

VYSOKÁ ŠKOLA TECHNICKÁ V KOŠICIACH

---

ELEKTROTECHNICKÁ FAKULTA

Ing. Anton Čižmár, CSc.

# KOMUNIKAČNÉ SYSTÉMY

**alfa**

VYDAVATEĽSTVO TECHNICKEJ A EKONOMICKEJ LITERATÚRY  
BRATISLAVA

**Lektorí:**

Ing. Anton Čižmár, CSc.

Doc. Ing. Dušan Levický, CSc.

Ing. Marian Solčáni

Schválil rektor VŠT v Košiciach výmerom číslo A-15/1990

---

© A. Čižmár, 1991

ISBN 80-05-00591-1

## ÚVOD

Skriptum "Komunikačné systémy" je určené pre poslucháčov 5. ročníka Elektrotechnickej fakulty VŠT v Košiciach, študujúci odbor Rádioelektronika, zameranie Číslicové komunikačné systémy.

Náplň skripta zahrňujúca problematiku číslicového prenosu dát je rozdelená do ôsmich kapitol.

Prvá kapitola je venovaná vysvetleniu základných pojmov z oblasti prenosu dát a tiež problematike informačného obsahu signálov.

V druhej a tretej kapitole sú rozpracované niektoré metódy prenosu dátových signálov v základnom a preloženom pásme.

Štvrtá kapitola je zase venovaná zariadeniam pre prenos dát v preloženom pásme - modemom a rozhraniu v systémoch diaľkového prenosu dát.

Metódy zabezpečenia prenosu dát proti chybám, rôzne typy kodérov a dekodérov sú uvedené v piatej kapitole.

Šiesta kapitola sa zaoberá problematikou riadenia dátovej komunikácie.

Princípy číslicového prenosu spojitých signálov a niektoré typy modulácií (PCM, DPCM, ADPCM) sú rozpracované v siedmej kapitole. Časť tejto kapitoly je venovaná aj v súčasnosti veľmi progresívnym prenosovým systémom založených na analýze a syntéze reči tzv. vokoderom.

Posledná ôsma kapitola je venovaná sieťam ISDN a lokálnym sieťam známym pod označením LAN.

Štruktúra predloženého skripta je volená tak, že jednotlivé kapitoly obsahujú základné poznatky z oblasti číslicových komunikačných systémov.

- DZ - dátový zdroj - zariadenie dodávajúce dáta určené k prenosu (rôzne snímače, klávesnica, počítač atď.).
- DS - dátový spotrebič - zariadenie prijímajúce prenesené dáta (tlačiareň, displej atď.). Dátový zdroj a dátový spotrebič predstavujú obvykle periférne jednotky.
- KZD - koncové zariadenie prenosu dát (DTE - data terminal equipment) - zaisťuje funkcie potrebné pre nadviazanie DZ a DS na dátový okruh. Je to napr. zabezpečenie dátovej správy proti chybám, formátovanie blokov dát, prevod z paralelného kódu na sériový a opačne, zabezpečenie synchronizácie vzdialených KZD a pod. Okrem toho v sieťach s prepisovaním kanálov plní funkcie spojené s vytváraním a zrušením spoja.
- Koncové zariadenie prenosu dát je obvykle realizované v spojení s DZ a DS do jediného celku - terminálu, takže miesto styku S3 nie je obvykle fyzicky vyjadrené. Na strane počítača je KZD nazývané komunikačnou jednotkou alebo komunikačným radičom a plní ďalšie funkcie.
- UZD - ukončujúce zariadenie dátového okruhu (DCE - data communication equipment) - prispôsobuje KZD k telekomunikačnému okruhu. UZD je obvykle menič signálu (modem), ktorý prispôsobuje diskretný výstup KZD na telekomunikačný okruh, ktorý je spravidla analógový.

## 1.2 DÁTOVÝ SIGNÁL

V komunikačných systémoch sa stretávame s dátami v dvojakej fyzikálnej forme.

1. Je to zobrazenie dát na určitom záznamovom prostredí.
2. Je to zobrazenie dát vo forme elektrického (dátového) signálu.

Dátový signál patrí do skupiny diskretných signálov. Obvykle sa používa dvojkový signál, ktorého dva možné stavy môžu byť vyjadrené napr. rôznymi hodnotami amplitúdy impulzu, alebo rôznymi hodnotami amplitúd, kmitočtov alebo fáz harmonického priebehu. Obrazom jedného dvojkového symbolu je signálový prvok, ktorý môže nadobúdať dva rôzne stavy - charakteristické hodnoty. V nasledujúcej tabuľke 1-1 sú uvedené niektoré z fyzikálnych vyjadrení dvojkových symbolov I a O s priradením podľa doporučenia CCITT - V.1.

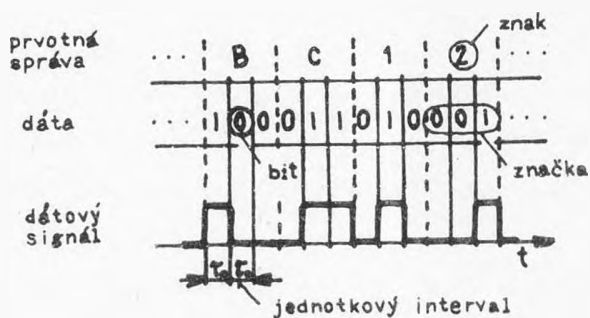
Dvojkové symboly I a O sa vyjadrujú tzv. charakteristickými stavmi signálu. Tieto charakteristické stavy sa tiež nazývajú "značkový" pre symbol O a "medzerový" pre symbol I, alebo tiež "stav A" a "stav Z".

Dátový signál v tvare uvedenom na obr. 1.2 predstavuje signál v tzv. základnej polohe. Časový interval  $\tau_0$  vymedzený pre jeden signálový prvok sa nazýva - jednotkový interval.



Tabuľka 1-1:

Dvojkový symbol	0	1
označenie stavov	A	Z
unipolárny signál	bez prúdu	prúdový stav
dierna páska	nedierované	dierované
signál AM	bez nosnej	s nosnou
signál FM	vyšší kmitočet	nižší kmitočet
signál diferenčnej PM	bez zmeny fázy	zmena fázy
signál PM s referenčnou fázou	fáza opačná k referenčnej	fáza zhodná s referenčnou

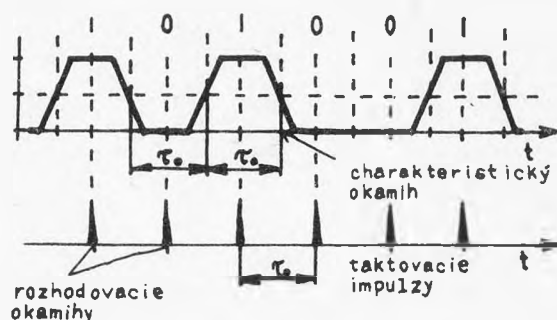


Obr. 1.2

Okamžik, v ktorom prechádza dátový signál z jedného charakteristického stavu do druhého sa nazýva charakteristický okamžik. Interval medzi dvoma nasledujúcimi charakteristickými okamžikmi je charakteristický interval. Pri neskreslenom signále je rovný jednotkovému intervalu.

Signálu, v ktorom je interval medzi charakteristickými okamžikmi daný násobkom jednotkového intervalu  $\tau_0$  hovoríme izochronný.

Rozhodnutie o pravdepodobnom stave prijímaného signálu sa na prijímacej strane vykonáva v rozhodovacích okamžikoch. Pri synchronnom signále je postupnosť rozhodovacích okamžikov určená taktovacími impulzmi (bitová synchronizácia), ktoré vytvárajú rovnomerný časový raster - obr. 1.3.



Obr. 1.3

Pri vytváraní viacstavových signálov sa spájajú susedné bity v dátovej správe do blokov; podľa počtu bitov dostaneme dibity, tribity alebo kvadbity.

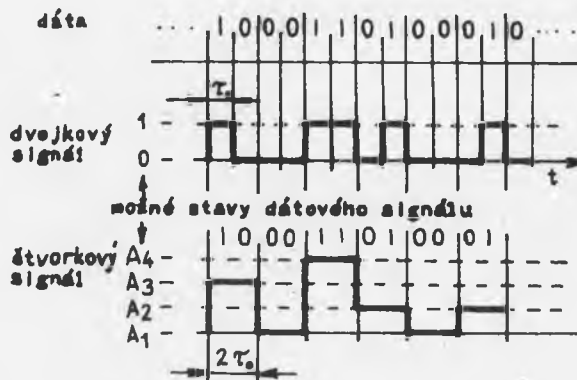
Dibit je skupina (blok) dvoch susedných bitov. Celkom sa môžu vyskytnúť  $2^2 = 4$  rôzne dibity:

00, 01, 10, 11

Tieto dibity môžeme vyjadriť pomocou štyroch rôznych stavov signálu  $A_1$ , napr. s nasledujúcim priradením:

00	→	$A_1$	10	→	$A_3$
01	→	$A_2$	11	→	$A_4$

Stavy  $A_1$  charakterizujú štvorkový signál - obr. 1.4.



Obr. 1.4

Tribit je skupina troch susedných bitov. Celkom sa môže vyskytnúť  $2^3 = 8$  rôznych tribitov. Tieto tribity môžeme vyjadriť ôsmimi rôznymi stavmi signálu  $A_1, A_2, \dots, A_8$ . V tomto prípade hovoríme o osemstavovom signále.

### 1.3 MODULAČNÁ RÝCHLOSŤ

Modulačná rýchlosť vyjadruje počet signálových prvkov (jednotkových intervalov) vyslaných do komunikačného spoja za sekundu. Vyjadruje sa v budoch [Bd].

Ak sa vyskytujú prvky o rôznej šírke, potom sa modulačná rýchlosť vyjadruje prevrátenou hodnotou šírky najkratšieho vysielaného signálového prvku

$$v_m = \frac{1}{\tau_0} \text{ [Bd]}$$

Napr. v ďalekopisnej značke má najkratší prvok dĺžku 20 ms, takže modulačná rýchlosť je rovná:

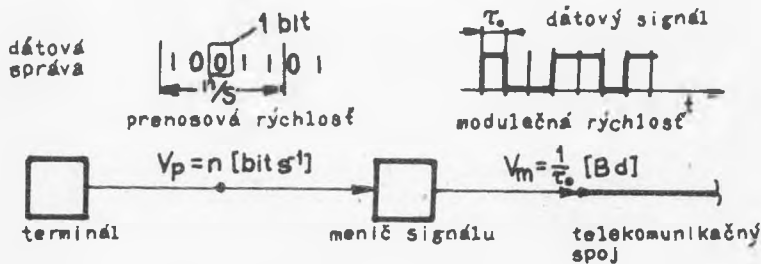
$$v_m = \frac{1}{0,020} = 50 \text{ Bd}$$

Modulačná rýchlosť súvisí s rýchlosťou prenosu (resp. šírkou prenášaných signálových prvkov) a má zásadný význam, pretože určuje požiadavky na kmitočtovú šírku kanálu.

#### 1.4 PRENOSOVÁ RÝCHLOSŤ

Prenosová rýchlosť vyjadruje počet prvkov (bitov) dátovej správy vyslaných za sekundu. Vyjadruje sa v [bit/s] a to i v prípadoch, kedy sa nejedná o prenos dvojkových prvkov.

Prenosová rýchlosť súvisí s rýchlosťou prenosu prvkov dátovej správy a je významná pre užívateľa, pretože užívateľa nezaujíma modulačná rýchlosť, ktorá súvisí so spôsobom prenosu týchto prvkov vo forme signálu. Prenosová rýchlosť vyjadruje prenesené množstvo dát. Význam modulačnej a prenosovej rýchlosti vyplýva z obr. 1.5.



Obr. 1.5

Ak sa bude dátová správa vytvorená z dvojkových symbolov 1 a 0 prenášať vo forme dvojkového signálu, bude modulačná rýchlosť rovná prenosovej rýchlosti:

$$v_m = v_p = \frac{1}{\tau_0} \text{ [Bd] alebo [bit/s]}$$

U štvorkového signálu podľa obr. 1.4 bude modulačná rýchlosť

$$v'_m = \frac{1}{2\tau'_0} = \frac{1}{2} v_m \text{ [Bd]}$$

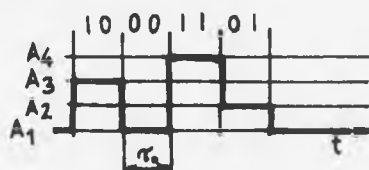
a teda polovičná oproti dvojkovému signálu. Prenosová rýchlosť sa tu nemení. Avšak štvorkový signál uvedený na obr. 1.4 môžeme vytvoriť tiež tak, že dáta zaznamenáme do pamäte a potom vysielame štvorkové prvky šírky  $\tau'_0$  (obr. 1.6). V tomto prípade bude modulačná rýchlosť štvorkového signálu:

$$v_m'' = \frac{1}{T_0} = v_m \quad [\text{Bd}]$$

a teda rovnaká ako v prípade dvojkového signálu. Avšak prenosová rýchlosť v tomto prípade bude rovná:

$$v_p'' = 2v_m = 2v_p \quad [\text{bit/s}]$$

Štvorkový signál teda umožňuje zvýšiť prenosovú rýchlosť na dvojnásobok pri zachovaní modulačnej rýchlosti (v intervale  $T_0$  sú teraz prenášané 2 bity).



Obr. 1.6

Obecne pri blokovom kódovaní vytvárame bloky  $n$ - bitov. Celkový počet možných blokov je  $M = 2^n$  a charakterizuje  $M$ -stavový signál. Pretože jedným stavom  $M$ -stavového signálu prenášame  $n$ -bitov ( $n = \log_2 M$ ) bude prenosová rýchlosť:

$$v_p = n \cdot v_m = v_m \cdot \log_2 M \quad [\text{bit/s}]$$

Prenosový výkon vyjadruje priemerný počet bitov, znakov alebo blokov prenesených za jednotku doby od zdroja do spotrebiča dát. Vyjadruje sa v bitoch, znakoch alebo blokoch za sekundu, minútu alebo hodinu.

### 1.5 SIMPLEXNÁ, DUPLEXNÁ A POLODUPLEXNÁ PREVÁDZKA

Podľa možných smerov prenosu dát rozlišujeme prevádzku: simplexnú, poloduplexnú a duplexnú. Tieto pojmy môžu vyjadrovať jednak možný spôsob prevádzky koncovej stanice, alebo schopnosť samotnej komunikačnej cesty. Je teda potrebné rozlišovať, k čomu je tento pojem vzťahovaný.

Simplexná prevádzka je charakterizovaná tým, že koncová stanica umožňuje prenos dát iba jedným smerom (taktiež jednosmerná prevádzka). Nie je rozhodujúce na akom spoji je táto prevádzka realizovaná - či na jednosmernom spoji alebo na spoji umožňujúcom obojsmernú prevádzku. Simplexná prevádzka je vhodná napr. pre systémy zberu alebo distribúcie dát, nie je však príliš rozšírená, lebo pri prenose dát sa obvykle požaduje možnosť prenášať v opačnom smere rôzne riadiace, kontrolné a potvrdzovacie signály a k tomu je potrebný aspoň poloduplexný prenos.

Duplexná prevádzka (tiež plný duplex) je charakterizovaná tým, že koncová stanica umožňuje súčasný prenos dát v oboch smeroch.

Takýto súčasný obojsmerný prenos možno realizovať:

a) na štvordrôtovom spoji - je tvorený dvoma oddelenými napr. kabelovými párami a na každom pári je realizovaný simplexný prenos,

b) na dvojdrôtovom spoji - je tvorený jedným párom, na ktorom sú kmitočtovo alebo časovo vydelené dva kanály. Pri maximálnom využití pásma kanálu sa tým ale zníži prenosová rýchlosť na polovicu.

Poloduplexná prevádzka (tiež polovičný duplex) je charakterizovaná tým, že koncová stanica umožňuje prenos dát taktiež obidvoma smermi, ale nie súčasne. Tento prenos je možné realizovať na dvojdrôtovom spoji.

## 1.6 SÉRIOVÝ A PARALELNÝ PRENOS

Podľa spôsobu prenosu jednotlivých bitov kódových skupín rozlišujeme sériový a paralelný prenos.

Sériový prenos je charakterizovaný tým, že jednotlivé bity sa prenášajú v čase postupne, teda v sérii. Sériový prenos nekladie zvláštne požiadavky na prenosové prostredie a je preto najrozšírenejším spôsobom prenosu dátových signálov na krátke i veľké vzdialenosti. Vyžaduje však zaistenie synchronizácie prijímača a vysielača. Podľa spôsobu tejto synchronizácie môže byť sériový prenos synchronný alebo asynchronný.

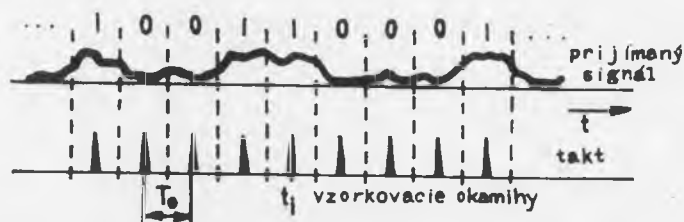
Paralelný prenos je charakterizovaný tým, že všetky bity kódovej skupiny sú vysielané a prenášané súčasne teda paralelne, avšak jednotlivé kódové skupiny sú vysielané a prenášané v sérii.

## 1.7 SYNCHRÓNNY A ARYTMICKÝ PRENOS

Pri prenose dát komunikačným spojom sa uplatní nedokonalosť vedenia - útlmové a fázové skreslenie a na dátový signál sa superponujú rôzne rušenia. Dátový signál na prijímacej strane bude viac alebo menej skreslený - obr. 1.7.

