k vysílací stanici DRR od svého zdroje. děje se tak téměř zpravidla linkovým traktem metalickým nebo optickým, jehož délka může být poměrně značná. Vedení bývá opatřeno regenerátory, opakovací s dálkovým napájením. Vstupy a výstupy mohou být opatřeny transformátory a přenášený signál má mít proto dostatečně potlačenou stejnosměrnou složku. Z tohoto důvodu a dále pro schopnost regenerace taktovací frekvence se v linkových traktech používá speciálních kódů zvaných linkové:

- Linkový kód **AMI** (Alternating Mark Inversion)

Je to tzv. pseudoternární kód (má možnost vyjádřit pouze 2^n úrovní, nikoli 3^n úrovní), protože používá tři signálové prvky s úrovněmi +1, 0, -1. Jeho tvorba je následující:

logic 0 prvek o nulové úrovni,

logic 1 prvek o úrovni +1 nebo -1 se střídáním polarity.

Příklad je uveden na obr. 6.1 pro signál se základní kódováním NRZ (Non Return to Zero).

- Linkový kód **CMI** (Coded Mark Inversion)

Je to binární kód s tvorbou:

logic 0 transkóduje na signálový prvek, který má v první polovině taktovací periody hodnotu -1, ve druhém pak +1 s pozitivním stoupáním hrany v polovině bitového intervalu,

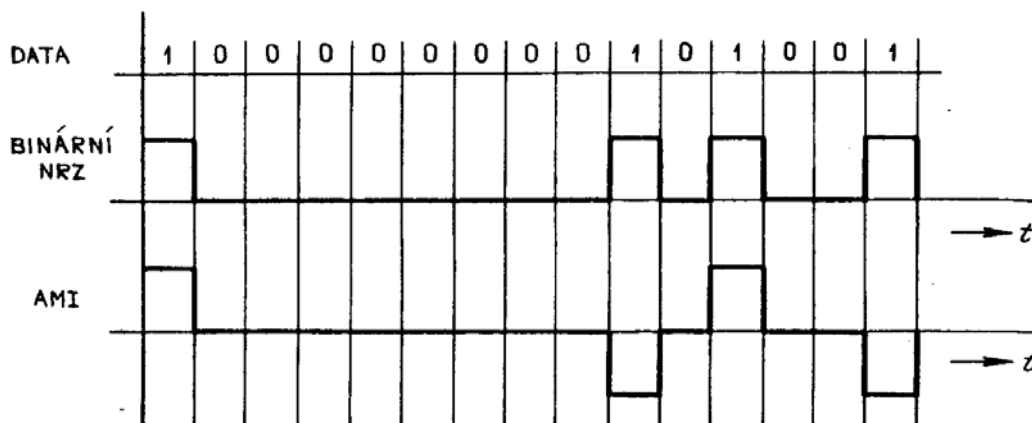
logic 1 signálový prvek s úrovní +1 nebo -1 se střídáním polarity.

Příklad je znázorněn na obr. 6.2.

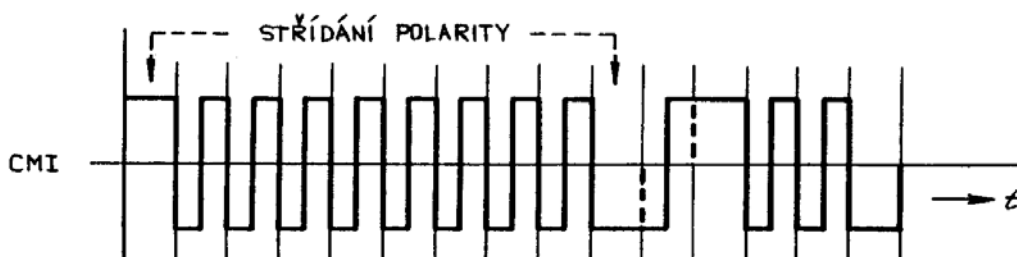
- Linkový kód **HDB3** (High Density Binary)

Při přenosu dat se mohou vyskytnout situace, kdy dlouhé řady nul za sebou znemožní dostatečně přesnou regeneraci taktovacího signálu v opakovacích. V těchto případech se používá kód HDB n , kde n udává počet logických nul, které se mohou vyskytnout

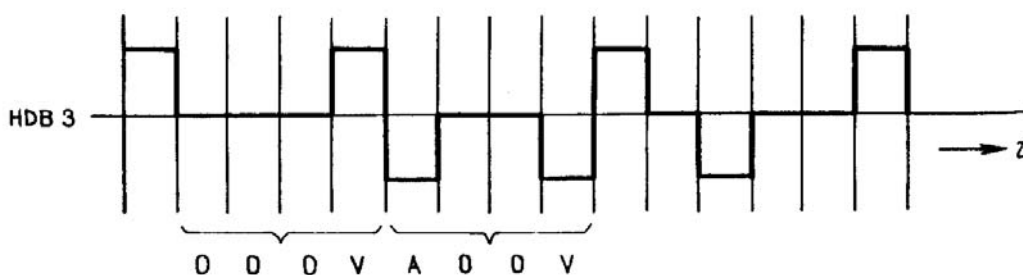
za sebou. Všeobecně se používá kód HDB3, tj. s maximálním počtem tří nul za sebou. Pokud tedy počet nul nepřekročí hodnou 3, probíhá kódování podle algoritmu AMI. Jakmile se však objeví čtvrtá za sebou následující nula, nahradí se celá čtveřice sledem 000V nebo A00V. Přitom prvek A odpovídá algoritmu AMI a prvek V mu neodpovídá. Sled 000V se zařadí v případě, že po posledním prvku V následuje lichý počet prvků podle algoritmu AMI. Naproti tomu druhá možnost – sled A00V se zařadí v případě, kdy od posledního prvku V následuje sudý počet prvků AMI včetně nuly. Polarita za sebou následujících prvků se střídá a spektrum nemá stejnosměrnou složku. Příklad kódování HDB3 je na obr. 6.3.



Obr. 6.1 Linkový kód AMI



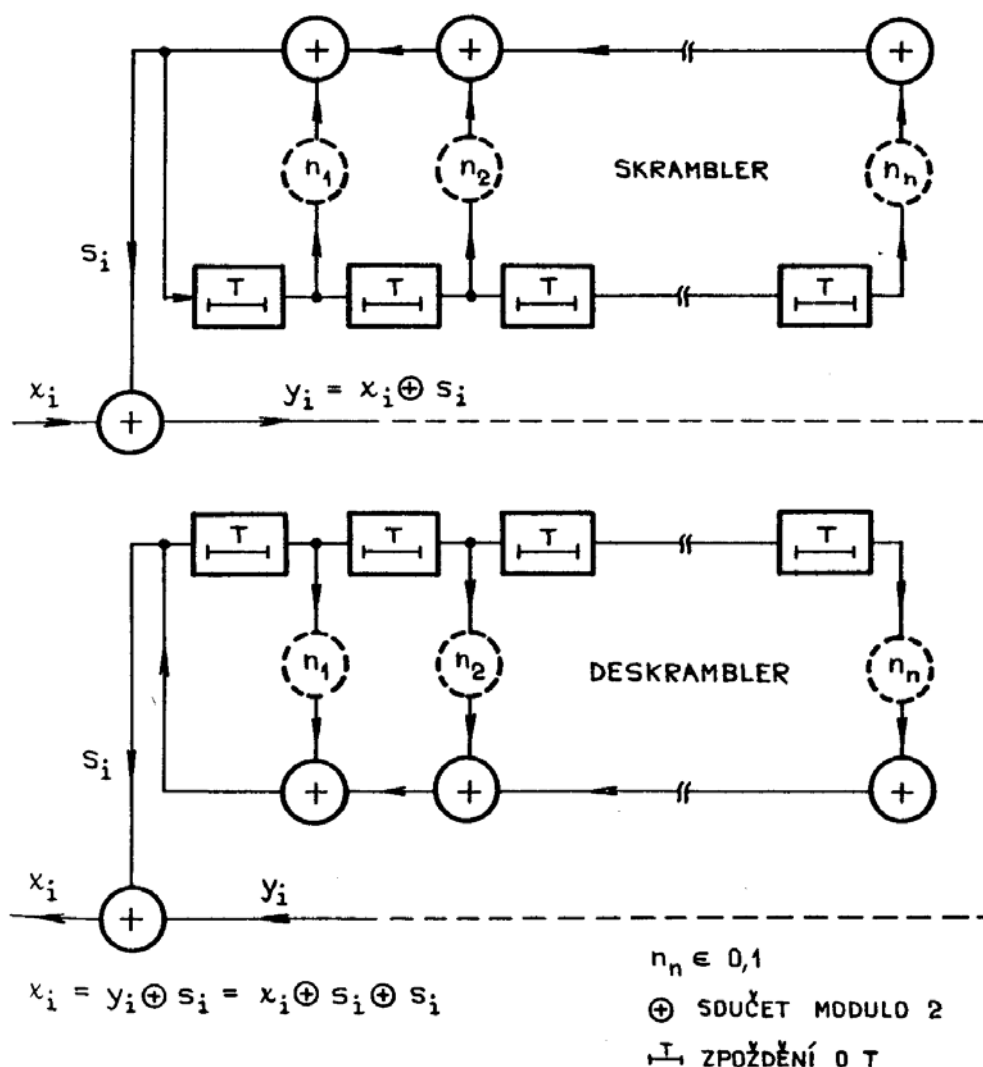
Obr. 6.2 Linkový kód CMI



Obr. 6.3 Linkový kód HDB3

Mimořádně důležitou signálovou operací je skramblování (scrambling). Každý periodicky se opakující sled modulačních impulsů má za následek diskrétní spektrální komponenty s relativně vysokým energetickým obsahem, které jsou nevýhodné ve srovnání s rovnoměrně rozloženou spektrální hustotou signálu a mohou také způsobovat interferenci do sousedních kanálů. Aby se nepříznivé efekty diskrétních složek omezily a spektrum přenášeného signálu se přiblížilo spojitému, zavádí se proces skramblování (znáhodnění) a deskramblování jako proces inverzní.

Skramblování se docílí použitím generátoru pseudonáhodné posloupnosti PN. Vytváří se obvykle řadou posuvných registrů se zpětnými vazbami pomocí součtových členů – modulo 2. PN generátor s N články posuvného registru má periodicitu $2^N - 1$ bitů, což při dostatečně velkém N zaručuje téměř úplné znáhodnění signálu a spojitě spektrum. Replikou PN generátoru v přijímači se rekonstruují původní data. Proces skramblování a deskramblování je znázorněn na obr. 6.4.



Obr. 6.4 Znázornění procesu skramblování a deskramblování binárního signálu

Další mimořádně důležitou signálovou operací je kanálové kódování pro detekci a korekci chyb – FEC (Forward Error Correction). Zavedením paritních bitů – tedy zvýšením redundance kódu – můžeme detektovat, ale i korigovat chyby vzniklé při přenosu.

V praxi se používají dvě základní kategorie kanálového kódování: blokové a konvoluční kódy. Při blokovém kódování se zvolený počet informačních bitů opatří podle stanoveného algoritmu kódování paritními bity a tento nový celek – blok se přenáší rf kanálem. Širokého použití doznaly kódy BCH (n, k) a Reed-Solomon (n, k). V tomto označení n znamená celkový počet bitů v bloku a k počet bitů informačních. Konvoluční kódy tvoří paritní bity průběžně z bitů informačních a plynule je přidávají k přenášenému toku dat. Děje se tak postupným naplňováním (resp. vyprazdňováním) více-článekového posuvného registru, přičemž kódová posloupnost se získává součtem modulo 2 výstupů zvolených článků registru.

Oba tyto způsoby se kombinují a vytváří se tím tzv. zřetězené (concatenated) kódy s mimořádnými detekčními a korekčními vlastnostmi. První kódování je zpravidla blokové (zdroj), druhé konvoluční (kanál). Dociluje se téměř bezchybný přenos kanálem v tom smyslu, že až do prahové hodnoty C/N je chybovost BER menší než 10^{-9} , a až při dalším snížení C/N kanál náhle selhává a je pro přenos nepoužitelný.

Velmi užitečnou technikou je Viterbiho algoritmus maximální aposteriorní pravděpodobnosti. Detektor sleduje další epochu signálu (jeho cestu v kódovém stromu) a rozhodne o cestě nejpravděpodobnější. Současné VSLI technologie dovolují takové detektory realizovat i pro vyšší přenosové rychlosti.

Nevýhodou FEC kódování je fakt, že redundantní bity snižují při konstantní přenosové rychlosti přenosovou kapacitu, a nebo pro požadovanou kapacitu vyžadují vyšší přenosovou rychlost a tím širší pásmo rf kanálu. Do určité míry lze tento efekt řešit metodou TCM (Trellis Coded Modulation), která spočívá v kombinaci konvolučního kódování s vícestavovou modulací MPSK nebo MQAM. Principiálně lze funkci TCM vysvětlit následovně: když se použije kód s kódovým poměrem 2/3, tj. dva informační bity na tři celkově, musíme pro stejnou informační kapacitu zvýšit přenosovou rychlost o jednu třetinu a též o jednu třetinu rozšířit rf pásmo. Když však místo 4PSK použijeme modulaci 8PSK, potřebujeme o třetinu užší rf pásmo a tím jsme požadavek na širší pásmo eliminovali. Když navíc procesem, který Ungerboeck (autor TCM) nazval dělením sad přiřadíme osmi signálovým konstelacím 8PSK modulace tříbitová slova kódu tak, aby se jejich Euklidova vzdálenost v signálovém prostoru optimalizovala, dostaneme mimořádně efektivní způsob přenosu s vysokým stupněm zabezpečení. (Zjednodušeně lze říci, že kódová slova s malou Hammingovou vzdáleností mají mít velkou vzdálenost Euklidovu).

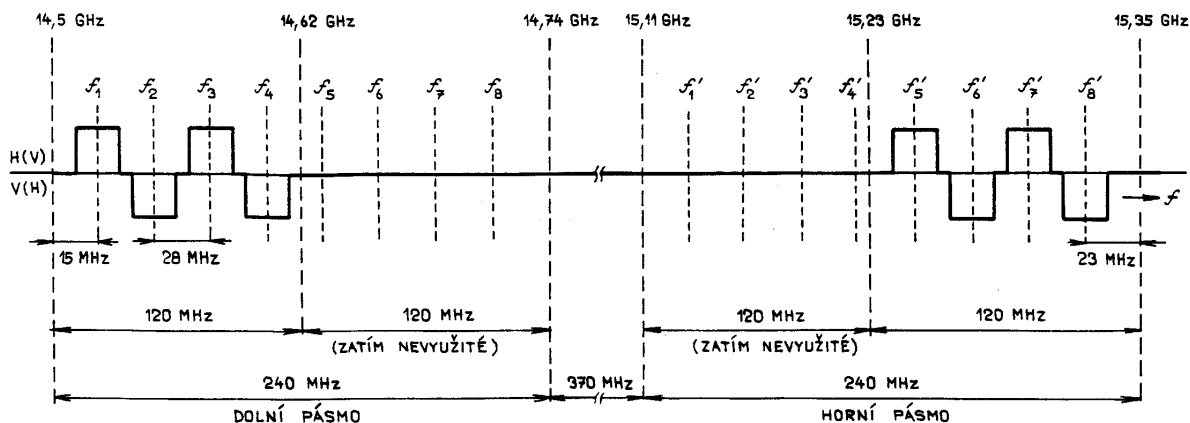
6.2 Technologie DRR spojů

Na několika používaných systémech si ukážeme stávající používanou technologii DRR spojů.

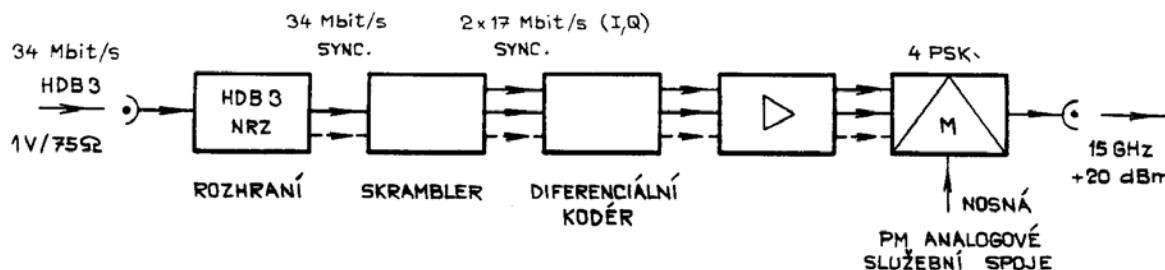
Systém DRS 34/15000 přenáší signál ve III. PCM hierarchii s bitovou rychlostí 34,368 Mbit/s a je určen pro telefonní multiplex 480 TF kanálů, nebo jeden digitální TV signál distribuční kvality. Pracuje v pásmu 15 GHz při délce skoku 10 až 30 km v lokálních nebo kratších trasách. Používá diferenciální 4PSK s koherentní modulací,

přičemž modulace vysílače se uskutečňuje přímo na mikrovlnné frekvenci 15 GHz. Na reléových stanicích se signál zpracovává v základním pásmu. Regeneraci signálu se dosahuje nejen 'bezšumový' přenos, ale minimalizuje se též zkreslení signálu. Zařízení splňuje všechna doporučení CCIR.

Frekvenční plán spoje se opírá o dop. CCIR č. 497-1 a je uveden na obr. 6.5. Dolní horní část rastru má 8 rf kanálů s odstupem 28 MHz.



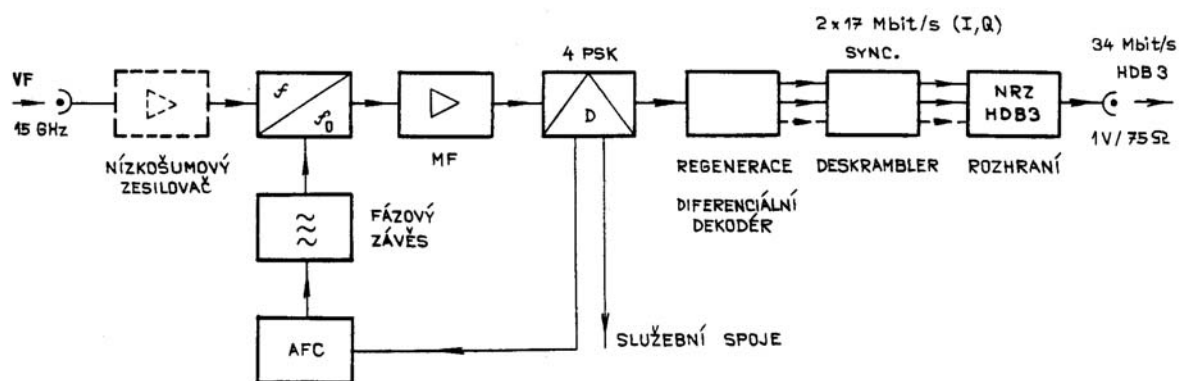
Obr. 6.5 Frekvenční rastr systému DRS 34/15000



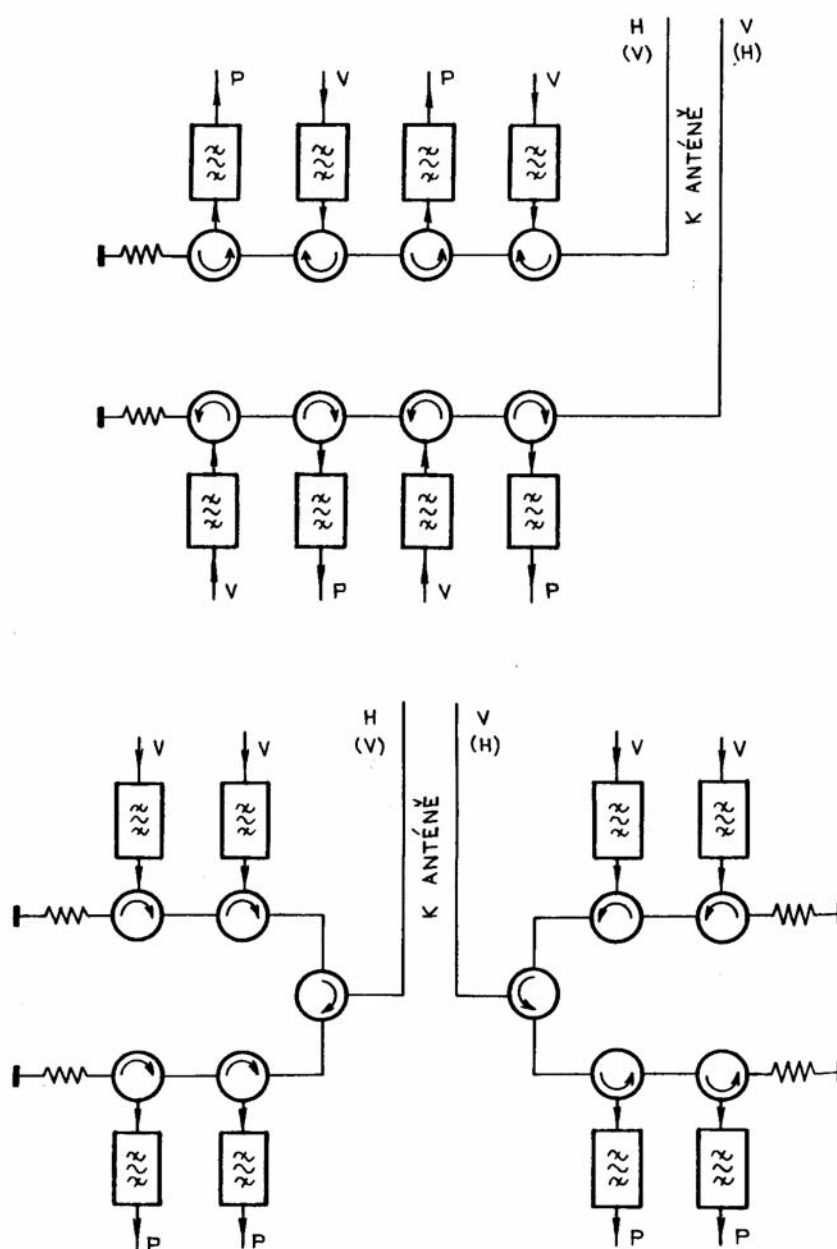
Obr. 6.6 Vysílací část systému DRS 34/15000

Vysílací část systému je na obr. 6.6. Na vstup je přiveden linkový signál v kódu HDB3, který se převádí na formát NRZ s rychlostí 34 Mbit/s, přičemž se doplní synchronizační strukturou. Ve skrambleru se rozdělí na dva skramblované signály 17 Mbit/s a diferenciálně se kódují pro I a Q vstupy kvadraturního modulátoru, který sestává z PIN diodových prepínačů a fázovacích obvodů. Nosnou frekvenci generuje Gunnův oscilátor, jehož frekvence je stabilizována fázovým závěsem s krystalovou referencí. Nosnou vlnu lze také úzkopásmově modulovat služebními kanály. Vysílač je opatřen ochrannými a signalizačními obvody pro automatické přepínání na rezervu v případě extrémního rušení.

Blokové schéma přijímače je na obr. 6.7. Vstupní signál se po zesílení směšuje na mezifrekvenci 70 MHz. Šumové číslo je asi 6,5 dB. Mezifrekvenční zesilovač umožňuje regulaci zisku v rozsahu 55 dB a je opatřen zpětnovazební smyčkou AFC. Následuje



Obr. 6.7 Přijímací část systému DRS 34/15000



Obr. 6.8 Alternativy sduřovače systému DRS 34/15000

synchronní koherentní demodulace, s lokálně regenerovanou nosnou i taktovacím signálem. Výstupem jsou opět dva signály 17 Mbit/s, které se po diferenciálním dekódování a deskramblování překódují do linkového kódu HDB3 a vedou do linkového traktu spoje.

Spolehlivost spoje se zvyšuje digitálním ochranným přepínáním stvolů. Každý provozní kanál je rezervován tak, aby v případě poruchy bylo možné uvést do provozu zabezpečující kanál. Lze použít dvoucestný příjem s prostorovou i frekvenční diversitou. Na rezervu se přepíná, vzroste-li BER k hodnotě 10^{-3} nebo když extrémně poklesne vstupní signál.

Selektivitu větvících filtrů zaručují pásmové filtry s dutinovými rezonátory. Lze sestavit dvě konfigurace výstupních sdružovacích filtrů, podle obr. 6.8. V prvním případě se kombinují vysílače a přijímače spoje navzájem, ve druhém se seskupují jen vysílače a jen přijímače. Užívají se parabolické antény o průměru 0,6; 1,2 a 2 m. Pro každou polarizaci lze užít samostatnou anténu nebo je možné požit jedinou anténu s polarizační výhybkou.

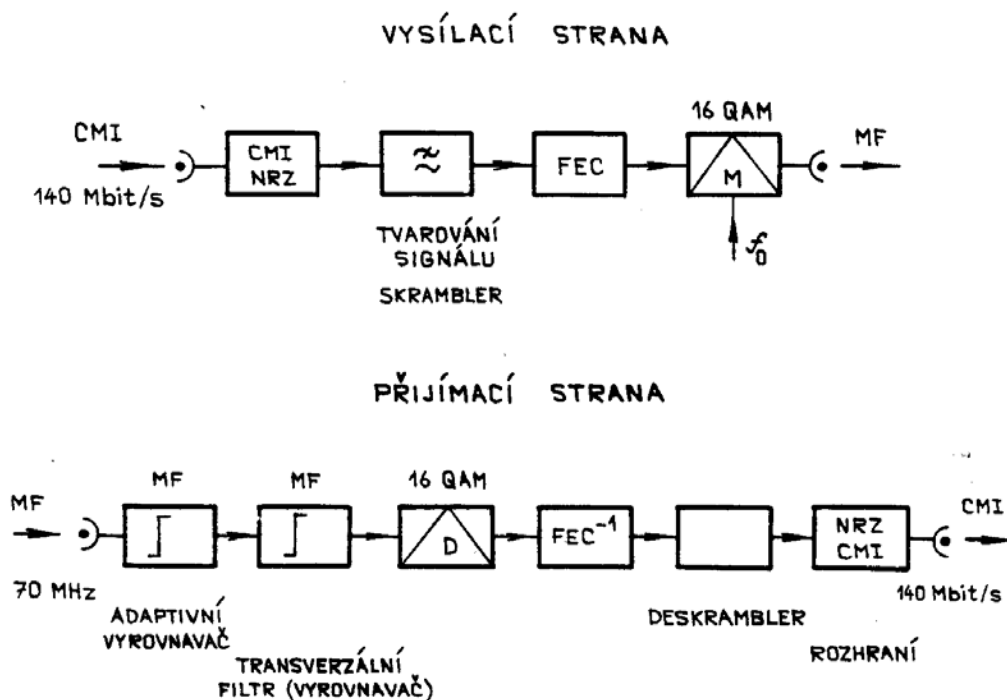
Systém NEC model 700 je určen pro přenos dat rychlostí 140 Mbit/s v pásmu 11 GHz. Je určen pro dlouhé úseky s vysokým provozním zatížením. IV. PCM hierarchie 139,268 Mbit/s umožňuje až 1920 TF kanálů nebo jeden signál digitální televize s kontribuční kvalitou. V tomto systému je aplikována 16 QAM s teoretickou spektrální účinností 4 bit/s/Hz, což při dané přenosové rychlosti představuje pásmo okolo 35 MHz na kanál. Na reléové stanici mohou být úseky propojeny navzájem jak na mezifrekvenci, tak i v základním pásmu, s příslušnou regenerací signálu.

Frekvenční plán spoje odpovídá doporučení CCIR č. 387-3 pro pásmo 11 GHz. Je charakteristický tím, že ve spodní i horní části rastru má 12 kanálů s odstupem 40 MHz. Zabírá celkový frekvenční interval 10,7 až 11,7 GHz se střední frekvencí 11,2 GHz (jedná se o sdílené pásmo s pevnou družicovou službou a vzájemné interference nelze vyloučit).

Vysílač pracuje s šestnácti stavovou kvadrurní amplitudovou modulací generovanou na mezifrekvenci 70 MHz která se v následujících směšovačích převádí do pásma 11 GHz. Výstupní výkon vysílače je 1W (koncový zesilovač s GaAs FETy dosahuje pro dosažení potřebné linearity v saturaci 5 W). Stabilita místního oscilátoru s fázovým závěsem a krystalovou referencí je $\pm 3 \cdot 10^{-6}$. Kodek a modem je složitější a je blokově znázorněn na obr. 6.9.

Na vstup přichází signál kódovaný linkovým kódem CMI, který se převádí na binární NRZ, skrambuje se, signálové prvky se tvarují (filtrují) 35% roll-off, zabezpečují se kódem BCH (81, 84) a vedou se na **I**, **Q** vstupy kvadrurního modulátoru. Přijímač tohoto systému má šumové číslo 4 dB. Po konverzi na mezifrekvenci prochází signál adaptivním vyrovnávačem ve frekvenční oblasti a následně i transversálním vyrovnávačem v časové oblasti. Po demodulaci se signál dekóduje a koriguje (FEC kódem BCH (81, 84), deskrambluje a převede opět na linkově kódovaný CMI pro linkový trakt.

Uvedené dva příklady jsou reprezentanty systémů pro DRR spoje v devadesátých letech. Uveďme si ještě alespoň dva příklady současné technologie. V tab. 6.1 jsou uvedeny parametry systému DRR AL13D vyráběného českou firmou ALCOMA. Zařízení pracuje v pásmu 13 GHz a umožňuje různé konfigurace, např. pro 2 rozhraní E1 (2,048 Mbit/s) nebo 4 rozhraní E1, popř. jedno E2 (8,192 Mbit/s). Tento základní datový přenos může být doplněn ještě pěti malokapacitními kanály 64 kbit/s, přidruženým



Obr. 6.9 Kodek a modem systému NEC 700

kanálem 64 kbit/s, hlasovým kanálem a dálkovým ovládáním služby provádějící dohled. Použita je čtyřstavová modulace FSK. K systému je možné připojit parabolické antény různé velikosti, standardně se používá anténa o průměru 1,2 m. Na obr. 6.10 je znázorněno konstrukční řešení spoje. Obr. 6.11 ukazuje blokové uspořádání vnější a vnitřní jednotky a na obr. 6.12 lze vidět strukturu rozhraní pro konfiguraci 2 x E1 + 64 kbit/s.

V tabulce 6.2 jsou uvedeny základní parametry moderních systému ALCATEL řady LSY pro pásma 3,6 až 13 GHz. U těchto systémů je použita 128 QAM s koherentní demulací. Přenosová kapacita spoje je dána rozhraním STM-1, nebo 2 x STM-1.

Specifikace rozhraní **STM-n** (Synchronous Transport Module - CCITT)

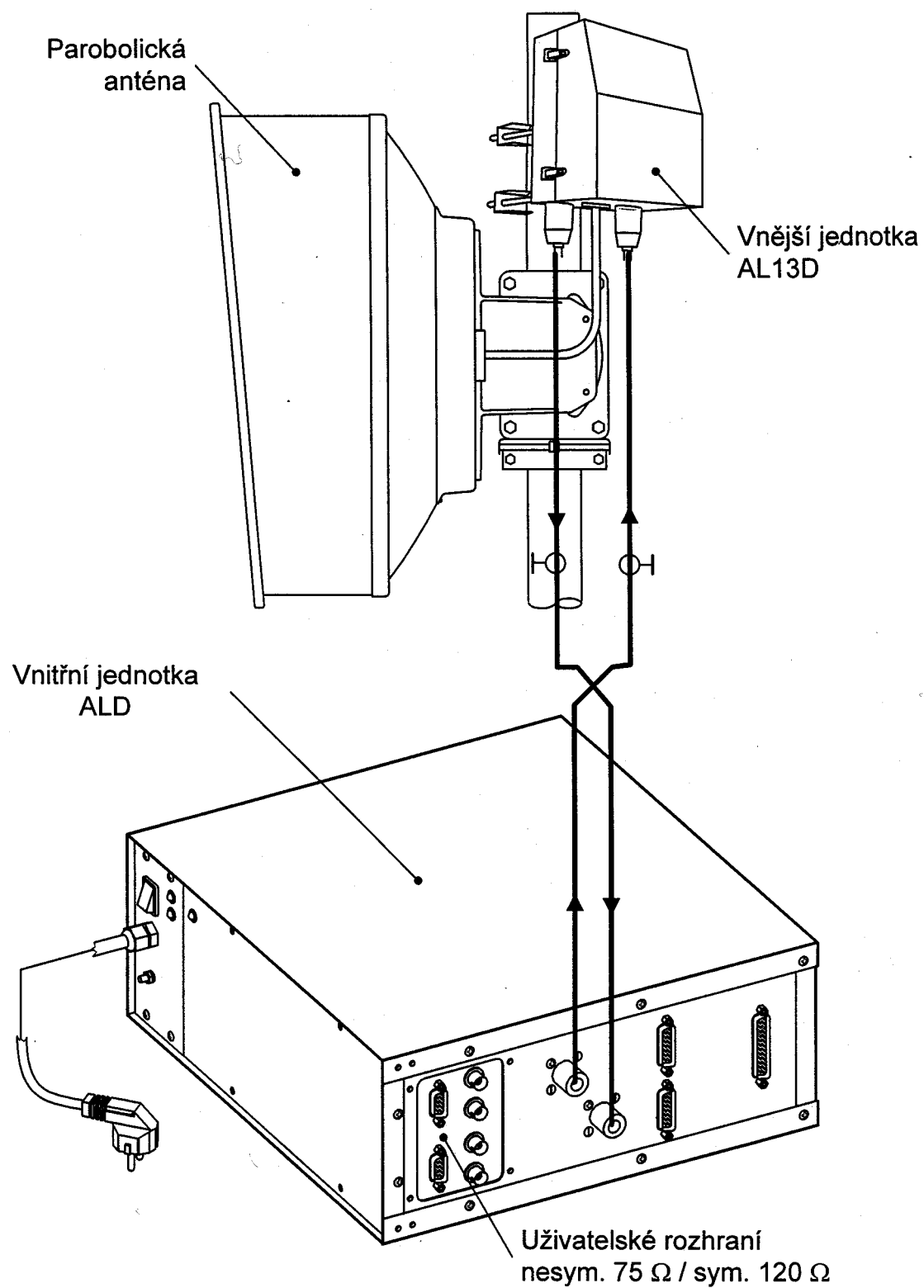
STM-1	přenosová rychlost 155 Mbit/s (OC-3 Sonet)
STM-4	přenosová rychlost 622 Mbit/s (OC-12 Sonet)
STM-16	přenosová rychlost 2488 Mbit/s (OC-48 Sonet)
STM-64	přenosová rychlost 9953 Mbit/s (OC-192 Sonet)

Tab. 6.1 Základní parametry systému ALCOMA – ALD13

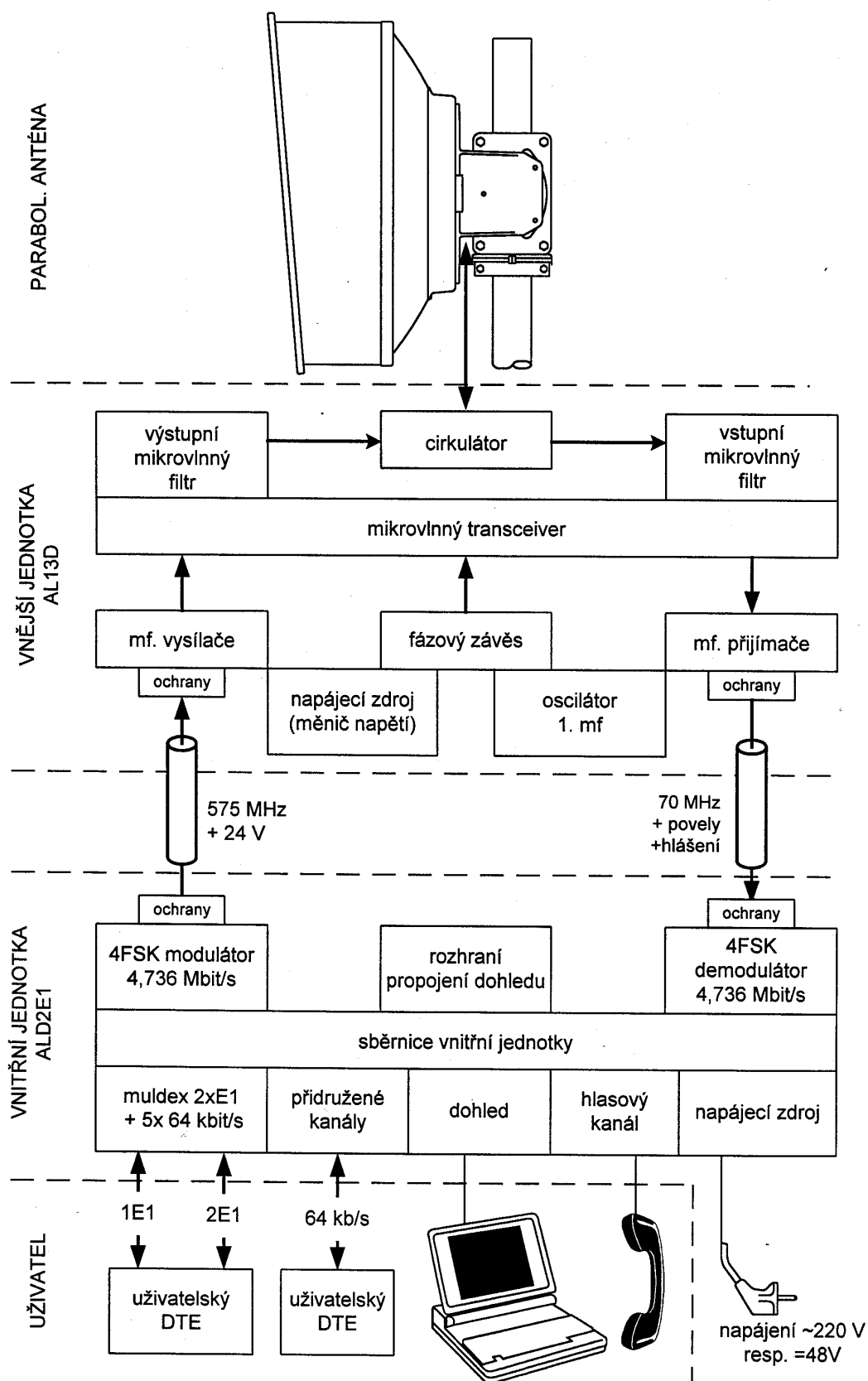
<i>Vnější jednotka</i>	<i>AL13D</i>
Kmitočet vysílače - dolní část pásma	AL13D/A 12,92 ÷ 12,98 GHz
- horní část pásma	AL13D/B 13,18 ÷ 13,24 GHz
Minimální ladicí krok kanálování	1,75 MHz
Rozteč kanálů pro 2E1	3,5 MHz
Rozteč kanálů pro 4E1 a 1E2	7,0 MHz
Úroveň tepelného šumu na vstupu	-104 dBm
Stabilita kmitočtu lepší než	$\pm 1 \times 10^{-5}$
Vysílaný výkon základní varianty	17 dBm
Vysílaný výkon výkonové varianty	až 24 dBm
Maska spektra	ETS 300198
Šumové číslo přijímače	< 5,0 dB
1. mf kmitočet přijímače	309 MHz
2. mf kmitočet přijímače	70 MHz
Mf kmitočet vysílače	575 MHz
Modulace	4FSK
Vlnovod pro připojení antény	R120 (WR75)
Vstupní i výstupní konektor pro IF	„N“
Vstupní i výstupní impedance IF	50 Ω

<i>Vnitřní jednotka</i>	<i>Obecné údaje</i>
Vstupní i výstupní konektor IF	„N“
Vstupní i výstupní impedance IF	50 Ω
Délka propojovacího kabelu s ODU	
pro kabel typu RG213/U	max. 150 m
pro kabel typu RT50/20	max. 280 m
Vstupní úroveň signálu mf přijímače	0 až -20 dBm
Výstupní úroveň signálu mf vysílače	1 dBm $\pm$ 1,5 dB
Uživatelské rozhraní	G.703
Linkový kód	HDB-3
Impedance uživatelského rozhraní	75 Ω resp. 120 Ω
Konektor pro 120 Ω uživatelskou linku	CANNON 9 M
Konektor pro 75 Ω uživatelskou linku	BNC
Servisní hlasový kanál - mikrotelefon	0,3 ÷ 3,4 kHz
Rozhraní pro připojení PC terminálu	RS-232
Rozhraní dohledu sítě	RS-485 / RS-422
Doplňkové datové kanály pro uživatele (inter. časování)	2÷4x 64 kbit/s

<i>Vnitřní jednotka</i>	<i>ALD2E1</i>
Počet přenosových kanálů E1	2
Přenosová rychlost jednoho kanálu	2 048 kbit/s
Šířka kanálu	3,5 MHz
Modulace	4FSK
Prahová úroveň pro BER<10 ⁻⁶	min -80 dBm typ -82 dBm
Prahová úroveň pro BER<10 ⁻³	min -84 dBm typ -86 dBm



Obr. 6.10 Konstrukční řešení spoje ALCOMA typ ALD13



Obr. 6.11 Blokové uspořádání vnější a vnitřní jednotky systému ALD13

Tab. 6.2 Základní parametry systémů ALCATEL řady LSY

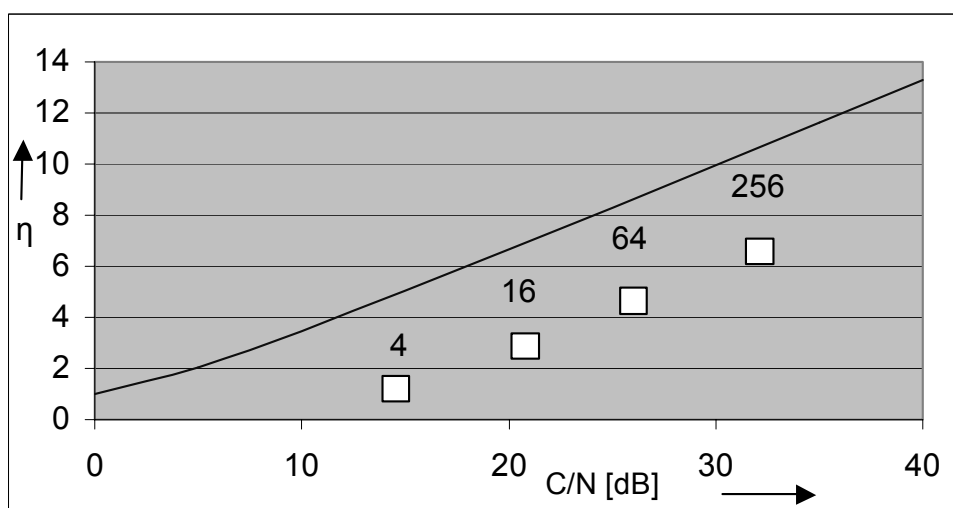
RADIO SYSTEM	9640 LSY	9647 LSY	9662 LSY	9667 LSY	9674 LSY	9681 LSY	9611 LSY	9613 LSY
RF Freq. band (GHz)	3.6÷4.2 3.8÷4.2	4.4÷5.0	5.9÷6.4	6.4÷7.1	7.1÷7.7 7.1÷7.9	7.7÷8.3 8.275÷8.5	10.7÷11.7	12.75÷13,25
RF Channel Arrangements (ITU-R)	F. 635 F. 382	F. 1099	F. 383	F. 384	F. 385	F. 386	F. 387	F. 497
RF Channel spacing (MHz)								
STM-1	28/29/40	28/40	29.65	40	28	28/29.65	40	28
STM-0	----	----	----	----	14	14	----	14
Transmission Capacity	1xSTM-1 or 2xSTM-1	1xSTM-1 or 2xSTM-1	1xSTM-1 or 2xSTM-1	1xSTM-1 or 2xSTM-1	1xSTM-1 or 2xSTM-1 or 1xSTM-0	1xSTM-1 or 2xSTM-1 or 1xSTM-0	1xSTM-1 or 2xSTM-1	1xSTM-1 or 2xSTM-1 or 1xSTM-0
Modulation	128 QAM							
Demodulation	COHERENT							
Adaptive Equalizer	19 TAPS							
Spectrum Shaping	RAISED COSINE							
Coding Type	MLC							
Frequency Reuse	YES							
Transmitted Power (*) ATPC(Max.)-STD AMP (dBm)	+32	+32	+32	+32	+32	+32	+30	+28
Transmitted Power (*) ATPC (Max.)-High P. AMP. (dBm)	+35	+35	+35	+35	----	----	----	----
ATPC Range								
STD AMP. (dB)	17	17	17	17	17	17	15	13
High P. AMP. (dB)	20	20	20	20	----	----	----	----
AGC Dynamic Range (dB)	60							
Receiver Threshold STM1 @ BER =1x10 ⁻³ (**) (dBm)	-73.0	-73.0	-73.0	-73.0	-72.5	-72.5	-72.5	-72.0
Receiver Threshold STM0 @ BER =1x10 ⁻⁴ (**) (dBm)	-71.0	-71.0	-71.0	-71.0	-70.5	-70.5	-70.5	-70.0
Branching Losses T+R (dB) 1+1 / 3+1	7.0	7.5	5.0	4.5	6.0	6.0	6.5	6.5
Net System Gain (Point C-C') @ BER=1x10 ⁻³ -STD AMP (dB) 1+1 / 3+1	98.0	97.5	100.0	100.5	98.5	98.5	96.0	93.5
System Standard (ETSI)	EN 300 234 - EN 300 127 - EN 301 669 - EN 301 461							
Switching Configuration	N+0/N+1							
Switching Type	HITLESS							
Station Configuration	REGENERATOR TERM. - WIRELESS MULTISERVICE NODE							
Power Consumption (W) Regenerator Terminal 1+1/2+0 3+1/4+0 7+1/8+0	≤200 ≤350 ≤670							
(*) Tolerance: ±0.5 dB at ambient temperature, ±1.5 dB in the -5° C to +55° C temperature range (**) Guaranteed values								

6.3 Teoretické meze DRR spojů

Shannonova hranice přenosové kapacity kanálu je dána vztahem pro spektrální účinnost

$$\eta = \frac{f_b}{B_{rf}} = \log_2 \left(1 + \frac{C}{N} \right) . \quad (6.1)$$

Pro poměr $C/N = 1000$ tj. 30 dB vychází teoreticky dosažitelná spektrální účinnost okolo 10 bit/s/Hz. Graficky je závislost (6.1) znázorněna na obrázku 6.13. V něm jsou rovněž vyznačeny prakticky dosahované hodnoty pro vícestavové modulace (MQAM) při chybovosti $BER = 10^{-6}$. Vidíme stoupající spektrální účinnost za cenu zvyšujícího se poměru C/N ale k hranici se nepřibližujeme. Toho lze snad dosáhnout jen použitím komplexních metod kódování FEC. Jednou z cest je TCM kódování o kterém jsme se zmínili v odstavci 6.1. Zkouší se i dvoupolarizační přenos v jediném rf stvolu. Úspěšný



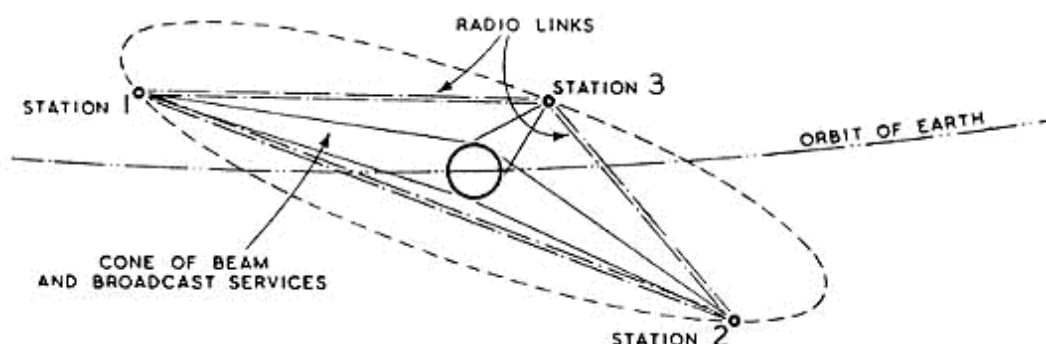
Obr. 6.13 Shannonova hranice přenosové kapacity kanálu

přenos lze však dosáhnout jen s využitím velmi složitých kompenzačních a korekčních technik. Takový systém by snad mohl dosáhnout přenosové rychlosti 560 Mbit/s v jednom stvolu při šířce pásma 40 MHz a tedy spektrální účinnost 14 bit/s/Hz. Požadavky na linearitu přenosového kanálu jsou ale extrémní, stejně jako požadavky na stabilitu parametrů celého systému. Je nezbytné eliminovat přeslechy vzniklé změnou polarizační diskriminace vlivem podmínek šíření. K tomu se používá zařízení XPIC – křížově-polarizační kompenzátor interference. Dále se musí použít adaptivní vyrovnávání intersymbolové interference (ISI), pomocí ATDE - adaptivního transverzálního vyrovnávače.

7 Principy družicové komunikace

V principu se družicová komunikace velmi podobá terestrickým spojům ARR a DRR. Zásadní rozdíl spočívá v tom, že retranslační zařízení je umístěno v umělé družici, pohybující se na oběžné dráze kolem Země – orbitě. Při detailním rozboru však najdeme celou řadu zásadních i méně významných odlišností.

Využití umělé družice Země pro retranslaci radiových signálů poprvé navrhl Arthur C. Clarke v roce 1945. Na obr. 7.1 je původní Clarkeův náčrtek převzatý z článku [6]. Navrhl už tehdy (dvanáct let před vypuštěním první umělé družice Země) umístit transpondér na družici pohybující se po kruhové dráze v rovině rovníku v takové výšce, aby její doba oběhu byla právě jeden hvězdný (siderický) den. Taková družice je pro pozorovatele na Zemi stále na jednom místě oblohy. Tři takové družice (vzájemně propojené) mohou zajistit prakticky globální pokrytí zemského povrchu.



Obr. 7.1 Původní Clarkeův návrh satelitního komunikačního systému

Po vypuštění první umělé družice Země (1957) trvalo však ještě dalších sedm let, než se podařilo navést první komunikační družici na geostacionární dráhu (Syncom 3, 1964). Od té doby byla realizována celá řada satelitních komunikačních, navigačních, meteorologických a dalších systémů s družicemi na různých drahách.

Každý takový systém se skládá z kosmického segmentu, do něhož patří družice a jejich řídicí stanice a pozemský segment sestávající z uživatelských pozemských stanic.

7.1 Orbyty komunikačních družic

V podstatě rozlišujeme čtyři základní typy drah pro komunikační satelity:

LEO - nízká kruhová dráha (Low Earth Orbit < 2000 km)

ICO - střední kruhová dráha (Intermediate Circular Orbit (MEO) 5000 - 15000 km)

HEO - vysoká eliptická dráha (High Elliptical Orbit) v apogeu 40000 km, $i \approx 63^\circ$

GEO - geostacionární dráhy (GEostationary Orbit (GSO) 35786 km)

V Tab.7.1 jsou některé charakteristiky typických drah a dále následuje shrnutí předností a nevýhod jednotlivých orbit.

Tab. 7.1 Charakteristiky GEO, ICO, LEO

Orbita	Výška [km]	Perioda	Zpoždění (90°/0° elev.) [ms]
GEO	35786	23 h 56 min	119,5 / 139,3
ICO	10355	5 h 59 min	34,5 / 51,7
LEO	700	1 h 39 min	2,3 / 10,3

GEO

Výhody:

- Zdánlivě neměnná poloha satelitu dovoluje užití směrových antén na bázi jednoduše stabilizovaných platforem (zvláště na lodích a letadlech, u aut je to problém).
- Téměř nulový Dopplerův posuv frekvence nevyžaduje frekvenční kompenzaci a umožňuje dokonalé využití spektra bez nutnosti ochranných úseků pásem mezi kanály.
- Velmi velké území pokryté signálem (asi 45% celkového povrchu Země pro elevaci 0° a 40% pro elevaci 10°. Většinu zemského povrchu lze pokrýt třemi družicemi.

Nevýhody:

- Velká vzdálenost a tedy i ztráty šířením způsobují nutnost použití velkých EIRP na satelitu i pozemním terminálu.
- Velká vzdálenost způsobuje rovněž velké dopravní zpoždění, viz Tab. 7.1.

ICO

Výhody:

- Velké pokrytí signálem (asi 80% GEO pro 0° elevace).
- Ve srovnání s GEO menší EIRP na obou stranách.
- Menší dopravní zpoždění, viz Tab. 7.1, dovoluje větší flexibilitu systémů.
- Pokrytí většiny zemského povrchu více satelity je snadnější (než u systémů LEO).
- Rovněž potřeba spojení mezi satelity (interlink) je podstatně méně náročná (než u systémů LEO).

Nevýhody:

- Dopplerův posuv frekvencí je již významný (asi ± 6 ppm), daný větším relativním pohybem satelitu.

- b) Ve srovnání se systémy GEO je potřeba větší konstelace pro globální pokrytí.

LEO

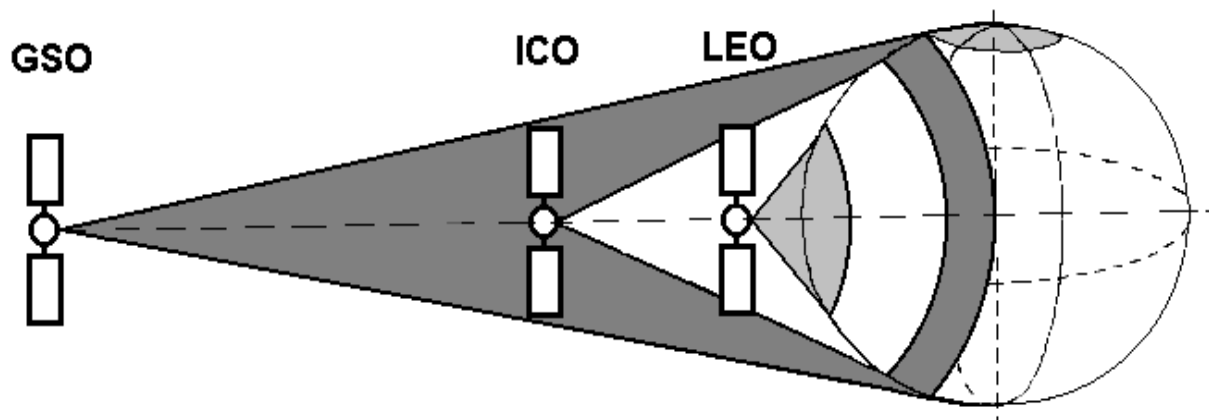
Výhody:

- Nejmenší ztráty šířením a tedy nejmenší nutné EIRP na straně satelitu i pozemního (mobilního) terminálu.
- Krátké dopravní zpoždění signálů, díky menší výšce satelitu. Hodnota zpoždění je srovnatelná s terestrickými sítěmi při velkých vzdálenostech terminálů.

Nevýhody:

- Velká relativní rychlost mezi satelitem a pozorovatelem způsobuje velký Dopplerův posuv frekvence signálů (až ± 25 ppm).
- Pokryté území je malé (asi 30% ve srovnání s GEO pro 0° elevace). Pro globální pokrytí musí systém sestávat z mnoha družic.
- Satelit je nad obzorem pouze několik minut a je proto velká pravděpodobnost, že bude nutné přenos předat dalšímu satelitu.

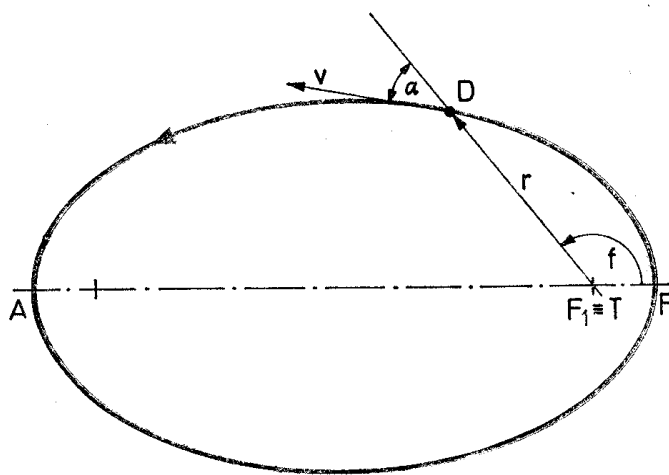
Obecně lze říci, že nižší orbita požaduje větší konstelaci (více družic ve více rovinách) k zajištění odpovídajícího pokrytí, díky menšímu pokrytému území jednotlivých družic. Situace je znázorněna na obr. 7.2. Je zřejmé, že globální pokrytí, vyjma oblastí kolem pólů, lze dosáhnout třemi družicemi na geostacionárních drahách. Systémy s družicemi LEO mohou vyžadovat až desítky satelitů k zajištění stejného stupně pokrytí.



Obr. 7.2 Relativní výška a oblast pokrytí pro družice LEO, ICO a GEO (GSO)

7.2 Pohyb družice a predikce její polohy

Pohyb tělesa po oběžné dráze kolem Země je popsán třemi Keplerovými zákony (původně formulovanými pro pohyb planet ve sluneční soustavě). Podle prvního Keplerova zákona se družice pohybují okolo Země po eliptických drahách, přičemž v jednom ohnisku elipsy je střed Země (přesněji těžiště soustavy Země - družice), obr 7.3. Kruhovou dráhu přitom posuzujeme jako speciální případ dráhy eliptické. Bod v němž je družice nejbližší zemskému povrchu se nazývá **perigeum**, zatímco nejvzdálenější **apogeum**. Oba body určují přímku apsid na které leží hlavní poloosa dráhy a . Abychom mohli určit, kde se v daném okamžiku družice nachází, musíme znát tvar dráhy, její umístění v prostoru a polohu satelitu na této dráze odpovídající určitému okamžiku v minulosti.



Obr. 7.3 Pohyb po eliptické dráze

Poloha družice je určena průvodičem r a úhlem f , který je nazýván pravou anomálií. Velikost vektoru rychlosti v je dána vztahem

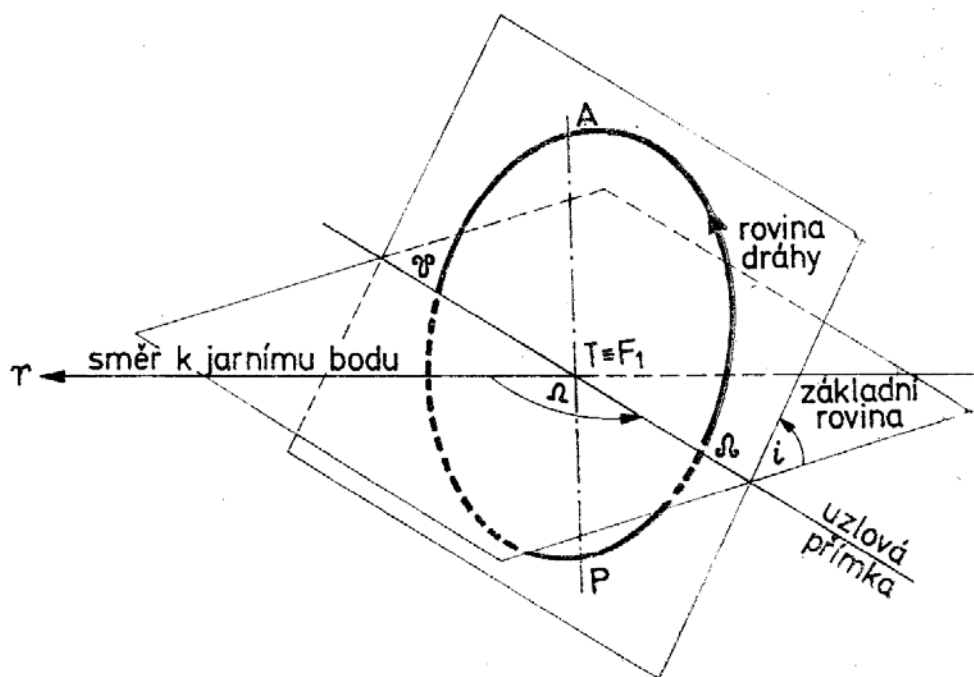
$$v = \sqrt{\mu \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a} \right)}, \quad (7.1)$$

kde μ je gravitační parametr (součin hmotnosti Země a univerzální gravitační konstanty). Pro Zemi je $\mu = 398\,600,3 \text{ km}^3\text{s}^{-2}$.

Tvar dráhy (elipsy) je určen hlavní poloosou a a excentricitou (výstředností) e . Výška perigea h_p výška apogea h_a jsou k těmto veličinám vázány vztahy

$$a = \frac{h_p + h_a}{2} + R_0 \quad \text{a} \quad e = \frac{h_a - h_p}{2a}, \quad (7.2)$$

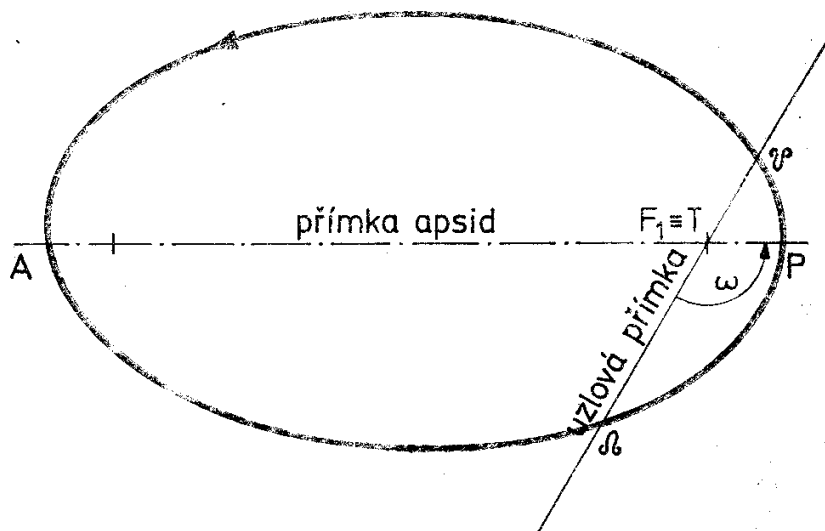
kde R_0 je poloměr Země 6378 km. Rovinu dráhy definujeme pomocí dvou úhlů a sice sklonem roviny dráhy k rovině rovníku (inklinací) i a délkou vzestupného uzlu Ω . Oběžná dráha protíná rovinu rovníku ve dvou bodech, zvaných uzly. Vzestupný uzel je ten, ve kterém dráha protíná rovinu rovníku ve směru pohybu tělesa z jižního poloprostoru do severního poloprostoru. Opačný uzel se nazývá sestupným. Spojnice obou uzlů určuje uzlovou přímku.



Obr. 7.4 Určení roviny oběžné dráhy

V základní rovině (rovině rovníku), obr. 7.4, musí být stanoven pevný směr k němuž délku vzestupného uzlu vztáhneme. Bývá jím obvykle směr k jarnímu bodu, ve kterém se nachází Slunce v okamžiku jarní rovnodennosti. Délkou vzestupného uzlu Ω je úhel mezi směrem k jarnímu bodu a uzlovou přímkou, obr. 7.4.

Máme-li definován tvar dráhy a její rovinu, zbývá ještě určit jak je dráha v této rovině natočena. Tuto informaci poskytuje argument perigea ω , obr. 7.5. Je to úhel který svírá průvodič perigea s průvodičem vzestupného uzlu.



Obr. 7.5 Určení argumentu perigea

Uvedených pět veličin a , e , i , Ω a ω spolu s časovým údajem vztaženému ke konkrétní pozici satelitu na dráze (např. čas průchodu perigeem), nazýváme elementy čili prvky dráhy (Keplerian elements). Z nich se dá jednoznačně určit poloha obíhajícího tělesa v kosmickém prostoru pro libovolný časový okamžik.