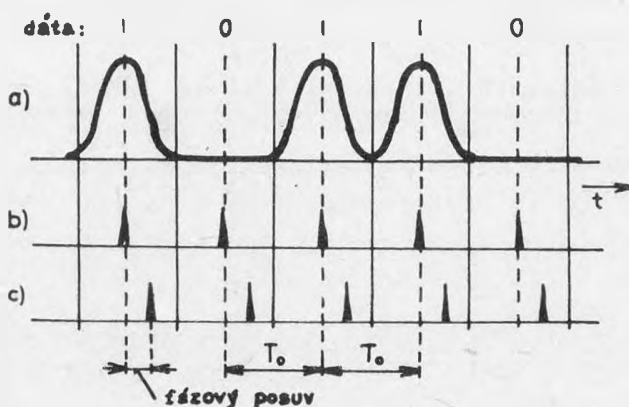
Úlohou prijímacej jednotky terminálu je spracovať prijatý signál na dátovú správu, ktorá by čo najvernejšie zodpovedala správe vysielačej. Mierou stupňa vernosti (kvality) bude prípustná hodnota chybovosti.

Pre správnu funkciu prijímacej stanice a pre minimalizáciu chybovosti príjmu je nutné, aby v prijímacom signáli bol určený začiatok (prvý bit) každej značky a ďalej je nutné, aby k vyhodnocovaniu jednotlivých prijímacích prvkov dochádzalo v optimálnych rozhodovacích okamžikoch, ležiacich uprostred dĺžky každého jednotkového intervalu, kde je očakávaná vrcholová hodnota prijímaných signálových prvkov.



Obr. 1.7

Splnenie druhej požiadavky vyžaduje, aby prijímač pracoval jednak synchrónne s vysielateľom a jednak, aby bola zaistená súfázovosť prijímača s vysielateľom. K tomuto účelu musí mať prijímač k dispozícii rovnomerný časový raster (časovú základňu) s periódou zodpovedajúcou dĺžke jednotkových intervalov  $T_0$  a tento raster musí byť v presne definovanom fázovom vzťahu k postupnosti prijímaných signálových prvkov, resp. s časovou základňou vysielateľa - obr. 1.8. Tieto požiadavky rieši bitová synchronizácia.



Obr. 1.8

Časový raster prijímača je vytvorený bitovou časovou základňou prijímača v tvare periodickej postupnosti taktovacích (vzorkovacích) impulzov s periódou  $T_0$  (takt) - obr. 1.8, kde jednotlivé priebehy znamenajú:

- prijímaný dátový signál,
- časová základňa prijímača sfázovaná s prijímaným signálom,
- časová základňa prijímača, ktorá nie je sfázovaná s prijímaným signálom.

Podľa spôsobu sfázovania prijímača s vysielateľom rozlišujeme synchrónny alebo arytmičný prenos.

### 1.7.1 SYNCHRÓNNY PRENOS

Pri synchronnom prenose sú jednotlivé bity vysielané v periodických jednotkových intervaloch konštantnej dĺžky, čo umožňuje určiť na prijímacej strane optimálne okamžiky príjmu a tým zvýšiť kvalitu príjmu. Pretože dĺžky všetkých prvkov vymedzené ich vzájomnými prechodmi sú teoreticky jednotné, je príslušný signál izochrónny a preto sa tiež hovorí o izochrónnom prenose.

Určenie optimálnych okamžikov príjmu zaisťuje časová základňa prijímača, ktorá produkuje taktovací signál s periódou  $T_0$  a ktorá musí byť synchronna (sfázovaná) s časovou základňou vysielateľa.

Pojem synchronizácie predstavuje postup k nastaveniu zodpovedajúcich charakteristických okamžikov dvoch signálov do žiadanej vzájomnej fázovej polohy. Dva signály sú synchronne, ak ich príslušné charakteristické okamžiky majú žiadaný fázový vzťah.

U voľne bežiacich časových základní prijímača a vysielateľa odvodených od samostatných stabilných oscilátorov sa v dôsledku ich nestability bude s časom zväčšovať ich vzájomná fázová odchýlka. Pre zabezpečenie minimálnej chybivosti však táto odchýlka môže dosiahnuť iba niekoľko percent z dĺžky jednotkového intervalu  $T_0$ . Preto je potrebné, aby sfázovanie časových základní bolo udržiavané automaticky.

Na ilustráciu určíme dobu  $\tau$ , za ktorú dosiahne rozdiel fázy vysielacej a prijímacej časovej základne veľkosť jednotkového intervalu  $T_0$ .

Periódou taktu  $T'_0$  na prijímacej strane sa prakticky nepatrne líši od nominálnej hodnoty ideálneho taktu  $T_0$  o malú hodnotu  $\Delta T_0$ . V dôsledku toho sa bude s rastúcim počtom taktov zväčšovať diferenciu medzi odpovedajúcimi taktovacími okamžikmi nominálu a prijímača. Táto diferenciu (fázová chyba) nadobudne veľkosť jednotkového intervalu  $T_0$  - obr. 1.9 okamžiky označované krížikmi - za dobu:

$$\tau = n T'_0$$

resp.

$$\tau = (n+1) T_0$$

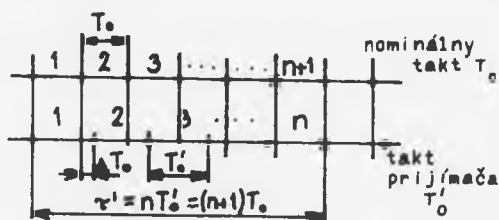
Z týchto vzťahov vypočítame:

$$\tau = \frac{T_0}{\frac{T'_0 - T_0}{T'_0}} = \frac{T_0}{k}$$

kde

$$k = 1 - \frac{T_0}{T'_0} = \frac{\Delta T_0}{T'_0} = 1 - \frac{f'_0}{f_0} = \frac{\Delta f_0}{f_0}$$

je činiteľ nestability časovej základne prijímača. Podobná úvaha platí aj pre nestabilitu časovej základne vysielateľa.



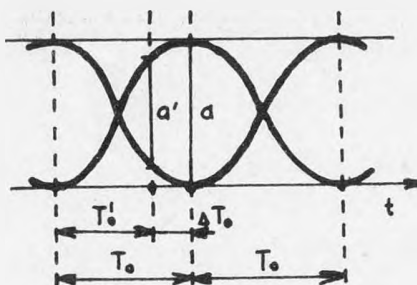
Obr. 1.9

Najnepriaznivejší prípad je vtedy, ak sa veľkosť periódy taktu prijímača bude meniť na jednu stranu a perióda taktu vysielača na druhú stranu. Potom diferenciácia medzi odpovedajúcimi taktovacími okamžikmi vysielača a prijímača nadobudne veľkosť jednotkového intervalu  $T_0$  za dobu:

$$\tau = \frac{1}{2} \quad \tau' = \frac{1}{2} \frac{T_0}{k}$$

Tak napr. pre  $k = 10^{-5}$  a pri modulačnej rýchlosti  $v_m = 1200$  Bd bude vypočítaná doba 41,6 sekúnd.

Prakticky ale môže prípustná fázová chyba taktu prijímača oproti taktu vysielača (resp. prijatého signálu) dosahovať veľkosť len niekoľko málo percent z jednotkového intervalu  $T_0$ , lebo táto fázová chyba (jitter) znižuje výšku detekčného oka z hodnoty  $a$  na  $a'$ , čím sa znižuje odolnosť prenosu proti rušeniu - obr. 1.10.



Obr. 1.10

Udržanie fázovej chyby v prípustných toleranciách po dlhšiu dobu možno riešiť rôznymi spôsobmi bitovej synchronizácie.

Spôsoby bitovej synchronizácie

Synchronizačná jednotka bitovej synchronizácie v koncovej stanici musí pri synchronóнном prenose spĺňať nasledujúce požiadavky:

- udržanie dostatočne malej fázovej chyby,
- krátka doba potrebná na sfázovanie na začiatku bloku,



- zachovanie sfázovania pri krátkodobom prerušení prenosu.

S ohľadom na nestabilitu časových základní je potrebné v prevádzke automaticky udržiavať, resp. obnovovať sfázovanie. K tomuto účelu možno v princípe využiť dve riešenia:

- zvláštnym kanálom prenášať k prijímaču synchronizačný signál od vysielateľa. Synchronizačná jednotka bude jednoduchá, ale riešenie vyžaduje navyiac jeden kanál, čo je značne neekonomické riešenie,
- odvodiť taktovací signál z prijímaného dátového signálu. Toto druhé riešenie môže mať dva spôsoby realizácie:
  - doplniť vysielaný dátový signál pomocnými tzv. synchronizačnými značkami,
  - odvodiť potrebný taktovací signál na prijímacej strane priamo z dátového signálu.

Tento druhý spôsob je výhodnejší, pretože neznižuje efektívnosť využitia prenosovej kapacity kanálu. Môže vychádzať z dvoch možných riešení:

- a) použiť obvod automatickej regulácie fázy miestneho oscilátora,
- b) pomocou úzkopásmovej priepuste alebo rezonančného obvodu vydeliť z prijímaného signálu harmonickú zložku, ktorej perióda je zhodná s periódou žiadaného taktu a touto zložkou synchronizovať miestny zdroj taktu.

Druhé riešenie vyžaduje použitie zvláštnych typov linkových signálov, ktoré obsahujú potrebnú harmonickú zložku o kmitočte  $1/T_0$  a v ktorých je odstránená možnosť zníženia ich kvality napr. pri výskyte dlhšej postupnosti rovnakých prvkov. Obsah harmonickej zložky uvedeného kmitočtu je zaistený v signáloch obsahujúcich časté prechody medzi jednotlivými stavmi signálu.

Okrem bitovej synchronizácie musí byť zaistená ešte znaková synchronizácia, ktorá umožňuje identifikovať začiatok každej jednotlivkej značky a tým vydelovať skupiny bitov jednotlivých značiek pre účely ich dekódovania.

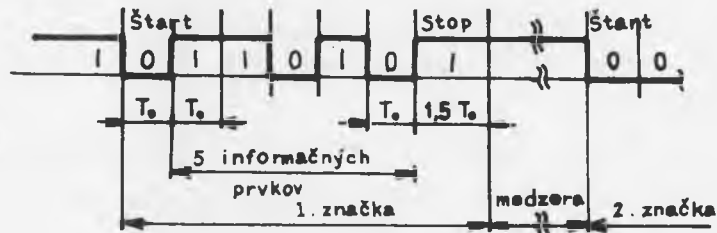
#### Spôsoby znakovkej synchronizácie

- Znaková synchronizácia môže byť riešená dvoma spôsobmi:
- vysielanie fázovacích znakov na začiatku bloku,
  - vysielanie fázovacích znakov vo vnútri bloku.

#### 1.7.2 ARYTMICKÝ PRENOS

Arytmický prenos je zvláštnym prípadom asynchrónneho prenosu dát. Časová základňa je tu spúšťaná na začiatku každého vysielaného bloku, napr. na začiatku každej jednotlivkej značky a po celú dobu prenosu tohto bloku (značky) pracuje synchronne s časovou základňou vysielateľa. Jednotlivé bloky sú prenášané asynchrónne.

Na obr. 1.11 je príklad arytmičského signálu v kóde CCITT č. 2, ktorý sa používa v ďalekopisných zariadeniach.



Obr. 1.11

### 1.8 SKRESLENIE PRIJATÉHO SIGNÁLU

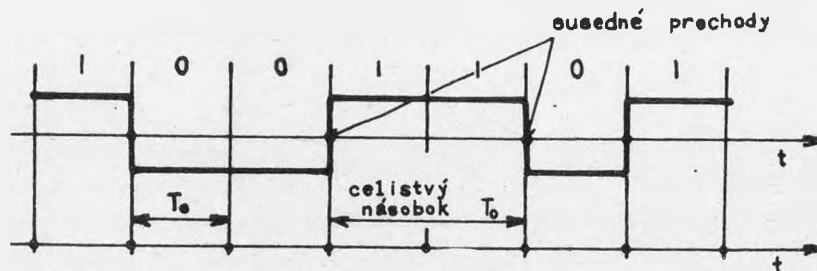
Príbuznosť časového priebehu dátového a telegrafného signálu viedla v technike prenosu dát k používaniu niektorých princípov prenosu a príjmu známych z telegrafnej techniky. Taktiež pre hodnotenie kvality prenosu dátových signálov je možné použiť rovnaké kritérium a to tzv. telegrafné skreslenie, i keď rozhodujúcim kritériom kvality pri prenose dát je z hľadiska konečného efektu predovšetkým výskytovosť chýb.

Avšak meranie výskytovosti chýb je zložitejšie i zdĺhavejšie a je preto prakticky výhodnejšie v niektorých prípadoch sledovať telegrafné skreslenie.

Telegrafné skreslenie nám môže dať predstavu o tom, či prenos daným kanálom bude náchylný k chybám a môže odhaliť i príčiny niektorých nedokonalostí prenosu.

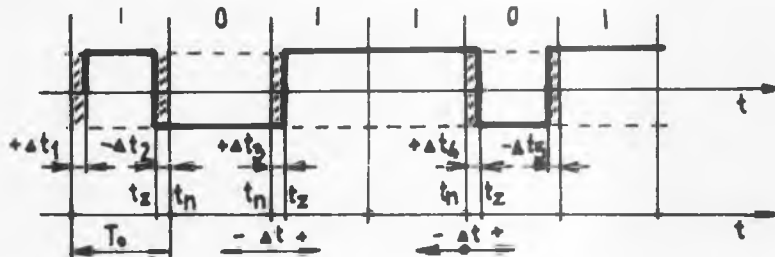
Telegrafné skreslenie môžeme merať len v prijatom demodulovanom dátovom signále, t. j. v signále v základnej polohe.

Pri neskraslenom dátovom signále sú intervaly medzi charakteristickými okamžikmi dané celistvými násobkami jednotkového intervalu  $T_0$  a sú určené pevným časovým rastrom - obr. 1.12. V tomto prípade sa jedná o izochrónny signál.



Obr. 1.12

Pri prenose dátového signálu dochádza pôsobením rôznych rušivých procesov k náhodnému posunutiu charakteristických okamžikov prijatého signálu oproti ideálnemu časovému rastru. Tieto odchýlky  $\Delta t$  spôsobia náhodné skrátenie alebo predĺženie signálových prvkov oproti pôvodnému jednotkovému intervalu  $T_0$  - obr. 1.13.



Obr. 1.13

Odchýlkam charakteristických okamžikov od ich ideálnej polohy hovoríme telegrafné alebo tiež izochrónne skreslenie.

Pre vyjadrenie veľkosti telegrafného skreslenia sa používajú nasledovné miery definované v doporučeníach CCITT.

#### Individuálne skreslenie

Vyjadruje pomer odchýlky charakteristického okamžiku  $\Delta t$  k jednotkovému intervalu  $T_0$  v percentách:

$$\sigma_i = \frac{\Delta t}{T_0} \cdot 100 = \frac{t_z - t_n}{T_0} \cdot 100 \quad [\%]$$

kde  $t_z$  je charakteristický okamžik skresleného signálu a  $t_n$  je ideálny charakteristický okamžik neskresleného signálu určený ideálnym časovým rastrom. Hodnota  $\sigma_i$  môže byť buď kladná alebo záporná.

#### Telegrafné (izochrónne) skreslenie

Vyjadruje sa pomerom rozdielu maximálnej a minimálnej odchýlky charakteristických okamžikov k jednotkovému intervalu  $T_0$  v percentách:

$$\sigma_{iz} = \frac{\Delta t_{\max} - \Delta t_{\min}}{T_0} \cdot 100 \quad [\%]$$

Po rozpísaní zlomku vyjadruje tento výraz diferenciu medzi maximálnou a minimálnou hodnotou individuálneho skreslenia.

Hodnoty odchýliek  $\Delta t_{\max}$  a  $\Delta t_{\min}$  musia byť dosadzované so správnym znamienkom.

$\Delta t_{\max}$  - je odchýlka charakteristického okamžiku, ktorý sa vyskytne najneskôr vzhľadom k ideálnemu rastru v priebehu celej doby pozorovania.

$\Delta t_{\min}$  - je odchýlka charakteristického okamžiku, ktorý sa naopak vyskytne najskôr vzhľadom k ideálnemu rastru.

### Jednostranné skreslenie

Pri tomto skreslení sú všetky charakteristické stavy jednej polarizácie rovnako predĺžené alebo skrátené oproti charakteristickým stavom druhej polarizácie.

Takéto skreslenie vzniká pri nesprávnom nastavení vysielača alebo prijímača. Jeho kvantitatívne zhodnotenie je vyjadrené pomerom diferencie medzi dĺžkou charakteristického stavu  $T_1$  skresleného signálu a jednotkovým intervalom  $T_0$ , k jednotkovému intervalu:

$$\sigma_j = \frac{T_1 - T_0}{T_0} \cdot 100 \quad [\%]$$

### Medzné skreslenie

Vyjadruje najväčšiu prípustnú hodnotu skreslenia, pri ktorej ešte môže prijímač pracovať bezchybne. Pri synchronnom prenose je to najväčšia prípustná hodnota izochrónneho skreslenia.

Pre meranie telegrafného skreslenia sú normalizované skúšobné signály, ktoré majú mať pseudonáhodný charakter a majú obsahovať všetky alebo aspoň väčšinu osembitových kombinácií (značiek), ktoré sa môžu vyskytnúť pri prenose. Doporučený je skúšobný signál dĺžky 511 bitov, ktorý môže byť generovaný posuvným registrom so spätnými väzbami.

Vedľa uvedenej pseudonáhodnej postupnosti sú pre meranie doporučené ešte periodické postupnosti 1:1, 3:1, 1:3, 7:1, 1:7.

## 1.9 INFORMAČNÝ OBSAH SIGNÁLOV

Informačný obsah signálov je, obecné povedané, ukrytý v ich nepredvídateľnej forme. Je potrebné, aby boli k dispozícii metódy, pomocou ktorých možno kvantitatívne vyjadriť informačný obsah signálu, na základe čoho možno povedať, či daný signál môže alebo nemôže byť konkrétnym kanálom prenášaný. Informačný obsah signálu sa vyjadruje v bitoch. Informačná kapacita komunikačného (prenosového) kanálu je limitovaná:

- a) šírkou pásma kanálu, ktorá určuje maximálnu možnú frekvenciu signálu,
- b) šumom, ktorý určuje počet rozlíšiteľných úrovní signálu.

Uvažujme špecifický prípad vysielača (napr. ďalekopisu), ktorý vysiela štyri signály. Označme ich ako signály A, B, C a D. Ak sa vysiela iba jeden z týchto 4 signálov existujú štyri ( $4^1$ ) možné správy, ktoré sú buď A, B, C, alebo D. V prípade, že sú vysielať 2 symboly existuje celkom 16 ( $4^2$ ) možných správ:

AA	AB	AC	AD
BA	BB	BC	BD
CA	CB	CC	CD
DA	DB	DC	DD

Ak je vysielaných P symbolov existuje celkom  $4^P$  správ. Predpokladajme, že vysielateľ môže vyslať obecné -n- rôznych symbolov. To znamená, že existuje  $n^P$  možných správ. Obecné platí, že čím je väčší počet možných správ, tým menej predvídateľná je konkrétna správa. Intuitívne možno prijať tvrdenie, že čím je správa nepredvídateľnejšia, tým viac informácie obsahuje. Je teda rozumné predpokladať, že informačný obsah je funkciou "nepredvídateľnosti" správy. V algebraickej forme možno informačný obsah H vyjadriť vzťahom

$$H \approx f(n^P)$$

Uvedený vzťah možno vyjadriť aj ako funkciu času, ak predpokladáme, že jeden symbol je vysielaný každých  $t_1$  sekúnd. Celkový počet symbolov prenesených za dobu T sekúnd je  $T/t_1$  a informačný obsah správy, ktorá trvá T sekúnd je možné vyjadriť vzťahom

$$H \approx f(n^{T/t_1})$$

Je logické pripustiť tvrdenie, že podobná správa, avšak v trvaní 2 T sekúnd, bude obsahovať 2-krát viac informácie než správa, ktorá trvá T sekúnd. Inými slovami, funkcia  $f(n^{T/t_1})$  by mala byť v lineárnom vzťahu k T. Možno teda písať

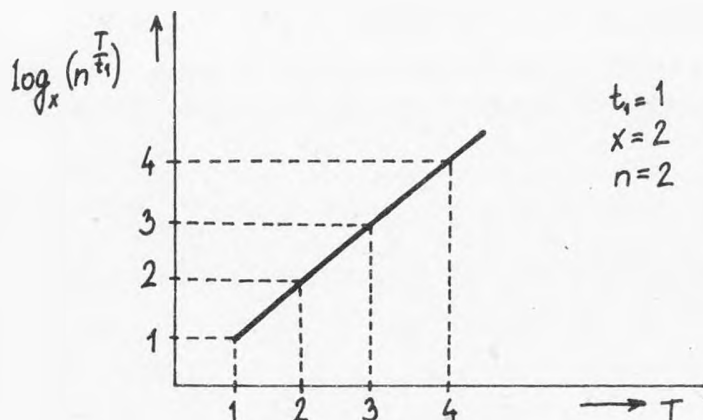
$$H \approx \log_x(n^{T/t_1})$$

alebo

$$H = K \frac{T}{t_1} \log_x n \quad [\text{bit}]$$

Poznámka:

Linearita  $f(n^{T/t_1})$  k T vyjadrená logaritmom je naznačená na obr. 1.14



Obr. 1.14

Nakoniec je ešte potrebné vyjadriť hodnoty  $K$ ,  $x$  a  $n$ . Nech konštanta proporcionality  $K$  je jednotková a základ logaritmu  $x$  je špecifikovaný definovaním jednotky informácie. Kvôli ilustrácii uvažujme najjednoduchší možný systém, t. j. ďalekopis, ktorý môže vysielat iba dva symboly A alebo B. Najjednoduchšia možná správa sa vyskytne vtedy, ak z týchto dvoch symbolov bude vyslaný jeden. Informačnému obsahu takejto správy hovoríme 1 bit.

V takomto systéme počas  $T$  sekúnd je vyslaných  $T/t_1$  symbolov. Vyslaná informácia je teda  $T/t_1$  bitov, t. j.

$$H = \frac{T}{t_1} \log_x n \quad \text{kde } n = 2$$

alebo

$$\frac{T}{t_1} \log_x 2 = \frac{T}{t_1}$$

Z posledného vzťahu dostávame výsledok  $x = 2$ .

Teda informácia vysielaná ďalekopisom, ktorý môže vyslať  $n$  - rôznych symbolov je daná vzťahom

$$H = \frac{T}{t_1} \log_2 n \quad [\text{bit}]$$

Množstvo informácie prenesené za 1 sekundu je dané vzťahom

$$H = \frac{1}{t_1} \log_2 n \quad [\text{bit/s}]$$

Pri odvodzovaní tohto vzťahu sme implicitne predpokladali, že každý z  $n$ - rôznych symbolov má rovnakú pravdepodobnosť výskytu. Ak pravdepodobnosť výskytu symbolov nie je rovnaká, odvodený vzťah nás informuje o tom, že čím menšia je frekvencia výskytu symbolov, tým väčšie množstvo informácie daný symbol obsahuje.

Uvažujme napätový priebeh naznačený na obr. 1.15.

Predpokladajme, že každý impulz môže nadobudnúť jednu z ôsmich napätových úrovní. Za predpokladu, že každá z ôsmich úrovní je rovnako pravdepodobná dostávame vzťah

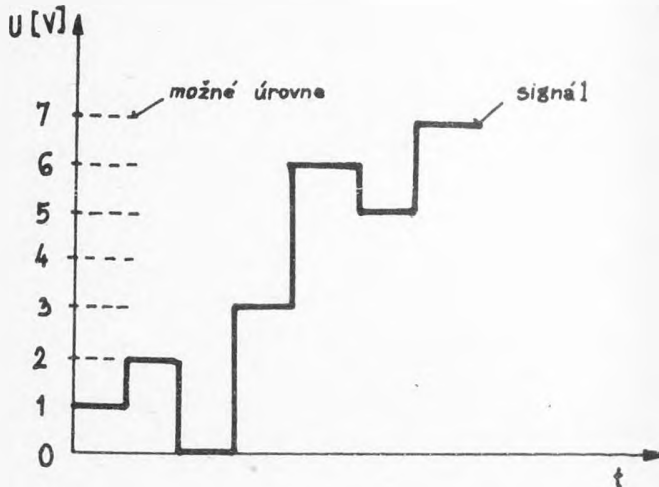
$$H = \log_2 8 = 3 \quad [\text{bit/impulz}]$$

Niekedy nie je výhodné použiť dvojkový logaritmus, ale napríklad desiatkový. V takomto prípade platí

$$\log_2 n = \frac{\log_{10} n}{\log_{10} 2}$$

a teda

$$H = 3.32 \log_{10} n \quad [\text{bit/impulz}]$$



Obr. 1.15

Aby bola zaistená spoľahlivá komunikácia je potrebné, aby informačná kapacita kanálu bola väčšia než množstvo informácie prenášaného signálu. Možno dokázať, že ideálny DP filter o šírke  $B$  (Hz) môže prenášať impulzy o maximálnej rýchlosti  $2B$  vzoriek za sekundu. Použijúc analógiu s impulzami a za predpokladu, že na výstupe kanálu môže byť rozlíšiteľných  $m$  úrovní dostávame vzťah, ktorý určuje maximálnu rýchlosť, ktorou môže byť informácia daným kanálom prenášaná:

$$C = 2B \log_2 m \quad [\text{bit/sek}]$$

Tento vzťah je známy ako Hartleyho zákon. Inými slovami určuje čas, ktorý je potrebný k prenosu daného množstva informácie cez konkrétny kanál. Ako je vidieť z tohto vzťahu, nie je v ňom žiadna indikácia k určeniu hodnoty  $m$ . Táto v skutočnosti závisí od pomeru signál/šum (SNR-signal to noise ratio) na výstupe kanálu.

Pred ďalšou úvahou uvedieme niekoľko poznámok z teórie informácie:

Kvôli ilustrácii významu pravdepodobnosti predpokladajme, že  $n$ -rovnako pravdepodobných symbolov vysielaných napr. ďalekopisom je rozdelených do dvoch skupín. Prvá skupina obsahuje  $n_1$  symbolov, druhá skupina  $n_2$  symbolov. Úlohou prijímača je určiť nie tak hodnotu samotného symbolu, ako to, do ktorej skupiny daný symbol patrí, t. j. prijímač môže prijať jednu z dvoch možných správ. Pravdepodobnosť prvej správy je  $P_1 = n_1/n$  a pravdepodobnosť druhej je  $P_2 = n_2/n$ .

Prijímač má zistiť informáciu vyslanú daným systémom. Ak sú všetky symboly rovnako pravdepodobné, informácia je rovná hodnote  $\log_2 n$  [bit/symbol]. Celková informácia prenášaná  $n$ -symbolmi je potom  $n \log_2 n$  [bit]. Ak uvažujeme pozorovateľa vo vnútri každej skupiny, tak celková informácia v skupine 1 je

$n_1 \log_2 n_1$  a v skupine 2 je  $n_2 \log_2 n_2$ . Keďže prijímač sa nezaujíma o informáciu obsiahnutú v každej zo skupín, musí byť informačný obsah týkajúci sa prijímača rovný hodnote:

(celková informácia) - (informácia v skupinách)

t. j. užitočná informácia je daná vzťahom

$$H = n \log_2 n - n_1 \log_2 n_1 - n_2 \log_2 n_2$$

Priemerné množstvo informácie je teda rovné  $H_{av} = H/n$  alebo

$$H_{av} = \left( \frac{n_1 + n_2}{n} \right) \log_2 n - \frac{n_1}{n} \log_2 n_1 - \frac{n_2}{n} \log_2 n_2$$

alebo

$$H_{av} = \frac{n_1}{n} (\log_2 n - \log_2 n_1) + \frac{n_2}{n} (\log_2 n - \log_2 n_2)$$

t. j.

$$H_{av} = \frac{-n_1}{n} \log_2 \frac{n_1}{n} - \frac{n_2}{n} \log_2 \frac{n_2}{n}$$

Ale keďže  $n_1/n$  a  $n_2/n$  predstavujú pravdepodobnosti, možno písať

$$H_{av} = -P_1 \log_2 P_1 - P_2 \log_2 P_2$$

Čím viac nepredvídateľnosti je v jave, tým väčšie množstvo informácie obsahuje. Napríklad nech  $P_1 = 0.8$ , to znamená, že  $P_2 = 0.2$  lebo  $P_1 + P_2 = 1$ .

Množstvo informácie patriace k prvému javu je rovné

$$H_1 = -\log_2 0.8 = -3.32 \log_{10} 0.8 = 0.32 \quad [\text{bit}]$$

Množstvo informácie patriace k druhému javu je rovné

$$H_2 = -\log_2 0.2 = -3.32 \log_{10} 0.2 = 2.32 \quad [\text{bit}]$$

Výsledky potvrdzujú správnosť úvahy pri objasňovaní informácie. Priemerné množstvo informácie v tomto prípade bude

$$H_{av} = (0.8 \times 0.32) + (0.2 \times 2.32) = 0.72 \quad [\text{bit/symbol}]$$

čo je menej než informácia prenášaná symbolom s nižšou pravdepodobnosťou. V ďalšom bude zaujímavé určiť maximálnu hodnotu  $H_{av}$  a kvôli tomu je potrebné eliminovať  $P_2$ , t. j.

$$H_{av} = -P_1 \log_2 P_1 + (P_1 - 1) \log_2 (1 - P_1)$$

Aby sme zistili maximálnu hodnotu  $H_{av}$ , derivujeme  $H_{av}$  s ohľadom na  $P_1$  a výsledok položíme rovný nule:

$$\frac{dH_{av}}{dP_1} = -P_1 \frac{1}{P_1} - \log_2 P_1 + (P_1 - 1) \frac{-1}{1 - P_1} + \log_2 (1 - P_1)$$



t. j.

$$\frac{dH_{av}}{dP_1} = \log_2(1-P_1) - \log_2 P_1$$

Výraz je rovný nule iba vtedy, ak  $(1-P_1) = P_1$  alebo  $P_1 = P_2 = 0.5$ .

Priemerné množstvo informácie je maximálne vtedy, ak symboly sú rovnako pravdepodobné.

Ak uvažujeme prípad, že počet skupín je rovný počtu symbolov, môžeme hovoriť, že každý jednotlivý symbol má svoju vlastnú pravdepodobnosť výskytu a priemerné množstvo informácie je dané vzťahom

$$H_{av} = - \sum_{i=1}^n P_i \log_2 P_i$$

Táto rovnica je podobná rovnici, ktorá v štatistickej mechanike definuje kvantitu známu pod názvom "entropia". Pre túto príčinu je priemerné množstvo informácie  $H_{av}$  nazývané aj ako entropia správy. A skutočne, ak sú všetky symboly rovnako pravdepodobné  $P_i = 1/n$  rovnica nadobúda tvar

$$H_{av} = \sum_{i=1}^n P_i \log_2 n = \log_2 n \quad \text{keďže} \quad \sum_{i=1}^n P_i = 1$$

V takomto prípade je priemerné množstvo informácie maximálne (správa neobsahuje žiadnu redundanciu) a zistiť, ktorý zo symbolov bude prijatý ako ďalší je možné iba čírym hádaním. Za určitých okolností to môže byť vážny problém, pretože pri výskyte chýb tieto prijímač nevie zistiť. Ak ale všetky symboly nie sú rovnako pravdepodobné, je ľahšie predpovedať ďalší symbol v sekvencii symbolov. Redundancia takejto správy je definovaná výrazom

$$R = \frac{H_{av}(\max) - H_{av}}{H_{av}(\max)} \cdot 100 \quad [\%]$$

### 1.9.1 PRENOS INFORMÁCIE

V predchádzajúcej časti bolo naznačené, že informačná kapacita komunikačného kanálu je špecifikovaná Hartleyho zákonom. Tento zákon nám ale nič nehovorí o počte možných detekovateľných úrovní -m. Všetky signály v komunikačných systémoch sú rušené šumom. Je zrejmé, že pre správny príjem signálu je potrebné, aby rozdiel medzi detekovateľnými úrovňami signálu bol väčší než prítomný šum. Ak toto nebude splnené, signál plus šum bude indikovať nesprávnu úroveň.

Vzťah medzi počtom vysielaných správ a výkonom šumu zistil v roku 1948 Shannon, použijúc matematiku n-rozmerného priestoru. n-rozmerný priestor je tiež označovaný aj ako "hyperpriestor" a je definovaný rozložením n - navzájom

kolmých osí. Ak je  $-q-$  bod v tomto hyperpriestore, jeho vzdialenosť od začiatku (bod, v ktorom sa pretínajú všetky osi) je  $-d-$ , kde

$$d^2 = x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2$$

pričom  $x_n$  je kolmá vzdialenosť od bodu k  $n$ -tej osi. Ak uvažujeme hyperpriestor, potom "veľkosť"  $n$ -rozmerného objektu je definovaná ako produkt dĺžok jeho strán. Pri  $n$ -rozmernej kocke (hyperkocke), v ktorej všetky strany majú dĺžku  $L$  jednotiek, je "veľkosť" daná výrazom  $L^n$  (všimnime si, že ak  $n=2$  hyperkocka je skutočne štvorec a "veľkosť" je interpretovaná ako plocha).

Kruh je dvojrozmerný objekt, ktorého "veľkosť" (plocha) je  $\pi r^2$ . Ak nakreslíme dva koncentrické kruhy, jeden o polomere  $r=1$  a druhý o polomere  $r=1/2$ , tak druhý kruh o polomere  $r=1/2$  zaberá plochu, ktorá je rovná  $1/4$  plochy kruhu o polomere  $r=1$ .

Plocha kruhu pri  $r=1$  je rovná  $\pi r^2 = \pi$ .

Plocha kruhu pri  $r=1/2$  je rovná  $\pi r^2 = \pi(1/2)^2 = \pi/4$ .

"Veľkosť" trojrozmerného objektu (gule) je  $(4/3)\pi r^3$ . Objekt, ktorého polomer je  $1/2$  bude obsahovať iba  $1/8$  "veľkosti" objektu o polomere  $r=1$ .

$n$ -rozmerný priestor má "veľkosť" úmernú hodnote  $r^n$ , kde  $r$  je jeho polomer. "Veľkosť" takéhoto hyperpriestoru o polomere  $r=1/2$  bude teda rovná  $(1/2)^n$  "veľkosti" hyperpriestoru o polomere  $r=1$ .

Inými slovami, čím je väčšia hodnota  $n$ , tým menšie percento "veľkosti" bude obsiahnuté v hyperpriestore o polomere  $r=1/2$ . Ak napr.  $n=7$ , potom iba  $1/128$  celkovej "veľkosti" leží v hyperpriestore o polomere  $r=1/2$ . Z toho vyplýva dôležitý záver:

V  $n$ -rozmernom priestore (kde  $n \gg 1$ ) prakticky všetky "veľkosti" hyperpriestorov o polomere  $r=1/2$  ležia veľmi blízko k povrchu  $n$ -rozmerného priestoru.