Z druhého Keplerova zákona vyplývá, že pohyb tělesa po eliptické oběžné dráze je značně nerovnoměrný a to tím více, čím je větší výstřednost dráhy. Zákon říká, že plocha opsaná průvodičem obíhajícího tělesa je za časovou jednotku stejná. Rychlost tělesa perigeu je proto u výstředné dráhy několika násobkem rychlosti v apogeu.

Třetí Keplerův zákon vyjadřuje relaci mezi dobou oběhu tělesa – periodou P a velikostí hlavní poloosy a

$$a^3 = \mu \left(\frac{P}{2\pi} \right)^2 . \quad [\text{km}; \text{s}] \quad (7.3)$$

Pohybuje-li se těleso po uzavřené dráze, pak za jednotku času opíše jeho průvodič průměrně úhel

$$n = \frac{2\pi}{P} . \quad [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}; \text{s}] \quad (7.4)$$

Veličinu n nazýváme středním pohybem tělesa. Násobíme-li střední pohyb dobou t , která uplynula od průchodu tělesa perigeem dostaneme střední anomálii M

$$M = n \cdot t . \quad [\text{rad}; \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}, \text{s}] \quad (7.5)$$

Střední anomálie tedy vyjadřuje časový údaj ale v úhlové míře. V perigeu je $M = 0$ a v apogeu $M = \pi$.

Pravá anomálie f je se střední anomálií M totožná pouze v případě, že je dráha přesně kruhová ($e = 0$). Při nerovnoměrném pohybu po eliptické dráze je f dána rovnicí

$$f = 2 \arctan \left(\sqrt{\frac{1+e}{1-e}} \tan \frac{E}{2} \right) , \quad [\text{rad}; \text{rad}] \quad (7.6)$$

kde E je tzv. excentrická anomálie. Její hodnotu získáme řešením Keplerovy rovnice

$$E = M + e \cdot \sin E . \quad [\text{rad}; \text{rad}] \quad (7.7)$$

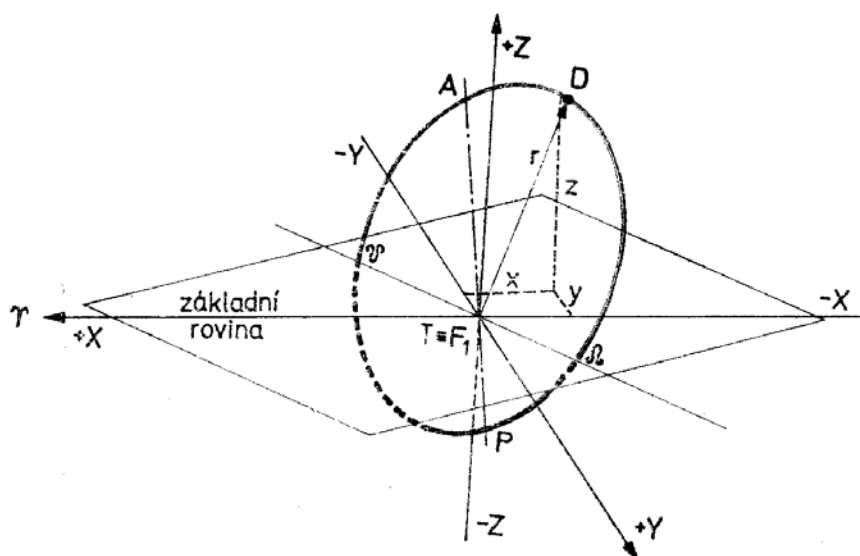
Jde o transcendentní rovnici, kterou řešíme iterací. V prvním kroku dosadíme za E na pravé straně rovnice M a vypočteme odhad E_1 . V druhém kroku vypočteme E_2 při E_1 na pravé straně, atd. Výpočet ukončíme, je-li $|E_n - E_{n-1}| < \delta$, přičemž δ stanovíme podle požadované přesnosti výpočtu. Řešení Keplerovy rovnice konverguje rychle.

Ze známe pravé anomálie f určíme okamžitou vzdálenost tělesa od těžiště soustavy, tj. délku průvodiče

$$r = \frac{a(1-e^2)}{1+e \cdot \cos f} . \quad [\text{km}; \text{km}, \text{rad}] \quad (7.8)$$

Okamžitá rychlost družice v je dána rovnicí (7.1) Úhel α který svírá vektor rychlosti s průvodičem tělesa v rovině dráhy, obr. 7.3, lze vypočítat

$$\sin(90^\circ - \alpha) = \frac{e \cdot \sin f}{\sqrt{1 + e^2 + 2e \cdot \cos f}} . \quad (7.9)$$



Obr. 7.6 Pravoúhlé absolutní souřadnice tělesa na oběžné dráze

Známe-li pravou anomálii f a délku průvodiče r , spolu s prvky dráhy i , Ω a ω , můžeme vypočítat pravoúhlé absolutní (inerciální) souřadnice tělesa v souřadném systému s počátkem v těžišti (střed Země), s osou x mířící do jarního bodu, osou z kolmou k základní rovině (rovina rovníku) a osou y ležící v základní rovině (kolmo na osu x), obr. 7.6

$$\begin{aligned} x &= r[\cos(f + \omega)\cos\Omega - \sin(f + \omega)\sin\Omega \cdot \cos i] , \\ y &= r[\cos(f + \omega)\cos\Omega + \sin(f + \omega)\sin\Omega \cdot \cos i] , \\ z &= r \cdot \sin(f + \omega)\sin i . \end{aligned} \quad (7.10)$$

Nahradíme-li u družic Země ve vzorcích (7.10) délku vzestupného uzlu Ω okamžitou zeměpisnou délkou (je to zeměpisná délka místa, nad nímž přechází dráha družice z jižní hemisféry na severní) vzestupného uzlu Λ , dostaneme výrazy pro výpočet pravoúhlých geocentrických souřadnic tělesa. Od nich můžeme přejít k zeměpisným souřadnicím (při zanedbání zploštění zeměkoule) subsatelitního bodu na základě rovnic

$$\sin \lambda = \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} , \quad 0^\circ \leq \lambda < 360^\circ , \quad (7.11)$$

$$\cos \lambda = \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2}}$$

$$\sin \varphi = \frac{z}{r} = \frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} , \quad -90^\circ \leq \varphi \leq +90^\circ , \quad (7.12)$$

kde λ je zeměpisná délka (počítaná kladným směrem na východ) a φ zeměpisná šířka (kladná směrem na sever).

Vzhledem k tomu, že se Země otáčí kolem své osy, mění se okamžitá planetografická délka vzestupného uzlu proporcionálně s časem podle vztahu

$$\Lambda = \Lambda_0 - \Lambda_1(t - t_0) \quad , \quad (7.13)$$

kde Λ_0 je planetografická délka v čase t_0 a Λ_1 je úhlová rychlost rotace naší planety (Země se otočí o 360° za 23,93447 hod.). Mezi Ω a Λ_0 platí vztah

$$\Lambda_0 = \Omega - S_0 \quad . \quad (7.14)$$

S_0 je hvězdný (siderický) čas vyjádřený v úhlové míře v okamžiku t_0 (je uváděn v astronomických ročenkách).

7.2.1 Rušený pohyb

Vztahy uvedené v předchozím odstavci předpokládají, že na pohyb tělesa má vliv pouze gravitace jednoho tělesa (Země) a že jeho působení lze popsat gravitačním potenciálem hmotného bodu. Ve skutečnosti tomu tak není, existuje řada poruch v pohybu těles pohybujících se v kosmu.

Matematický popis těchto poruch je značně složitý. V podstatě jde buď o numerickou integraci rušivých zrychlení, působících na sledované těleso, nebo o hledání analytických vzorců vyjadřujících vliv poruch na jednotlivé parametry dráhy.

Mezi hlavní rušivé vlivy pohybu malých umělých družic Země patří vliv daný její nekulatostí. Zploštění Země způsobuje značnou nerovnoměrnost gravitačního pole, jejímž důsledkem je stálé stáčení roviny oběžné dráhy (změna délky vzestupného uzlu Ω) a stáčení perigea (změna argumentu perigea ω).

Rychlost stáčení roviny dráhy (regrese uzlů) lze vyjádřit

$$\dot{\Omega} = -\frac{3}{2} J_2 \cdot n \frac{R_0^2 \cdot \cos i}{a^2 (1 - e^2)^2} \quad , \quad (7.15)$$

kde J_2 je tzv. zonální koeficient, pro Zemi $J_2 = 1,08263 \cdot 10^{-3}$. Podobně pro rychlost stáčení perigea (precese přímky apsid) platí

$$\dot{\omega} = \frac{3}{2} J_2 \cdot n \frac{R_0^2 (5 \cdot \cos^2 i - 1)}{2 \cdot a^2 (1 - e^2)^2} \quad . \quad (7.16)$$

V obou posledních rovnicích je rozměr výsledné veličiny shodný s dosazeným rozměrem středního pohybu. Z těchto rovnic plyne, že rychlost regrese a precese závisí na sklonu dráhy i . Při sklonu do 90° (posigrádní dráhy) se stáčí rovina dráhy proti směru otáčení Země, při sklonech větších než 90° (retrográdní dráhy) ve směru otáčení. U polárních drah se sklonem přesně 90° bude rovina nehybná. Dá se také navrhnout mírně retrográdní dráha u které bude regrese rovna poměru $360^\circ/365$ za den. Taková dráha se nazývá synchronní se Sluncem (Sun-synchronous Orbit), protože její orientace ke Slunci se během roku nemění. Poněkud složitější je situace u precese přímky apsid. Pokud bude sklon ležet v intervalu $63,4^\circ < i < 116,6^\circ$ budou se apsidy stáčet proti směru rotace, při ostatních hodnotách i ve směru rotace Země. Zajímavá je hodnota $i = 63,4^\circ$, kdy k precesi přímky apsid nedochází. Zvláště vysoké eliptické dráhy (HEO) s touto inklinací našly pro svou stabilitu uplatnění.

Protože vlivem zploštění Země již není dráha družice uzavřenou křivkou, stává se sporným určení doby oběhu, která se u nerušených drah rovnala době mezi dvěma průchody družice týmž bodem. Taková doba oběhu P , daná výrazem (7.3) se nazývá oskulační perioda. Kromě ní se definuje drakonická perioda P_Ω , jako doba mezi dvěma průchody vzestupným uzlem a anomalistická perioda P_π , odpovídající době mezi následujícími průchody perigeem. Platí tyto vztahy

$$P_\Omega = P \left[1 - \frac{3}{2} J_2 \frac{R_0^2}{2a^2} (5 \cdot \cos^2 i + 1) \right] \quad (7.17)$$

a

$$P_\pi = P \left[1 - \frac{3}{2} J_2 \frac{R_0^2}{a^2} \right]. \quad (7.18)$$

Na rovnicích které jsme uvedli jsou založeny programy pro sledování družic, které dokáží počítat jak predikci polohy v budoucnosti, tak polohu v reálném čase. Kromě nehomogenního gravitačního pole se však uplatňují ještě další rušivé vlivy:

- odpor atmosféry – se uplatňuje zvláště u družic na drahách LEO,
- gravitace jiných nebeských těles, zvláště Slunce a Měsíce – vliv je patrný zejména na vysokých drahách GEO a HEO,
- tlak slunečního záření (sluneční vítr) – může způsobit zpomalení ale i zrychlení pohybu tělesa na všech drahách.

Tyto vlivy se projeví více nebo méně ve zrychlení středního pohybu družice.

7.2.2 Soubory prvků dráhy

Jak jsme již uvedli, výchozí poloha družice a popis její dráhy se udává souborem kepleriánských prvků dráhy (efemerid). Protože každý program pro predikci polohy družice vyžaduje vložení tohoto souboru, popíšeme stručně formu v jaké je lze získat a význam jednotlivých parametrů.

Nejrozšířenější je formát NASA, nazývaný též dvouřádkový (2-LINE). Data jsou měřena (pomocí radarů) a publikována korporací NORAD. V tomto formátu lze získat aktuální kepleriánské elementy např. na Internetu. Součástí souboru je i klíč k dekodování:

```
DECODE 2-LINE ELSETS WITH THE FOLLOWING KEY:
1 AAAAAU 00 0 0 BBBB.BBBBBBBB .CCCCCCC 00000-0 00000-0 0 DDDZ
2 AAAAA EEE.EEEE FFF.FFFF GGGGGGG HHH.HHHH III.IIII JJ.JJJJJJJKKKKKZ
KEY: A-CATALOGNUM B-EPOCHTIME C-DECAY D-ELSETNUM E-INCLINATION F-RAAN
G-ECCENTRICITY H-ARGPERIGEE I-MNANOM J-MNMOTION K-ORBITNUM Z-CHECKSUM
```

Následují tři soubory pro družice na drahách LEO, HEO a GEO:

```
NOAA-17
1 27453U 02032A 02255.82236277 .00000592 00000-0 26196-3 0 1152
2 27453 98.7772 322.6911 0012779 96.1169 264.1940 14.23138543 11388
```

AO-40
 1 26609U 00072B 02252.87665266 -.00000369 00000-0 10000-3 0 2603
 2 26609 7.6033 94.9525 7929753 88.0868 350.7821 1.25596957 8551

METEOSAT 7
 1 24932U 97049B 02341.86078128 -.00000002 00000-0 00000+0 0 2095
 2 24932 0.0888 356.4918 0001315 229.0325 160.9716 1.00266170 19299

Prvky určující dráhu družice:

INCLINATION je sklon dráhy (i)- úhel mezi rovinou dráhy a rovinou rovníku.

RAAN je délka vzestupného uzlu (Ω). Vyjadřuje se ve stupních zeměpisné délky a je to úhel mezi vzestupným uzlem a směrem k jarnímu bodu. RAAN tedy udává orientaci roviny oběžné dráhy v prostoru.

ECCENTRICITY je výstřednost dráhy (e) - bezrozměrné číslo v intervalu (0,1). V souboru se uvádí pouze desetinná část.

ARGPERIGEE neboli argument perigea (ω), který říká jak je dráha (elipsa) natočena v rovině dráhy.

MNMOTION podle 3. Keplerova zákona nahrazuje Mean Motion (MM), neboli střední pohyb, délku hlavní poloosy (a). Dělíme-li 1440 (počet minut za den) středním pohybem MM , dostaneme tzv. oskulační periodu P [min]. Na rozdíl od předchozího textu je MM udáván počtem obletů za den. Platí tedy

$$MM = \frac{1440 \cdot 60 \cdot n}{2\pi} \quad [\text{obletů/den; rad.s}^{-1}] \quad (7.19)$$

Prvky určující polohu družice v daném okamžiku:

MNANOMALY Mean Anomaly (MA), neboli střední anomálie určuje polohu družice na dráze v daném okamžiku - epoše. Má rozměr úhlového stupně. Někdy bývá označována jako fáze obletu. Je-li $MA = 180^\circ$, je družice v apogeju. V ostatních bodech dráhy se skutečná poloha stanoví řešením Keplerovy rovnice. Mezi námi definovanou střední anomálií M a MA je vztah

$$MA = \frac{180}{\pi} M \quad [^\circ; \text{rad}] \quad (7.20)$$

EPOCHTIME je časový údaj vztažený ke střední anomálii MA . Udává se ve dnech. První dvě číslice celé části čísla znamenají rok a další tři číslice pořadové číslo dne v daném kalendářním roce. Desetinná část je časový okamžik v tomto dni. Např. EPOCHTIME = 1,5 odpovídá 1. lednu v pravé poledne.

Korekce rušeného pohybu družice:

DECAY Decay Rate vyjadřuje zrychlení středního pohybu a má rozměr počet obletů za den². Kromě gravitační a odstředivé síly působí na družici také

rušivé síly jako přitažlivost Měsíce a Slunce, sluneční vítr, brzdňý účinek zbytků atmosféry apod. DECAY vyjadřuje tendenci změny středního pohybu v okamžiku měření kepleríanských prvků. Obvykle bývá kladný (pohyb je bržděn, čímž se dráha snižuje a tomu odpovídá větší střední pohyb) ale může být i záporný (když se rušivé síly přechodně projeví zvýšením dráhy družice). Po N dnech se změni střední pohyb $MM(N)$ z původního $MM(0)$ na

$$MM(N) = MM(0) + N \cdot DECAY \quad . \quad (7.21)$$

Kontrolní prvky:

ORBITNUM	Orbit Number je číslo obletu družice v dané epoše,
CATALOGNUM	číslo katalogu,
ELSETNUM	číslo souboru v daném katalogu,
CHECKSUM	kontrolní součet.

Pro kontrolní součet platí:

CHECKSUM = MODULO 10 Σ číslic v řádce, znak '-' se v součtu nahradí číslicí 1 a písmena se ignorují.

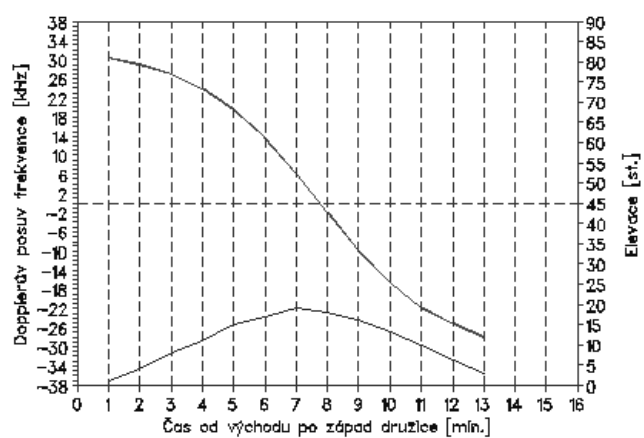
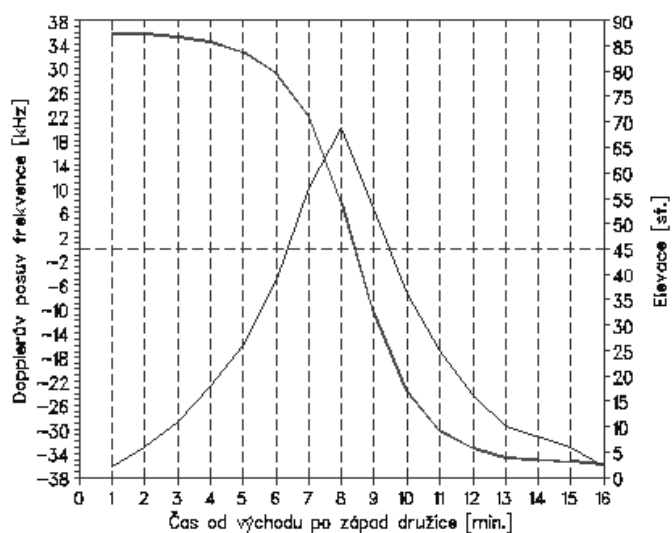
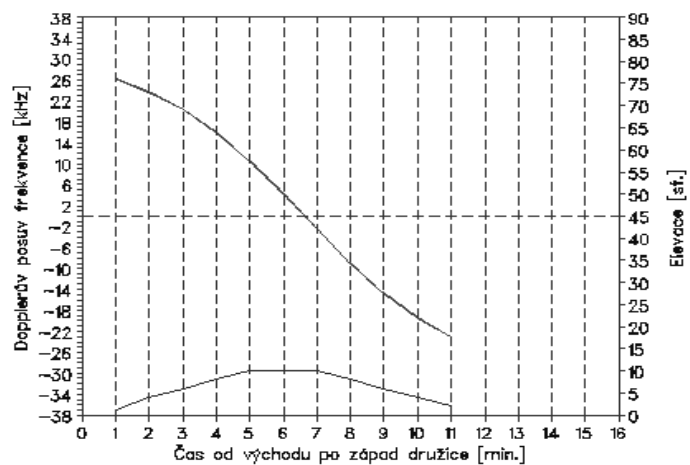
7.2.3 Dopplerův posuv frekvence

Protože se družice pohybují velmi rychle, uplatňuje se v různé míře Dopplerův posuv frekvence **DP** pro signály spoje Země-družice (uplinku) i družice-Země (downlinku)

$$DP = \frac{f \cdot v \cdot \cos \Theta}{c} \quad , \quad [\text{Hz}; \text{Hz}, \text{m.s}^{-1}, ^\circ] \quad (7.22)$$

kde Θ je úhel mezi vektorem rychlosti družice v a směrem k pozorovateli, f je frekvence spoje a c rychlost šíření elektromagnetických vln ($c = 3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$). Součin $v \cdot \cos \Theta$ je složka vektoru rychlosti družice v do směru k pozorovateli, rozhodující je tedy jejich vzájemná rychlost. Z tohoto důvodu je **DP** prakticky nulový u satelitů na dráze GEO a naopak nejvyšší u drah LEO. **DP** je tím větší čím vyšší je frekvence spoje f . Proto lze snadno pochopit, že družice na drahách LEO pracují obvykle na co nejnižších frekvencích. Dopplerův posuv frekvence je velmi nepříjemný, neboť nejenže signály neefektivně zabírají větší část spektra ale i jejich demodulace je obtížnější.

Na obr. 7.6 je vypočítán Dopplerův posuv signálu na frekvenci 1,6 GHz pro družici na dráze LEO s výškou 800 km při různých elevačních úhlech (tři po sobě následující přelety).



Obr. 7.6 Dopplerův posuv pro družici na dráze LEO s výškou 800 km a frekvenci spoje 1,6 GHz při různé elevaci

8 Energetická bilance družicového spoje

Ve srovnání s terestrickými systémy je energetická bilance spoje Země - družice (uplink) i družice - Země (downlink) daleko kritičtější a přesnější záležitost. Kromě daleko větší vzdálenosti komunikujících protějšků, je to především proto, že si nelze dovolit družicový spoj předimenzovat, neboť by se to razantně projevilo v nákladech na družici a její vynesení na oběžnou dráhu.

Dalším významným fenoménem je velmi nízká dosažitelná ekvivalentní šumová teplota pozemní přijímací stanice, jejíž obvykle velmi směrová anténa míří do relativně 'studené' oblohy. Daleko více se proto uplatňují vlastní šumy pozemního přijímacího systému a jejich analýzu je třeba provést podrobněji.

Připomeňme si některé vztahy, které budeme používat v následujících úvahách.

8.1 Zisk antény

Maximální zisk antény je definován jako poměr efektivních ploch antény a izotropního zářiče

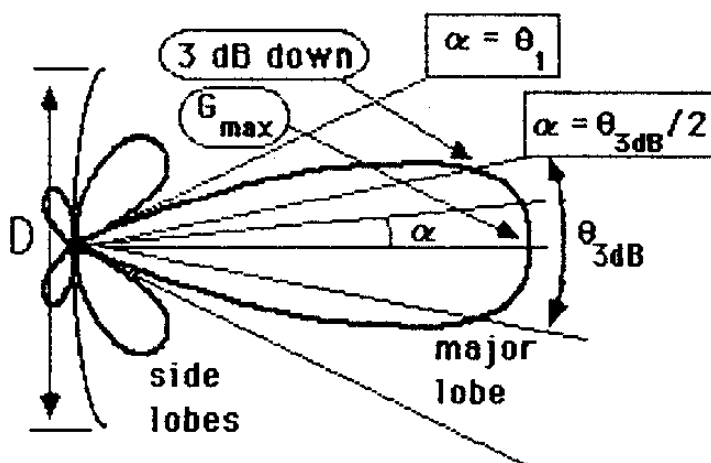
$$G_{\max} = \frac{S_{ef}}{S_i} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{ef} \quad [\text{m}, \text{m}^2] \quad (8.1)$$

Pro plošnou anténu s kruhovou aperturou o průměru D je

$$G_{\max} = \eta \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi \cdot D \cdot f}{c} \right)^2, \quad [\text{m}, \text{Hz}, \text{m} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (8.2)$$

kde η je účinnost antény ($S_{ef} = \eta \cdot S$, kde S je skutečná plocha apertury; u správně ozářeného parabolického zrcadla je dosahováno $\eta = 0,6$). Maximální zisk odpovídá maximu záření antény, obr. 8.1. Středový úhel při němž poklesne úroveň signálu na polovinu, nazýváme šířkou svazku antény Θ_{3dB} . Tato hodnota je přímo úměrná poměru λ/D . Při rovnoměrném ozáření je konstanta úměrnosti $58,5^\circ$. Praxi však více odpovídá nerovnoměrné ozáření s nižším ozářením okrajů zrcadla a koeficientem 70°

$$\Theta_{3dB} = 70 \frac{\lambda}{D} \quad \text{nebo (pro } \eta = 0,6) \quad \Theta_{3dB} = \sqrt{\frac{29000}{G_{\max}}} \quad [^\circ; \text{m}] \quad (8.3)$$



Obr. 8.1 Vyzařovací charakteristika antény

Vyzařovací charakteristiku a šířku svazku, tak jak jsou znázorněny na obr. 8.1, je třeba uvažovat v odpovídající rovině, respektive rovinách.

V okolí směru maximálního zisku lze zisk jako funkci úhlu α vyjádřit

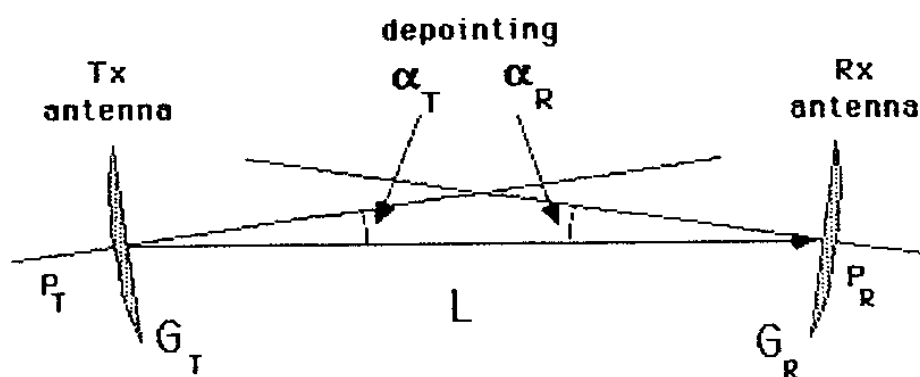
$$G(\alpha) = 10 \log G_{\max} - 12 \left(\frac{\alpha_T}{\Theta_{3dB}} \right)^2 \quad [\text{dB}] \quad (8.4)$$

Odchyluje-li se anténa vysílače od směru k anténě přijímací o uhel α_T , obr. 8.2, jsou přídavné ztráty

$$L_T = 12 \left(\frac{\alpha_T}{\Theta_{3dB}} \right)^2 \quad [\text{dB}] \quad (8.5)$$

a podobně při odchylce přijímací antény o uhel α_R

$$L_R = 12 \left(\frac{\alpha_R}{\Theta_{3dB}} \right)^2 \quad [\text{dB}] \quad (8.6)$$



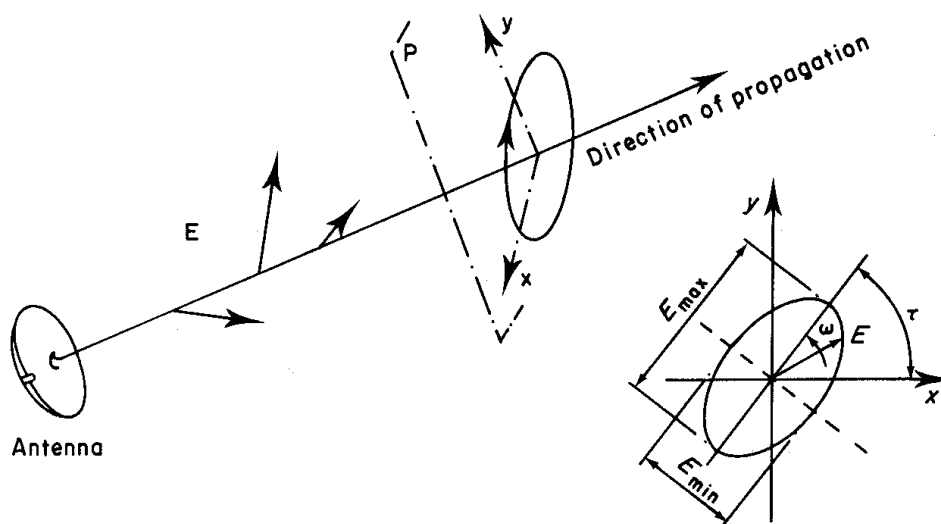
Obr. 8.2 Znázornění geometrie spoje

8.2 Polarizace

Při družicové komunikaci se používá různých polarizací elektromagnetické vlny. Antény na obou stranách spoje musí být polarizačně přizpůsobeny (musí pracovat se stejnou polarizací), jinak dochází na přijímací straně ke ztrátám které budeme označovat L_{POL} . Obecně je vlna polarizována elipticky, přičemž na kruhovou polarizaci, stejně jako lineární polarizaci, můžeme pohlížet jako na speciální případ, obr. 8.3.

Pro eliptickou polarizaci je důležitý poměr maximální a minimální intenzity elektrické složky pole během jedné periody nosné vlny, tzv. axiální poměr

$$AR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \quad (8.7)$$



Obr. 8.3 Polarizace elektromagnetické vlny

Je-li $AR = 1$ jde o kruhovou polarizaci, která má při družicové komunikaci zvláštní význam. Podle dohodnuté konvence je vlna jejíž vektor elektrického pole se otáčí ve směru šíření pravotočivě označována za pravotočivě polarizovanou (RHCP – Right-Hand Circular Polarisation) a při opačném směru pohybu levotočivě polarizovanou (LHCP – Left-Hand Circular Polarisation). Je-li $AR = \infty$ pohybuje se vektor elektrické složky pole v rovině a výsledná polarizace je lineární. V případech eliptické a lineární polarizace je potom důležitý úhel sklonu τ . U lineárních polarizací často používáme vertikální nebo horizontální polarizaci pro snadnou prostorovou orientaci. Polarizace vlny reálné antény se popsaným stavům více nebo méně přibližuje.

Zvláštní význam mají ortogonální polarizace, kdy pro zdvojnásobení kapacity kanálu, jsou vysílány a přijímány současně dvě vlny s kruhovou pravotočivou a levotočivou polarizací nebo dvě lineárně polarizované vlny s navzájem kolmými rovinami. Abychom mohli kvantifikovat takový systém, zavádíme parametry křížové izolace XPI a křížové diskriminace XPD , obr. 8.4, takto

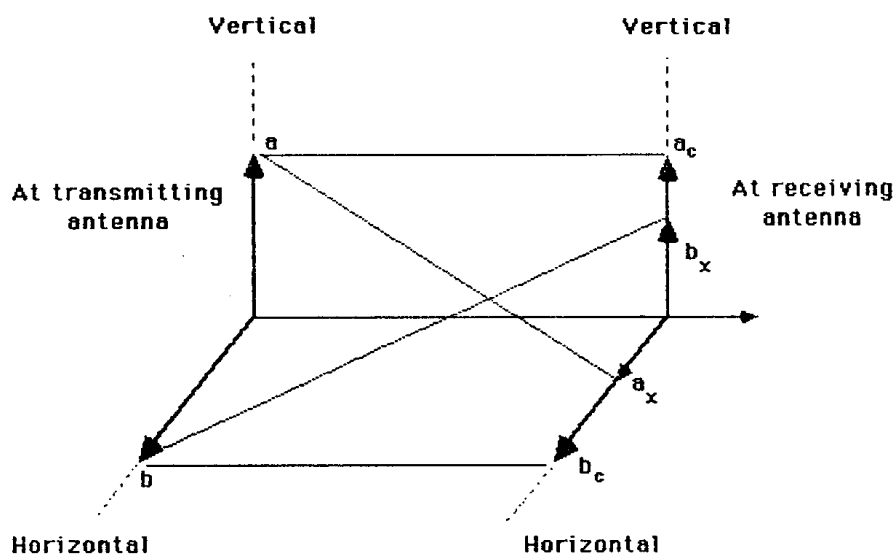
$$XPI = 20 \log \frac{a_c}{b_x} \quad \text{nebo} \quad XPI = 20 \log \frac{b_c}{a_x} \quad [\text{dB}] \quad (8.8)$$

a je-li vysílána pouze jedna polarizace

$$XPD = 20 \log \frac{a_c}{a_x} \quad [\text{dB}] \quad (8.9)$$

Pro přibližně kruhovou polarizaci charakterizovanou axiálním poměrem AR , je křížová diskriminace definována

$$XPD = 20 \log \frac{AR + 1}{AR - 1} \quad [\text{dB}] \quad (8.10)$$



Obr. 8.4 Amplituda vysílané a přijímané elektrické složky pole pro případ dvou ortogonálních lineárních polarizací

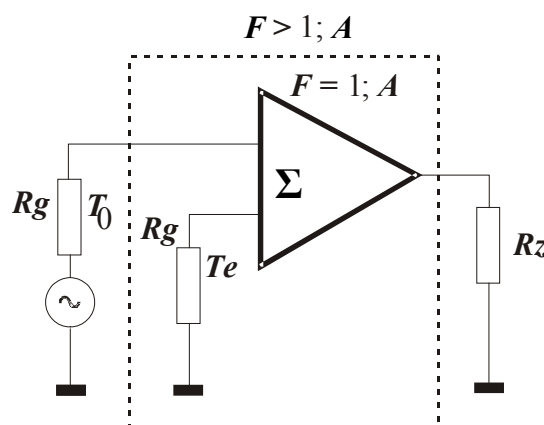
Právě pomocí **XPD** se často stanovuje experimentálně axiální poměr dané antény s eliptickou polarizací

$$AR = \frac{10^{\frac{XPD}{20}} + 1}{10^{\frac{XPD}{20}} - 1} \quad (8.11)$$

Jednotlivé složky a tím i z nich odvozené parametry se mění se směrem vyzařování. Vyzařovací charakteristiky jsou proto uváděny pro nominální polarizaci (co-polar) a pro ortogonální polarizaci (cross-polar). Obecně lze říci, že křížová diskriminace **XPD** je největší v ose antény a klesá ve směrech odchylovajících se od směru maximálního zisku antény.

8.3 Šumová teplota

Vedle šumového čísla používáme pro kvantifikaci šumových parametrů rf systémů také ekvivalentní šumovou teplotu T_e . Šumové číslo F lineárního dojbranu je definováno



Obr. 8.5 Ilustrace fyzikálního významu ekvivalentní šumové teploty

jako poměr poměrů výkonů S_1/N_1 na vstupu ku S_2/N_2 na výstupu

$$F = \frac{S_1 / N_1}{S_2 / N_2} \quad \text{a} \quad F[dB] = 10 \log F . \quad (8.12)$$

Výkon šumu (AWGN) na vstupu zesilovače s šumovým číslem F a ziskem A podle obr. 8.5, při výkonovém přizpůsobení a šumové šířce pásma B_n je $N_1 = kT_0 B_n$, kde T_0 je skutečná termodynamická teplota zdroje signálu s vnitřním odporem R_g . Úpravami vztahu (8.12) dostaneme

$$F = \frac{S_1}{S_2} \cdot \frac{N_2}{N_1} = \frac{S_1}{S_1 \cdot A} \cdot \frac{kT_0 B_n \cdot F \cdot A}{kT_0 B_n} . \quad [W, J.K^{-1}, K, Hz] \quad (8.13)$$

V souladu s modelem na obr. 8.5 můžeme reálný dvojbran s šumovým číslem $F > 1$, nahradit ideálním s $F = 1$, doplněným druhým aditivním vstupem, k němuž je připojen identický odpor R_g ovšem s teplotou T_e , odpovídající stejnému výkonu šumu v zátěži

$$N_2 = (kT_0 B_n + kT_e B_n) \cdot A = kT_0 B_n \cdot F \cdot A \quad [W, J.K^{-1}, K, Hz] \quad (8.14)$$

a odtud

$$F = \frac{T_0 + T_e}{T_0} \quad ; \quad T_e = T_0 (F - 1) . \quad [K] \quad (8.15)$$

Pro rf systémy s nízkou úrovní vlastních šumů umožňuje šumová teplota dostatečně jemné vyjádření šumových poměrů a vliv jednotlivých komponent je zřetelnější. Vztah pro výsledné šumové číslo n kaskádně řazených a výkonově přizpůsobených dvojbranů

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{A_1 A_2 \dots A_{n-1}} \quad (8.16)$$

má při použití ekvivalentních šumových teplot tvar

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{A_1} + \frac{T_{e3}}{A_1 A_2} + \dots + \frac{T_{en}}{A_1 A_2 \dots A_{n-1}} . \quad [K] \quad (8.17)$$

8.3.1 Šumová teplota rf atenuátoru

RF atenuátor je dvojbran sestávající pouze z rezistorů s teplotou T_F . Jsou-li ztráty signálu působením atenuátoru L_F (při výkonovém přizpůsobení na vstupu i výstupu atenuátoru), je ekvivalentní šumová teplota atenuátoru

$$T_e = T_F (L_F - 1) . \quad [K] \quad (8.18)$$

Jestliže $T_F = T_0$ je šumové číslo atenuátoru

$$F_F = L_F = \frac{1}{A_F} , \quad (8.19)$$

kde A_F je výkonový přenos atenuátorem.

8.3.2 Šumová teplota antény

Nechť $T_b(\theta, \varphi)$ je jasová teplota zářícího tělesa umístěného ve směru (θ, φ) ve kterém je zisk antény $G(\theta, \varphi)$. Šumová teplota antény je dána integrací příspěvků všech zářících těles uvnitř vyzařovací charakteristiky antény

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \iint T_b(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) d\Omega \quad , \quad [\text{K}; \text{K, steradian}] \quad (8.20)$$

kde Ω je prostorový úhel (solid angle). A po transformaci souřadnic

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_b(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad . \quad [\text{K}; \text{K, rad}] \quad (8.21)$$

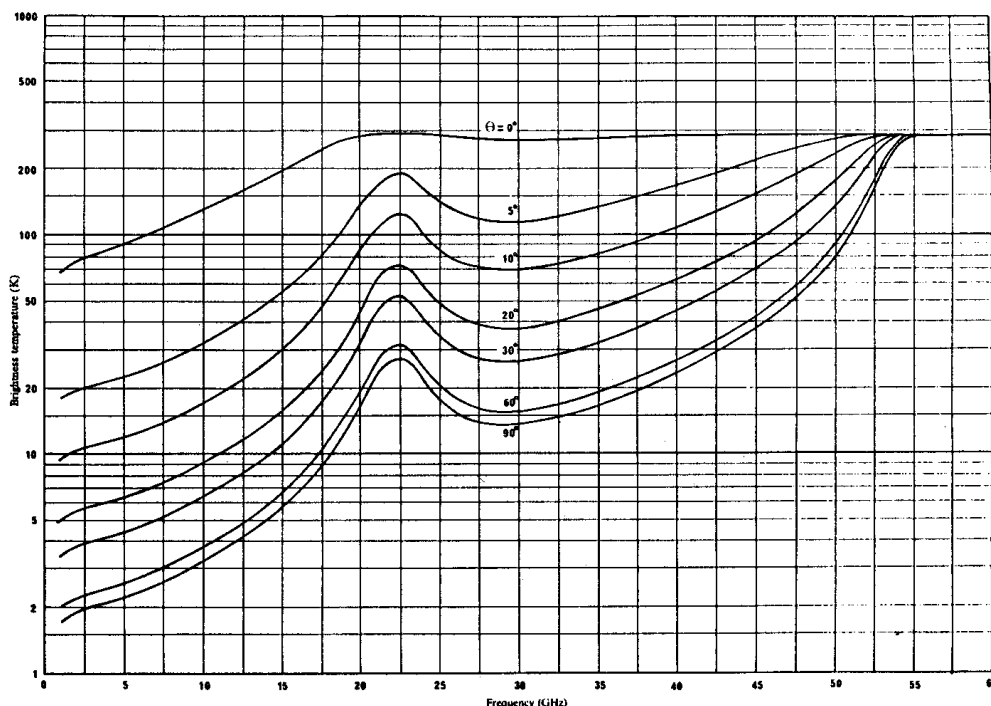
Nacházejí-li se bodová zářící tělesa s úhlovou šířkou α ve směru maximálního zisku směřové antény bez vedlejších laloků lze jejich příspěvek k šumové teplotě antény vyjádřit

$$\Delta T_A = T_b \left(\frac{\alpha}{\Theta_{3dB}} \right)^2 \quad \text{pro} \quad \alpha < \Theta_{3dB} \quad . \quad [\text{K}; \text{K, } ^\circ] \quad (8.22)$$

$$\Delta T_A = T_b \quad \text{pro} \quad \alpha > \Theta_{3dB}$$

Při družicové komunikaci míří směřová anténa pozemní stanice obvykle do relativně ‘studené’ oblohy s jasovou teplotou T_{SKY} ale díky parazitnímu vyzařování se uplatní zvýšení šumové teploty od Země T_G

$$T_A = T_{SKY} + T_G \quad . \quad [\text{K}; \text{K}] \quad (8.23)$$



Obr. 8.6 Jasová teplota jasné oblohy v závislosti na frekvenci a elevačním úhlu při střední vlhkosti ($7,5 \text{ g/cm}^3$ při povrchu Země), (CCIR Rep. 720-2)

Na obr. 8.6 je znázorněna závislost jasové teploty jasné oblohy T_{SKY} v závislosti na frekvenci a elevačním úhlu podle materiálů CCIR. Příspěvek od Země T_G do značné míry závisí na postranním vyzařování antény a samozřejmě také na její elevaci E (při malých elevačních úhlech je ovlivněn hlavní lalok vyzařovací charakteristiky). Hrubý odhad lze provést asi takto (CCIR, Rep. 390)

$T_G = 290$ K pokud postranní laloky vyzařovacího diagramu mají elevaci $E < -10^\circ$,

$T_G = 150$ K pro $-10^\circ < E < 0^\circ$,

$T_G = 50$ K pro $0^\circ < E < 10^\circ$,

$T_G = 10$ K pro $10^\circ < E < 90^\circ$.

Na obr. 8.7 jsou ukázány dosažené hodnoty šumových teplot několika skutečných pozemních antén v závislosti na elevaci.

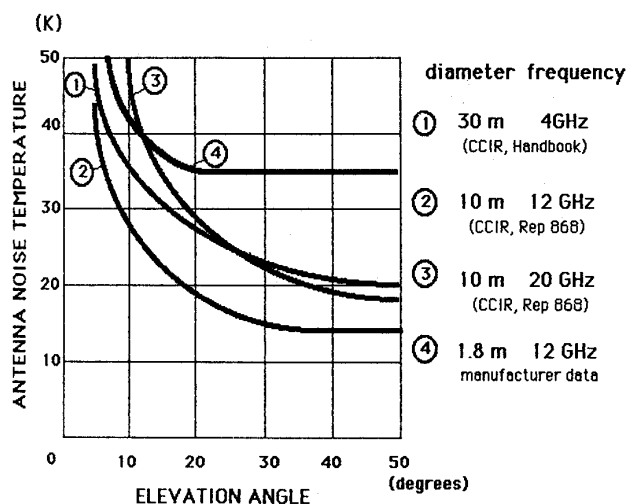
Poněkud rozdílná je situace u antény na družici. Hlavní lalok vyzařovacího diagramu směřuje k Zemi, jejíž úhlová šířka z geostacionární orbity je $17,5^\circ$. Pokud je tedy šířka svazku antény geostacionární družice

$$\Theta_{3dB} < 17,5^\circ,$$

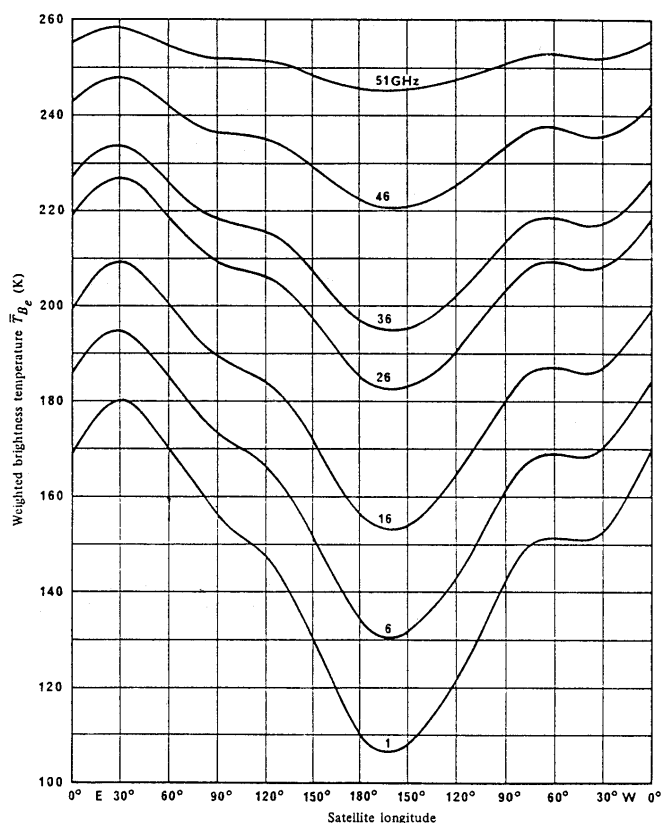
bude její šumová teplota odpovídat jasové teplotě Země. Vážené hodnoty této veličiny pro různé pozice na geostacionární orbitě jsou uvedeny na obr. 8.8. Na rozdíl od pozemní antény, postranní laloky vyzařovacího diagramu míří do chladného studeného prostoru a tudíž k šumové teplotě antény za normálních okolností přispívají nepatrně.

Obecně lze říci, že čím méně je družicová anténa směrová, tím nižší může dosáhnout šumovou teplotu.

V obou případech, pozemní i družicové antény se vyhýbáme konjunkci se Sluncem či Měsícem. Úhlová šířka obou těles je asi $0,5^\circ$. Jasová teplota Slunce závisí na jeho aktivitě. Velmi podstatná je její závislost na frekvenci. Zatímco na 100 GHz se blíží 6000 K, na frekvenci 2 GHz je 10^5 K a na 100 MHz více než 10^6 K.



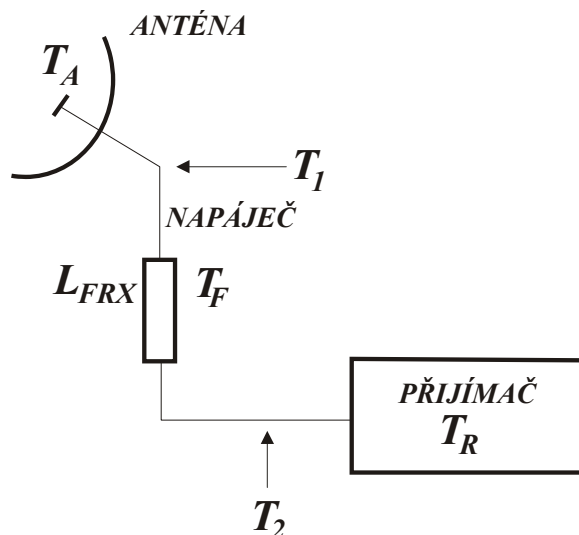
Obr. 8.7 Změřené šumové teploty několika realizovaných antén v závislosti na elevaci



Obr. 8.8 Dosažitelná šumová teplota antény umístěné na geostacionární družici v závislosti na její pozici

8.3.3 Šumová teplota systému

Mikrovlnný přijímací systém znázorněný na obr. 8.9 sestává s antény se šumovou teplotou T_A , napáječe se ztrátami L_{FRX} a termodynamickou teplotou T_F a vlastního přijímače s ekvivalentní šumovou teplotou T_R . Šumová teplota T_1 takového systému



Obr. 8.9 Přijímací systém

je vztažena k referenční rovině výstupního konektoru antény. Je dána součtem šumových teplot T_A a subsystému sestávajícího z napáječe a přijímače za sebou. S použitím vztahů (8.17) a (8.18) dostaneme

$$T_1 = T_A + T_F(L_{FRX} - 1) + T_R L_{FRX} \quad . \quad [K] \quad (8.24)$$

Šumovou teplotu odpovídající referenční rovině vstupního konektoru přijímače pak získáme dělením T_1 ztrátami L_{FRX}

$$T_2 = \frac{T_A}{L_{FRX}} + T_F \left(1 - \frac{1}{L_{FRX}} \right) + T_R = T_S \quad . \quad [K] \quad (8.25)$$

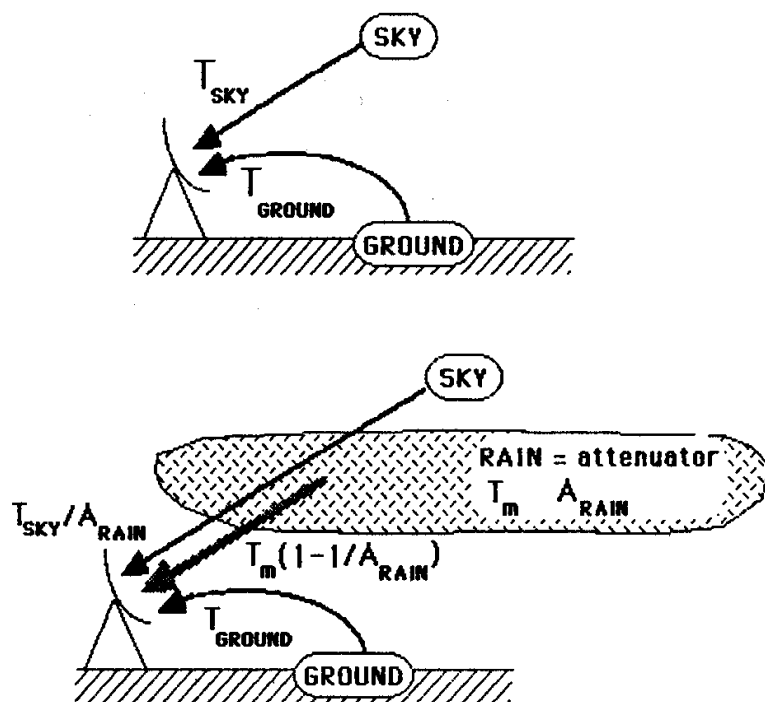
Šumová teplota T_2 představuje ekvivalentní šumovou teplotu přijímacího systému T_S , nebo-li přírůstek teploty vnitřní konduktance generátoru budícího přijímač k referenční teplotě T_0 , který je zapotřebí k tomu, aby na výstupu celého systému bylo při náhradě reálných stupňů jejich bezšumovými ekvivalenty dosaženo téhož šumového výkonu.

8.3.4 Vliv srážkového mraku na šumovou teplotu antény

Již jsme se zmínili o vlivu hydrometeorů na šíření mikrovlnných signálů. Obecně lze jejich vliv charakterizovat zvýšením ztrát šířením signálu v atmosféře, které jsou větší se stoupající frekvencí. Dešťový mrak před pozemní přijímací anténou se však projeví navíc ještě jako atenuátor a způsobí zvýšení šumové teploty antény, obr. 8.10.

Jsou-li A_{RAIN} ztráty způsobené průchodem signálu dešťovým mrakem a T_m střední termodynamická teplota meteorologické formace, můžeme analogicky s rovnicí (8.26) psát

$$T_A = \frac{T_{SKY}}{A_{RAIN}} + T_m \left(1 - \frac{1}{A_{RAIN}} \right) + T_G \quad [K] \quad (8.26)$$



Obr. 8.10 Znázornění vlivů na šumovou teplotu antény při jasné obloze a za deště

8.4 Jakostní číslo přijímacího systému

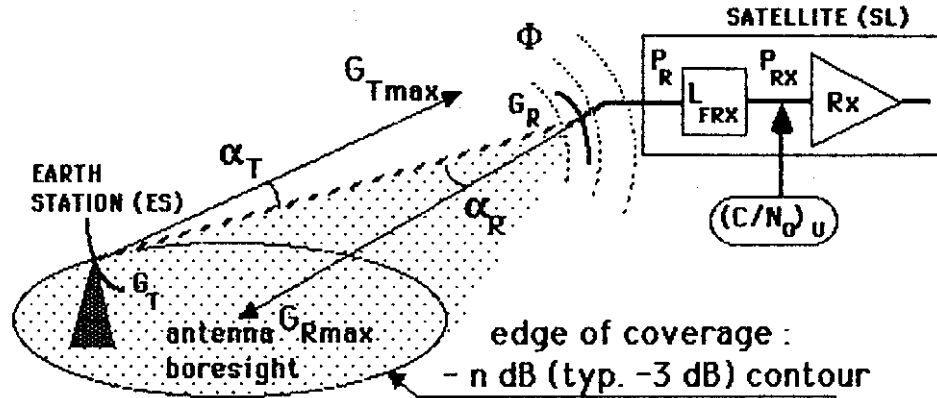
Poměr mezi ziskem antény přepočítaným do referenční roviny vstupního konektoru přijímače a šumové teploty systému (která je vztažena k témuž místu) nazýváme jakostním číslem přijímacího systému

$$\frac{G}{T} = 10 \log \left(\frac{G_{R \max}}{L_R L_{FRX} L_{POL}} \frac{1}{T_S} \right) \quad [dB(K^{-1}); K] \quad (8.27)$$

Takto definovaný parametr G/T zcela charakterizuje citlivost přijímací soustavy. Menší systémy, např. pro individuální příjem televizních signálů z geostacionárních družic DBS (Direct Broadcasting Satellite) mají jakostní číslo okolo 6 dB/K. Velké pozemní družicové stanice dosahují 35 dB/K.

8.5 Energetická bilance spoje Země – družice

Ukážeme si praktický příklad výpočtu energetické bilance uplinku podle obr. 8.11. Vysílací pozemská stanice leží na okraji uzemí pokrytého anténním svazkem družicové antény.



Obr. 8.11 Situace pro výpočet energetické bilance uplinku

Jedná se o uplink na frekvenci $f_U = 14$ GHz s geostacionárním satelitem při šikmé vzdálenosti $r = 40000$ km. Přídavné ztráty v atmosféře necht' jsou $L_A = 0,3$ dB (typická hodnota pro atmosférický plyn na této frekvenci při elevaci 10°).

Parametry pozemní stanice (ES)

Výkon vysílače: $P_{TX} = 100$ W
 Útlum napáječe: $L_{FTX} = 0,5$ dB
 Průměr antény: $D = 4$ m
 Účinnost antény: $\eta = 0,6$
 Max. nepřesnost směřování: $\alpha_T = 0,1^\circ$

Parametry satelitu (SL)

Šířka svazku přijímací antény: $\Theta_{3dB} = 2^\circ$
 Účinnost antény: $\eta = 0,55$
 Šumové číslo přijímače: $F = 3$ dB
 Útlum napáječe: $L_{FRX} = 1$ dB
 Teplota napáječe: $T_F = 290$ K
 Šumová teplota antény: $T_A = 290$ K

Řešení spočívá v dosazení správných hodnot do komunikační rovnice (4.4) kterou pro tento účel formálně upravíme

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_U = (EIRP)_{ES} - L_U + \left(\frac{G}{T} \right)_{SL} + 228,6$$

Výpočet provedeme pro spojení při jasné obloze a za deště.

8.5.1 Uplink při jasné obloze

Výpočet $EIRP$ pozemní stanice:

$$EIRP = 10 \log(P_{TX}) + 10 \log(G_{Tmax}) - L_{FTX} [dB] - L_T [dB]$$

$$P_{TX} = 100 \text{ W} = 20 \text{ dB(W)}$$

$$G_{T_{\max}} = \eta \left(\frac{\pi D f_U}{c} \right)^2 = 0,6 \left(\frac{\pi \cdot 4 \cdot 14 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right)^2 = 206340 = 53,1 \text{ dBi} \quad ,$$

$$L_T = 12 \left(\frac{\alpha_T}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 12 \left(\frac{\alpha_T D f_U}{70c} \right)^2 = 12 \left(\frac{0,1 \cdot 4 \cdot 14 \cdot 10^9}{70 \cdot 3 \cdot 10^8} \right)^2 = 0,9 \text{ dB} \quad ,$$

$$L_{FTX} = 0,5 \text{ dB}$$

a tedy

$$(EIRP)_{ES} = 20 \text{ dB(W)} + 53,1 \text{ dBi} - 0,5 \text{ dB} - 0,9 \text{ dB} = 71,7 \text{ dBi(W)} \quad .$$

Výpočet ztrát šíření pro vzestupnou trasu L_U :

$$L_U = L_0 + L_A \quad , \quad [\text{dB}]$$

$$L_0 = \left(\frac{4\pi \cdot r}{\lambda_U} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \cdot r \cdot f_U}{c} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \cdot 4 \cdot 10^7 \cdot 14 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right)^2 = 5,5 \cdot 10^{20} = 207,4 \text{ dB} \quad ,$$

$$L_A = 0,3 \text{ dB}$$

a

$$L_U = 207,4 \text{ dB} + 0,3 \text{ dB} = 207,7 \text{ dB} \quad .$$

Výpočet jakostního čísla přijímacího systému na družici G/T :

$$\frac{G}{T} = 10 \log \left(\frac{G_{R_{\max}}}{L_R L_{FRX} L_{POL}} \frac{1}{T_S} \right) \quad ,$$

$$G_{R_{\max}} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda_U} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi \cdot 70}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 0,55 \left(\frac{\pi \cdot 70}{2} \right)^2 = 6650 = 38,2 \text{ dBi} \quad ,$$

$$L_R = 12 \left(\frac{\alpha_R}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 12 \left(\frac{\frac{1}{2} \Theta_{3dB}}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 3 \text{ dB} \quad ,$$

$$L_{FRX} = 1 \text{ dB} \quad , \quad L_{POL} = 0 \text{ dB} \quad .$$

Šumová teplota přijímacího systému družice T_S :

$$T_S = \frac{T_A}{L_{FRX}} + T_F \left(1 - \frac{1}{L_{FRX}} \right) + T_R \quad ,$$

$$T_A = 290 \text{ K} \quad , \quad T_F = 290 \text{ K} \quad ,$$

$$T_R = T_0(F - 1) = 290 \left(10^{\frac{3}{10}} - 1 \right) = 290 \text{ K} ,$$

$$T_S = \frac{290}{10^{0,1}} + 290 \left(1 - \frac{1}{10^{0,1}} \right) + 290 = 580 \text{ K}$$

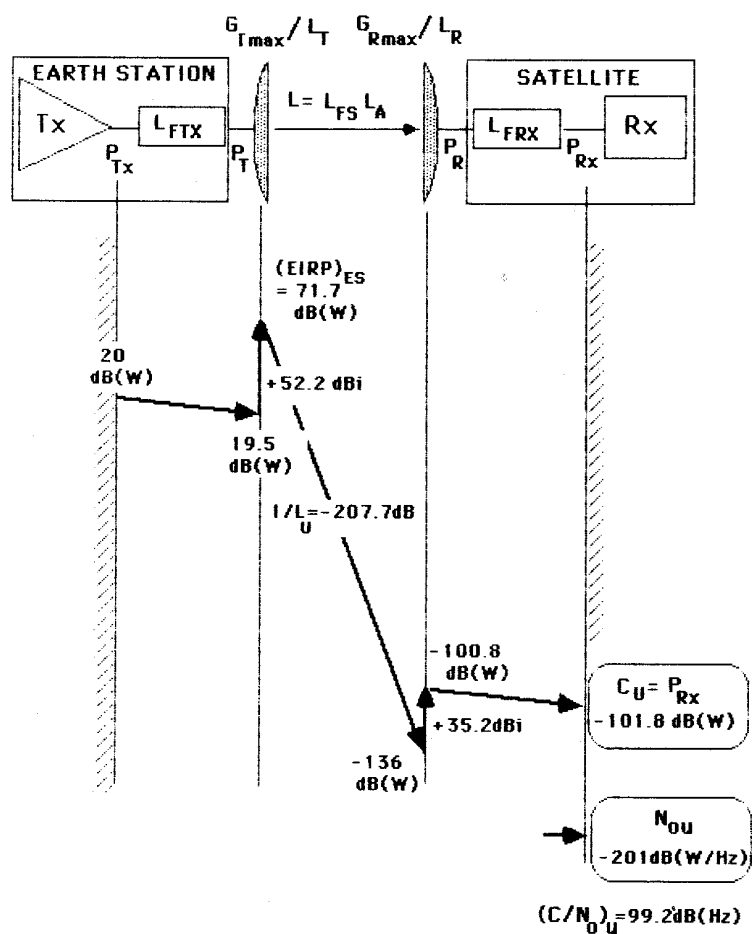
a

$$\left(\frac{G}{T} \right)_{SL} = 38,2 - 3 - 1 - 10 \log 580 = 6,6 \text{ dB(K}^{-1}) .$$

Výsledný poměr výkonu nosné vlny ku spektrální hustotě šumu v transpondéru družice tedy bude

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N_0} \right)_U &= (EIRP)_{ES} - L_U + \left(\frac{G}{T} \right)_{SL} + 228,6 = \\ &= 71,7 \text{ dB(W)} - 207,7 \text{ dB} + 6,6 \text{ dB(K}^{-1}) + 228,6 \text{ dB(W/Hz K)} = 99,2 \text{ dB(Hz)} \end{aligned}$$

Úrovňový diagram uplinku si můžeme znázornit, obr. 8.12.



Obr. 8.12 Úrovňový diagram uplinku

8.5.2 Uplink za deště

Dále budeme uvažovat týž uplink ovšem za silného deště. Přídavné ztráty vzniklé průchodem signálu srážkovou oblastí A_{RAIN} se projeví zvýšením ztrát v atmosféře L_A . Typická hodnota těchto ztrát v mírném klimatickém pásu na frekvenci 14 GHz může být $A_{RAIN} = 10$ dB pro 0,01% času průměrného roku. Potom

$$L_A = 0,3 \text{ dB} + 10 \text{ dB} = 10,3 \text{ dB} ,$$

$$L_U = 207,4 \text{ dB} + 10,3 \text{ dB} = 217,7 \text{ dB} .$$

a

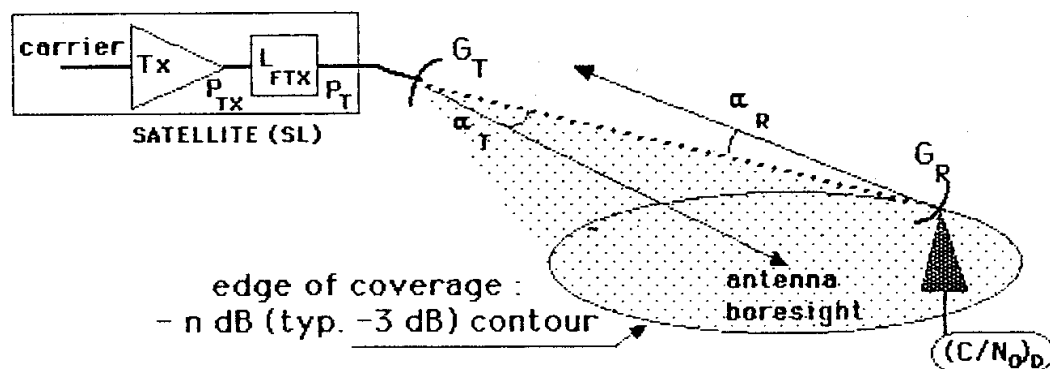
$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N_0} \right)_U &= (EIRP)_{ES} - L_U + \left(\frac{G}{T} \right)_{SL} + 228,6 = \\ &= 71,7 \text{ dB(W)} - 217,7 \text{ dB} + 6,6 \text{ dB(K}^{-1}) + 228,6 \text{ dB(W/ Hz K)} = 89,2 \text{ dB(Hz)} \end{aligned}$$

Můžeme tedy konstatovat, že po 99,99% času průměrného roku bude poměr $(C/N_0)_U$ lepší než 89,2 dB(Hz), ne však lepší než 99,2 dB(Hz).

8.6 Energetická bilance spoje družice – Země

Podobně budeme postupovat při výpočtu energetické bilance downlinku podle obr. 8.13. I v tomto případě pozemská přijímací stanice leží na okraji uzemí pokrytého anténním svazkem družicové antény.

Downlink pracuje na frekvenci $f_D = 12$ GHz. Geostacionární družice je vzdálena $r = 40000$ km. Přídavné ztráty v atmosféře nechť jsou opět $L_A = 0,3$ dB.