Táto skutočnosť je základnou vlastnosťou pri odvodzovaní informačnej kapacity kanálu podľa Shannona.

Shannon definuje zdroj signálu, ktorý môže vysielat správy v trvaní  $T$  sekúnd. Zdroj je limitovaný šírkou pásma  $B$  (Hz) a má štatistický stacionárny výstup (vlastnosti výstupu spriemerené za dlhú periódu sú konštantné). V predchádzajúcej časti bolo uvedené, že ľubovoľný signál o frekvenčnej šírke  $B$  (Hz) je reprezentovaný počtom  $2B$  vzoriek/sekundu. Energia každej vzorky je úmerná štvorcu amplitúdy vzorky a celková energia signálu bude teda úmerná súčtu štvorcov amplitúd.

Označme amplitúdy signálu ako  $X_1, X_2, \dots$ . Potom celková normalizovaná energia signálu je daná vzťahom

$$E = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2$$

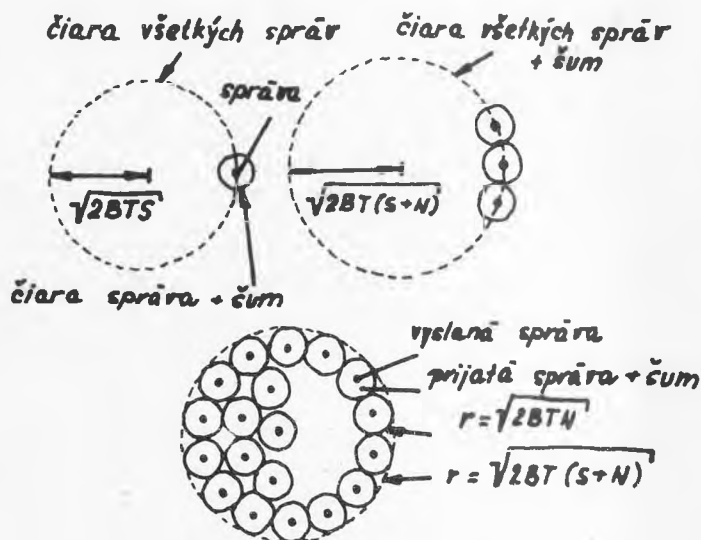
Energia  $E$  je ekvivalentná štvorcu vzdialenosti bodu v hyperpriestore od jeho začiatku.

Správa v trvaní  $T$  sekúnd je reprezentovaná počtom vzoriek  $2BT$ . Amplitúda každej vzorky je ekvivalentná kolmej vzdialenosti bodu od jednej z osí v  $n$ -rozmernom priestore. Ak je priemerná energia vzorky  $S$ , potom celková energia v signále, ktorý trvá čas  $T$  je  $2BTS$  joulov. Táto celková energia je ekvivalentná štvorcu vzdialenosti bodu  $q$  od začiatku hyperpriestoru. Takisto správa, ktorá trvá čas  $T$  môže byť reprezentovaná bodom v  $n$ -rozmernom priestore. Rozdielna správa bude reprezentovaná rôznym bodom. Ak budeme počet vzoriek zväčšovať, body reprezentujúce rozdielne správy o trvaní  $T$  budú veľmi blízko k povrchu hyperpriestoru o polomere  $(2BTS)^{1/2}$ .

V prijímacom signále je vždy prítomný šum, ktorý v ideálnom prípade zaberá tú istú šírku pásma ako signál. To znamená, že signál šumu môže byť takisto reprezentovaný počtom vzoriek  $2BT$ . Ak označíme priemernú energiu šumovej vzorky  $N$  joulov, potom celková energia šumu je  $2BTN$  joulov. V predchádzajúcom sme uviedli, že každá správa je reprezentovaná bodom v hyperpriestore o polomere  $(2BTS)^{1/2}$  a teda suma správy a šumu bude bod, ktorého vzdialenosť je  $(2BT(S+N))^{1/2}$  od každého bodu reprezentujúceho správu samotnú. To znamená, že všetky kombinácie správy a šumu sú reprezentované bodmi, ktoré sú veľmi blízko k povrchu hyperpriestoru o polomere  $(2BT(S+N))^{1/2}$ , ktorého stred je v bode reprezentujúci samotný šum.

Prijímač skutočne prijíma súčasne správu a šum o celkovej energii  $2BT(S+N)$  a body reprezentujúce každú takúto kombináciu musia ležať vo vnútri hyperpriestoru o polomere  $[2BT(S+N)]^{1/2}$ .

Pretože každá správa musí mať vzdialenosť  $(2BTN)^{1/2}$  od bodov reprezentujúcich správu a šum, možno systém reprezentovať ako hyperpriestor o polomere  $[2BT(S+N)]^{1/2}$ , ktorý je naplnený neprekrývajúcimi sa hyperpriestormi o polomeroch  $(2BTN)^{1/2}$ . Stredy týchto malých hyperpriestorov reprezentujú rozlíšiteľné správy, ktoré môžu byť vysielačom vyslané cez daný prenosový kanál. Celkový počet detekovateľných správ je daný počtom neprekrývajúcich sa hyperpriestorov o polomere  $(2BTN)^{1/2}$ , existujúcich v hyperpriestore o polomere  $[2BT(S+N)]^{1/2}$ . Tento počet je rovný pomeru "veľkosti" dvoch uvedených hyperpriestorov. Uvedený postup je naznačený na obr. 1.16.



Obr. 1.16

Ak číslo dimenzie  $n = 2BT$ , potom pomer "veľkosti" dvoch hyperpriestorov je rovný

$$\left[ \frac{(2BT(S+N))^{1/2}}{(2BTN)^{1/2}} \right]^{2BT} = \left[ \frac{S+N}{N} \right]^{BT}$$

Tento vzťah udáva počet detekovateľných správ, ktoré môžu byť vyslané. Za predpokladu, že každá zo správ je rovnako pravdepodobná, je prenášaná informácia daná vzťahom

$$\log_2 \left[ \frac{S+N}{N} \right]^{BT} = BT \log_2 \left[ 1 + \frac{S}{N} \right] \text{ bit}$$

Kapacita kanálu je teda rovná

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

Pomer energie signálu k energii šumu je identický pomeru výkonov, takže Shannonov zákon pre kapacitu prenosového kanálu má tvar

$$C = B \log_2 \left[ 1 + \frac{S_p}{N_p} \right] \text{ [bit/s]}$$

Tento zákon je fundamentálnym zákonom komunikačných systémov a hovorí, že ak kanál má šírku pásma  $B$  a stredný SNR je  $S_p/N_p$ , potom maximálna rýchlosť, na ktorej môže byť informácia prenášaná je  $C$  bit/s.

## 2 PRENOS DÁTOVÝCH SIGNÁLOV V ZÁKLADNOM PÁSME

Pri tomto spôsobe prenosu mení signálu v podstate nemení kmitočtovú polohu dátového signálu, ale upravuje úrovňové a impedančné pomery, mení druh signálu a pod. Vysielané signálové prvky majú prakticky tvar pravouhlých impulzov.

Prenos dát v základnom pásme môže byť realizovaný buď s prenosom jednosmernej zložky, alebo s prenosom bez jednosmernej zložky.

Jednosmerný prenos dát vyžaduje priame galvanické spojenie vysielача a prijímača. Takéto možnosti sa v komunikačnej sieti dnes vyskytujú len na najnižšej úrovni, t. j. v miestnej sieti.

### Prenos dát bez jednosmernej zložky

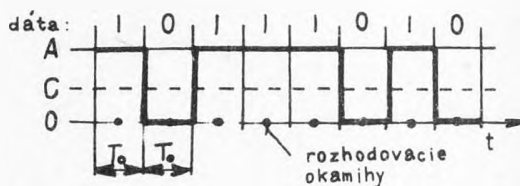
V niektorých prípadoch sa kabelový pár ukončuje transformami (oddelovacími transformátormi). Vzniknutý kanál už nie je schopný prenášať jednosmernú zložku, avšak môže prenášať aj pomerne nízke kmitočty. V takomto prípade hovoríme o prenose v základnom pásme bez jednosmernej zložky.

Použitý typ signálu nesmie obsahovať nielen stálu, ale ani krátkodobu kolísavú jednosmernú zložku. To obyčajne vyžaduje prekódovanie signálu na výstupe terminálu na signál bez jednosmernej zložky. Uplatnenie tu nachádzajú špeciálne typy linkových signálov.

### 2.1 METÓDY PRENOSU DÁT PODĽA TYPU LINKOVÉHO SIGNÁLU

#### 2.1.1 PRENOS UNIPOLÁRNYM SIGNÁLOM NRZ (NON RETURN TO ZERO)

Pri unipolárnom prenose nadobúda linkový signál dva stavy 0 a A - obr. 2.1.

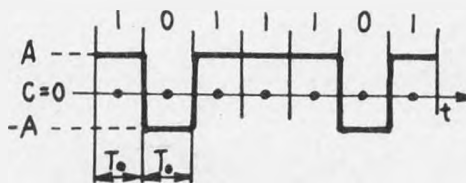


Obr. 2.1

Tento typ signálu je tiež nazývaný neutrálnym signálom (príjem neutrálnym relé) alebo jednoprúdovým signálom. Na prijímacej strane vyžaduje nenulovú rozhodovaciu úroveň  $C$ , čo je nevýhodné hlavne pri kolísaní výšky prijímaných signálových prvkov (vyžaduje automatickú reguláciu úrovne).

### 2.1.2 PRENOS SIGNÁLOM NRZ DVOJAKEJ POLARITY

V tomto prípade nadobúda linkový signál stavy  $A$  a  $-A$  - obr. 2.2.



Obr. 2.2

Takému typu signálu hovoríme polárny signál alebo dvojprúdový signál. Výhodou je nulová rozhodovacia úroveň a z toho vyplývajúca necitlivosť k zmenám úrovne prijímaného signálu.

Obidva uvedené typy signálov obsahujú jednosmernú zložku, čo vyžaduje pre prenos galvanické spojenie.

Pri dlhšej postupnosti rovnakých prvkov miznú prechody a tým sa zhorší kvalita synchronizácie, ktorá je odvodzovaná od prijímaného signálu.

### 2.1.3 BIPOLÁRNY SIGNÁL

Tento signál (tiež mu hovoríme AMI kód - Alternate Mark Inversion) je charakterizovaný tromi úrovňami: symbolu 0 odpovedá nulová úroveň, symbolu 1 striedavo úrovne  $\pm A$  - obr. 2.3.



Obr. 2.3

Tento typ signálu neobsahuje jednosmernú zložku a môže byť použitý aj pre prenos kanálom s translátormi. Výhodná je tiež možnosť jednoduchého monitorovania chybných prvkov. Každý chybný bit spôsobí narušenie bipolarity - objavia sa dva prvky rovnakej polarity. Rozhodovanie na prijímacej strane vyžaduje dve nenulové rozhodovacie úrovne  $C_1$  a  $C_2$ .

Striedaním polarity symbolov 1 je zaistený obsah taktovacej zložky, ktorú možno využiť pre synchronizáciu miestnej časovej základne. Avšak pri dlhšej postupnosti symbolov 0 sa neprenáša informácia o takte a môže nastať narušenie synchronizácie. Tento nedostatok možno vyriešiť buď použitím skramblerov alebo vkladaním zvláštnych kódových skupín na miesta výskytu dlhšej postupnosti symbolov 0.

#### 2.1.4 POLÁRNY RZ-M SIGNÁL (RETURN ZERO MARK)

Tento typ signálu je charakterizovaný zmenou úrovne pri každom výskyte symbolu 1. Výskyt symbolov 0 úroveň nemení - obr. 2.4.

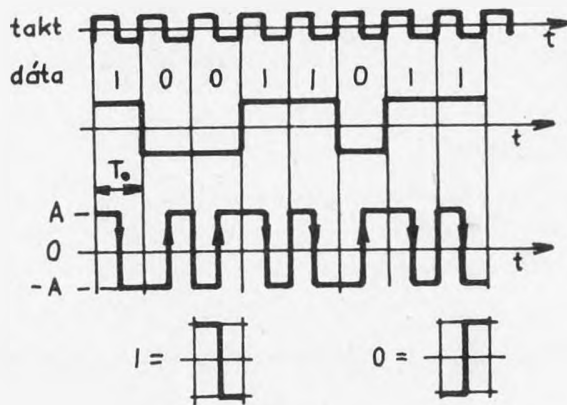


Obr. 2.4

#### 2.1.5 DVOJFÁZOVÝ SIGNÁL

Uvedený bipolárny signál dosahuje vlastnosti ako je potlačenie jednosmernej zložky, obsah taktovacej zložky a možnosť monitorovania chýb využitím troch úrovní bez rozšírenia spektra. Bol navrhnutý celý rad signálov, pri ktorých sú požadované vlastnosti docielené na úkor rozšírenia spektra, ale pri zachovaní dvoch úrovní. Ich predstaviteľom je tzv. dvojfázový signál, ktorý je charakterizovaný zvýšeným počtom prechodov - obr. 2.5.

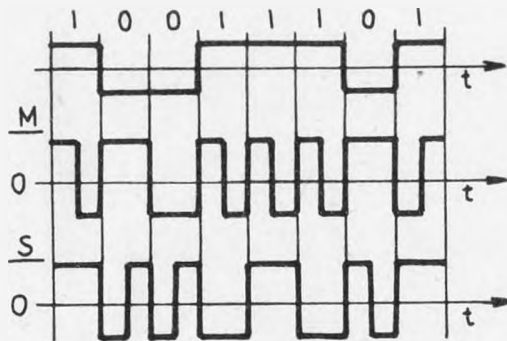
Uvedený dvojfázový signál možno vyjadriť ako súčin taktovacieho a dátového signálu. Dvojkové symboly 1 sú vyjadrené prechodom z jednej úrovne do druhej, dvojkové symboly 0 sú vyjadrené opačným prechodom. Tieto prechody sa vyskytujú uprostred každého jednotkového intervalu. Tým je docielené veľmi dobré potlačenie jednosmernej zložky a prítomnosť taktovacej zložky o silnej intenzite. Tento typ signálu je vhodné použiť na krátke vzdialenosti a tiež tam, kde nie sú problémy s väčšou šírkou kmitočtového pásma.



Obr. 2.5

### 2.1.6 DVOJFÁZOVÝ SIGNÁL M (BI PHASE MARK)

Je podobný vyššie uvedenému dvojfázovému signálu len s tým rozdielom, že prechody v polovici jednotkového intervalu sa vyskytujú iba pri dvojkových symboloch 1, kdežto symboly 0 sú bez prechodov. Ďalej tu nastáva zmena polarizity na začiatku každého jednotkového intervalu - obr. 2.6.

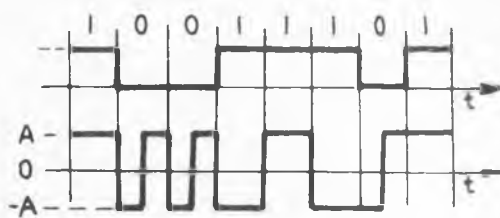


Obr. 2.6

### 2.1.7 CMI (CODED MARK INVERSION) SIGNÁL

Dvojkové symboly 1 sú vyjadrené striedavo polaritou  $\pm A$  a symbol 0 je vyjadrený zmenou polarizity v polovici jednotkového intervalu - obr. 2.7. CMI signál je špecifikovaný v doporučení CCITT G.703.

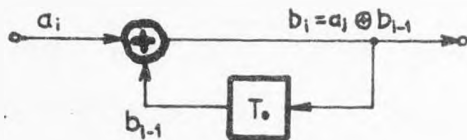




Obr. 2.7

2.1.8 DIFERENČNÝ SIGNÁL

Nevýhodou napr. NRZ signálu alebo dvojfázového signálu je to, že symboly 1 a 0 sú vyjadrené rovnakými tvarmi, iba opačnej polarity. Pretože prijímač v mnohých prípadoch nemôže určiť absolútne polaritu alebo fázu bez prítomnosti referenčného signálu, môžu byť prijímané signály 1 dekódované ako symboly 0 a naopak. Túto neurčitost možno potlačiť diferencným kódovaním, ktoré sa používa hlavne pri fázovo modulovaných dátových signáloch. Princíp diferencného kódovania je naznačený na obr. 2.8.



Obr. 2.8

Vstupná postupnosť symbolov  $a_i$  je prekódovaná na postupnosť  $b_i$  podľa pravidla:

$$b_i = a_i \oplus b_{i-1}$$

Výsledky prekódovania sú uvedené v nasledujúcej tabuľke, z ktorej vyplýva, že každý symbol  $a_i = 1$  je vyjadrený symbolom  $b_i$ , ktorý je opačný k predchádzajúcemu symbolu  $b_{i-1}$  a každý symbol  $a_i = 0$  je vyjadrený symbolom  $b_i$ , ktorý je zhodný s predchádzajúcim symbolom  $b_{i-1}$  (jednoducho povedané - symbol 1 zmení stav, symbol 0 stav nemení).

$a_i$	$b_{i-1}$	$b_i$	
1	0	1	zmena stavu $b_i$ oproti $b_{i-1}$
1	1	0	
0	0	0	bez zmeny stavu
0	1	1	

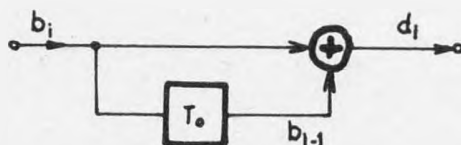
Dekódovanie prijímaných symbolov  $b_i$  je realizované podľa pravidla

$$d_i = b_{i-1} \oplus b_i$$

Výsledky sú uvedené v nasledujúcej tabuľke, z ktorej vyplýva jednoduché pravidlo: ak je prijímaný symbol  $b_i$  opačný oproti predchádzajúcemu symbolu  $b_{i-1}$  je dekódovaný symbol  $d_i = 1$ , pri rovnakých symboloch je dekódovaný symbol  $d_i = 0$ . Ak nevznikne pri prenose chyba bude platiť  $d_i = a_i$ .

$b_{i-1}$	$b_i$	$d_i$
0	1	1
1	0	1
0	0	0
1	1	0

Štruktúra dekodéra diferenčného signálu je naznačená na obr. 2.9.



Obr. 2.9

Výhodou diferenčného kódovania je zjednodušenie prijímača, pretože nepotrebuje referenčný signál. Nevýhodou je zdvojnásobenie chybovosti, pretože každá chyba v prijímanej postupnosti ( $b_i$ ) sa prejaví chybou v dekódovanej postupnosti ( $d_i$ ) na dvoch susedných miestach.

Príklad diferenčného kódovania:

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	...	
$a_i$	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	...
$b_i$	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	...
$b_{i-1}$	0	1	1	1	0	1	0	0	1	...	
$d_i$	1	0	0	1	1	1	0	1	1	...	

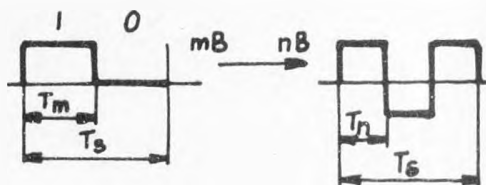
Uvedený princíp diferenčného kódovania môže byť aplikovaný na rôzne typy diskretných signálov.

### 2.1.9 PRENOS S VYUŽITÍM BLOKOVÝCH KÓDOV

Pri blokovom kódovaní sa dátový signál vyjadrený v tvare postupnosti dvojkových symbolov postupne rozdeľuje na bloky o dĺžke  $m$  - symbolov, ktoré sa vyjadria novými blokmi o dĺžke  $n$ -symbolov a to v kóde s rovnakým alebo iným základom.

Praktické uplatnenie našli kódy typu  $mBnB$  a  $mBnT$ . Nevýhodou je zložitejší kodér a nutnosť blokovej synchronizácie.

Pri kóde typu  $mBnB$  je skupina  $m$ -vstupných unipolárnych dvojkových symbolov vyjadrená skupinou  $n$ -dvojkových polárnych symbolov. Prakticky sa volí  $m < n$  a  $n$  blízke  $m$ . Tento spôsob umožňuje veľmi dobré potlačenie jednosmernej zložky a oproti AMI kódu vykazuje užšie spektrum, čo je výhodnejšie z hľadiska rušenia presluchom. Na obr. 2.10 je uvedený príklad priradenia blokov v kóde  $2B3B$ .

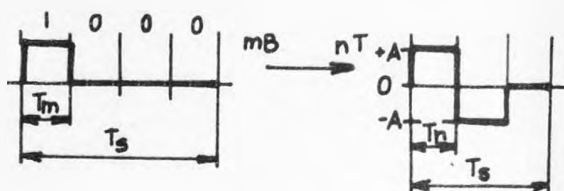


Obr. 2.10

Čiastočnou nevýhodou je zvýšenie modulačnej rýchlosti (v pomere  $n/m$ ), čo ale možno ovplyvniť voľbou parametrov  $m$  a  $n$ . Prakticky je významný napr. kód  $5B6B$ .

Pri kódoch typu  $mBnT$  je skupina  $m$  vstupných dvojkových symbolov vyjadrená skupinou  $n$ -trojkových symbolov  $0$  a  $\pm A$ . Prakticky sa volí  $m > n$ . Linkový signál je trojkový.

Tieto kódy umožňujú veľmi dobré potlačenie jednosmernej zložky a tiež zníženie modulačnej rýchlosti a to v pomere  $n/m$ . Na obr. 2.11 je naznačený príklad priradenia bloku v kóde  $4B3T$ .



Obr. 2.11

## 2.2 MENIČ SIGNÁLU PRE PRENOS DÁT V ZÁKLADNOM PÁSME NÍZKOU ÚROVŇOU

Pri voľbe metódy prenosu v základnom pásme je obmedzujúcim činiteľom prípustná maximálna úroveň prenosu, na ktorej závisí pri danej prípustnej minimálnej úrovni prijímaného signálu maximálna dĺžka spoja.

Maximálna úroveň prenosu dátového signálu je obmedzená prípustnou úrovňou presluchového rušenia v susednom telefónnom páre, ktorá nemá prekročiť psfometrickú hodnotu 0.2 mV. Pri jednosmernom prenose rýchlosťami nad 1200 bit/s zodpovedá tejto prípustnej hodnote maximálna úroveň vysielaného dátového signálu 1V.

Pri nízkej modulačnej rýchlosti budú významné zložky spektra diskretného signálu sústredené v oblasti pod dolným okrajom pásma telefónneho kanálu 300 Hz.

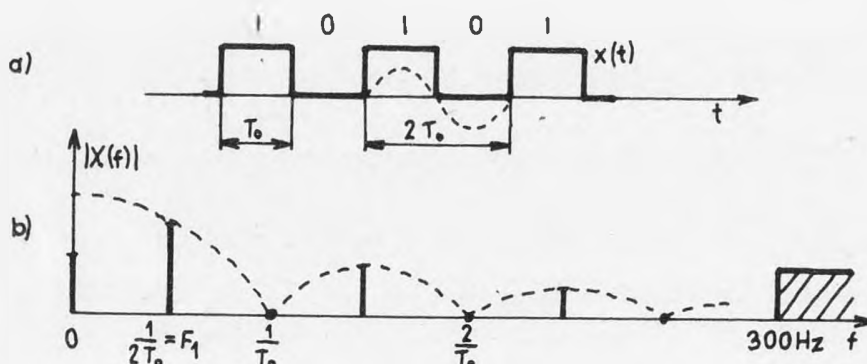
Na obr. 2.12 je znázornený príklad spektra diskretného signálu pri modulačnej rýchlosti 50 Bd. Pre jednoduchosť uvažujme periodickú postupnosť núl a jedničiek.

Pre modulačnú rýchlosť platí:

$$v_m = 1/T_0 = 50 \text{ Bd}$$

Je zrejmé, že prvá harmonická zložka diskretného signálu podľa obr. 2.12 bude

$$F_1 = 1/2T_0 = (1/2) \cdot 50 = 25 \text{ Hz}$$



Obr. 2.12

Dolnému okraju telefónneho kanálu 300 Hz bude teda odpovedať  $300/25 = 12$ . harmonická zložka. Teda pri rýchlosti 50 Bd môžu v pásme telefónneho kanála rušiť presluchoom harmonické zložky až od 12. harmonickej vyššie. Tieto zložky majú však už len nepatrnú amplitúdu.

Pri vyššej modulačnej rýchlosti sa uplatnia nižšie harmonické zložky, ktoré už majú väčšiu amplitúdu. Napr. pri modulačnej rýchlosti  $v_m = 1/T_0 = 600 \text{ Bd}$  bude prvá harmonická zložka

$$F_1 = 1/2T_0 = (1/2) \cdot 600 = 300 \text{ Hz}$$

V tomto prípade bude na okraj pásma telefónneho kanála zasahovať už 1. harmonická, ktorá má veľkú amplitúdu.

Z uvedeného rozboru vyplýva, že pri malej modulačnej rýchlosti možno využiť na prenos vyššie napätia a prúdy (napr. 120 V a 40 mA), čo umožňuje v ďalekopisnej technike priame ovládanie vzdialených ďalekopisných strojov.

Pri použití terminálov pracujúcich na vyšších prenosových rýchlostiach by už dochádzalo k neprípustnému rušeniu presluchom do pásma telefónnych kanálov. V takýchto prípadoch je potrebné podstatne znížiť vysielaciu úroveň dátového signálu.

Zariadenie, ktoré rieši uvedené problémy je tzv. menič signálu pre prenos dát nízkou úrovňou označovaný skratkou GDN. Tento menič signálu možno použiť pre jednosmerný prenos ďalekopisných a dátových signálov, napr. v miestnej sieti modulačnými rýchlosťami do 19 200 Bd. Menič umožňuje duplexný prenos po miestnom dvojdrôtovom vedení. Používa veľmi nízke vysielacie napätie  $\pm 300$  mV alebo  $\pm 600$  mV a umožňuje prenos na vzdialenosti jednotky až desiatky kilometrov.

Použitie nízkej úrovne je umožnené realizáciou zariadení s využitím elektronických prvkov.

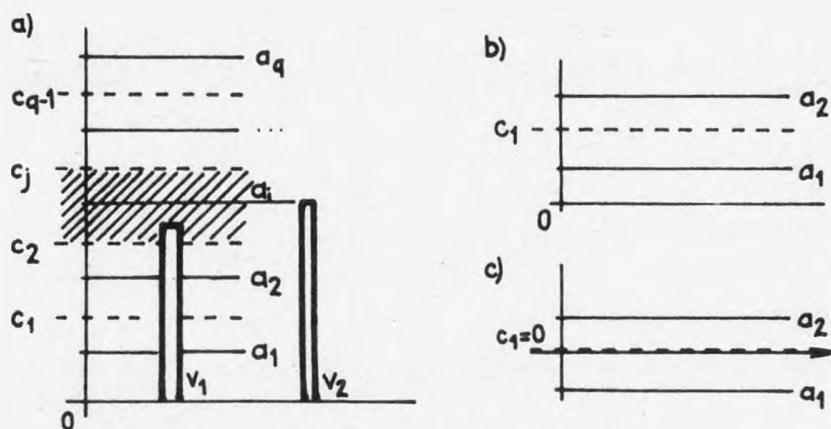
### 2.3 VPLYV NEDOKONALOSTÍ PRENOSU NA PRÍJEM DÁTOVÝCH SIGNÁLOV

Pri prenose dátového signálu sa okrem rušenia rôzneho pôvodu uplatní ešte celý rad ďalších nedokonalostí komunikačného kanálu i samotného prijímača, ktoré rôznym spôsobom deformujú tvar prenášaného signálu a tým zvyšujú chybovosť prenosu. Obmedzenie takéhoto nepriaznivého efektu vyžaduje buď obmedzenie dĺžky spoja, zníženie modulačnej rýchlosti, zníženie úrovne rušenia (kvalitnejší kanál) alebo zvýšenie výkonu vysielaného signálu.

Deformáciu dátového signálu v základnej polohe, spôsobenú rôznymi nedokonalosťami kanálu môžeme veľmi jednoducho sledovať pomocou detakčného oka.

V ideálnom prípade bez vplyvu rušenia a interferencie, budú prijímané signálové prvky vykazovať pri q-úrovňovom prenose nominálne vrcholové hodnoty  $a_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, q$ , takže rozlíšenie jednotlivých prijímaných signálových prvkov bude jednoznačne bezchybné.

Avšak uvedené nedokonalosti budú náhodným spôsobom ovplyvňovať uvedené vrcholové hodnoty  $a_i$ . V takomto prípade sa príjem, t. j. rozlišovanie prijímaných signálových prvkov vykonáva v rozhodovacom obvode (prahový obvod), ktorý na základe prijatej hodnoty rozhoduje, ktorá z možných hodnôt  $a_i$  signálových prvkov bola najpravdepodobnejšie vyslaná. V takomto prípade môže dôjsť i k nesprávnemu rozhodnutiu - k chybám. Rozhodovací obvod charakterizujú rozhodovacie (prahové) úrovne  $c_j$ , umiestnené medzi nominálnymi hodnotami -  $a_i$  - obr.

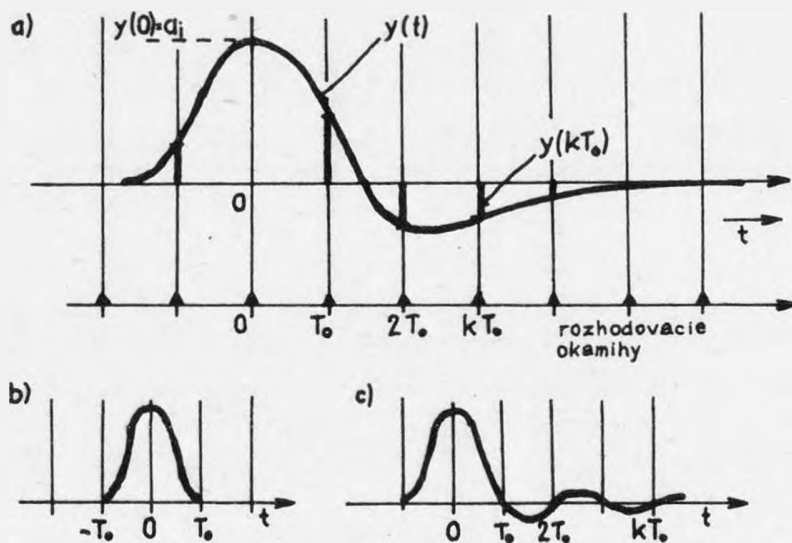


Obr. 2.13

V prípade synchronného prenosu sú taktovacím signálom s periódou jednotkových intervalov určované rozhodovacie (vzorkovacie) okamžiky, v ktorých sa odoberajú okamžité hodnoty (vzorky) prijímacieho signálu a porovnávajú sa s rastrom rozhodovacích úrovní. Ak sa nachádza veľkosť vzorky v intervale vymedzenom rozhodovacími úrovňami v okolí hodnoty  $a_1$ , je vyhodnotený prijatý prvok ako prvok zodpovedajúci veľkosti  $a_1$  - obr. 2.13a.

Dvojkový signál s prvkami o veľkosti  $a_1$ ,  $a_2$  vyžaduje iba jednu rozhodovaciu úroveň  $c_1$  - obr. 2.13b, ktorá môže byť umiestnená i v nulovej úrovni - obr. 2.13c.

Dôsledkom pôsobenia rôznych nedokonalostí prenosu je rozšírenie signálových prvkov do susedných jednotkových intervalov a tým vzájomné ovplyvňovanie, t. j. impulzová interferencia - obr. 2.14.



Obr. 2.14

Pre potlačenie interferencie musí byť trvanie impulzu obmedzené na interval  $2T_0$ , alebo v rozhodovacích okamžikoch  $kT_0$  musí impulz vykazovať nulové hodnoty.

Je zrejmé, že impulzová interferencia bude zvyšovať možnosť zámery jedného prvku za druhý, t. j. vznik chyby. V prípade neprítomnosti rušenia bude osamelému signálovému prvku s úrovňou  $a_1$  vyslanému v okamžiku  $t = 0$  zodpovedať prijatý signálový prvok

$$y(t) = a_1 y_1(t)$$

kde  $y_1(t)$  charakterizuje tvar prijatého signálového prvku o jednotkovej výške  $y_1(0) = 1$ .

V rozhodovacom okamžiku  $t = 0$  bude vyhodnotená hodnota

$$y(0) = a_1 y_1(0) = a_1$$

Pri uvažovanej impulzovej interferencii sa v tomto okamžiku uplatnia ešte príslušné hodnoty doznievajúcich ostatných signálových prvkov

$$a_1(k) y_1(t+kT_0) \quad \text{pre } k = \pm 1, \pm 2, \dots$$

takže výsledná okamžitá hodnota prijatého signálu vo vzorkovacom okamžiku  $t = 0$  bude:

$$y = y(0) + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} y(kT_0) = a_1 + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} a_1(k) y_1(kT_0) = a_1 + \varphi$$

kde

$a_1$  - je náhodná veličina vyjadrujúca jednu z možných vyslaných úrovní,

$k$  - je poradie okamžiku  $t_k = kT_0$

$\varphi$  - je výsledná veľkosť interferencie

Ak uvážime ešte prítomnosť aditívneho rušenia  $r(t)$ , potom okamžitá hodnota prijatého signálu bude:

$$y = a_1 + r + \varphi$$

kde

$r$  - je náhodná veličina zodpovedajúca okamžitým hodnotám rušenia v uvažovanom rozhodovacom okamžiku.

Ak bude vyslaný prvok s úrovňou  $a_1$ , potom prijatá hodnota  $y$  bude podľa obr. 2.15 vyhodnotená bezchybne v prípade:

$$c_{i-1} < y < c_i$$

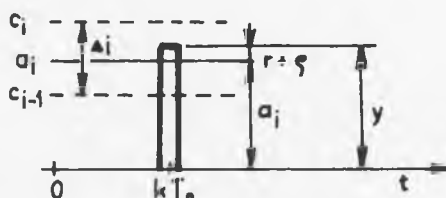
alebo

$$(r + \varphi) < (1/2) \Delta_1$$

Chybné vyhodnotenie nastane v prípade:

$$(r + \varphi) > (1/2) \Delta_1$$

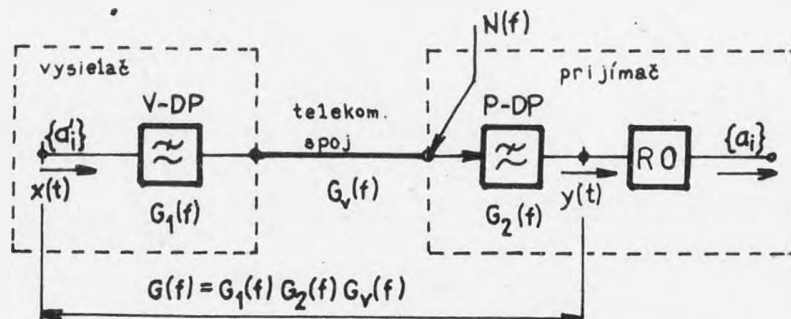
Hodnota  $(1/2) \Delta_1$  vlastne odpovedá polovičnej výške ideálneho detekčného oka pre  $q$ -úrovňový prenos.