Obr. 8.13 Situace pro výpočet energetické bilance downlinku

Komunikační rovnice bude mít nyní formu

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_D = (EIRP)_{SL} - L_D + \left(\frac{G}{T} \right)_{ES} + 228,6 .$$

Parametry satelitu (SL)Výkon vysílače: $P_{TX} = 10\text{ W}$ Útlum napáječe: $L_{FTX} = 1\text{ dB}$ Šířka svazku vysílací antény: $\Theta_{3dB} = 2^\circ$ Účinnost antény: $\eta = 0,55$ **Parametry pozemní stanice (ES)**Průměr antény: $D = 4\text{ m}$ Účinnost antény: $\eta = 0,6$ Šumové číslo přijímače: $F = 2,2\text{ dB}$ Útlum napáječe: $L_{FRX} = 0,5\text{ dB}$ Teplota napáječe: $T_F = 290\text{ K}$ Max. nepřesnost směřování: $\alpha_R = 0,1^\circ$ Šumová teplota od Země: $T_G = 45\text{ K}$

Výpočet provedeme stejně jako v předchozím případě pro jasnou oblohu a za deště.

8.6.1 Downlink při jasné oblozeVýpočet **EIRP** pozemní stanice:

$$EIRP = 10 \log(P_{TX}) + 10 \log(G_{T_{\max}}) - L_{FTX}[\text{dB}] - L_T[\text{dB}] \quad ,$$

$$P_{TX} = 10\text{ W} = 10\text{ dB(W)}$$

$$G_{T_{\max}} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda_D} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi \cdot 70}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 0,55 \left(\frac{\pi \cdot 70}{2} \right)^2 = 6650 = 38,2\text{ dBi} \quad ,$$

$$L_T = 12 \left(\frac{\alpha_T}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 12 \left(\frac{\frac{1}{2} \Theta_{3dB}}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 12 \left(\frac{0,5 \cdot 2}{0,5} \right)^2 = 3\text{ dB} \quad ,$$

$$L_{FTX} = 1\text{ dB}$$

a tedy

$$(EIRP)_{SL} = 10\text{ dB(W)} + 38,2\text{ dBi} - 1\text{ dB} - 3\text{ dB} = 44,2\text{ dBi(W)} \quad .$$

Výpočet ztrát šíření pro sestupnou trasu L_D :

$$L_D = L_0 + L_A \quad , \quad [\text{dB}]$$

$$L_0 = \left(\frac{4\pi \cdot r \cdot f_D}{c} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \cdot 4 \cdot 10^7 \cdot 12 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right)^2 = 4,04 \cdot 10^{20} = 206,1\text{ dB} \quad ,$$

$$L_A = 0,3\text{ dB}$$

a

$$L_D = 206,1\text{ dB} + 0,3\text{ dB} = 206,4\text{ dB} \quad .$$

Výpočet jakostního čísla pozemního přijímacího systému G/T :

$$\frac{G}{T} = 10 \log \left(\frac{G_{R \max}}{L_R L_{FRX} L_{POL}} \frac{1}{T_S} \right) ,$$

$$G_{R \max} = \eta \left(\frac{\pi D f_D}{c} \right)^2 = 0,6 \left(\frac{\pi \cdot 4 \cdot 12 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right)^2 = 151597 = 51,8 \text{ dBi} ,$$

$$L_R = 12 \left(\frac{\alpha_R}{\Theta_{3dB}} \right)^2 = 12 \left(\frac{\alpha_R D \cdot f_D}{70c} \right)^2 = 12 \left(\frac{0,1 \cdot 4 \cdot 12 \cdot 10^9}{70 \cdot 3 \cdot 10^8} \right)^2 = 0,6 \text{ dB} ,$$

$$L_{FRX} = 0,5 \text{ dB} , \quad L_{POL} = 0 \text{ dB} .$$

Šumová teplota terestrického systému T_S :

$$T_S = \frac{T_A}{L_{FRX}} + T_F \left(1 - \frac{1}{L_{FRX}} \right) + T_R ,$$

Z grafu na obr. 8.6. můžeme odhadnout $T_{SKY} = 20 \text{ K}$ (pro $f_D = 12 \text{ GHz}$ a elevaci 10°)
Příspěvek šumové teploty antény od Země je $T_G = 45 \text{ K}$ a tedy šumová teplota antény

$$T_A = T_{SKY} + T_G = 20 + 45 = 65 \text{ K} ,$$

$$T_F = 290 \text{ K}$$

$$T_R = T_0 (F - 1) = 290 \left(10^{\frac{2,2}{10}} - 1 \right) = 191,3 \text{ K} ,$$

$$T_S = \frac{65}{10^{0,05}} + 290 \left(1 - \frac{1}{10^{0,05}} \right) + 191,3 = 280,8 \text{ K}$$

a

$$\left(\frac{G}{T} \right)_{ES} = 51,8 - 0,6 - 0,5 - 10 \log 280,8 = 26,2 \text{ dB(K}^{-1}) .$$

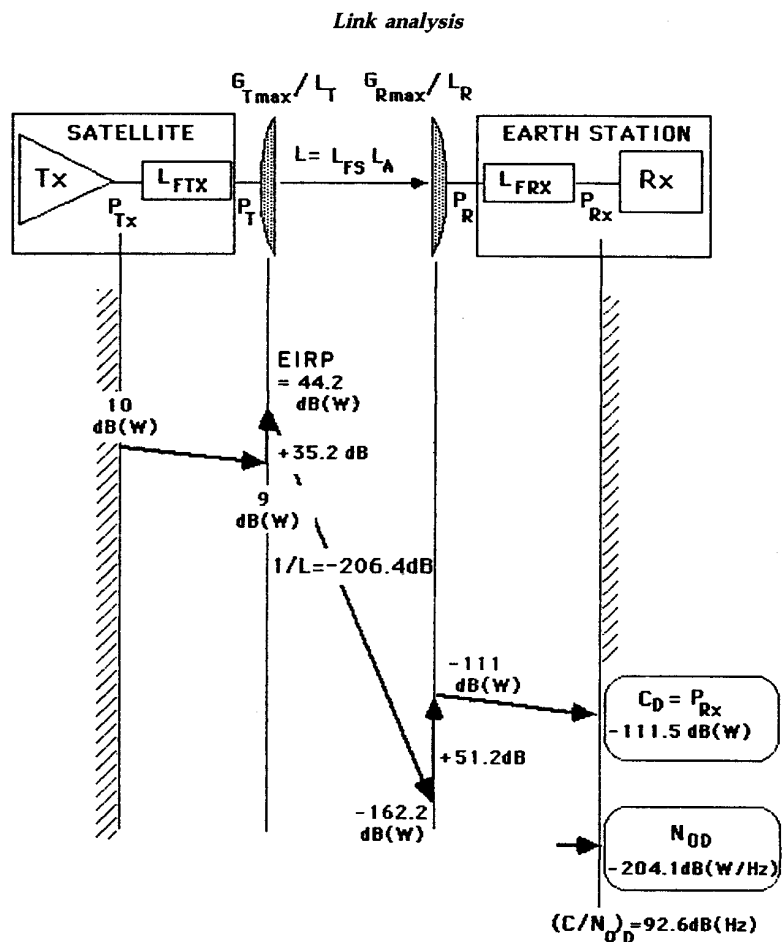
Výsledný poměr výkonu nosné vlny ku spektrální hustotě šumu v pozemském přijímači tedy bude

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N_0} \right)_D &= (EIRP)_{SL} - L_D + \left(\frac{G}{T} \right)_{ES} + 228,6 = \\ &= 44,2 \text{ dBi(W)} - 206,4 \text{ dB} + 26,2 \text{ dB(K}^{-1}) + 228,6 \text{ dB(W/ Hz K)} = 92,6 \text{ dB(Hz)} \end{aligned}$$

Odpovídající úrovněový diagram pro tento spoj družice-Země je na obr. 8.14.

8.6.2 Downlink za deště

Hodnota útlumu srážkového mraku na frekvenci $f_D = 12 \text{ GHz}$ nechť je $A_{RAIN} = 7 \text{ dB}$, což je opět hodnota, která by neměla být překročena v našich klimatických podmínkách po více než 0,01% času průměrného roku. Stejně jako u uplinku se zvýší ztráty v atmosféře



Obr. 8.14 Úrovnový diagram downlinku

$$L_A = 0,3 \text{ dB} + 7 \text{ dB} = 7,3 \text{ dB} ,$$

$$L_D = 206,1 \text{ dB} + 7,3 \text{ dB} = 213,4 \text{ dB} .$$

Dalším důsledkem této meteorologické formace pro downlink je ale i zvýšení šumové teploty antény (8.26)

$$T_A = \frac{T_{SKY}}{A_{RAIN}} + T_m \left(1 - \frac{1}{A_{RAIN}} \right) + T_G = \frac{20}{10^{0,7}} + 275 \left(1 - \frac{1}{10^{0,7}} \right) + 45 = 265 \text{ K}$$

a v důsledku i šumové teploty systému

$$T_s = \frac{265}{10^{0,05}} + 290 \left(1 - \frac{1}{10^{0,05}} \right) + 191,3 = 459 \text{ K}$$

a snížení jakostního čísla pozemského přijímacího systému

$$\left(\frac{G}{T} \right)_{ES} = 51,8 - 0,6 - 0,5 - 10 \log 459 = 24,1 \text{ dB(K}^{-1}\text{)}$$

Výsledný poměr výkonu nosné vlny ku spektrální hustotě šumu v pozemském přijímači za deště tedy bude

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_D = (EIRP)_{SL} - L_D + \left(\frac{G}{T}\right)_{ES} + 228,6 =$$

$$= 44,2 \text{ dBi(W)} - 213,4 \text{ dB} + 24,1 \text{ dB(K}^{-1}\text{)} + 228,6 \text{ dB(W/ Hz K)} = 83,5 \text{ dB(Hz)}$$

Po 99,99% času průměrného roku bude tedy poměr (C/N_0)

$$83,5 \text{ dB(Hz)} < \left(\frac{C}{N_0}\right)_D < 92,6 \text{ dB(Hz)} .$$

Bude-li právě navržený satelitní spoj využit pro přenos televizního signálu SCPC/FM (SCPC-Single Channel Per Carrier) s šumovou šířkou pásma kanálu $B_n \approx 16 \text{ MHz}$ (INTELSAT přenáší dva takovéto signály s $B_{rf} = 15,75 \text{ MHz}$ v transpondéru s šířkou pásma 36 MHz), dostaneme pro nejpříznivější případ (4.6)

$$\frac{C}{N}[\text{dB}] = \frac{C}{N_0}[\text{dB(Hz)}] - 10 \log B_n[\text{Hz}] = 92,6 \text{ dB(Hz)} - 10 \cdot \log 1,6 \cdot 10^7 \text{ Hz} = 20,6 \text{ dB} .$$

Pro odstup demodulovaného TV signálu za výše uvedených podmínek platí

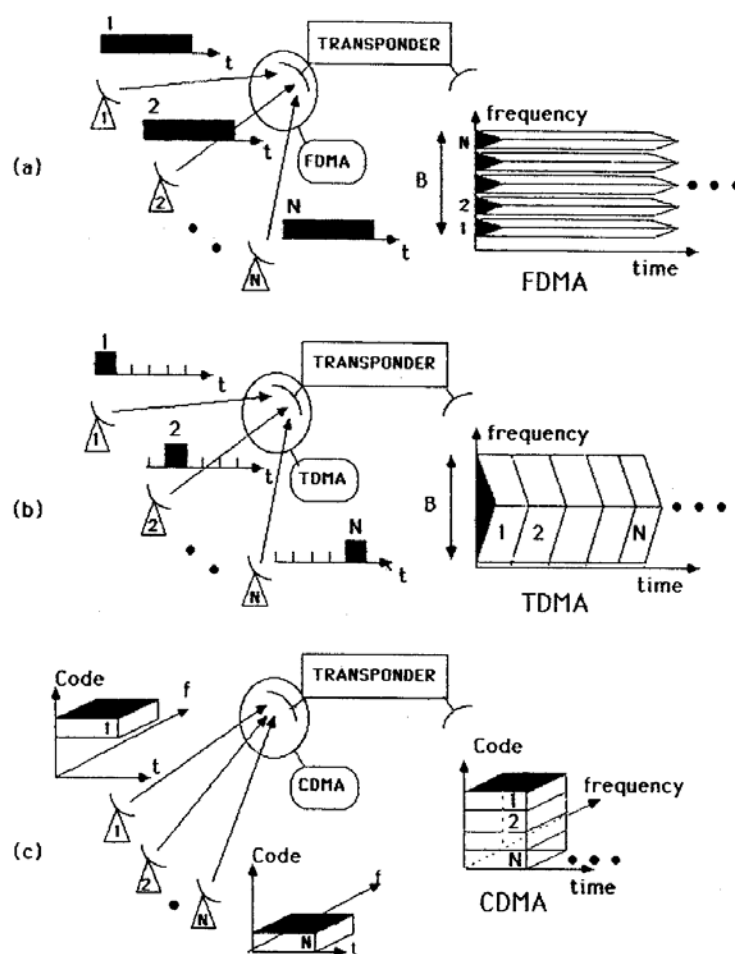
$$\frac{S}{N} = 29,5 \text{ dB} + \frac{C}{N} = 29,5 \text{ dB} + 20,6 \text{ dB} = 50,1 \text{ dB} .$$

Uvědomme-si, že jsme uvažovali uplink a downlink odděleně. Vidíme, že energetická bilance uplinku vychází asi o 7 dB lépe. Tím je dosaženo, že se minimalizuje vliv šumu uplinku na výslednou úroveň šumu v případě lineárního družicového transpondéru. Za určitých okolností (srážky na straně uplinku, jasná obloha na straně downlinku) se však oba poměry (C/N_0) mohou vyrovnat a výsledný poměr bude o 3dB nižší.

9 Vícestranný přístup k satelitnímu transpondéru

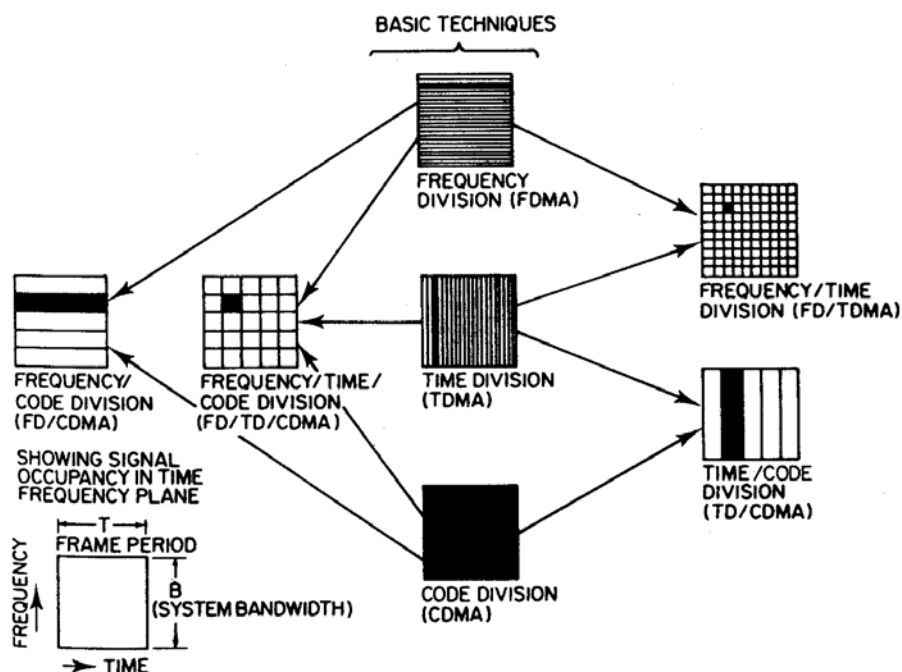
Sdíle-li více pozemních stanic jeden satelitní transpondér, jsou možné tři základní způsoby jak je od sebe odlišit, obr. 9.1.

- FDMA** (Frequency Division Multiple Access) znamená, že každé stanici je přidělena frekvence nosné vlny s dílčí šířkou pásma. Součet dílčích šířek pásem musí být menší než šířka pásma transpondéru, obr. 9.3.
- TDMA** Při aplikaci TDMA (Time Division Multiple Access) pracují všechny stanice na jedné nosné frekvenci s šířkou pásma až do šířky pásma transpondéru ale v různých časových intervalech.
- CDMA** (Code Division Multiple Access) je založena na společném sdílení pásma transpondéru více stanicemi současně. Signál každé stanice je přitom frekvenčně rozšířen přidavnou modulací pseudonáhodnou sekvencí - kódem (systém s rozprostřeným spektrem). Nespornou výhodou tohoto způsobu je, že dané pásmo mohou sdílet systémy, které spolu nespolupracují.

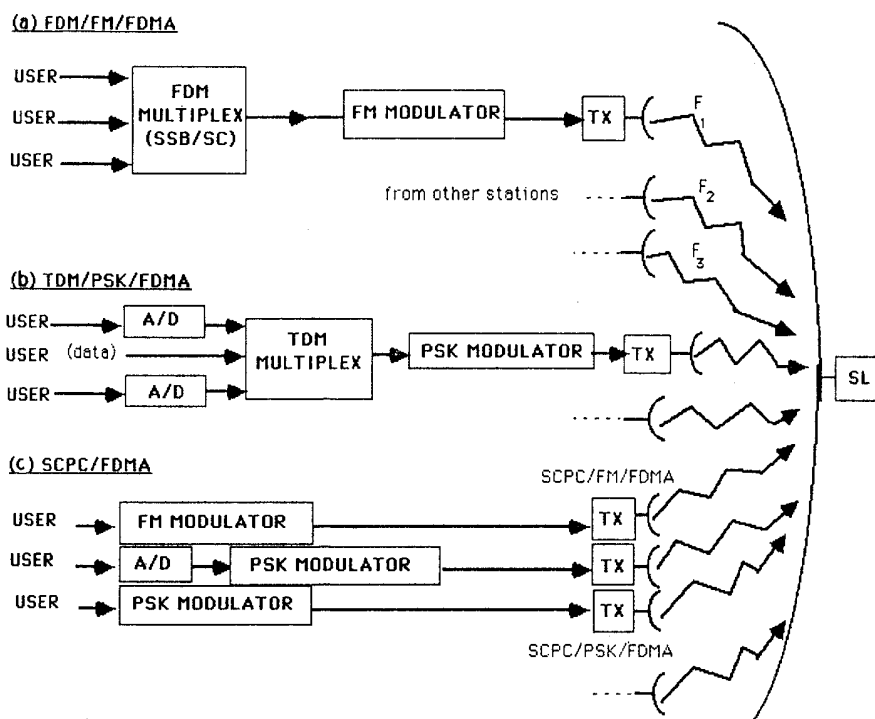


Obr. 9.1 Principy vícestranného přístupu k satelitnímu transpondéru
a) FDMA, b) TDMA, c) CDMA

Většinou jsou používány různé kombinace těchto přístupů, obr. 9.2. Např. je-li pásmo transpondéru rozděleno na jednotlivé kanály lze v některých aplikovat TDMA zatímco v jiných CDMA. Kombinace potom budeme označovat FD/TDMA a FD/CDMA. Možná je i kombinace všech tří přístupových technik.

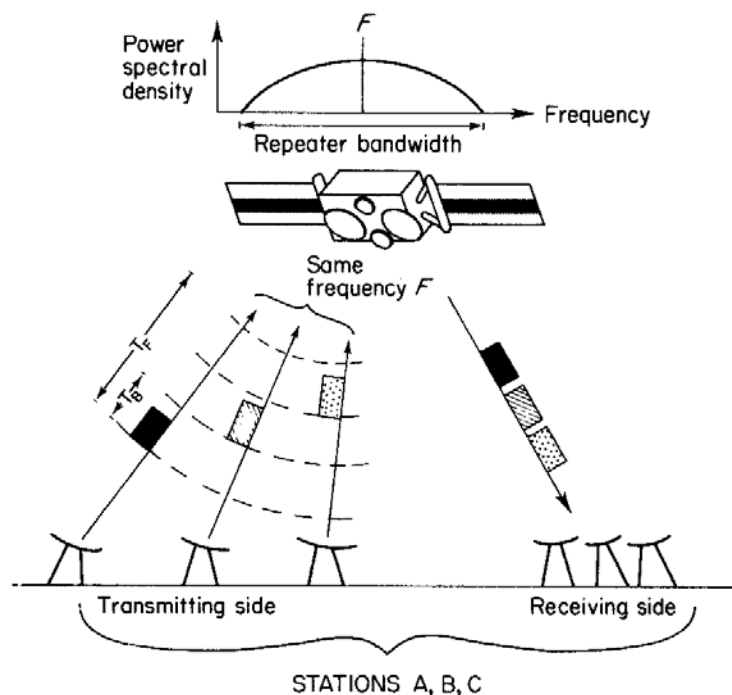


Obr. 9.2 Kombinace tří základních technik vícestranných přístupů



Obr. 9.3 Konfigurace FDMA, a) FDM/FM/FDMA, b) TDM/PSK/FDMA, c) SCPC/FDMA

9.1 Vícestranný přístup TDMA



Obr. 9.4 Činnost sítě na principu TDMA

Princip této přístupové techniky je znázorněn na obr. 9.4. Při vícestranném přístupu k satelitnímu transpondéru, respektive jednomu jeho kanálu může mít stanice přenosovou kapacitu přidělenou trvale (PAMA - Permanent Assignment Multiple Access) nebo s rezervací kapacity (DAMA - Demand Assignment Multiple Access) a tomu odpovídají přenosové protokoly. V systémech s větším počtem stanic, které požadují náhodně přenášet data s velkými prodlevami se používá náhodný přístup (např. síť VSAT). Při přístupové technice TDMA dojde při současném vysílání dvou stanic ke kolizi rámce (rámec se skládá z paketů a hlavičky protokolu), stanice neobdrží jejich potvrzení (ACK - acknowledgement) a vysílání musí být opakováno (u satelitních spojů je problémem zpoždění signálu, neboť vysílající stanice obdrží 'ACK' nebo 'NO ACK' až za 0,5 s). Aby nedošlo k opětovné kolizi, obě stanice zpozdí opakované vysílání rámce o náhodný interval, obr. 9.5. Tato metoda je nazývána 'Pure ALOHA' protokol. Účinnost protokolů pro přenos s náhodným přístupem se měří prostupností kanálu. Pro 'Pure ALOHA' ji lze vyjádřit

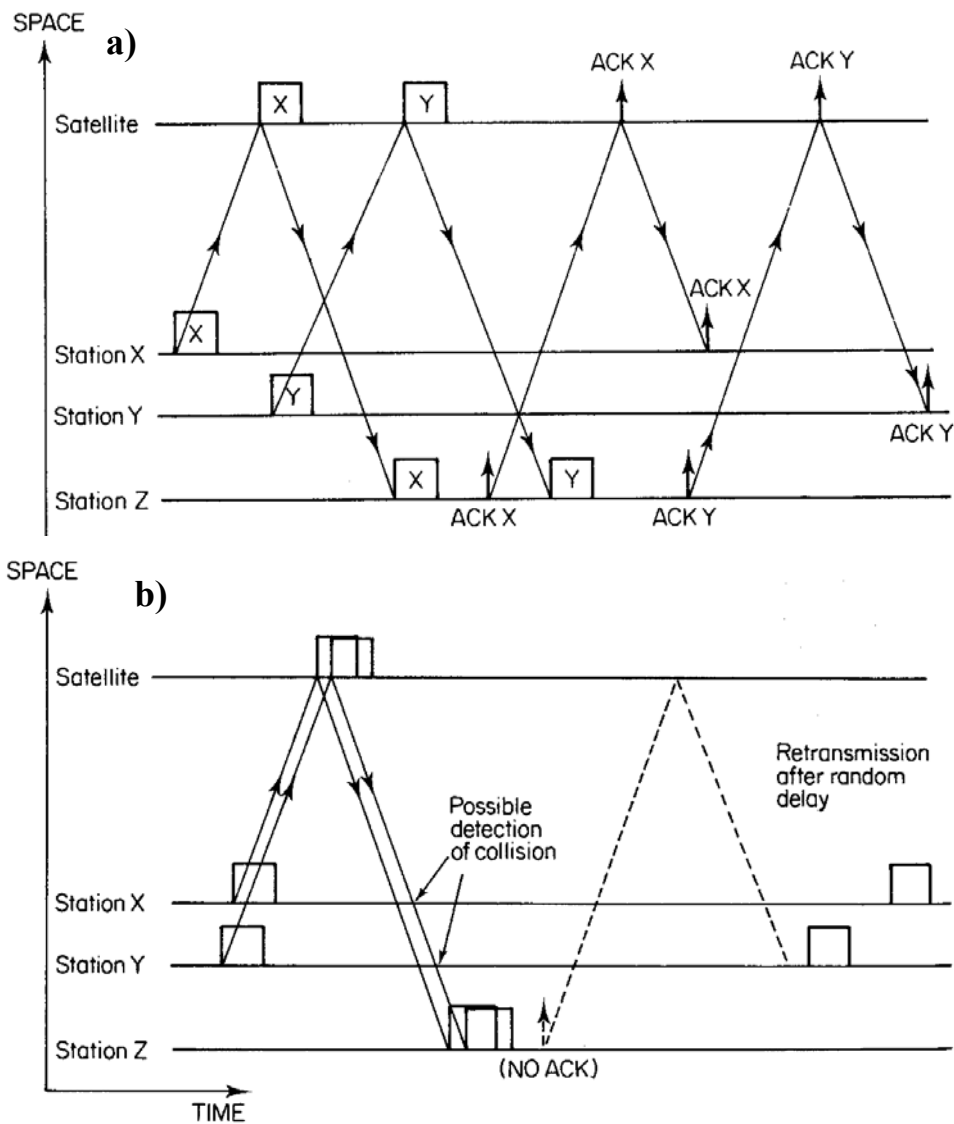
$$S = G e^{-2G} \quad , \quad (9.1)$$

kde S je počet správně přijatých rámců a

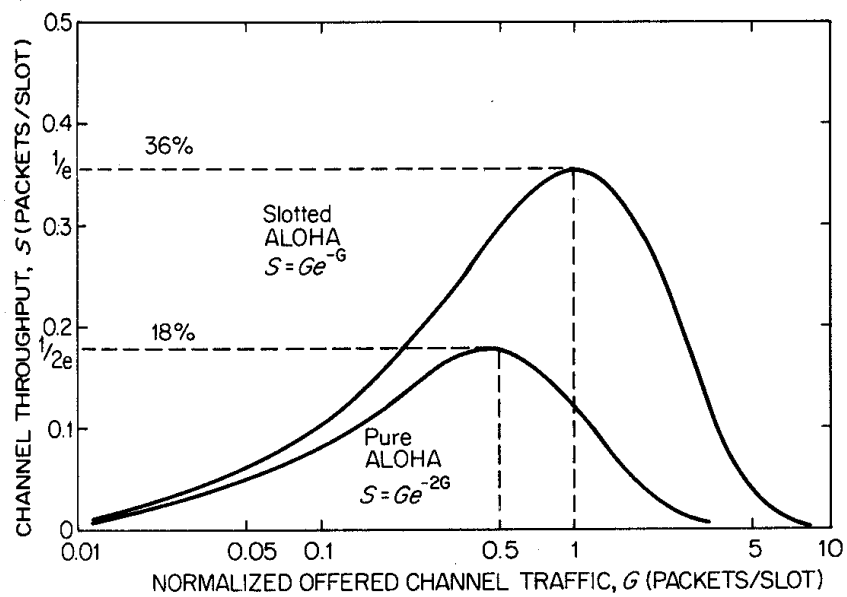
G je celkový počet rámců, včetně opakovaných.

S a G jsou vztaženy k časovému intervalu odpovídajícímu délce jednoho rámce (slot).

Protokolem 'Pure ALOHA' se dá dosáhnout propustnosti 18 %, obr. 9.6.



Obr. 9.5 Ilustrace náhodného přístupu TDMA s protokolem ALOHA, a) bez kolize, b) s kolizí

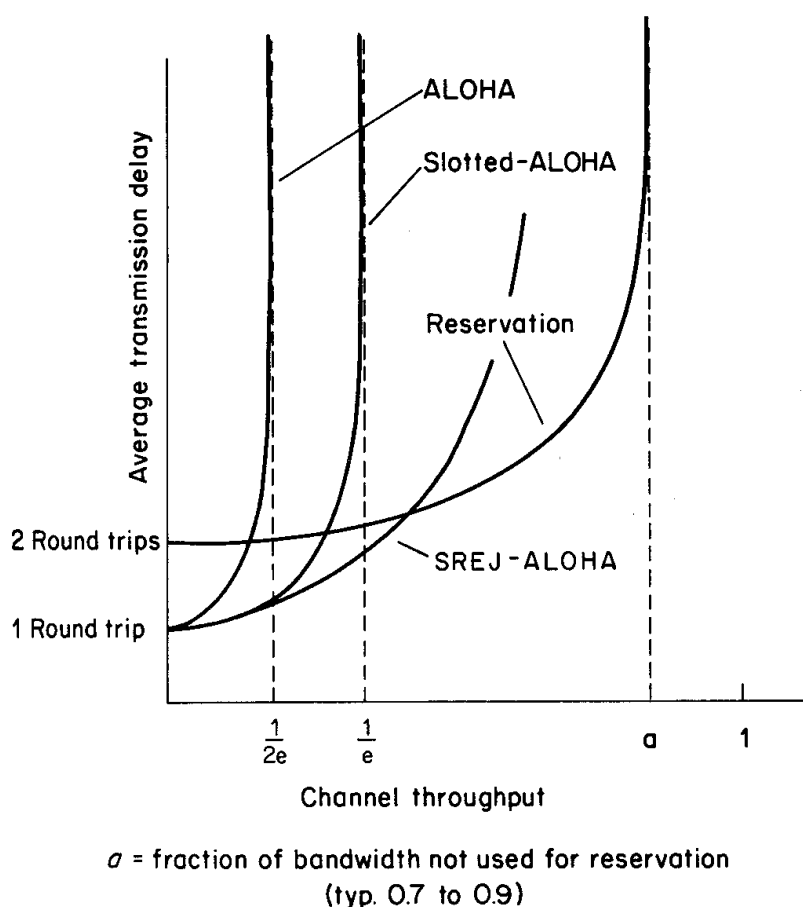


Obr. 9.6 Propustnost kanálu s protokoly ALOHA a Slotted ALOHA

Při totálně asynchronním přístupu je kolize rámců většinou pouze částečná (rámcy se nikdy úplně nepřekryjí). Na tomto základě byl vytvořen protokol SREJ-ALOHA (Selective Reject ALOHA), kdy jsou pakety v rámci vybaveny vlastní hlavičkou. Při částečné kolizi jsou pak opakovaně vysílány pouze poškozené pakety. Prostupnost se tímto způsobem dá zvýšit až na 30%.

Princip protokolu 'ALOHA' se dá zdokonalit zavedením síťových hodin s intervalem jednoho rámce (synchronizací sítě). Kolize je potom buď totální nebo žádná. Tento protokol se jmenuje 'Slotted ALOHA' a propustnost kanálu při jeho aplikaci je až 36%, obr. 9.6. Na jeho principu pracují např. sítě VSAT.

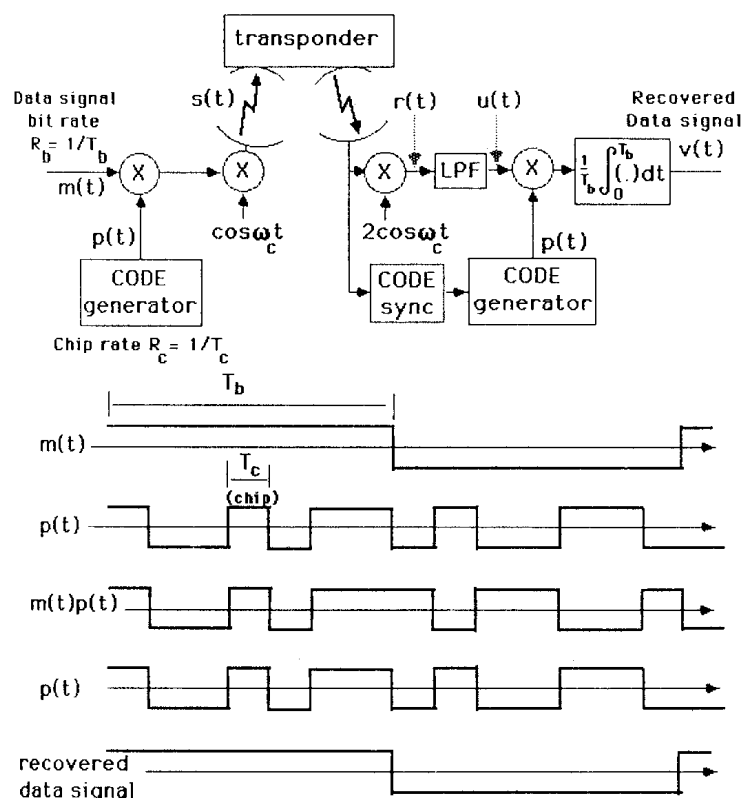
Porovnání přenosového času v závislosti na zatížení kanálu pro jmenované protokoly ukazuje obr. 9.7.