Obr. 2.15

#### 2.4 MODEL SYSTÉMU PRE PRENOS DÁT V ZÁKLADNEJ POLOHE

Základné funkcie systému prenosu dát v základnej polohe môžeme znázorniť modelom uvedeným na obr. 2.16.



Obr. 2.16

kde V-DP - je vysielací dolný priepust

P-DP - je prijímací dolný priepust

RO - je rozhodovací obvod

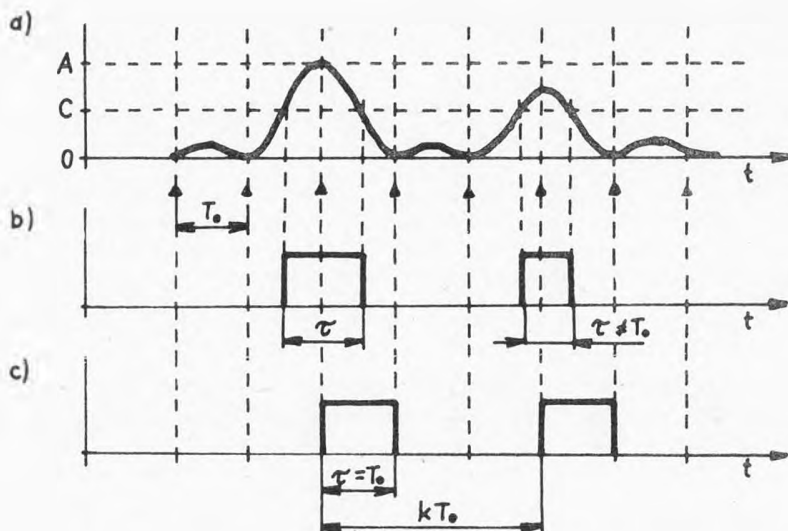
Pre minimalizáciu chybovosti rozhodovania je okrem iného potrebné, aby dátový signál na vstupe RO mal optimálny tvar, zaistujúci minimálnu impulzovú interferenciu.

Vyhodnotenie prijatého signálu môže byť riešené dvoma spôsobmi:

a) pomocou obmedzovača - obr. 2.17a

b) vzorkovaním uprostred jednotkových intervalov - obr. 2.17b a regenerovaním v regeneračnom obvode - obr. 2.17c.



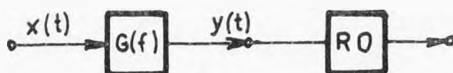


Obr. 2.17

Spôsob a) neodstráni prípadné náhodné časové posuvy (jitter). Spôsob b) je výhodnejší, pretože potláča náhodné časové posuvy impulzov. Regenerované signálové prvky majú jednotnú šírku  $\tau = T_0$ .

Pretože pri prenose dátového signálu uvedeným modelom platí zákon superpozície, môžeme uvedené požiadavky analyzovať na základe prenosu osamelého signálového prvku.

V takomto prípade prvá požiadavka vyžaduje, aby osamelý signálový prvok mal obmedzené spektrum a druhá, aby časový priebeh signálového prvku  $y(t)$  na vstupe RO mal nulové hodnoty minimálne aspoň v susedných rozhodovacích okamžikoch. Pri riešení tejto problematiky nie je potrebné rozlišovať jednotlivé časti uvedené v modeli na obr. 2.16 a môžeme vychádzať z modelu na obr. 2.18.



Obr. 2.18

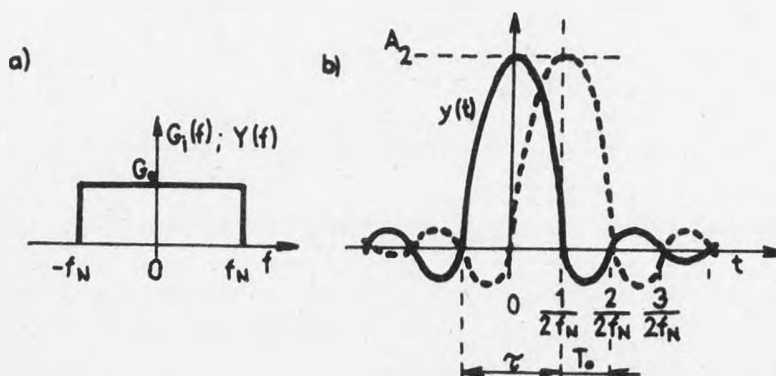
Pojem kanál bude v ďalšom zahrňovať prenosové zariadenie od vstupu dátového signálu do V-DP až po vstup do RO prijímača. Jeho prenosovú charakteristiku označíme  $G(f)$ .

## 2.5 OPTIMÁLNY TVAR SIGNÁLOVÝCH PRVKOV

Uvažujme najprv idealizovaný prípad kanálu typu ideálny DP filter s medzným kmitočtom  $f_m = f_N$  a s prenosovou charakteristikou:

$$G(f) = G_0 e^{-j\omega t_0} = G_0$$

ktorá je uvedená na obr. 2.19a.



Obr. 2.19

Odozva takéhoto kanálu na jednotkový impulz  $x(t) = \delta(t)$  - teda jeho impulzová charakteristika bude:

$$y(t) = \mathcal{F}[G(f)] = 2f_N G_0 \frac{\sin 2\pi f_N t}{2\pi f_N t} = A_2 \frac{\sin 2\pi f_N t}{2\pi f_N t} = A_2 \text{sinc}(2\pi f_N t)$$

kde  $\text{sinc}(x) = (\sin x)/x$ .

Odozva  $y(t)$  má nulové prechody v okamžikoch  $t_k = k/2f_N$  pre  $k = \pm 1, \pm 2, \dots$

Z priebehu odozvy uvedenej na obr. 2.19b vyplýva, že v tomto prípade je možný prenos bez interferencie ( $Q=0$ ), ak rozhodovacie okamžiky prijímaného signálu zvolíme v jeho nulových prechodoch. V tomto prípade ale musí byť použitý jednotkový interval  $T_0 = 1/2f_N$ .

Záver:

a) ideálnym kanálom typu DP filter s medzným kmitočtom  $f_N$ , možno prenášať bez interferencie dátový signál s najvyššou modulačnou rýchlosťou  $v_m = 1/T_0 = 2f_N$  [Bd]. Kmitočť  $f_N$  sa nazýva Nyquistov kmitočť;

b) spektrum signálových prvkov  $y(t)$  s tvarom podľa obr. 2.19b je zhodné s tvarom prenosovej charakteristiky  $G(f)$  - teda pravouhlé, obmedzené kmitočtom  $f_N$ ;

c) šírka päty hlavného laloku signálového prvku je  $2T_0$ . Ak bude na vstupe sledovaného kanálu namiesto jednotkového impulzu pôsobiť signálový prvok, ktorého tvar je vyjadrený funkciou  $x(t)$ , potom pre získanie tvarov rovnakej odozvy  $y(t)$  musíme pôvodný priebeh prenosovej charakteristiky  $G(f)$  vhodne modifi-

kovat. Novú prenosovú charakteristiku v takomto prípade určíme z pomeru spektrálnych funkcií na výstupe a vstupe kanálu:

$$G(f) = Y(f)/X(f)$$

Ak bude vstupný signálový prvok  $x(t)$  v tvare pravouhlého impulzu šírky  $\tau_1$  a výšky  $A_1$  bude jeho spektrum:

$$X(f) = \mathcal{F}^{-1}[x(t)] = A_1 \tau_1 \frac{\sin \pi \tau_1 f}{\pi \tau_1 f} = A_1 \tau_1 \operatorname{sinc}(\pi \tau_1 f)$$

Spektrálna funkcia odozvy  $y(t)$  podľa obr. 2.19b je:

$$Y(f) = \mathcal{F}^{-1}[y(t)] = G_0 = A_2/2f_N = A_2 T_0 \quad \text{pre } -f_N \leq f \leq f_N$$

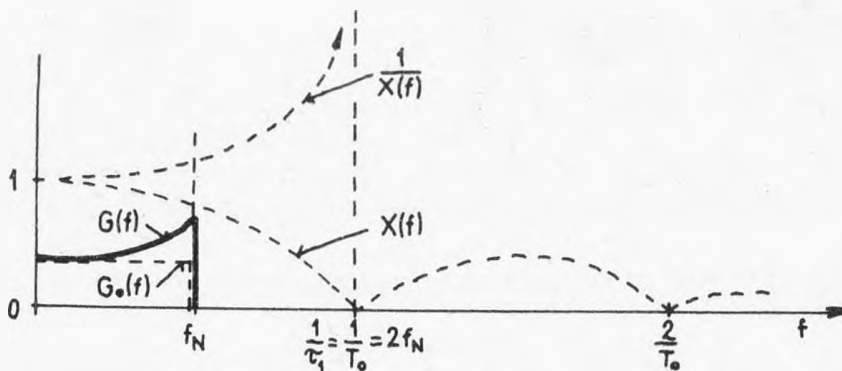
$$= 0 \quad \text{pre ostatné } f.$$

Je to rovnomerné spektrum do kmitočtu  $f_N$  - obr. 2.19a.

Hľadaná modifikovaná prenosová charakteristika teda bude:

$$G(f) = Y(f)/X(f) = G_0/X(f) \quad \text{pre } 0 \leq f \leq f_N$$

Je to pôvodný ideálny DP filter modifikovaný funkciou  $1/X(f)$  - obr. 2.20 - pre prípad  $A_1 = A_2 = 1$ .



Obr. 2.20

Uvažované tvary odozvy a spektra sú však prakticky nerealizovateľné. Túto nevýhodu môžeme podstatne zmierniť odstránením strmého poklesu prenosovej charakteristiky  $G(f)$ . Avšak požadujeme, aby zostali zachované nulové prechody umožňujúce prenos rýchlosťou  $v_m = 1/T_0$ . Možno dokázať, že nulové prechody v okamžikoch  $kT_0$  zostávajú zachované pri vytváraní prenosovej charakteristiky  $G(f)$  do tvaru s nepárnou symetriou v okolí kmitočtu  $f_N$ . Navyše to spôsobí podstatné zmenšenie zákmitov.

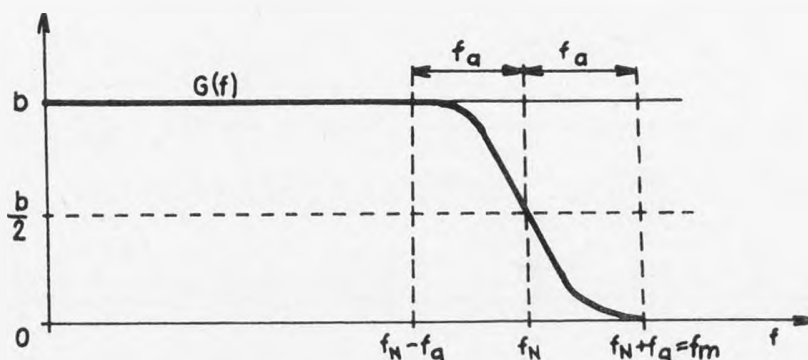
Z množstva takýchto priebehov prichádzajúcich do úvahy sa ako jednoduchý a prakticky výhodný javí kosínusový prechod. Takúto prenosovú charakteristiku možno vyjadriť vzťahom:

$$G(f) = \frac{1}{2} b \left( 1 - \sin \frac{\tilde{\mathcal{K}}(f-f_N)}{2f_a} \right)$$

pre

$$\begin{aligned} f_N - f_a &\leq f \leq f_N + f_a \\ &= b \text{ pre } f < f_N - f_a \\ &= 0 \text{ pre } f > f_N + f_a \end{aligned}$$

kde  $f_a$  je rozšírenie spektra (resp. pásma ideálneho DP filtra) v dôsledku modifikácie poklesu spektra priebehom s nepárnou symetriou - obr. 2.21.



Obr. 2.21

Horný medzný kmitočet spektra sa tým zvýši na hodnotu:

$$f_m = f_N + f_a$$

Odozva takéhoto kanálu na jednotkový impulz bude:

$$y(t) = \mathcal{F}[G(f)] = 2bf_N \frac{\sin 2\tilde{\mathcal{K}}f_N t}{2\tilde{\mathcal{K}}f_N t} \cdot \frac{\cos 2\tilde{\mathcal{K}}f_a t}{1-(4f_a t)^2} = A_2 \operatorname{sinc}(2\tilde{\mathcal{K}}f_N t) \frac{\cos 2\tilde{\mathcal{K}}f_a t}{1-(4f_a t)^2}$$

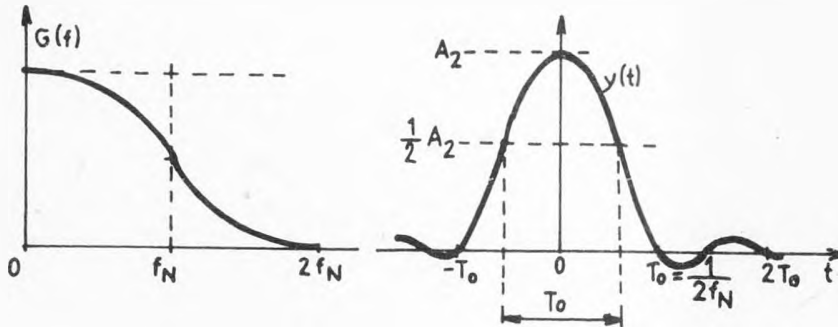
Základný priebeh tejto odozvy určuje prvý člen, ktorý je zhodný s odozvou kanála typu ideálny DP filter. Druhý člen je zrejme určovaný kosínusovou prechodovou oblasťou charakteristiky  $G(f)$  a spôsobí malú modifikáciu základného priebehu. Jeho vplyv sa prejaví hlavne v zmenšení veľkosti zámkov odozvy a vo vzniku ďalších nulových prechodov odozvy. Táto modifikácia bude ovplyvňovaná voľbou veľkosti činiteľa predĺženia

$$\mu = f_a / f_N \quad (0 \leq \mu \leq 1)$$

Ak zvolíme  $f_a = 0$ , t. j.  $\mu = 0$  dostaneme predchádzajúci prípad ideálneho DP filtra. Pri voľbe  $\mu = 1$ , t. j.  $f_a = f_N$ , sa výraz pre odozvu  $y(t)$  zjednoduší na tvar:

$$y(t) = A_2 \frac{1}{1-(4f_N t)^2} \operatorname{sinc}(4\tilde{\mathcal{K}}f_N t)$$

Nulové prechody teraz budú ležať v bodoch:  $t_k = k/4f_N$  ( $k = 2, 3, 4, \dots$ ).  
 Odpovedajúce priebehy sú naznačené na obr. 2.22.



Obr. 2.22

Odozva  $y(t)$  sa v prípade  $\mu=1$  vyznačuje:

- minimálnou veľkosťou zákmitov
- ďalšími nulovými prechodmi
- šírka odozvy na polovičnej výške je práve  $T_0$ .

Nevýhodou je však dvojnásobná kmitočtová šírka kanálu  $f_m = f_N + f_a = 2 f_N$ , čo je nevýhodné z hľadiska pôsobenia rušenia. Preto pri voľbe parametra  $\mu$  je potrebné voliť kompromis medzi veľkosťou zákmitov odozvy a pôsobením rušenia. Medzná modulačná rýchlosť stále zostáva rovnaká, t. j.  $v_m = 1/T_0 = 2 f_N$ . Ak uvažujeme na vstupe kanála namiesto jednotkových impulzov pravouhlé impulzy, bude potrebné pre zachovanie rovnakej odozvy  $y(t)$ , modifikovať prenosovú charakteristiku  $G(f)$  činiteľom  $1/X(f)$  (podobne ako v prípade ideálneho DP filtra).

### 3 MODULAČNÉ METÓDY PRENOSU DÁT V PRELOŽENOM PÁSME

Diskrétné signály sú veľmi často prenášané po telefónnych kanáloch. Pretože spektrum týchto diskretných signálov v základnej polohe zasahuje až do oblasti najnižších kmitočtov a dolný kmitočet telefónneho kanála je 300 Hz, musia byť takéto signály pred prenosom presunuté moduláciou do vyššej kmitočtovej polohy.

Na prijímacej strane je potom potrebné demoduláciou späť presunúť signál do základnej polohy.

Modulátor a demodulátor pri obojsmernom prenose tvoria celok, nazývaný modem. Používa sa modulácia harmonickej nosnej a to:

- amplitúdová
- kmitočtová
- fázová.

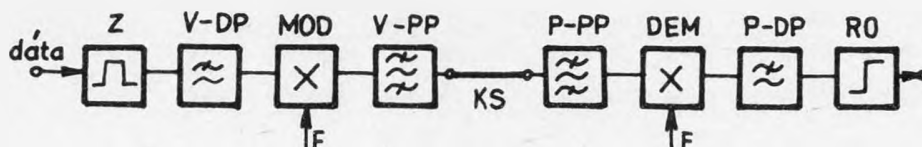
Ak má modulačný signál tvar dvojkového signálu hovoríme o dvojstavovej modulácii.

Namiesto pojmu modulácia sa často používa názov klúčovanie. Potom hovoríme o:

- a) klúčovanie amplitúdovým posuvom (ASK-amplitude shift keying)
- b) klúčovanie kmitočtovým posuvom (FSK-frequency shift keying)
- c) klúčovanie fázovým posuvom (PSK-phase shift keying)

#### 3.1 DÁTOVÝ SYSTÉM S AMPLITÚDOVOU MODULÁCIOU

Základné funkcie dátového systému s amplitúdovou moduláciou sú znázornené na obr. 3.1.



Obr. 3.1

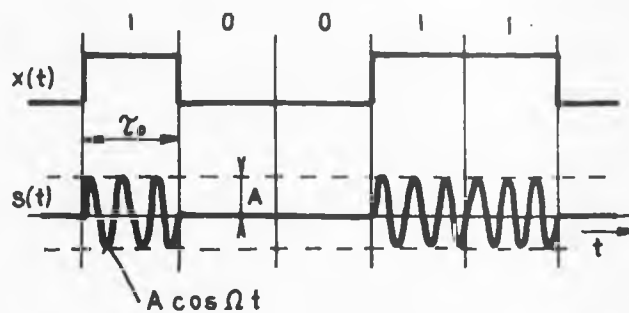
Jednotlivé bloky majú nasledovný význam:

- Z - zdroj signálových pravouhlých prvkov
- VDP - vysielací dolný priepust
- MOD - modulátor
- F - nosný kmitočet
- VPP - vysielací pásmový priepust
- KS - komunikačný spoj
- PPP - prijímací pásmový priepust
- DEM - demodulátor
- PDP - prijímací dolný priepust
- RO - rozhodovací obvod

V ďalšom rozoberieme metódy amplitúdovej modulácie a demodulácie. Pri výklade nebudeme uvažovať tvarovanie signálových prvkov priepustami uvedenými na obr. 3.1.

### 3.1.1 KLÚČOVANIE AMPLITÚDOVÝM POSUVOM - ASK

Pri amplitúdovej modulácii dvojkovým signálom bude jeden dvojkový symbol v celom jednotkovom intervale  $\tau_0$  charakterizovaný prítomnosťou nosnej o kmitočte  $F$  a druhý symbol neprítomnosťou nosnej - obr. 3.2.



Obr. 3.2

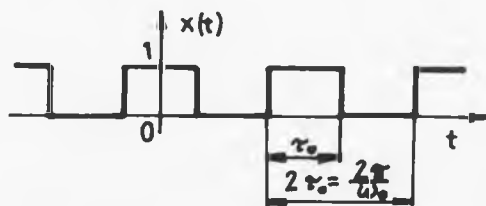
#### Spektrum signálu ASK

Pri náhodnom výskyte symbolov 0 a 1 bude výsledné spektrum spojité a bude posunuté do okolia kmitočtu nosnej  $F$ .

Pre porovnanie vlastností systémov s amplitúdovou, kmitočtovou a fázovou moduláciou odvodíme príslušné spektrá pre jednoduchý prípad periodickej postupnosti symbolov 101010..., čo odpovedá modulácii dvojkovým signálom v tvare periodickej postupnosti pravouhlých impulzov. Dôvodom tejto voľby je aj to, že

pri kmitočtovej a fázovej modulácii môžeme spektrum pre periodický modulačný signál ešte pomerne jednoducho matematicky vyjadriť.

V prípade signálu ASK budeme vychádzať z modulačného signálu s parametrami podľa obr. 3.3.



Obr. 3.3

Ak vyjadríme tento priebeh v tvare Fourierovej rady, dostaneme:

$$x(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \cos n\omega_0 t$$

Nosnú vyjadríme v tvare:

$$n(t) = A \cos \Omega t$$

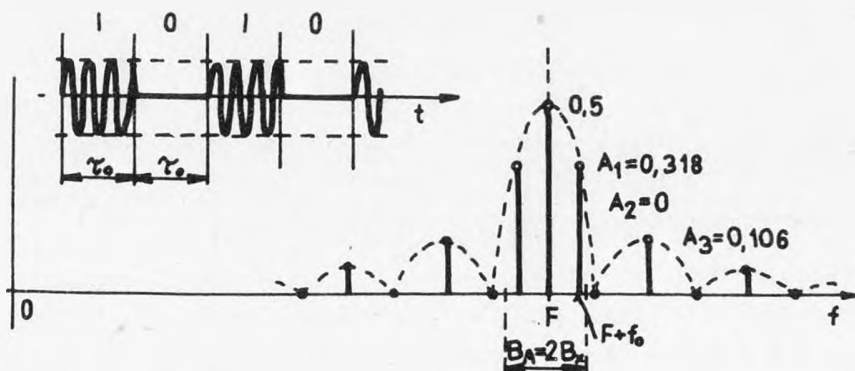
Na výstupe vyváženého amplitúdového modulátora dostávame:

$$s(t) = x(t) n(t) = A x(t) \cos \Omega t =$$

$$= \frac{A}{2} \cos \Omega t + A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi} [\cos (\Omega + n\omega_0)t + \cos (\Omega - n\omega_0)t] =$$

$$= \frac{A}{2} \cos \Omega t + \frac{A}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc} \frac{n\pi}{2} [\cos (\Omega + n\omega_0)t + \cos (\Omega - n\omega_0)t]$$

Spektrum signálu ASK obsahuje nosnú a ďalej horné a dolné postranné pásmo. Tvar spektra odpovedá tvaru dvojstranného spektra signálu x(t) v základnej polohe, posunutého o kmitočet nosnej F ( $\Omega = 2\pi F$ ) - obr. 3.4.



Obr. 3.4



Jeho šírka  $B_A$  je dvakrát väčšia oproti šírke spektra modulačného signálu  $B_x$ . Spektrum je teoreticky neobmedzené. Potlačenie vyšších zložiek spektra nastane zaoblenie hrán a zmenšenie strmosti prechodov pravouhlého tvaru obálky, čo sa prejaví tiež u demodulovaného signálu.

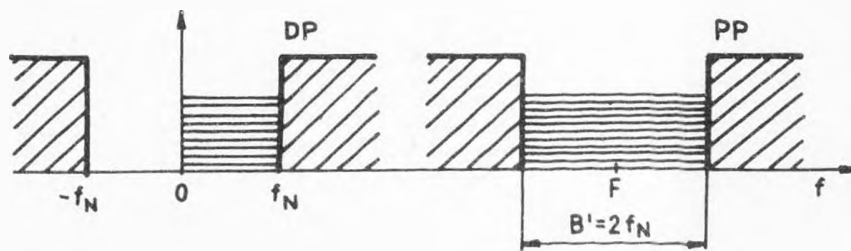
Pripomeňme si, že podľa Nyquista možno kanálom typu ideálny DP s medzným kmitočtom  $f_N$  prenášať dvojkový signál teoreticky maximálnou modulačnou rýchlosťou

$$v_m = \frac{1}{T_0} = 2f_N \quad [\text{Bd}]$$

Pri modulácii vznikajú dve postranné pásma, súmerne rozložené v okolí kmitočtu. Potrebná kmitočtová šírka kanálu pre prenos v preloženom pásme bude teda dvakrát väčšia oproti prenosu v základnej polohe - obr. 3.5:

$$B' = 2f_N$$

Pritom modulačná rýchlosť zostáva rovnaká,  $v_m = 2f_N$



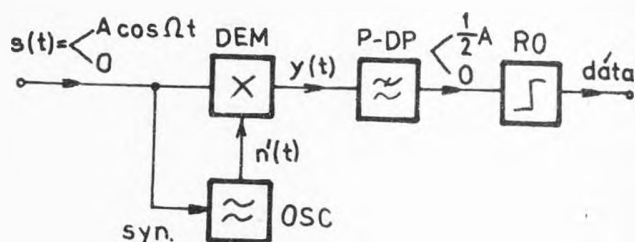
Obr. 3.5

### 3.1.2 DEMODULÁCIA V SYSTÉMOCH S AMPLITÚDOVOU MODULÁCIOU

Signály v systémoch s amplitúdovou moduláciou môžu byť demodulované dvoma spôsobmi:

#### a) synchrónna (koherentná) demodulácia

Pri tejto demodulácii sa vytvára súčin prijímaného signálu  $s(t)$  a nosnej  $n'(t) = \cos \Omega t$ , ktorá je generovaná miestnym oscilátorom prijímača, pričom musí mať zhodný kmitočet a fázu s nosnou prijímaného signálu. To vyžaduje synchronizáciu s vysielačou jednotkou. Základný princíp je uvedený na obr. 3.6.



Obr. 3.6

Ak bude prijatý signálový prvok  $s(t) = A \cos \Omega t$ , dostaneme na výstupe demodulátora DEM signál v tvare:

$$y(t) = s(t) n'(t) = A \cos \Omega t \cos \Omega t = A \cos^2 \Omega t = \frac{1}{2} A + \frac{1}{2} \cos 2 \Omega t$$

Zložka o dvojnásobnom kmitočte  $\cos 2 \Omega t$  sa potlačí nasledujúcim dolným prie-  
pustom PDP.

Ak bude prijímaný prvok  $s(t) = 0$ , bude na výstupe demodulátora signál  $y(t) = 0$ . Ďalej nasleduje rozhodovací obvod RO s rozhodovacou úrovňou nastavenou obvykle na polovicu výšky prijímaných signálových prvkov. Pri zmene amplitúdy prijímaného signálu musí byť rozhodovacia úroveň (obvykle automaticky) nastavená na optimálnu hodnotu, alebo musí byť použitá automatická regulácia úrovne prijímaného signálu.

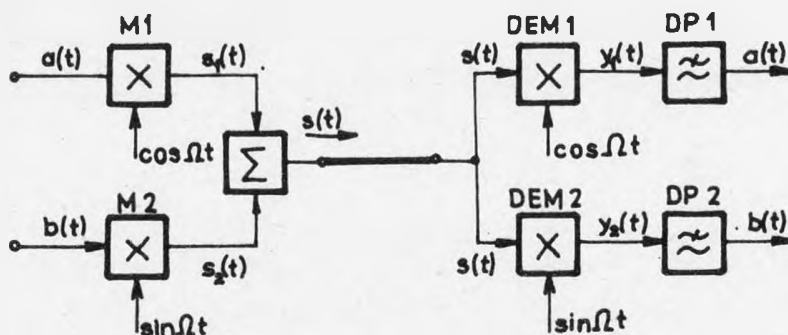
b) obáľková (nekoherentná) demodulácia

Pri tejto demodulácii sa prijímaný signál demoduluje obáľkovým detektorom. Obáľka je vlastne dvojcestne usmernený a vyfiltrovaný prijatý signál  $s(t)$ .

### 3.2 KVADRATURNÁ AMPLITÚDOVÁ MODULÁCIA - QAM

QAM umožňuje prenos dvoch nezávislých signálov v spoločnom kmitočtovom pásme kanálu a dáva tak možnosť jeho efektívnejšieho využitia. Je to umožnené použitím harmonických nosných signálov rovnakého kmitočtu, ale fázovo posunutých o  $90^\circ$ , t. j. napr.  $\cos \Omega t$  a  $\sin \Omega t$  (ortogonálne nosné).

Dva nezávislé modulačné signály  $a(t)$  a  $b(t)$ , ktorých spektrá v základnej polohe zaberajú rovnakú šírku  $\Delta F$ , pôsobia na vyvážené amplitúdové modulátory M1, M2, napájané ortogonálnymi nosnými  $\cos \Omega t$  a  $\sin \Omega t$  - obr. 3.7.



Obr. 3.7

Súčet výstupov týchto modulátorov vytvára signál QAM, ktorého spektrum je v pásme rovnakej šírky  $\Delta F$ , ako spektrum jedného modulačného signálu

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = a(t) \cos \Omega t + b(t) \sin \Omega t$$

Na prijímacej strane sa získajú pôvodné signály  $a(t)$  a  $b(t)$  synchronónnou demoduláciou s ortogonálnymi nosnými  $\cos \Omega t$  a  $\sin \Omega t$  - obr. 3.7. Po od-filtrovaní nežiadúcich demodulačných produktov dolnými priepustami DP1 a DP2 získame pôvodné signály  $a(t)$  a  $b(t)$ .

Výstup DEM1 bude:

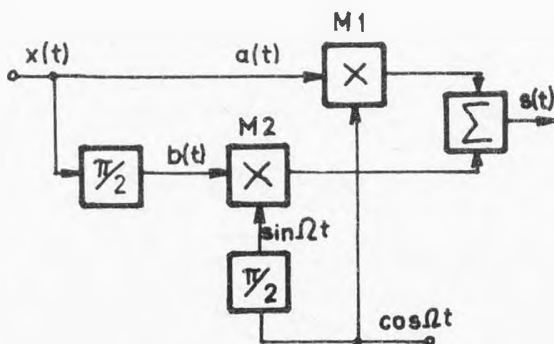
$$y_1(t) = s(t) \cos \Omega t = a(t) \cos^2 \Omega t + b(t) \sin \Omega t \cos \Omega t = \\ = (1/2) [a(t) + a(t) \cos 2 \Omega t + b(t) \sin 2 \Omega t]$$

Druhá a tretia zložka v hranatej zátvorke ležia v okolí kmitočtu  $2\Omega$  a potlačia sa priepustou DP1, na výstupe ktorého sa objaví iba prvá zložka  $a(t)$ . Analogicky možno odvodiť vzťah pre výstup DEM2:

$$y_2(t) = s(t) \sin \Omega t = a(t) \sin \Omega t \cos \Omega t + b(t) \sin^2 \Omega t = \\ = (1/2) [b(t) - b(t) \cos 2 \Omega t + a(t) \sin 2 \Omega t]$$

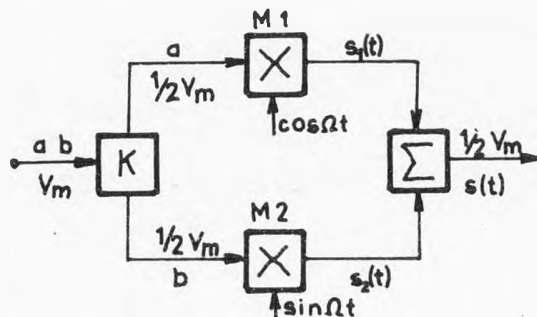
Na výstupe DP2 bude iba signál  $b(t)$ .

Uvedieme ešte jednu možnosť využitia tohto systému. Ak budú vstupné modulačné signály  $a(t)$  zhodné, ale navzájom posunuté o  $\pi/2$  (Hilbertova transformácia), dostaneme známy jednopásmový modulátor - obr. 3.8.



Obr. 3.8

QAM môže byť obecné využitá pre analógové i diskkrétne signály. Pri použití tejto štruktúry pre dvojkové signály sa obyčajne vstupy  $a$ ,  $b$  upravujú pre jeden vstupný dvojkový signál podľa obr. 3.9.

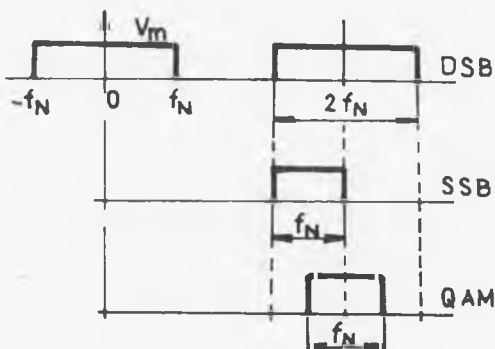


Obr. 3.9

Dátový signál sa upraví vo vstupnom obvode na polárny tvar (dvojkové symboly 0 sa vyjadria prvkami o hodnote -1). Ďalej sa postupnosť bitov dvojkového signálu vo vstupnom obvode K rozdeľuje na nepárne a párne bity (a, b). Nepárne bity sa púšťajú napr. do hornej vetvy, párne do dolnej - obr. 3.9. Oproti vstupu sa ich jednotkový interval predĺži na dvojnásobok, takže v každej vetve je polovičná modulačná rýchlosť  $(1/2)v_m$ .

	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	
vstup	a <sub>1</sub>	b <sub>1</sub>	a <sub>2</sub>	b <sub>2</sub>	a <sub>3</sub>	b <sub>3</sub>	a <sub>4</sub>	b <sub>4</sub>	... v <sub>m</sub>
a	a <sub>1</sub>		a <sub>2</sub>		a <sub>3</sub>		a <sub>4</sub>		... 1/2 v <sub>m</sub>
b	b <sub>1</sub>		b <sub>2</sub>		b <sub>3</sub>		b <sub>4</sub>		... 1/2 v <sub>m</sub>

Tiež na výstupe súčtového obvodu zostáva výsledný signál  $s(t)$  o modulačnej rýchlosti  $1/2 v_m$ . Výstupný signál môže byť teda prenášaný kanálom o polovičnej šírke oproti prípadu, kedy by sme vstupný dátový signál spracovali dvojpásmovou amplitúdovou moduláciou. Získali sme rovnakú výhodu ako pri použití jednopásmovej modulácie - obr. 3.10.



Obr. 3.10

Urobme analýzu:

Dvojkové signály na vstupoch modulátorov M1 a M2 nadobúdajú stavy  $a = \pm 1$  a  $b = \pm 1$ . Na výstupoch modulátorov budú signály  $a \cos \Omega t$  a  $b \sin \Omega t$ , takže súčtový výstupný signál bude:

$$s(t) = a \cos \Omega t + b \sin \Omega t$$

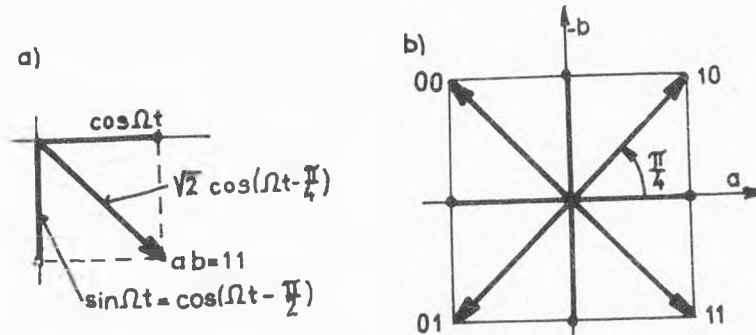
Použitím matematických vzťahov môžeme teda písať:

$$s(t) = a \cos \Omega t + b \sin \Omega t = a(\cos \Omega t + a b \sin \Omega t) = a \sqrt{2} \cos (\Omega t - a b \pi/4)$$

Stavy výstupného signálu  $s(t)$  pre možné kombinácie znamienok  $a, b$  sú uvedené v nasledujúcej tabuľke:

a	b	$s(t)$
1	1	$\cos \Omega t + \sin \Omega t = \sqrt{2} \cos(\Omega t - \pi/4)$
1	-1	$\cos \Omega t - \sin \Omega t = \sqrt{2} \cos(\Omega t + \pi/4)$
-1	1	$-\cos \Omega t + \sin \Omega t = -\sqrt{2} \cos(\Omega t + \pi/4)$
-1	-1	$-\cos \Omega t - \sin \Omega t = -\sqrt{2} \cos(\Omega t - \pi/4)$

Výstupný modulovaný signál  $s(t)$  nadobúda podľa kombinácie znamienok  $a, b$  štyri možné stavy harmonickej nosnej  $\cos \Omega t$ , ktoré sa líšia iba fázovými posuvmi. Na obr. 3.11a je vektorovo znázornený prípad pre kombinácie  $ab = 11$  a na obr. 3.11b je znázornené rozdelenie fáz pre všetky kombinácie  $ab$ .