Obr. 9.7 Porovnání času přenosu při náhodném přístupu v závislosti na ztížení kanálu

9.2 Vícestranný přístup DS-CDMA

Na obr. 9.8 je znázorněn princip této techniky. Binární data, která mají být přenesena jsou označena $m(t)$, mají bitovou rychlost $R_b = 1/T_b$ a jsou kódovány NRZ. Nabývají tedy hodnot ± 1 a jsou dále vynásobeny binární sekvencí $p(t)$ s bitovou rychlostí $R_c = 1/T_c$, která je mnohem vyšší (10^2 až 10^6) než R_b . Binární element této sekvence se nazývá *chip*, abychom jej mohli odlišit od binárního elementu přenášených dat (*bit*). Takto vytvořený signál dále



Obr. 9.8 Princip systému DS-CDMA

fázově moduluje (např. BPSK) nosnou vlnu, která má stejnou frekvenci pro všechny stanice sítě. Signál vysílaný pozemní stanicí lze vyjádřit

$$s(t) = m(t)p(t)\cos\omega_c t \quad (9.2)$$

V přijímači je tento signál koherentně demodulován násobením replikou nosné vlny. Při zanedbání tepelného šumu má signál $r(t)$ na vstupu dolnofrekvenční propusti tvar

$$r(t) = m(t)p(t)\cos\omega_c t(2\cos\omega_c t) = m(t)p(t) + m(t)p(t)\cos 2\omega_c t \quad (9.3)$$

Dolnofrekvenční propust odfiltruje rf složky a zbytkový signál $u(t) = m(t)p(t)$ vynásobíme synchronizovaným (ve fázi) lokálním kódem $p(t)$. Protože $p(t)^2 = 1$, na výstupu násobičky dostaneme

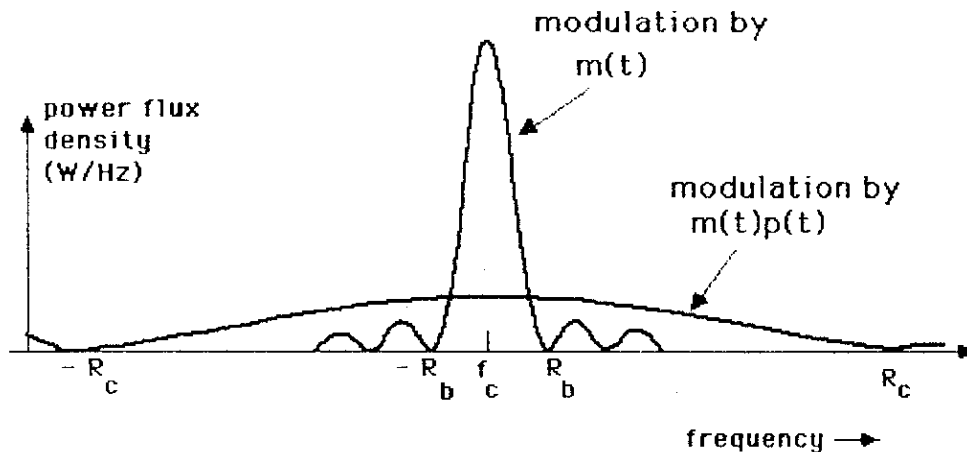
$$x(t) = m(t)p(t)p(t) = m(t)p(t)^2 = m(t) \quad (9.4)$$

Po integraci signálu přes periodu jednoho bitu, kdy je odfiltrován šum, dostaneme obnovený signál $v(t)$.

Je-li výkon nosné vlny $s(t)$ P , lze výkonové spektrum vyjádřit

$$S(f) = \frac{P}{R_c} \left[\frac{\sin \frac{\pi(f - f_c)}{R_c}}{\frac{\pi(f - f_c)}{R_c}} \right]^2 \quad [\text{W Hz}^{-1}] \quad (9.5)$$

Z obr. 9.9 je patrné rozprostření spektra přenášeného signálu v poměru R_c/R_b .



Obr. 9.9 Porovnání spekter modulované nosné při DS-CDMA a bez rozprostření

Pozemní stanice přijímá v daném kanálu užitečný signál $s(t)$ superponovaný na další signály $s_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, N - 1$), kde N je celkový počet stanic sdílejících kanál. Potom

$$r(t) = s(t) + \sum s_i(t), \quad (9.6)$$

kde $s(t)$ je dán rovnicí (9.2) a $\sum s_i(t)$ výrazem

$$\sum s_i(t) = \sum m_i(t)p_i(t)\cos\omega_c t, \quad (9.7)$$

Signál na výstupu násobičky $x(t)$ je potom dán vztahem

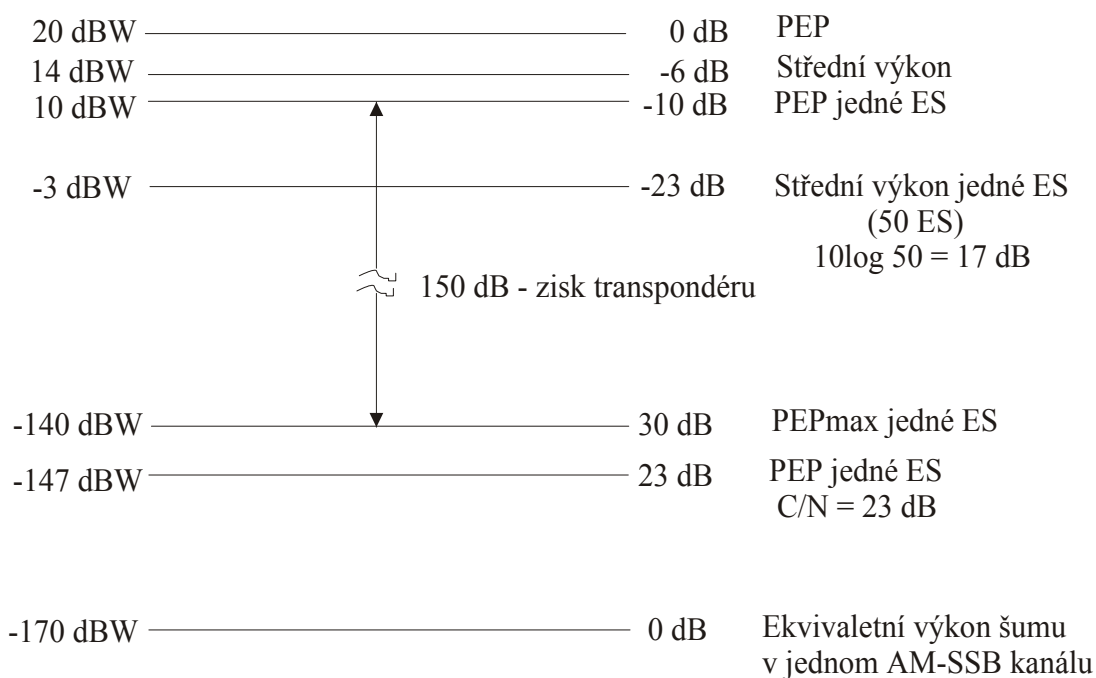
$$x(t) = m(t)p(t)^2 + \sum m_i(t)p_i(t)p(t) = m(t) + \sum m_i(t)p_i(t)p(t). \quad (9.8)$$

Přenášená data jsou tedy podle poslední rovnice superponována ke kvazi-šumovému signálu způsobeného interferencí ostatních stanic. Čím více jsou binární sekvence $p_i(t)$ ortogonální k $p(t)$, tím menší bude i úroveň tohoto kvazi-šumového signálu.

10 Technologie družic

Lineární transpondér

Problematiku lineárního transpondéru si ukážeme na následujícím příkladu. Máme za úkol navrhnout lineární transpondér pro současnou hlasovou komunikaci 50 pozemských stanic (ES) s AM-SSB signály. Šířka pásma jednoho kanálu $B_{ssb} = 3$ kHz a celková šířka pásma transpondéru $B_{tr} = 150$ kHz. Předpokládejme dále, že nám výpočtem energetické bilance downlinku vyšel požadavek na výkon signálu jednoho kanálu v modulační špičce $PEP_{1T} = 10$ W = 10 dBW (PEP – Peak Envelope Power) pro výsledný poměr C/N = 20 dB. Poměr mezi PEP a středním výkonem hlasem modulovaného SSB signálu se odhaduje asi na 13 dB, což znamená, že střední výkon transpondéru připadající na jeden kanál bude -3 dBW (0,5 W). Celkový střední výkon transpondéru je dán součtem středních výkonů jednotlivých kanálů, a protože $10\log 50 = 17$ dB, bude -3 dBW + 17 dB = 14 dBW. Z teorie víme, že špičkový výkon lineárního transpondéru musí být o 6 dB vyšší a tedy 20 dBW = 100 W. Na tento výkon musí být dimenzován vysílač transpondéru družice (obvykle hovoříme o bodu 1 dB komprese a označujeme jej P_{1dB}).

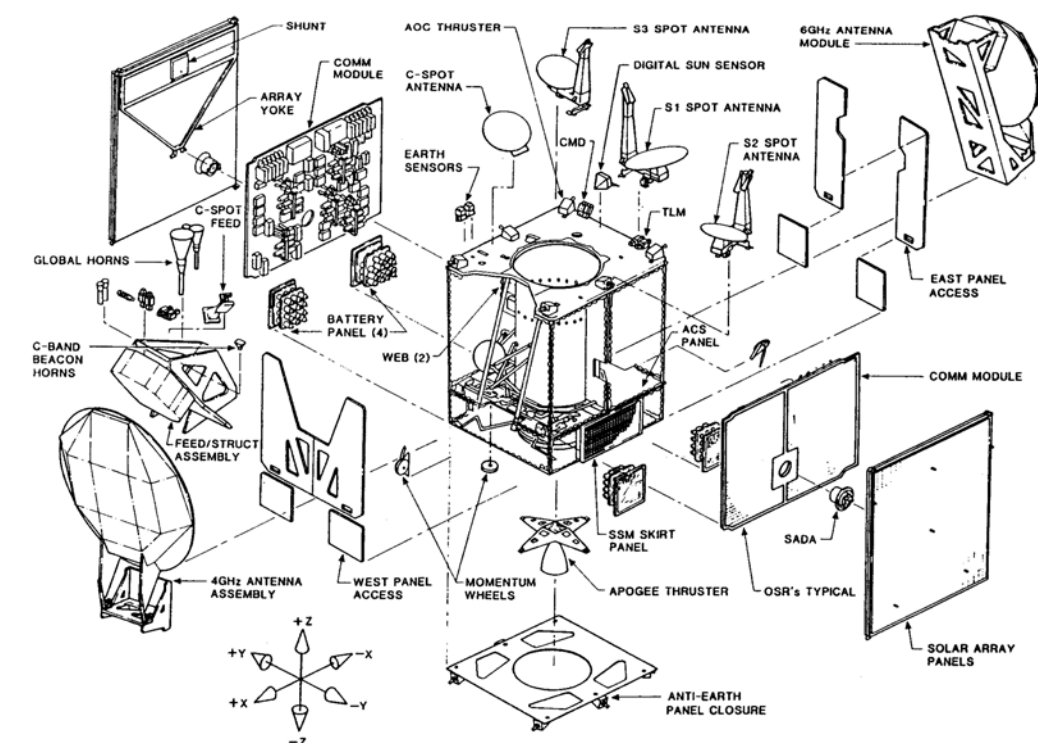


Obr. 10.1 Úrovně signálů v lineárním transpondéru

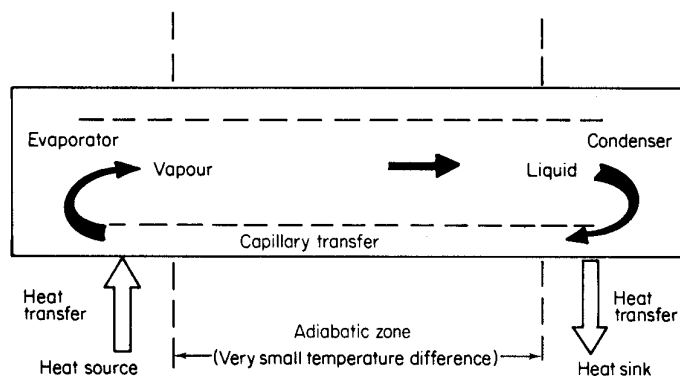
Dále předpokládejme, že ekvivalentní šumová teplota přijímacího systému družice je $T_S = 300$ K. Výkon šumu v jednom kanálu potom je $N_{ssb} = kT_S B_{ssb} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 3 \cdot 10^3 = -170$ dBW. Nominální výkon ve špičce modulační obálky jednotlivých signálů pro poměr C/N = 23 dB potom bude $PEP_{1R} = -147$ dBW. Pripustíme-li maximální úroveň jednotlivého signálu úroveň odpovídající C/N = 30 dB (při této úrovni začne pracovat automatické řízení zisku transpondéru), vyjde nám hodnota zisku transpondéru $A_{TR} = 10$ dBW – (-140) dBW = 150 dB. Na obr. 10.1 jsou stanovené úrovně znázorněny.

Těleso družice

Konstrukce družice musí vyhovovat řadě, někdy velmi protichůdných, požadavků. Musí být co nejlehčí a při tom dostatečně pevná, aby bez poškození snesla vibrace a zrychlení při vynášení na oběžnou dráhu. Velmi složitý je termodynamický návrh konstrukčního uspořádání. V prostředí bez konvekce je třeba velmi pečlivě propočítat tepelné toky uvnitř tělesa. V místech velkého tepelného namáhání, jako jsou výkonové stupně vysílačů je třeba použít chladicí systém, pracující na principu předávání skupenského tepla. Na obr. 10.2 je pohled na rozloženou družici INTELSAT VII. Obr. 10.3 schematicky znázorňuje aktivní chladicí systém. Jako chladicí medium se používá amoniak, freon apod. podle zvoleného teplotního rozsahu.



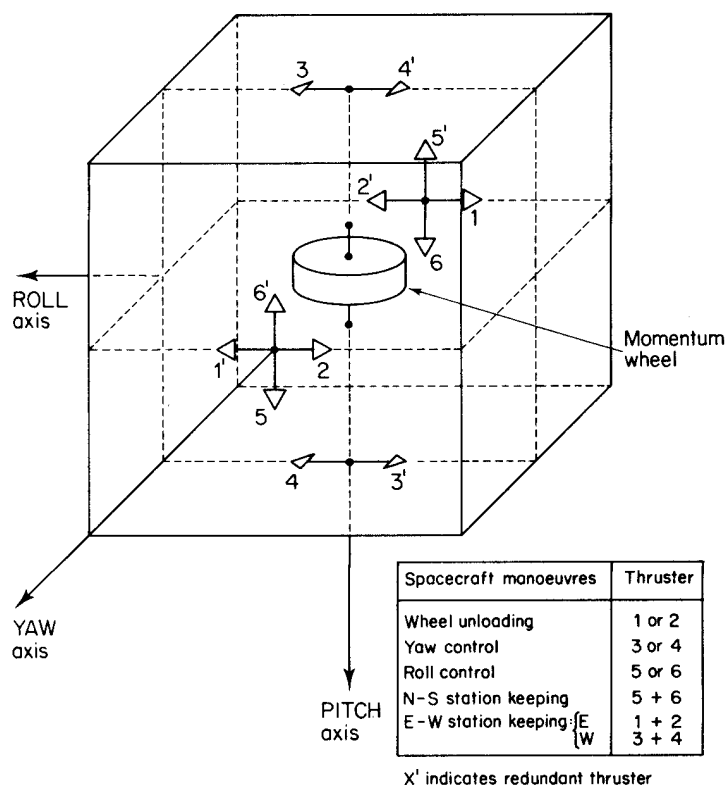
Obr. 10.2 Pohled na rozloženou družici INTELSAT VII



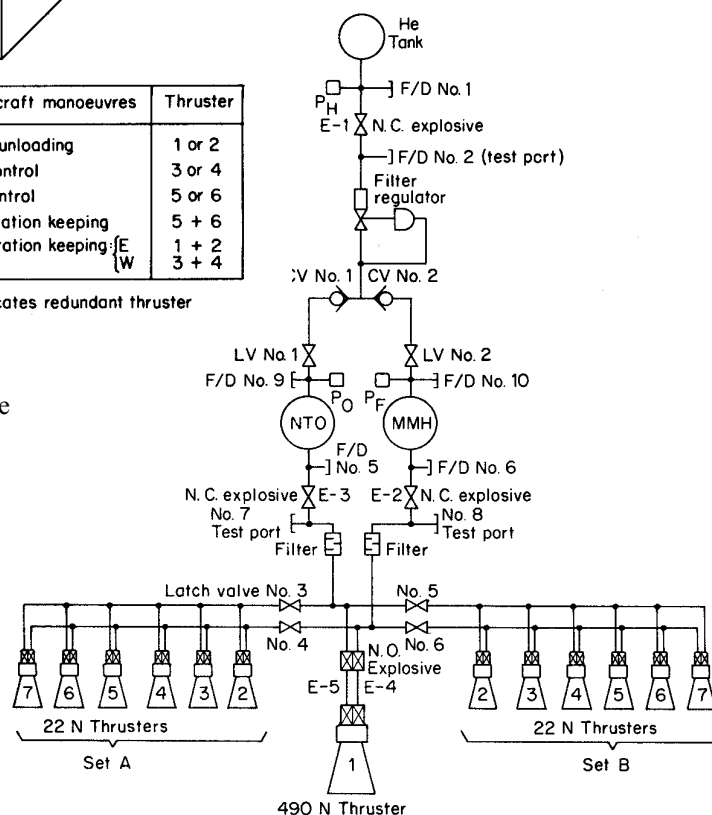
Obr. 10.3 Princip činnosti aktivního chladicího systému

Stabilizace polohy

Komunikační družice, zvláště geostacionární používají velmi směrové antény a proto jejich poloha (orientace) musí být dlouhodobě velmi přesně udržována. V zásadě rozlišujeme dva způsoby stabilizace polohy, tzv. tří-osou stabilizaci a stabilizaci rotací. Tří-osá stabilizace je dosahována soustavou reaktivních trysek, obr. 10.4 a setrvačniku uvnitř družice (roll axis – osa otáčení, pitch axis – osa klonění, yaw axis – osa stáčení). Na obr. 10.5 je schéma typického pohonného systému geostacionární družice. Hlavní motor (490 N) slouží pro manévr v apogeu GTO k dosažení GEO. (Geostationary Transfer Orbit – je eliptická dráha, na níž je družice vynesena nosičem).

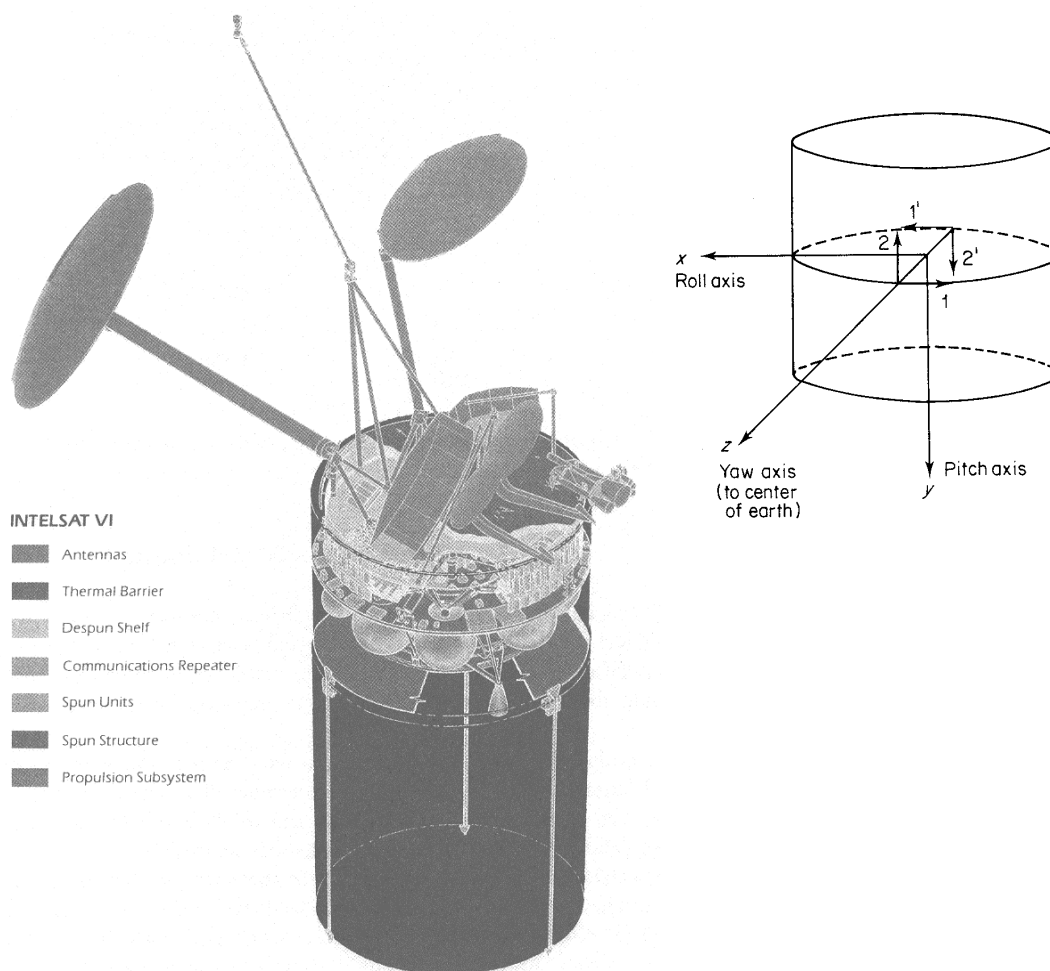


Obr. 10.4 Tří-osá stabilizace polohy družice



Obr. 10.5 Pohonný systém geostacionární družice. Palivem je samovznětlivá směs monometylhydrazinu a oxydu dusičitého

Stabilizace polohy rotací se používá jak na geostacionárních drahách (např. družice METEOSAT), tak i na vysokých eliptických drahách. Využívá se přitom gyroskopického efektu, přičemž se otáčí celé těleso družice. V případě geostacionární orbity je osa rotace většinou kolmá na rovinu dráhy. Na obr. 10.6 je vyobrazena družice INTELSAT V. Horní část družice s anténami se otáčí synchronně v protisměru rotace, tak aby antény směřovaly stále stejným směrem.

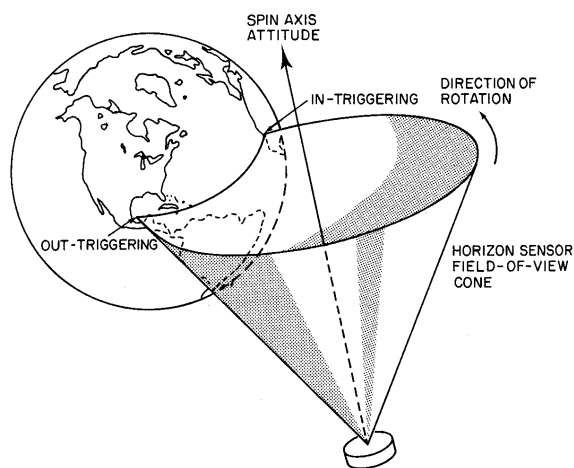


Obr. 10.6 Rotací stabilizovaná geostacionární družice INTELSAT VI

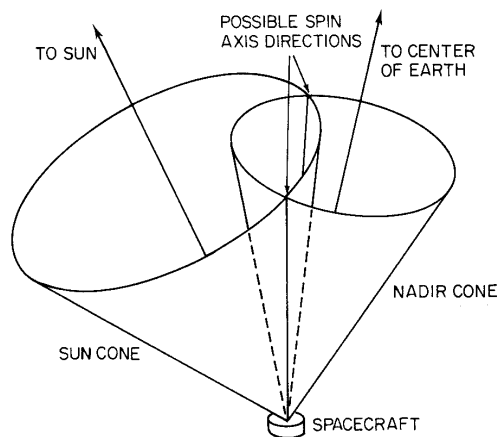
Aby mohla být stabilizace polohy řízena, musí mít družice senzory pro zjištění vlastní orientace. Používají se senzory na zemský horizont, obr. 10.7, Slunce, obr. 10.8, případně jasnou hvězdu (mohou dosáhnout přesnosti až tisícinu stupně, jsou však složité a citlivé na poškození). Používají se i různé rastrovací systémy.

Zdroje energie

Primárním zdrojem energie komunikačních družic jsou solární články. Používají se buď křemíkové nebo galium arsenidové. Účinnost solárních článků je obecně nízká. Si články mají účinnost mezi 10 až 15% a GaAs články 18 až 20%. Výkonová hustota toku slunečního záření v blízkosti Země je asi 1353 W/m^2 . Při kolmém dopadu slunečních

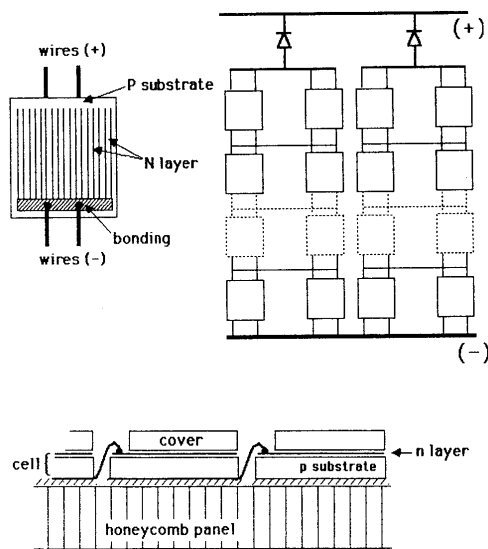


Obr. 10.7 Princip činnosti senzoru zemského horizontu

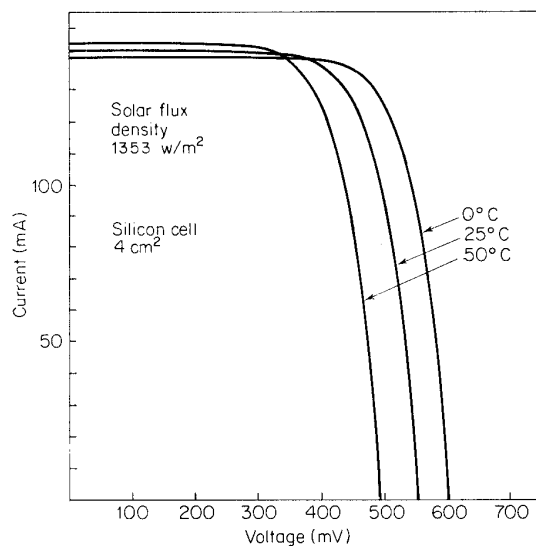


Obr. 10.8 Při použití dvou senzorů lze určit osu rotace satelitu jako průsečík dvou kůželů

paprsků na solární panel, lze tedy počítat s výkonem 100 až 200 W na 1 m² aktivní plochy solárních panelů. Výkon však klesá se zvětšujícím se úhlem dopadu slunečního záření a také stárnutím solárních panelů (především jako důsledek působení radiace). Obvykle se počítá se snížením výkonu o 30 % za 7 let na oběžné dráze. Na obr. 10.9 je znázorněna struktura solárního panelu a na obr. 10.10 typická AV-charakteristika křemíkového solárního článku.

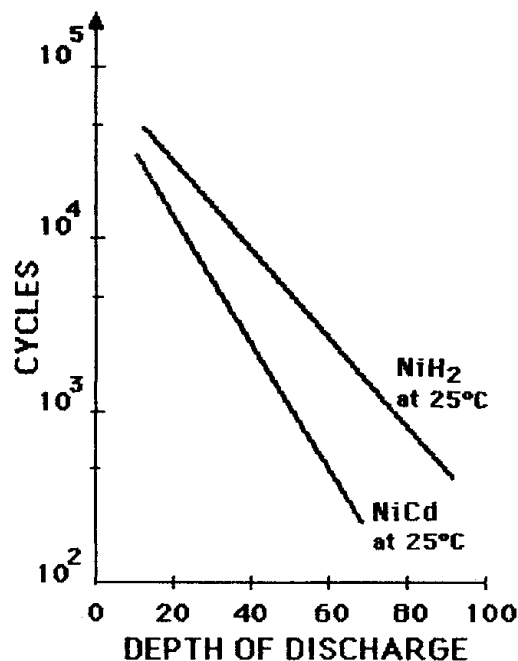


Obr. 10.9 Struktura solárního panelu

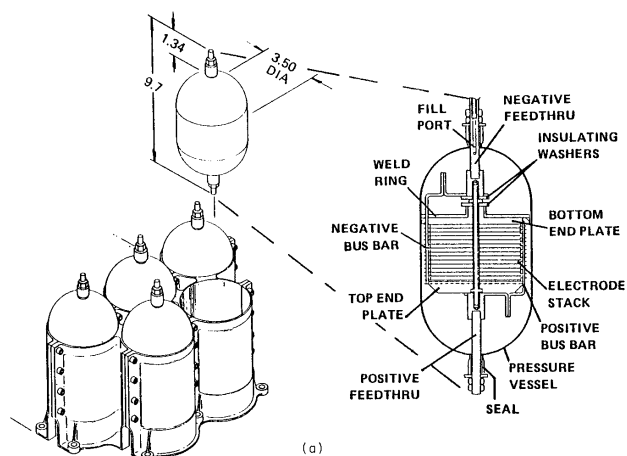


Obr. 10.10 AV charakteristika křemíkového solárního článku

Sekundárními zdroji energie družice jsou akumulátorové baterie. Základními kritérii jsou specifická energie (poměr kapacity ku hmotnosti [Wh/kg]), počet nabíjecích cyklů a dlouhodobá spolehlivost. Hlavními typy jsou NiCd akumulátory, NiH₂ (nikl-vodíkové)



Obr. 10.11 Počet nabíjecích cyklů v závislosti na hloubce vybíjení baterie

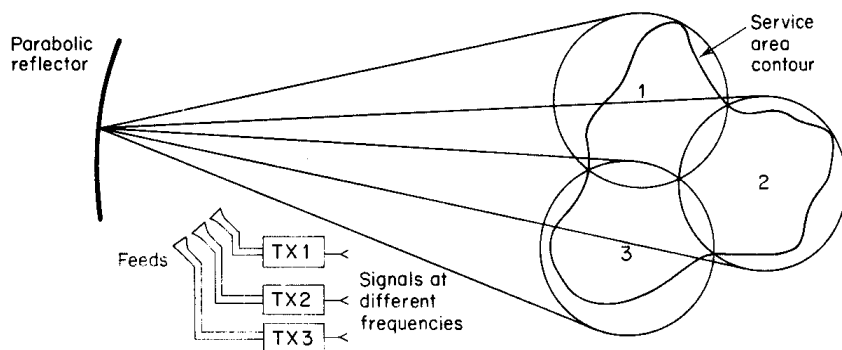


Obr. 10.12 Konstrukce NiH₂ baterie

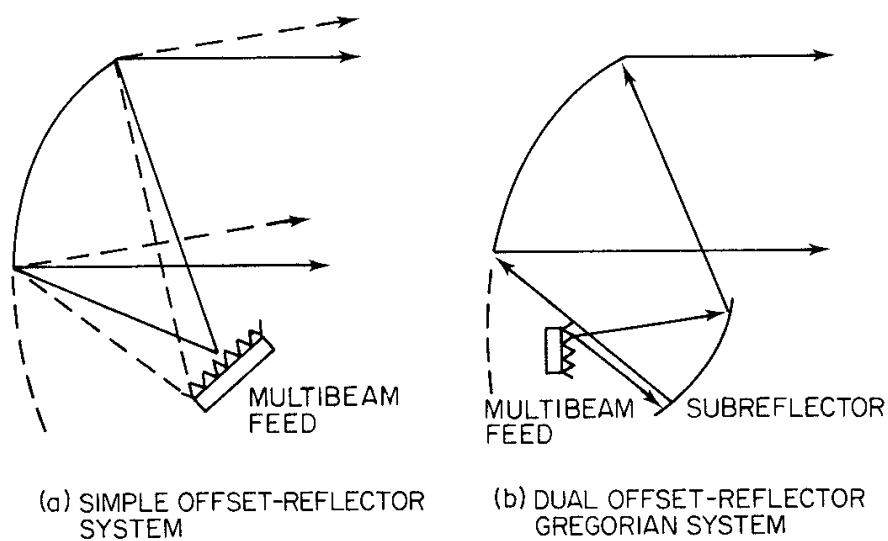
akumulátory a v posledních letech Ni-MH a Li-ionové akumulátory. Na obr. 10.11 je uvedena závislost počtu nabíjecích cyklů na hloubce vybíjení akumulátorové baterie NiCd a NiH₂. Obr. 10.12 znázorňuje konstrukci NiH₂ baterie.

Antény družice

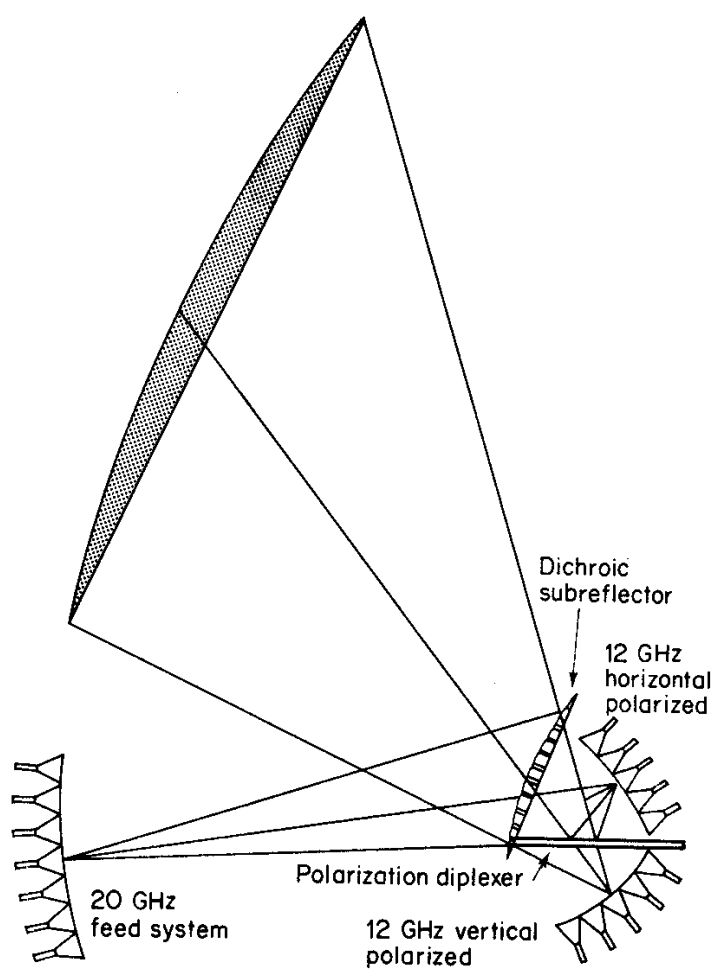
Podle účelu kterému družice slouží, mohou být anténní systémy velmi rozmanité. Rozlišujeme antény pro globální pokrytí (global coverage), kdy je pokryta z družice viditelná část povrchu Země, nebo antény pro pokrytí úzkých oblastí (spot coverage). Pro mikrovlnná pásma jsou to obvykle parabolické reflektory, přičemž jeden reflektor je často využíván pro více pásem, nebo ortogonální polarizace. Excentricky ozářená zrcadla, někdy asymetrických tvarů, lze využít pro vytváření tvarovaných vyzařovacích charakteristik (shaped beams) nebo pro vytváření bodových svazků. Na obr. 10.13, 10.14 a 10.15 jsou uvedeny příklady řešení několika družicových antén.



Obr. 10.13 Příklad konstrukce antény pro pokrytí tří sousedících území třemi frekvencemi



Obr. 10.14 Ofsetová parabolická anténa, a) s jednoduchým reflektorem, b) s dvojitým reflektorem

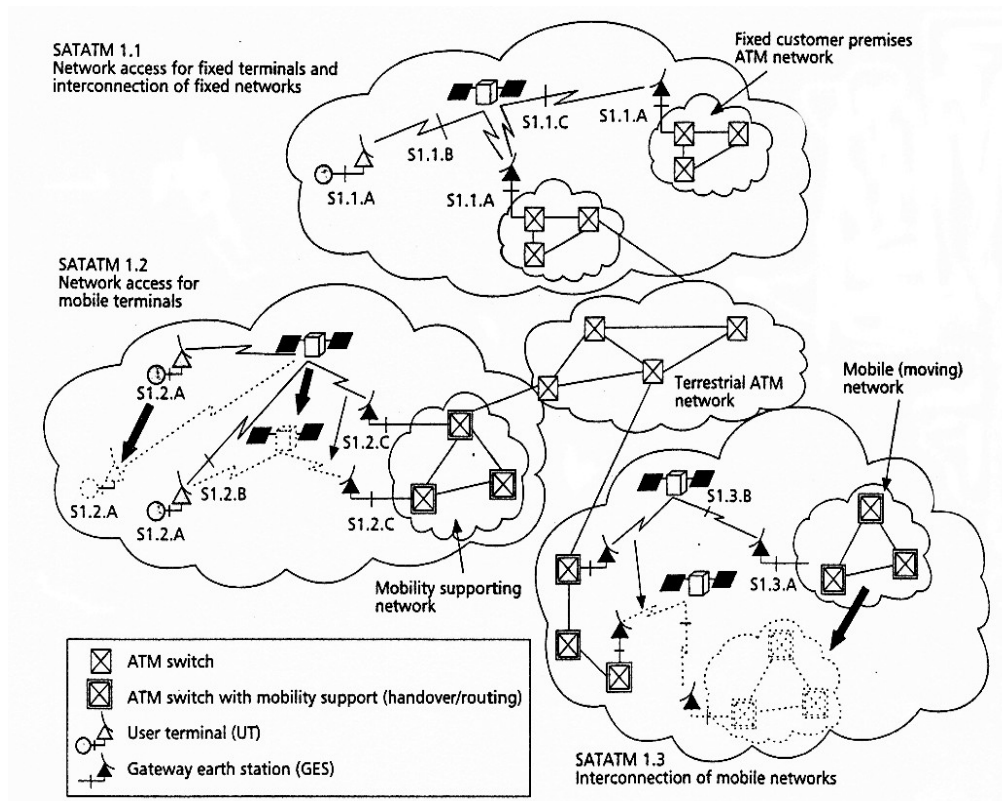


Obr. 10.15 Dvojfrequenční anténní systém s dichroitickým subreflektorem

11 Perspektivní družicové systémy

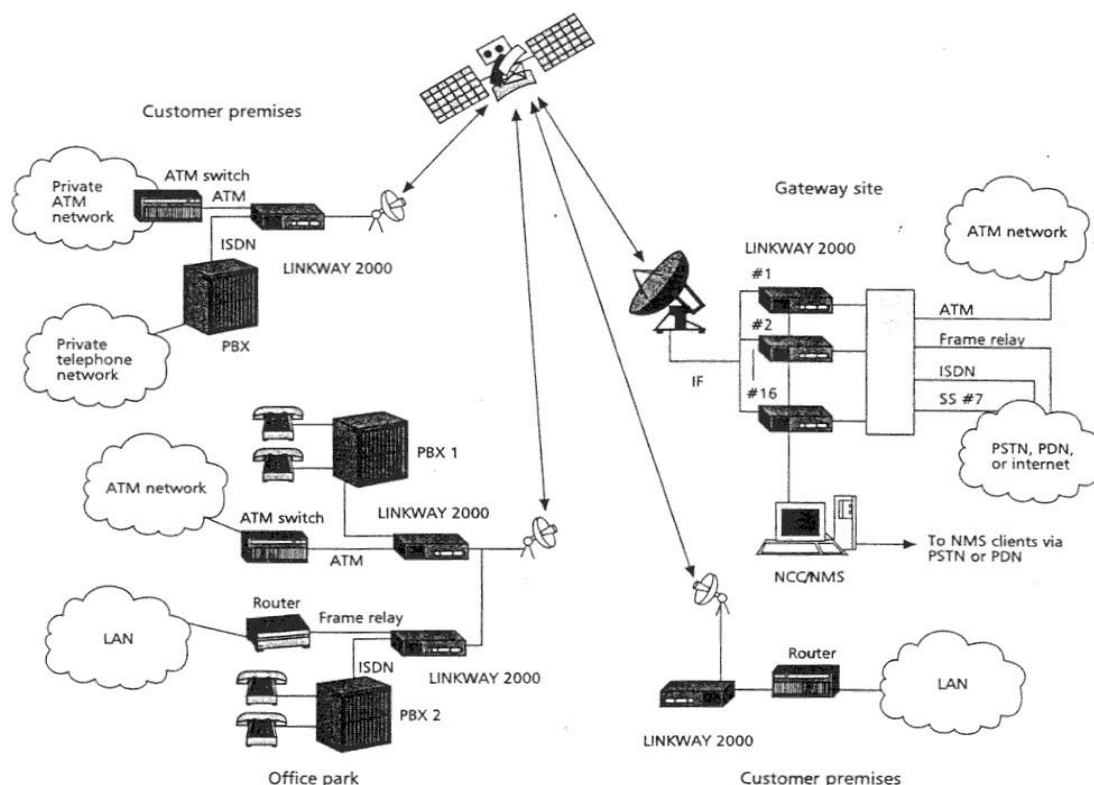
Dobře navržené satelitní spoje mohou velmi vhodně doplnit a být interoperabilní s globálními telekomunikačními sítěmi. Družicové spoje zajišťují propojení vzdálených segmentů sítí a také připojení jednotlivých uživatelů. Moderní družicová síť musí umožňovat rychlý přenos dat odpovídající požadavkům Internetu a multimediálního přenosu s protokoly IP a ATM, nikoli jen s přepínanými okruhy ale s přepínáním paketů (SATATM). Tomu musí odpovídat způsoby generace, zpracování, uchování a přenosu informace. Zvládnutí této technologie v satelitních systémech je velmi důležité, neboť přináší možnost dynamického využití komunikačního spektra (Bandwidth on Demand). Jsou proto již vyvíjeny satelity s palubním zpracováním signálů, jehož součástí budou ATM přepínače paketů a s pomocí mikrovlnných matic budou odpovídající pakety směrovány k adresovaným účastníkům sítě separovanými anténními svazky (Onboard Processing Satellites).

Většina stávajících družic je konstruována s lineárními transpondéry (transparent satellites). Ze systémového hlediska je důležitá určitá standardizace, která umožní po určitou dobu použití obou typů družic. Byly proto navrženy architektury systémů jak pro transparentní družice tak pro družice s vlastními ATM přepínači [24]. V systémech s transparentními satelity je veškeré protokolární zpracování prováděno na Zemi v uživatelských terminálech, stykových stanicích (Gateway stations - GES) nebo v řídicím středisku sítě (Network Control Center – NCC). Na obr. 11.1 je ukázána architektura podporující fixní ATM síť (SATATM 1.1), síť ATM s mobilními terminály (SATATM 1.2) i celé ATM mobilní síť (SATATM 1.3). Řízení sítě ATM přepínači na Zemi není optimální, protože satelitní segment sítě pracuje s konstantní přenosovou rychlostí mezi GES a statistický multiplex lze užít jen v zemském segmentu.



Obr. 11.1 Architektura družicové sítě ATM s transparentními družicemi

V současnosti jsou intenzivně vyvíjeny komunikační standardy založené na dynamické změně komunikační šířky pásma podle požadavků pro nové aplikace a služby. Satelitní síť s vícestranným přístupem DAMA (Demand Assigned Multiple Access) jsou při správném návrhu ideální platformou umožňující aplikaci ATM a IP protokolů při odpovídající QoS (Quality of Service) a velmi účinném využití pásma. Jednou z takových sítí je COMSAT Linkway 2000, obr. 11.2 [24]. Tento systém umožňuje přístup a přenos signálů služeb s přepínáním paketů (ATM, IP/LAN a přenos rámců) stejně jako signálů služeb pracujících s přepínáním okruhů (ISDN a signální systém SS # 7). Satelit pracuje s multifrekvenčním přístupem TDMA (nosná frekvence pro jednotlivé bursty může být různá podle obsazení jednotlivých kanálů TDMA). Uživatelské terminály jsou vybaveny vysoce kvalitním modemem pro 2 Mb/s bursty. Sdružováním lze pro jeden uzel dosáhnout přenosové rychlosti až 32 Mb/s.



Obr. 11.2 Architektura multiservisního systému COMSAT Linkway 2000 typu „Bandwidth on Demand“

Formát přenosu je dynamicky volitelný pro každý burst a podporovány jsou modulační QPSK a BPSK s odpovídajícími způsoby kódování. Vnitřní kód je konvoluční s poměry 1/2, 2/3, 3/4 a 7/8. Vnější kódování je Reed-Solomon s proměnnou délkou bloku až do 255 byte. S kódováním FEC 1/2, blokovým Reed-Solomon (236, 216) a QPSK 2,5 Msymbol/s je dosahováno chybovosti $BER = 10^{-8}$ při poměru $E_b/N_0 = 5,5$ dB. Délka rámce TDMA může být volena mezi 12 až 48 ms. Jeden burst může obsahovat více (časových) kanálů, jejichž struktura závisí na typu provozu každého z nich (okruhy, pakety, ATM). Rovněž Reed-Solomonovo kódování jednotlivých kanálů může být různé podle požadované chybovosti pro tu kterou službu. Šířka pásma je tedy adaptivně přidělována podle nároků jednotlivých služeb. Síť také podporuje změnu frekvence nosné bursty od burstu (Frequency Hopping).

Systémy s družicovou konstelací LEO

V současnosti je rozpracována celá řada družicových systému pro mobilní komunikace. Některé jsou již funkční, další se připravují a některé se ukázaly jako neperspektivní. Základní dělení vychází z použitých drah družic a velikosti satelitní konstelace. Rozlišujeme pak systémy GEO, ICO, malé LEO (little LEOs), a velké LEO (big LEOs). V Tab.11.1 jsou uvedeny základní technické parametry vybraných systémů každé kategorie.

Tab. 11.1 Parametry nejvýznamnějších družicových systémů pro mobilní komunikace.

Typ orbity	Operátor	Konstelace	Pokrytí	Linka uživatelská uplink - downlink	Linka spojová uplink - downlink	Linka mezi satelitní	Služby
GSO	Inmarsat	4 sat. GSO	mimo pol. obl.	1,6 1,5 GHz	4 6 GHz	-	data až 64 kb/s
ICO	I-CO	10 + 2 zál. sat. 45° - 10390 km 2 roviny	100%	2 2 GHz	5 7 GHz	-	telef.
	Odyssey	12 sat. 50° - 10354 km 3 roviny	100% el. > 22°	1,6 2,5 GHz	30 20 GHz	-	telef.
LEO	Iridium	66 + 6 zál. sat. 86,4° - 780 km 6 rovin	100%	1616 - 1626,5 1616 - 1626,5 MHz	29,1 - 29,3 19,4 - 19,6 GHz	23,18 - 23,38 GHz	hlas 2,4 kb/s data 2,4 kb/s
	Globalstar	48 + 8 zál. sat. 52° - 1414 km 8 rovin	70° j.š. - 70° s.š.	2483,5 - 2500 1610 - 1626,5 MHz	5025 - 5225 6875 - 7075 MHz	-	hlas 2,4 kb/s data 9,6 kb/s
	Teledesic	288 sat. 98,2° - 1375 km 12 rovin	100% el. > 40°	28,6 - 29,1 18,8 - 19,3 GHz	28,6 - 29,1 18,8 - 19,3 GHz	60 GHz	data up 2 Mb/s dwn 64Mb/s
	Orbcomm	48 sat. 45°(32) - 8 rovin + 70° a 108°(16) - 825 km	100%	148 - 150 137 - 138 (down i 400) MHz	137 - 138 148 - 150 MHz	-	data protokol X.25 X.400

Z hlediska interoperability s optickými spoji je nejdůležitější projekt Teledesic s 288 satelity na polárních drahách LEO synchronních ke Slunci. 'Internet-in-the-sky', tak je tento projekt charakterizován. Malé časové zpoždění mezi uživateli na Zemi a kosmickým segmentem sítě dovolí vysokou kompatibilitu s pozemními optickými sítěmi. Uživatelský terminál bude pracovat v pásmu Ka s přístupovou rychlostí (uplink 28,6 – 29,1 GHz) 2 Mb/s, zatímco downlink (18,8-19,3 GHz) až do rychlosti 64 Mb/s. Interlinky mezi satelity budou pracovat v pásmu 60 GHz s rychlostmi 155 Mb/s - 1,24 Gb/s. Každá družice bude spojena s osmi sousedními. Extrémně vysoký počet družic (původně jich mělo být 840) je dán požadavkem, aby elevační úhel spoje k družici byl vždy větší než 40° a byl tak eliminován útlum v důsledku deště a pozemských překážek, viz níže. Poslední informace o realizaci tohoto projektu jsou však skeptické a pravděpodobnost, že bude realizován je malá.

Návrh těchto systémů je komplikován mnoha omezeními, které musí být zváženy velmi důkladně, neboť jejich cena je velmi vysoká. Mezi ně patří především faktory šíření ve směru Země-družice (uplink) a tzv. pohybující se prostředí (mobilní stanice). Některé tyto faktory a jejich vliv na návrh nejznámějších družicových systémů pro mobilní komunikace jsou dále podrobněji rozebrány.

Charakteristiky šíření lze analyzovat takto:

- a) **efekty mobilního (lokálního) prostředí**, t.j. charakteristiky šíření které jsou silně ovlivňovány mobilním prostředím pozemních terminálů, mající efekt na obsluhující spoje (service link).
- b) **efekty ovlivňující spoje Země-družice**, t.j. charakteristiky šíření mezi pohybujícím se satelitem a pevnou nebo mobilní pozemní stanicí ovlivňující dopravní (feeder link) i obsluhující spoje. Jsou nezávislé na mobilním prostředí.

Oba soubory charakteristik tedy ovlivňují mobilní satelitní kanál, některé vlivy však mohou být více a některé méně významné.

Obecně jsou družicové systémy charakterizovány malou energetickou rezervou. Větší výkon vysílačů na družici než je nezbytně třeba, by prodražil družici a její vynesení na oběžnou dráhu. Energetická rezerva se proto volí přesně pro dané služby a specifikované okolnosti.

Aby bylo dosaženo vysokých parametrů s minimální energetickou rezervou, používají se pokrokové techniky k eliminaci těch nejvýznamnějších nežádoucích vlivů. To však vyžaduje nezbytně jistou redundanci parametrů přenosu signálů z hlediska času, šířky pásma, polarizace, prostoru, nebo jejich kombinací.

Mobilní prostředí

Šum antény: Citlivost mobilního přijímače závisí na šumových vlastnostech vlastního přijímače a šumové teplotě antény. Můžeme ji charakterizovat šumovou teplotou systému. Pro moderní mikrovlnný přijímač lze dosáhnout šumovou teplotu vlastního přijímače T_R okolo 150 K. Šumová teplota antény T_A však může nabývat velmi rozdílných hodnot. Všesměrová anténa na moři dosahuje např. asi 40 K, zatímco tatáž anténa pozemní mobilní stanice asi 100 - 250 K [2], přičemž nižší hodnota odpovídá volné přírodě a vyšší městské zástavbě. Příspěvek šumu od Slunce lze odhadovat pro všesměrovou anténu asi na 2 K. Urbanistické prostředí s sebou ovšem přináší ještě další rušivé signály, které mohou mnohonásobně převýšit zmíněnou úroveň šumu. Úroveň tohoto rušení je nepřímo úměrná frekvenci. S rostoucí digitalizací elektronických zařízení a zvyšováním rychlosti používaných obvodů se však pásmo rušivých signálů neustále posouvá k vyšším frekvencím. Ziskové antény jsou obecně méně citlivé k prostředí. Obecně lze říci, že právě díky velmi nízké ekvivalentní šumové teplotě ziskové antény, mířící do 'studené' oblohy lze u družicových spojů dosáhnout velmi příznivé energetické bilance downlinku. Avšak jestliže do směru vyzařování antény (a to i parazitního) zasahuje 'teplá' zem, budovy nebo slunce, vzroste šumová teplota antény o to výrazněji.

Vícecestné šíření: řada plánovaných systémů si klade za cíl komunikovat s malými terminály, samozřejmě s všesměrovou anténou. Zde se jistě nevyhneme vícecestné interferenci. Užitečný signál potom bude sestávat z dominujícího signálu přicházejícího

z přímému směru od družice a Rayleighovou distribucí odražených signálů s různou amplitudou a fází. Může se vyskytnout i koherentní odražená složka. Výsledné rozložení pravděpodobnosti může být znázorněno Riceovou distribucí. Tento model je široce aplikovatelný pro vyšetřování úniku pro námořní, letecké i pozemní mobilní stanice. Vyhodnocuje se poměr výkonů přímé nosné vlny a signálů odražených (C/M), spolu s šířkou pásma úniku (korelační šířka pásma). Pro nízko-ziskové antény je poměr C/M typicky 7-10 dB. Korelační šířka pásma úniků závisí značně na mobilním prostředí asi takto: námořní ~ 1 Hz, pozemní a letecké ~ 100 Hz. Jsou proto stále hledány nové techniky kódování a modulace k zajištění robustní funkce radiových sdělovacích systémů při vícecestném šíření. Systémy se strategií v časové doméně využívají především prostředků konvolučního kódování a prokládání symbolů. Alternativní systémy ve frekvenční doméně používají rovněž konvolučních kódů a technik s rozprostřeným spektrem. Pro zajištění integrity přenášených dat má zásadní význam technika automatické žádosti o opakování ARQ (automatic request repeat), která dovoluje eliminovat krátkodobé výpadky signálů. Užití ziskových antén může významně redukovat vliv vícecestného šíření zvláště při větších elevačních úhlech, kdy jsou zdroje odrazu většinou mimo hlavní směr vyzařování antény.

Stínění okolními objekty: u pozemních mobilních terminálů je z tohoto pohledu velmi významné kde bude anténa umístěna a zda je na vozidle pevně instalována. U letadel dochází ke stínění antény částmi trupu nebo křídel, zvláště při manévrech. Podobně na lodi dochází ke stínění stožáry a dalšími prvky vnější struktury lodi. Krátkodobé zastínění lze eliminovat podobnými způsoby jako efekty vícecestného šíření. Pro déle trvající stínění je třeba hledat nová řešení, která budou záviset na zajišťovaných službách (rychlý/pomalý přenos dat, telefon apod.). Ve většině případů je však nejúčinnější strategie využívající více družic současně (satellite diversity). Při dostatečně husté satelitní konstelaci může být velmi pravděpodobné, že budou z jednoho místa současně viditelné dvě nebo více družic s dostatečně velkou úhlovou separací tak, že stínění v každém směru lze považovat za nekorelované. Dva rozdílné směry ke kosmickému segmentu pak mohou zajistit dostatečnou diverzitu. Např., je-li pro jednu družici při elevaci θ_1 pravděpodobnost stínění P_{b1} (<1) a pro jinou družici při elevaci θ_2 , P_{b2} , bude výsledná pravděpodobnost stínění dána součinem $P_{b1}P_{b2}$.

Efekty ovlivňující spojení Země-družice

Jedná se o faktory které nejsou ovlivněny mobilním (lokálním) prostředím a uplatňují se tudíž i v pevných družicových službách.

Šum antény: Antény družic jsou až na výjimky směrové (všesměrové jsou opodstatněné jen u nestabilizovaných družic), obvykle s kuželovým svazkem vyzařování tak, aby byla pokryta signálem část povrchu Země, odpovídající její výšce. Šumová teplota antény družice je potom dána jasovou teplotou Země, která je menší nad oceánem (150 K) a větší nad pevninou (290 K).

Zpoždění signálu: Šikmá vzdálenost mobilní stanice k družici a od družice k pevné stanici způsobuje dopravní zpoždění. V případě GEO je celkové zpoždění ~ 270 ms. Toto zpoždění může být problematické pro přenosy s obvyklými terestriálními protokoly. Systémy LEO mají menší zpoždění srovnatelné s pozemními sítěmi při velkých vzdálenostech koncových stanic.

Ztráty šířením a jejich změny: V případě satelitů na dráze LEO s výškou 1000 km se mohou měnit ztráty šířením až 10 dB mezi subsatelitním bodem (elevace 90°) a bodem

s elevací 10° . Pro ICO a GEO jsou tyto rozdíly 3 dB, respektive 1 dB (na frekvenci 1,6 GHz). Omezení minimálního elevačního úhlu dovoluje redukovat energetickou rezervu spoje, za cenu menšího pokrytí jednou družicí (Teledesic). Největší ztráty šířením jsou u systémů GEO ale změny v pokrytém území jsou nejmenší. Při porovnání vzdálenosti k družici GEO (40 tis. km) a LEO (1 tis. km) dojdeme k rozdílu ztrát šířením 32 dB.

Dopplerův posuv způsobený pohybem družice: Systémy LEO a v menší míře ICO se vyznačují značným Dopplerovým posuvem způsobeným velkým relativním pohybem satelitu vůči zemskému povrchu. Typický Dopplerův posuv v pásmu L pro družice na polární dráze LEO je ± 35 KHz, pro družice Teledesic to bude až ± 600 kHz (29 GHz).

Atmosférická absorpce: Na nízkých frekvencích pod 10 GHz je atmosférický útlum velmi nízký a většinou zanedbatelný. Na vyšších frekvencích však roste a je třeba s ním počítat, zvláště při nízké elevaci kdy je cesta signálu atmosférou dlouhá.

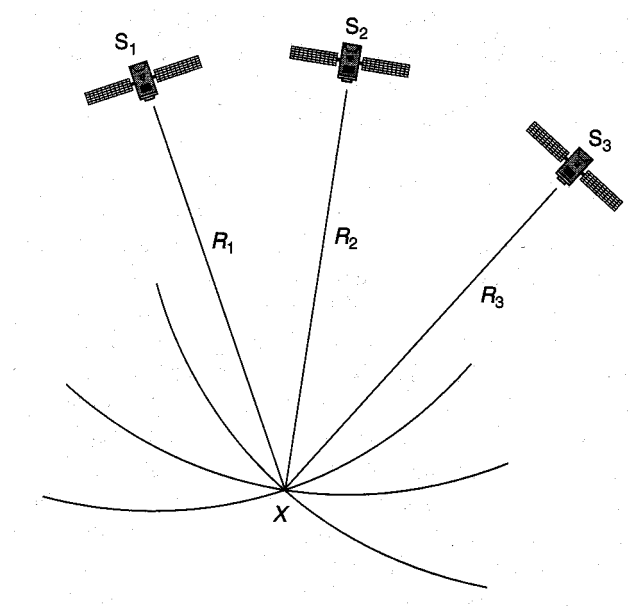
Vliv deště a hydrometeorů: Déšť a hydrometeory zvyšují ztráty, které jsou opět větší při kratších vlnových délkách a nízkých elevačních úhlech. Pravděpodobnost a intenzita dešťů je ovšem velmi rozdílná v různých geografických oblastech, což je opět třeba brát v úvahu. Vzrůst těchto ztrát na frekvencích pod 2 GHz je nevýznamný a lze jej kompenzovat minimální energetickou rezervou spoje. Avšak v pásmech 20/30 GHz mohou být ztráty vlivem deště velmi významné a ve svém důsledku omezují minimální použitelný elevační úhel. Vzrůst ztrát na těchto kmitočtech při nízké elevaci může dosáhnout až desítky decibelů. Rozsáhlé soubory měření, které udělaly Olympus a později ACTS rozšířily databáze statistik vlivu dešťů a mohou pomoci upřesnit existující modely.

12 Družicové navigační systémy

Satelitní navigační systémy, obecně označované jako GPS (Global Positioning Systém), způsobily v devadesátých letech revoluci v navigaci a lokalizaci. Dnes jsou jedním z nejčastěji využívaným družicovým systémem. Nejznámější je americký systém GPS-NAVSTAR [35]. Rusové mají podobný systém GLONASS a evropské státy připravují systém GALILEO. Existují i další systémy jako je LORAN (LONg RANge Navigation). V současnosti je nejvíce využíván americký systém, který si stručně popíšeme.

Kosmický segment tvoří 24 družic na kruhových drahách MEO s nominální výškou 20 200 km a inklinací 55° . Doba oběhu je 11 hod 58 min (polovina hvězdného dne). Družice obíhají Zemi po čtyřech v šesti rovinách vzájemně posunutých o 60° zeměpisné délky. Tím je zajištěno, že téměř v každém okamžiku jsou v každém místě zemského povrchu v dosahu nejméně čtyři družice. Družice mají hmotnost 1877 kg a jsou konstruovány pro životnost 10 let. Postupně jsou vyměňovány tak, aby byl systém stále plně funkční. Obvykle jich je aktivních více než 24, přičemž některé slouží jako rezerva. GPS je řízen střediskem MCS (Master Control Station - U.S. Air Force) ze základny Falcon v Coloradu Springs. Spolu s dalšími čtyřmi monitorovacími stanicemi, které jsou umístěny v Atlantickém, Indickém a Tichém oceánu, jsou měřeny orbitální parametry a počítány efemeridy jednotlivých družic, stanoveny chyby atomových hodin a další parametry. Měření jsou prováděna po 1,5 s a jsou použita k aktualizaci palubních dat a následně k vyslání navigačních zpráv k uživatelům.

Vlastní měření polohy je prováděno trilaterací, obr. 12.1. V podstatě je měřena vzdálenost neznámého bodu (přijímače) od třech známých bodů v prostoru (družice). Neznámý bod v prostoru se nachází v průsečíku odpovídajících kružnic (geometrického místa s danou vzdáleností od družice). Tato tři měření tedy umožňují řešit tři rovnice pro určení tří geocentrických souřadnic – zeměpisné délky, šířky a výšky měřeného bodu.



Obr. 12.1 Základní uspořádání GPS při určování polohy neznámého bodu

Vzdálenost mezi přijímačem a vysílačem lze určit měřením času potřebného pro přenos impulsního signálu mezi nimi. Vzdaľenost je vypočtena z rychlosti šíření elektromagnetické vlny ve volném prostoru $c = 299\,792\,458 \text{ m.s}^{-1}$. Elektronické měření časového intervalu patří mezi nejpresnější měření fyzikální veličiny. S použitím atomových hodin lze potom vzdálenost 20 tisíc kilometrů změřit s přesností 1 m, přičemž přesnost měření časového intervalu musí být lepší než 3 ns.

Každá družice nese vysoce přesné atomové hodiny a začátek vysílané binární sekvence je časově přesně určen. Hodinový signál přijímače je synchronizován ke všem satelitům které přijímá a měří časový rozdíl přicházejících bitových sekvencí a přepočítává je na vzdálenosti jednotlivých družic. Jsou-li změřeny vzdálenosti od tří družic je třeba znát ještě jejich přesnou polohu. Protože časový okamžik měření je přijímači přesně znám, mohou být polohy družic vypočteny přijímačem z efemerid, které jsou každým satelitem vysílány v informační zprávě. Pro dosažení potřebné přesnosti je však třeba přijímat signály čtyř družic, neboť v případě tří družic není přesnost hodinového signálu v přijímači dostatečná. Při měření čtyř vzdáleností je získána důležitá informace pro korekci hodinového signálu v přijímači a tím je dosaženo přesnosti lepší než 100 ns.

GPS lokalizace

Souřadný systém používaný GPS je pravoúhlý systém souřadnic s počátkem ve středu Země (geocentrický souřadný systém - ECEF). Pro tvar Země je použit model WGS-84. Osa z míří ze středu Země k severnímu pólu a osy x a y leží v rovině rovníku (osa x protíná nultý poledník a osa y je ve směru 90° východní délky). Souřadný systém se tedy otáčí souhlasně s otáčením Země. Zavedeme následující souřadnice přijímače (U_x, U_y, U_z) a souřadnice družic (X_i, Y_i, Z_i) kde $i = 1, 2, 3, 4$. Bude-li měření vycházet z interních hodin přijímače, které jsou vůči hodinám GPS zatíženy chybou (offsetem) τ , budeme změřenou pseudo-vzdálenost k družici i označovat PR_i

$$PR_i = T_i \cdot c, \quad [\text{m}; \text{s}, \text{m.s}^{-1}] \quad (12.1)$$

kde T_i je zpoždění signálu dané šířením elmag. vlny. Vzdálenost dvou bodů A a B v soustavě pravoúhlých souřadnic je dána výrazem

$$R^2 = (x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2 + (z_A - z_B)^2. \quad [\text{m}] \quad (12.2)$$

Pro pseudo-vzdálenosti PR_i a souřadnice lze tedy psát

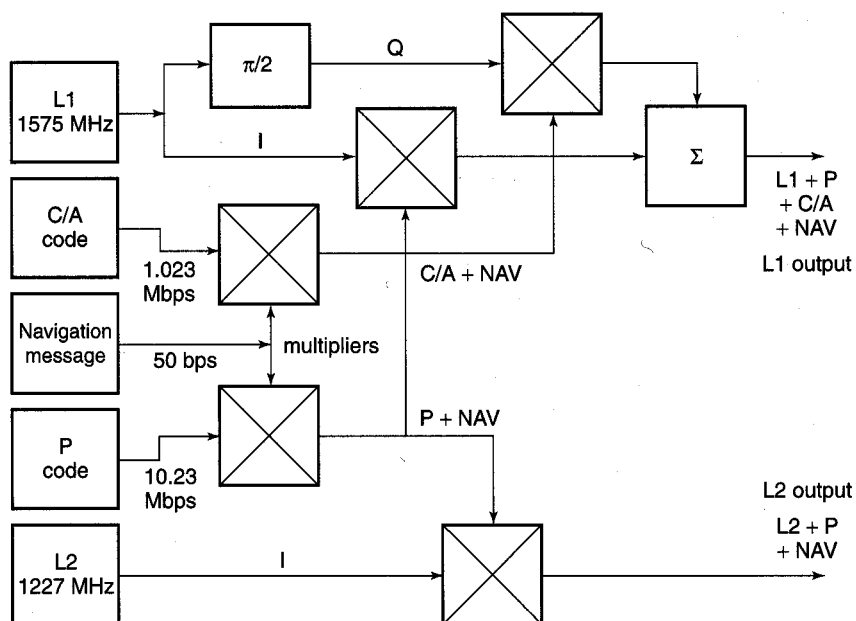
$$\begin{aligned} (X_1 - U_x)^2 + (Y_1 - U_y)^2 + (Z_1 - U_z)^2 &= (PR_1 - \tau \cdot c)^2 \\ (X_2 - U_x)^2 + (Y_2 - U_y)^2 + (Z_2 - U_z)^2 &= (PR_2 - \tau \cdot c)^2 \\ (X_3 - U_x)^2 + (Y_3 - U_y)^2 + (Z_3 - U_z)^2 &= (PR_3 - \tau \cdot c)^2 \\ (X_4 - U_x)^2 + (Y_4 - U_y)^2 + (Z_4 - U_z)^2 &= (PR_4 - \tau \cdot c)^2. \end{aligned} \quad [\text{m}; \text{m}, \text{s}, \text{m.s}^{-1}] \quad (12.3)$$

Přijímač řeší tyto rovnice pro čtyři neznámé (U_x, U_y, U_z a τ) pomocí standardních numerických metod pro nelineární rovnice. Z výše uvedeného je patrné, proč musí být k dispozici čtyři družice. Získání časové korekce τ dovoluje využít GPS také jako zdroj přesného kmitočtu. Typická nepřesnost při užití pouze základního *C/A kódu* je 30 m a označuje se jako *chyba 2DRMS* (2 Distance Root Mean Square error – vychází z Gaussovského rozložení chyb a odpovídá 95% pravděpodobnosti).

GPS komunikace

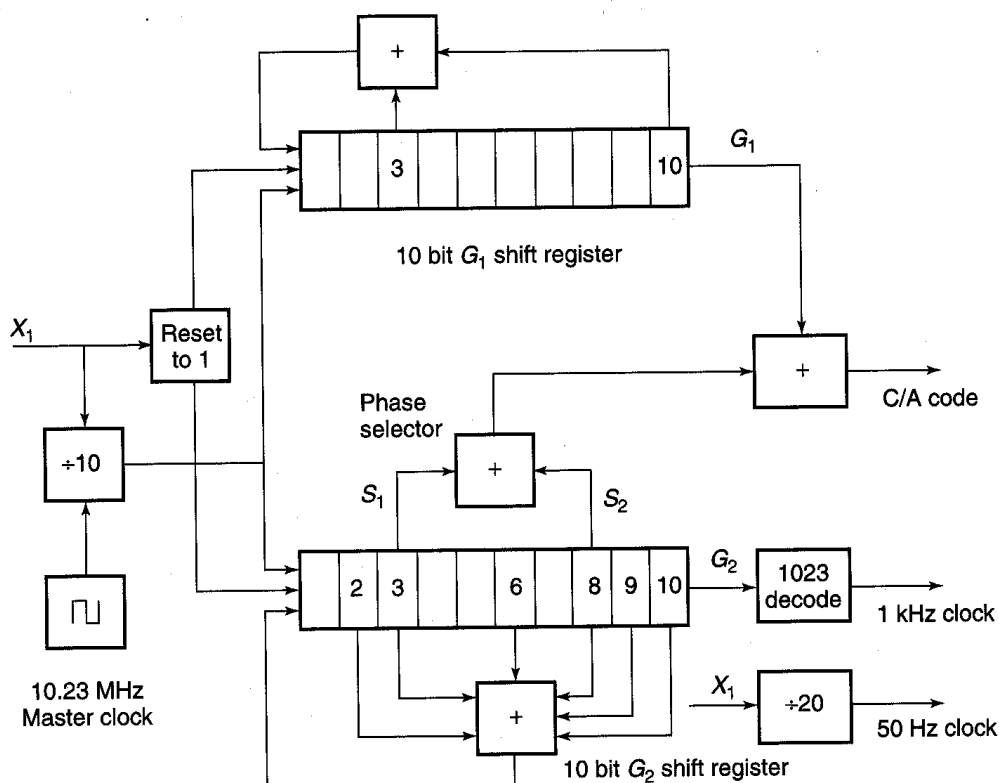
Jak jsme již naznačili, komunikace s družicemi GPS je jednosměrná. Družice vysílají dva signály na dvou různých frekvencích $L1 = 1575,42$ MHz a $L2 = 1227,60$ MHz. Signál $L2$ (120. násobek hodinové frekvence 10,23 MHz) je modulován pseudonáhodnou sekvencí 10,23 Mb.s⁻¹, která je nazývána *P kód* a je používána pro vojenskou navigaci. Je vysílána v zašifrovaném tvaru označovaném *Y kód*, aby jej mohli používat pouze autorizovaní uživatelé.

Nosná vlna s frekvencí $L1$, která je 154. násobkem hodinové frekvence 10,23 MHz, je modulována v kvadratuře (Q) BPSK pseudonáhodnou sekvencí o délce 1023 bitů rychlostí 1,023 Mb.s⁻¹. Tato sekvence je tudíž vysílána přesně za 1 ms a nazývá se *C/A kódem*, který je určen pro veřejné použití. Ve skutečnosti je hodinová frekvence o 0,005 Hz nižší než je uvedeno, aby byl vyloučen relativistický efekt, neboť družice se pohybují rychlostí 3,865 km.s⁻¹, což již nelze zanedbat. Ve fázi (I) je nosná $L1$ také modulována BPSK *P kódem*. *C/A kód* umožňuje hrubá měření a *P kód* s vyšší bitovou rychlostí měření přesná. Generace signálů v družici GPS je znázorněna na obr. 12.2. Signály všech družic GPS jsou vysílány na stejných frekvencích a tudíž se překrývají. Modulace sekvencemi *C/A* a *P* způsobují rozprostření spektra, takže se jedná o DS-CDMA (kap. 9). Přijímač rozliší signály jednotlivých družic na základě znalosti *C/A kódu* jednotlivých satelitů. Až 12 družic současně může být pozorováno z jednoho stanoviště, takže kódovací zisk přijímače GPS (pracujícího s rozprostřeným spektrem) musí být dostatečný pro potlačení interference 11-ti, v daném okamžiku nežádoucích, signálů.



Obr. 12.2 Generace signálů v družici GPS

C/A kódy vysílané družicemi GPS patří do kategorie *Gold kódů*. Jsou vytvořeny vynásobením dvou 1023 bitových sekvencí $G1$ a $G2$ s různým časovým posuvem. Sekvence $G1$ a $G2$ jsou generovány v 10-ti bitových posuvných registrech, obr. 12.3.



Obr. 12.3 Generátor kódu C/A

C/A kód pro danou družici je vytvořen algoritmem který obsahuje identifikační číslo družice GPS a proto je pro každou družici jedinečný. Je-li identifikační znak družice i je *C/A kód* dán sekvencí $C_i(t)$

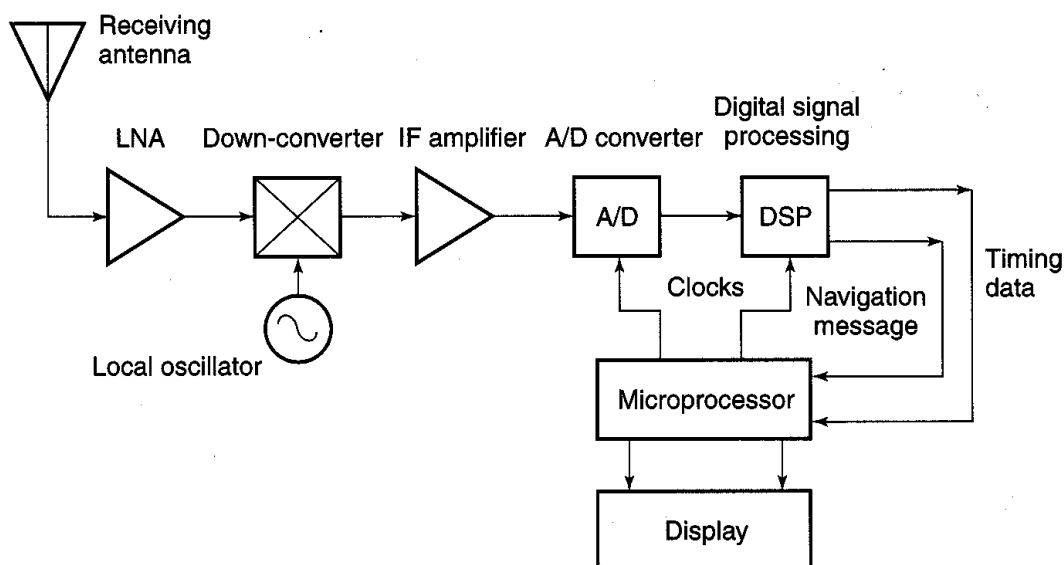
$$C_i(t) = G1(t) \times G2(t + 10iT_c) , \quad (12.4)$$

kde T_c je perioda hodin pro *C/A kód*.

Pomocí tohoto algoritmu je možné vytvořit 100 *Gold* sekvencí. Ne všechny však mají dostatečně nízkou vzájemnou korelaci pro DS-CDMA přístup. Pramen [35] uvádí, že jenom 37 jich je v současnosti použitých.

Při délce sekvence *C/A kódu* 1 ms je nejednoznačnost určení vzdálenosti od družice 300 km. Pokud se nachází přijímač při povrchu Země je tím vlastně známa dodatečná informace umožňující řešit tuto nejednoznačnost. Naopak, je-li přijímač v kosmu je nutné polohu s přesností lepší než 300 km zjistit jiným způsobem.

Zjednodušené blokové schéma přijímače GPS pro detekci *C/A kódu* je na obr. 12.4. Anténa je obvykle kruhově polarizována typu „patch“ nebo čtyřchodá šroubovice. Vstupní LNA bývá umístěn bezprostředně u ní, v jednom konstrukčním celku. Šířka pásma mezifrekvenčního zesilovače je okolo 2 MHz, následuje digitální kvadrurní detektor s výstupy I a Q . Digitální část přijímače zahrnuje generátor *C/A kódu*, korelátor a mikroprocesor provádějící časová měření a výpočet souřadnic. Integrované 12-ti kanálové přijímače této kategorie jsou již velmi levné.



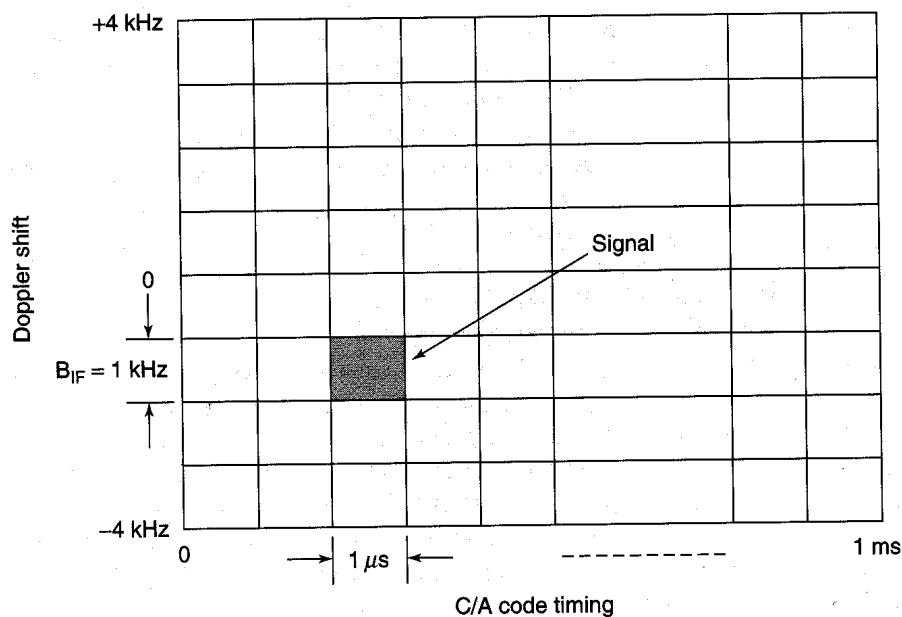
Obr. 12.4 Zjednodušené blokové schéma přijímače GPS pracujícího s kódem C/A

Přijímač GPS musí nalézt začátek každého *C/A kódu* čtyř dostupných družic. Korelátor porovnává přijatý signál s *C/A kódy* uloženými v paměti. Přijímač obvykle vybere čtyři nejsilnější signály které koreluje. Jestliže je geometrie nejsilnějších družic nevyhovující (jsou příliš blízko u sebe a pseudo-vzdálenosti se tudíž od sebe liší jen málo), přijímač použije některý ze slabších signálů.

Poměrně zdlouhavé může být dosažení synchronizace při prvním zapnutí přijímače, kdy ještě nejsou v paměti přijímače data dostupných družic. Teoreticky vzato musí být porovnáno všech 36 možných *C/A kódů*. Avšak čísla současných družic leží mezi 13 a 45, takže v průměru je třeba porovnat 16 kódů. Nalezení synchronizace *C/A kódu* ale dále komplikuje Dopplerův posuv frekvence. Vektor rychlosti družic GPS ve směru k pozorovateli dosahuje při nízké elevaci až 982 m.s^{-1} , čemuž odpovídá Dopplerův posuv 4,9 kHz. Při prvním zapnutí přijímače není znám ani tento údaj. Požadovaná přesnost naladění frekvence pro dosažení synchronismu je 1 kHz. Přijímač proto musí prohledávat oblast $\pm 4 \text{ kHz}$ s krokem 1 kHz podle obr. 12.5. Celkový počet testovaných možností je $1023 \times 8 = 8184$. Dosažení synchronizace první družice tak může trvat několik minut. Pokud je přijímač vícekanálový (až 12), to znamená, že může přijímat více družic současně a také korelátor jednotlivých kanálů pracují paralelně, proces se značně urychlí (při paralelním zpracování signálů je pochopitelně dosahováno rovněž větší přesnosti lokalizace).

Kontrolu integrity měření polohy lze provádět při pěti dostupných satelitech. V tomto případě, je-li jedno měření zatíženo chybou větší než zbylá čtyři, tak je vyloučeno. Jsou-li nejméně dvě měření odlišná, vyhodnotí se kompromis.

Přesnost lokalizace pomocí *C/A kódu* lze uměle snížit zapnutím přídavného kódování zvaném *SA* (Selective Availability). 1. května 2000 však bylo toto kódování (do té doby používané po většinu času) vypnuto. V případě potřeby (válečný konflikt) jej lze však kdykoli znovu zapnout.



Obr. 12.5 Hledání kódové synchronizace v matici Dopplerova posuvu

P kód je generován obdobně jako *C/A* kód podle algoritmu

$$P_i(t) = X1(t) + X2(t + iT_c) \quad , \quad (12.5)$$

kde T_c je perioda sekvence $X1$, která sestává z 15345000 bitů a opakuje se každých 1,5 s. Sekvence $X2$ je o 37 bitů delší. *P* kód se opakuje po 266,4 dnech ale z bezpečnostních důvodů se mění každých sedm dní (o půlnoci ze soboty na neděli). V tomto případě délka kódu zajišťuje jednoznačnost měření. *C/A* kód poskytuje informaci autorizovaným uživatelům o začátku *P* kódu. V zakódovaném stavu je obsažena v navigační zprávě jako tzv. *předávací slovo* (*handover word*). Tím je zajištěna rychlá synchronizace *P* kódu.

Navigation message

Navigation message contains a large amount of system information and has a key significance in GPS. It is transmitted by BPSK modulation of both *C/A* and *P* codes at a rate of 50 b.s⁻¹. Simply put, every 20 *C/A* sequences (20 ms) is one bit of navigation message. The phase of 20 sequences of *C/A* is inverted between bits 1 and 0 of navigation message by modulo 2 addition. This signal is received and demodulated by BPSK 50 b.s⁻¹, which is followed by a correlator. The narrow bandwidth, necessary for the transmission of navigation message, ensures a high C/N ratio at the input of the demodulator and thus a low BER (satellites with elevation above 10° achieve typically C/N > 17 dB).

The complete navigation message frame consists of five subframes, each of which contains ten words of thirty bits. A word has 24 bits of information and six bits of parity. The total length of the navigation message frame is therefore 1500 bits and at a transmission rate of 50 b.s⁻¹ is transmitted every 30 s. Each subframe contains a header and data. The first word of the header is *telemetry* and the second is *handover word*. Data in each subframe are different, see tab. 12.1. Subframes 1, 2 and 3 are repeated during each frame, while subframes 4 and 5 each have 25 pages, which are transmitted sequentially. All navigation message data are therefore transmitted every 30 x 25 = 750 s, which is 12,5 minutes.

Tab. 12.1 Obsah podrámců navigační zprávy

Hlavička	telemetrie; předávací slovo
Podrámec 1	korekce družicových hodin; stáří vysílaných dat
Podrámec 2, 3	efemeridy přijímané družice
Podrámec 4	almanach dat pro družice č. 25 a výš; data modelu ionosféry
Podrámec 5	almanach dat pro družice č. 1-24; telemetrie

Úroveň signálů GPS

Anténa přijímače GPS musí být téměř všesměrová (hemisférová vyzařovací charakteristika) a její zisk se blíží isotropnímu zářiči $G_R = 0$ dB. Ekvivalentní systémová šumová teplota daná šumovou teplotou antény a vlastního přijímače se díky velkému příspěvku od Země odhaduje na $T_s = 273$ K.

Družice GPS používají na obou frekvencích soustavy šroubovicových antén s kruhovou polarizací. Při výkonu družicového vysílače 10 W, je dosahováno $(EIRP)_{SL}$ 19 až 27 dB(W). Signál nesoucí *C/A* a *P kód* je typu DS-SS (Direct Sequence – Spread Spectrum), jehož poměr $(C/N)_D$ na vstupu korelátoru v kanálu se šířkou pásma B_n je menší než 0 dB (leží pod úrovní tepelného šumu). Na výstupu korelátoru je eliminováno rozptřetí spektra s teoretickým ziskem v poměru délky bitu a chipu (ve skutečnosti je tento zisk o něco menší). Pro *C/A kód* vysílaný $1,023 \text{ Mb.s}^{-1}$ a dobu korelace 1 ms vychází $G_{SS} = 30,1$ dB a pro *P kód* $G_{SS} = 40,1$ dB.

Předpokládejme, že přijímač GPS může současně přijímat signály až deseti družic. Výkon těchto signálů s rozptřeným spektrem se přičítá na vstupu přijímače k tepelnému šumu a označuje se jako *interference*. Při 10-ti viditelných družicích bude 9 družic interferovat výkonem $I(W)$. Protože zvolené *Gold kódy* mají malou vzájemnou korelaci, má tento signál charakter blízký bílému šumu. Je-li úroveň užitečného signálu (desátý satelit) na vstupu přijímače P_R , bude úroveň interference $I = 9 \cdot P_R$, za předpokladu, že signály všech deseti družic budou mít stejnou úroveň.

Výkon tepelného šumu při šumové šířce pásma 2 MHz je $N = -141,2$ dB(W), respektive $N = -131,2$ dB(W) pro 20 MHz.

Hodnoty vypočtených úrovní signálu jsou uvedeny v tab. 12.2. Všimněme si, že i při interferenci devíti satelity, což lze považovat za nejhorší případ, je úroveň tepelného šumu o 9,3 dB vyšší než souhrnná interference. Poměr C/N se v daném případě působením interference zhorší o 0,5 dB.

Poměr S/N na výstupu korelátoru vychází 10,8 dB pro *kód C/A* a 8,2 dB pro *P kód* v pásmu **L1**, za předpokladu že zpracování signálu v korelátoru a filtrech je beze ztrát. Původní generace družic GPS měla dvojnásobný výkon než je uveden v tab. 12.2 (+3 dB) a v některých případech lze uvažovat také vyšší zisk přijímací antény. Hodnoty S/N pak mohou být až o 6 dB vyšší.

Jak jsme již uvedli navigační zpráva je vysílána rychlostí 50 b.s^{-1} . Signál na výstupu *C/A* korelátoru prochází filtrem s šířkou pásma 50 Hz, který integruje 20 impulsů z korelátoru na jeden bit navigační zprávy. Poměr S/N signálu BPSK navigační zprávy je tak o 13 dB vyšší a teoreticky dosahuje hodnoty 23,8 dB.

Tab. 12.2 Úrovně signálu GPS

Frekvence		L1 (1575 MHz)		L2 (1227 MHz)
Kód		C/A	P	P
EIRP	dB(W)	26,8	23,8	19,7
L₀	dB	186,8	186,8	185,7
G_R	dB <i>i</i>	0	0	0
P_R	dB(W)	-160,0	-163,0	-166,0
T_s	dB(K)	24,4	24,4	24,4
G_R/T_s	dB(K ⁻¹)	-24,4	-24,4	-24,4
B_n	dB(Hz)	63,0	73,0	73,0
N	dB(W)	-141,2	-131,2	-131,2
I¹⁾	dB(W)	-150,5	-153,0	-156,0
N+I	dB(W)	-140,7	-131,1	-131,2
C/(N+I)	dB	-19,3	-31,9	-34,8
G_{SS}	dB	30,1	40,1	40,1
S/N	dB	10,8	8,2	5,3

¹⁾Hodnota je stanovena pro interferenci signály devíti družic.

Přesnost časování

Proces lokalizace vyžaduje přesné měření času příchodu kódové sekvence do přijímače. Na výstupu **C/A** korelátoru jsou získávány impulsy o délce 1μs se střídou 1 ms. Přesnost s jakou může být vyhodnocena délka jednoho impulsu, je přibližně dána vztahem

$$\delta t = \frac{1}{B_n \sqrt{S/N}} \quad , \quad [\text{s}; \text{Hz}] \quad (12.6)$$

Teoretická šumová šířka pásma korelátoru **B_n** je 1 MHz. Při **S/N** = 10 dB je poměr výkonů také 10 a odtud efektivní hodnota základní časové chyby $\delta t = 0,316 \mu\text{s}$. Změřené hodnoty se dále průměrují. Při 500 akumulacích jsou výstupní data k dispozici každých 0,5 s a jejich přesnost se zvětší $(500)^{1/2} = 22,4$ krát, t.j. na efektivní hodnotu $\delta t_a = 0,14 \text{ ns}$.

Tato hodnota odpovídá efektivní chybě změřené vzdálenosti od družice 4,2 m. Protože se vyhodnocují současně čtyři vzdálenosti, je výsledná efektivní chyba měření pozice při použití kódu **C/A** $4,2 \cdot \sqrt{4} = 8,4 \text{ m}$. Zvýšením poměru **C/N** (a tedy i **S/N**) podobně jako prodloužením času průměrování, lze chybu snížit. Převládat pak mohou jiné vlivy, které jsme neuvažovali (nepřesnost atomových hodin a efemerid jednotlivých satelitů, ionosférické a troposférické zpoždění signálů, vícecestné šíření).

Literatura

- [1] ĎUROVIČ, S.- WILFERT, O.: Radioreléové spoje. Knižnice odborných a vědeckých spisů VUT v Brně – sv. A-53 1991, pp.5-71
- [2] MARAL, G.- BOUSQUET, M.: Satellite Communication Systems. Second Edition, John Wiley & Sons, New York 1993
- [3] ĎUROVIČ, S.: Družicová radiokomunikace, Skriptum VŠDS Žilina 1987
- [4] DEL RE, E.: A Coordinated European Effort for the Definition of a Satellite Integrated Environment for Future Mobile Communications. IEEE Communication Magazine, February 1996, pp. 98-104
- [5] MORINAGA, N.- NAKAGAWA, M.- KOHNO, R.: New Concept and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communications System. IEEE Communication Magazine, January 1997, pp. 34-40
- [6] CLARKE, A., C.: Extra-Terrestrial Relays: Can Rocket Stations Give World-wide Radio Coverage? Wireless World, Oktober 1945
- [7] LÁLA, P.-VÍTEK, A.: Malá encyklopedie kosmonautiky. Mladá Fronta, Praha 1982
- [8] STRAŇÁK, F.: Personální družicové komunikační sítě. Telekomunikace 12/94, s. 186-188
- [9] VÁLEK, J.: Negeostacionární družicové systémy. Telekomunikace 6/96, s. 93-94
- [10] FRIEDEN, R.: Satellite-based Personal Communication Services. Microwave Journal, January 1994, pp. 78-86
- [11] VÁCLAVÍK, J. - PODLEŠÁK, D.: Satelitní komunikace a systémy VSAT. BAJT 6/95, s. 27-31
- [12] KASAL, M.: Družice PHASE IIID. Praktická elektronika a radio, 2, 2-3/97, s. 40-41 a 42-43
- [13] MEINZER, K.: Die Mikrowellenstrecken von P3D. AMSAT-DL Journal 21, Nr. 1, (1994)
- [14] ZELINKA, T.: Satelitní technologie ve struktuře datových služeb NEXTEL. Telekomunikace 7-8/96, s. 119-120
- [15] KASAL, M.: The P3D Satellite On-Board Receiving System Analysis. In: Proceedings of 6th national scientific conference RADIOELEKTRONIKA 96, Brno 1996, Vol. 2, pp. 250-253
- [16] ŽALUD, V.: Diskrétní modulace pro pozemskou mobilní rádiovou komunikaci. Sdělovací technika 10-11/95, s. 433-434 a 481-485
- [17] POLÍVKA, J.: Iridium se rozjíždí. Sdělovací technika 7/97, s. 7-8
- [18] HRDINA, Z.- VEJRAŽKA, F.: Digitální radiová komunikace. Skriptum ČVUT, 1995
- [19] PHILLIPS, K. P.: An overview of propagation factors influencing the design of mobile satellite communication systems. Electr.& Comm. Eng. J. December 1997, pp. 281-288
- [20] ABRISHAMKAR, F.- SIVESKI, Z.: PCS Global Mobile Satellites. IEEE Comm. Magazine. September 1996, pp. 132-136
- [21] ADAMS, W. S.- RIDER, L.: Circular polar constellations providing continuous single or multiple coverage above a specified latitude. J. Astronautical Sciences, April-June 1987, Vol. 35, (2), pp. 155-192
- [22] BALLARD, A. H.: Rossette constellations of earth satellites. IEEE Trans., 1980, Vol. AES-16, (5), pp. 656-673
- [23] KASAL, M.: Družicová komunikace. Sborník přednášek *Rádiové komunikační služby*, Ed. V. Říčný, ÚREL FEI VUT v Brně 1997, ss. 101-122

- [24] CHITRE, P. – YEGENOGLU, F.: Next-Generation Satellite Networks: Architectures and Implementation. IEEE Communications Magazine, March 1999, pp. 30-36
- [25] ĎUROVIČ, S.: Soukromé poznámky. 2000
- [26] Wireless LAN Systems. Editors: A. Santamária, F.J. López-Hernández. London, Artech House, 1994
- [27] ALCOMA ALD-13. Firemní dokumentace fy ALCOMA, Praha 2002
- [28] ŽALUD, V.: Vysokofrekvenční přijímací technika. SNTL/ALFA, Praha 1986
- [29] ŠEBESTA, V.: Teorie sdělování. Skriptum FE VUT Brno, 1998
- [30] PROKOP, J.- VOKURKA, J.: Šíření elektromagnetických vln a antény. SNTL Praha, 1980
- [31] WILFERT, O.- KASAL, M.: Interoperabilita optických a družicových sítí. In: Multimediální radiokomunikace, Unit Pardubice, 2000, pp. 29-48
- [32] KASAL, M.- ŠEBESTA, J.: Experimental Satellite PHASE 3D and Activities of IREL in the AMSAT Space Programme. In: Proceedings of 11th Czech and Slovak scientific conference RADIOELEKTRONIKA 2001, Brno 2001, pp. I-1-6
- [33] LUTZ, E.- WERNER, M.- JAHN, A.: Satellite Systems for Personal and Broadband Communications. Springer-Verlag, Berlin 2000
- [34] KADISH, J.E.- EAST, T.W.R.: Satellite Communications Fundamentals. Artech House, Norwood 2000
- [35] PRATT, T.- BOSTIAN, C.W.- ALLNUT, J.E.: Satellite Communications. John Wiley & Sons, Inc. 2003

Literatura použitá při přípravě textu

ĎUROVIČ, S.- WILFERT, O.: Radioreléové spoje. Knižnice odborných a vědeckých spisů VUT v Brně – sv. A-53 1991, pp.5-71
 kap. 2, 3, 4, 5, 6.
 ALCOMA ALD-13. Firemní dokumentace fy ALCOMA, Praha 2002
 kap. 6.
 ALCATEL, prospekt zařízení řady LSY, 2002
 kap. 6.
 CLARKE, A., C.: Extra-Terrestrial Relays: Can Rocket Stations Give World-wide Radio Coverage? Wireless World, Oktober 1945
 kap. 7.
 LÁLA, P.-VÍTEK, A.: Malá encyklopedie kosmonautiky. Mladá Fronta, Praha 1982
 kap. 7.
 MARAL, G.- BOUSQUET, M.: Satellite Communication Systems. Second Edition, John Wiley & Sons, New York 1993
 kap. 8, 9, 10.
 CHITRE, P. – YEGENOGLU, F.: Next-Generation Satellite Networks: Architectures and Implementation. IEEE Communications Magazine, March 1999, pp. 30-36
 kap. 11.
 PRATT, T.- BOSTIAN, C.W.- ALLNUT, J.E.: Satellite Communications. John Wiley & Sons, Inc. 2003
 kap. 12.