Obr. 3.11

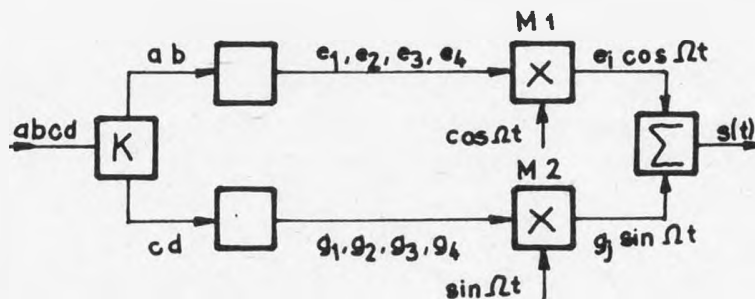
Pričítaním alebo odčítaním konštantnej hodnoty fázy  $\varphi$  môžeme doceliť ľubovoľného celkového posunutia výsledných fáz.

Doterajší výklad charakterizuje QAM, ktorá transformuje dvojkový signál na štvorstavový. Môžeme ju použiť aj pre získanie iných, napr. osemstavových alebo šestnáststavových signálov.

Tak napr. šestnáststavový signál by sme v princípe mohli získať nasledujúcim postupom. Zo vstupného dvojkového signálu budeme postupne vydelovať kvadrbity ( $a, b, c, d$ ). Každú dvojicu bitov ( $a, b$ ) alebo ( $c, d$ ) vyjadríme jedným úrovnovým stavom  $e_1, e_2, e_3, e_4$  alebo  $g_1, g_2, g_3, g_4$ , ktoré už predstavujú vstupy do modulátorov  $M_1$ , resp.  $M_2$  - obr. 3.12.

Na výstupe sumačného obvodu bude:

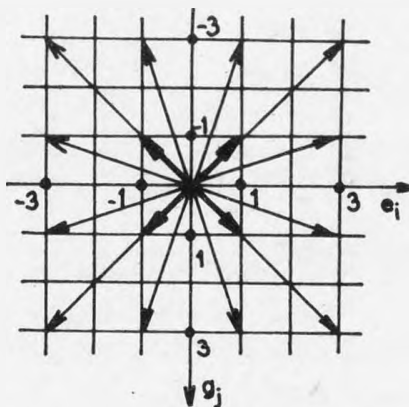
$$s(t) = e_i \cos \Omega t + g_j \sin \Omega t$$



Obr. 3.12

Použité stavy  $e_i$  a  $g_j$  môžeme obecné voliť ľubovoľne, ale len niektoré kombinácie budú optimálne z hľadiska odolnosti proti rušeniu. Medzi takéto vhodné rozdelenie úrovni patrí výber:  $e_1 = -3$ ,  $e_2 = -1$ ,  $e_3 = 1$ ,  $e_4 = 3$  a rovnaké hodnoty aj pre  $g_j$ . Možné stavy nosnej na výstupoch modulátorov M1 a M2 podľa obr. 3.12 sú znázornené šípkami. Signály na výstupoch modulátorov  $e_i \cos \Omega t$ , resp.  $g_j \sin \Omega t$  predstavujú štvorstavové signály AM-DSB.

Z obr. 3.13 vyplýva, že vysielané signálové prvky budú charakterizované rôznymi amplitúdami a rôznymi fázami nosného signálu.



Obr. 3.13

Uvedená štruktúra už predstavuje kombinovanú amplitúdovo-fázovú moduláciu. Táto modulácia je aj CCITT štandardom pre prenos dát rýchlosťou 9600 bit/s.

### 3.3 DÁTOVÝ SYSTÉM S KMITOČTOVOU MODULÁCIOU

Základné funkcie dátového systému s kmitočtovou moduláciou sú znázornené modelom uvedeným na obr. 3.14.



Obr. 3.14

Vstupný dvojkový dátový signál v základnej polohe riadi kmitočť oscilátora. Dolné a pásmové priepusty tu majú rovnakú obmedzovaciu funkciu, ako v systéme s amplitúdovou moduláciou.

Amplitúdový obmedzovač OM na prijímacej strane potlačí vplyv aditívneho rušenia a vplyv parazitnej amplitúdovej modulácie vzniklej v dôsledku obmedzenia pásma kmitočťovo modulovaného signálu. Výstupný signál s konštantnou amplitúdou je demodulátorom FM-DEM pretransformovaný na signál v základnej polohe, ktorého hodnoty sú úmerné okamžitému kmitočťu prijímaného signálu.

V ďalšom si rozoberieme metódy kmitočťovej modulácie a demodulácie. Pri analýze nebudeme opäť uvažovať vplyv tvarovania signálových prvkov dolnými a pásmovými priepustami.

### 3.3.1 KLÚČOVANIE KMITOČŤOVÝM POSUVOM - FSK

Kmitočťovo modulovaný signál je vyjadrený vzťahom:

$$s(t) = A \cos \varphi(t) = A \cos [\Omega t + \Psi(t)] = A \cos \left[ \Omega t + \Delta\Omega \int_0^t x_n(t) dt \right]$$

kde  $x_n(t)$  - je normovaný modulačný signál  $|x_n(t)| \leq 1$

$\Psi(t) = \Delta\Omega \int_0^t x_n(t) dt$  - vyjadruje fázové zmeny relatívne k uhlu  $\Omega t$ , spôsobené modulačným signálom.

Maximálna hodnota odchýlky fázy  $\Psi_{\max}$  sa nazýva fázový zdvih alebo tiež index kmitočťovej modulácie  $\beta = |\Psi_{\max}|$ . Pri náhodnom priebehu signálu  $x(t)$  však uvedený integrál nie je možné vypočítať.

Prakticky je index kmitočťovej modulácie definovaný pre prípad harmonického modulačného signálu  $x_n(t) = \cos \omega t$ . V takomto prípade bude platiť:

$$\Psi(t) = \Delta\Omega \int_0^t x_n(t) dt = \Delta\Omega \int_0^t \cos \omega t dt = \frac{\Delta\Omega}{\omega} \sin \omega t$$

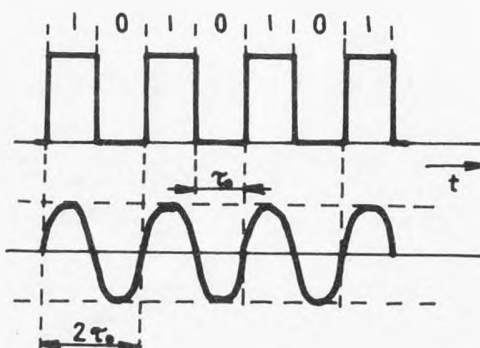
a index kmitočťovej modulácie:  $\beta = |\Psi_{\max}| = \Delta\Omega / \omega = \Delta F / f$ .

$\Delta F = m_F V$  - je kmitočťový zdvih, ktorý vyjadruje maximálnu odchýlku kmitočťu FM signálu od kmitočťu nosnej, ktorú spôsobí vrcholová hodnota modulačného signálu

$m_F$  [Hz/V] - je koeficient úmernosti

V - je vrcholová hodnota modulačného signálu.

V prípade dátového signálu sa kvôli zjednodušeniu považuje za modulačný index hodnota, ktorá zodpovedá kmitočtu prvej harmonickéhoj zložky  $f_0$  pri periodickom striedaní symbolov 0 a 1 - obr. 3.15.



Obr. 3.15

Ak označíme jednotkový interval  $\tau_0$  a modulačnú rýchlosť  $v_m = 1/\tau_0$ , možno písať:

$$f_0 = 1/2\tau_0 = (1/2) v_m$$

a modulačný index bude rovný:

$$\beta = \Delta F/f_0 = 2\tau_0 \Delta F = 2\Delta F/v_m$$

Spektrum kmitočtovo modulovaného signálu obsahuje teoreticky nekonečný počet postranných zložiek s kmitočtami  $(F \pm nf)$ , ktoré sú symetricky rozložené okolo kmitočtu nosnej.

Ak bude modulačný index  $\beta = \frac{\Delta F}{f} < 1$ , uplatnia sa významne v spektre iba zložky  $F$  a  $F \pm f$ . V takomto prípade bude spektrum podobné spektru signálu AM. Je to tzv. úzkopásmová FM. S rastúcou hodnotou  $\beta$  rastie i významnosť vzdialenejších zložiek a rastie teda i šírka spektra (širokopásmová FM).

V prípade kmitočtovej modulácie dvojkovým dátovým signálom - dvojstavová kmitočtová modulácia - nadobúda kmitočty nosnej dve hodnoty  $F_1$  a  $F_2$  (charakteristické kmitočty). Obvykle sa udáva stredný kmitočty  $F = (F_1 + F_2)/2$  a kmitočtový zdvih  $\Delta F = (F_2 - F_1)/2$ .

Potom platí:

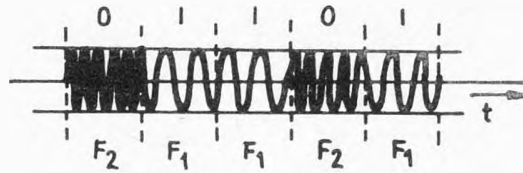
$$F_1 = F - \Delta F \text{ a } F_2 = F + \Delta F$$

Podľa predchádzajúcej definície je index modulácie rovný

$$\beta = \Delta \Omega / \pi v_m$$

Priradenie charakteristických kmitočtov dvojkovým symbolom 0 a 1 je dané CCITT doporučením V.1. Symbol 0 je vyjadrený vyšším  $F_2$  a symbol 1 nižším  $F_1$  kmitočtom - obr. 3.16.





Obr. 3.16

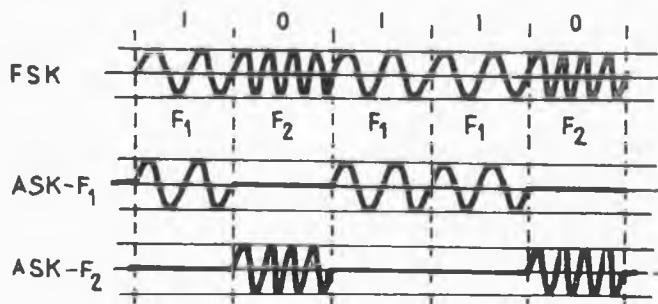
Modulátor dvojtavovej kmitočtovej modulácie predstavuje v princípe zariadenie, ktoré v rytme dvojkových symbolov 0 a 1 prepína kmitočet nosného harmonického signálu. Pritom tieto zmeny kmitočtov môžu prebiehať dvoma spôsobmi:

a) ako zmeny nespojité, vznikajúce napr. pri prepínaní výstupu dvoch nezávislých oscilátorov s kmitočtami  $F_1$  a  $F_2$ . V tomto prípade sa fáza mení skokom, pretože fázy oscilátorov sú rôzne;

b) ako zmeny spojité, vznikajúce napr. pri prepínaní kmitočtu jedného oscilátora. V tomto prípade nenastáva skoková zmena fázy a preto je spektrum užšie, čo je výhodnejšie.

#### Spektrum signálu FSK pri nespojitých zmenách kmitočtu

V prípade nespojitých zmien kmitočtu môžeme výsledný priebeh vyjadriť súčtom dvoch samostatných nezávislých priebehov, zodpovedajúcich signálu s amplitúdovou moduláciou s kmitočtami nosných  $F_1$  a  $F_2$  - obr. 3.17.

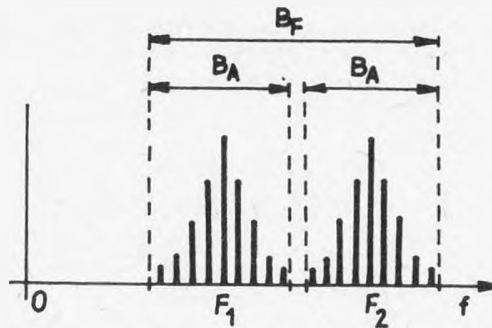


Obr. 3.17

Vzhľadom k nezávislosti uvedených dielčích signálov ASK, bude výsledné spektrum signálu FSK dané súčtom spektier týchto dielčích signálov ASK - obr. 3.18.

Ak bude  $B_A$  šírka spektra signálu ASK, potom šírka spektra signálu FSK podľa 3.18 bude:

$$B_F \geq 2B_A$$



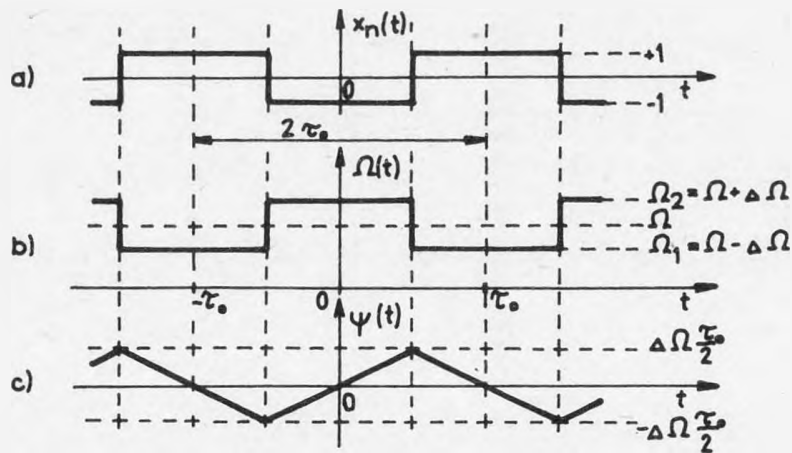
Obr. 3.18

Taktiež stredný výkon signálu FSK bude dvakrát väčší oproti výkonu dielčieho signálu ASK. Táto metóda je vhodná vtedy, ak je požiadavka veľkého modulačného indexu.

Z uvedeného vyplýva, že tiež z hľadiska pôsobenia rušenia budú pomery podobné, ako pri systémoch s ASK.

Spektrum signálu FSK pri spojitých zmenách kmitočtu

V prípade spojitých zmien kmitočtu je odvodenie spektra zložitejšie. Ako príklad budeme uvažovať dátový signál  $x_n(t)$  v tvare periodickej postupnosti pravouhlých impulzov s parametrami podľa obr. 3.19a.



Obr. 3.19

Okamžitý kmitočet  $\Omega(t)$  je úmerný modulačnému priebehu  $x_n(t)$ . Jeho priebeh je znázornený na obr. 3.19b. Pri danom priradení dvojkových symbolov k hodnotám kmitočtov  $F_1$  a  $F_2$ , bude relatívna zmena fázy v intervale  $-\tau_0 < t \leq -\tau_0/2$  vyjadrená rovnicou:

$$\Psi(t) = -\Delta\Omega \int_{\tau_0}^t x_n(t) dt = -\Delta\Omega(\tau_0 + t)$$

Záporné znamienko je tu preto, lebo je tu opačná závislosť - s poklesom úrovně stúpne kmitočet.

V intervale  $-\tau_0/2 < t \leq \tau_0/2$  bude:

$$\Psi(t) = \Psi\left(-\frac{\tau_0}{2}\right) - \Delta\Omega \int_{-\tau_0/2}^t -1 dt = -\frac{1}{2}\Delta\Omega\tau_0 + \Delta\Omega\left(t + \frac{\tau_0}{2}\right) = \Delta\Omega t$$

Výsledný priebeh okamžitej fázy  $\Psi(t)$  je uvedený na obr. 3.19c.

V ďalšom budeme vychádzať z obecného vzťahu pre kmitočtovú moduláciu, ktorý upravíme nasledovne:

$$s(t) = A \cos[\Omega t + \Psi(t)] = A \cos \Omega t \cos \Psi(t) - A \sin \Omega t \sin \Psi(t)$$

V prípade periodického modulačného signálu  $x_n(t)$  sú okamžitá fáza  $\Psi(t)$  a tiež funkcie  $\cos \Psi(t)$  a  $\sin \Psi(t)$  periodickými funkciami a môžeme ich teda vyjadriť v tvare Fourierovej rady. Pretože tieto funkcie sú buď párne alebo nepárne bude na základe vzťahov pre Fourierov rozvoj platiť:

$$\cos \Psi(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t \quad (\text{pre párne funkcie } b_n = 0)$$

$$\sin \Psi(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_0 t \quad (\text{pre nepárne funkcie } a_n = 0)$$

Pre Fourierove koeficienty  $A_0$ ,  $a_n$ ,  $b_n$  dostávame:

$$A_0 = \frac{\sin \beta \frac{\pi}{2}}{\beta \frac{\pi}{2}}$$

$$a_n = \frac{4\beta}{\pi(\beta^2 - n^2)} \sin \beta \frac{\pi}{2} \cos n \frac{\pi}{2}$$

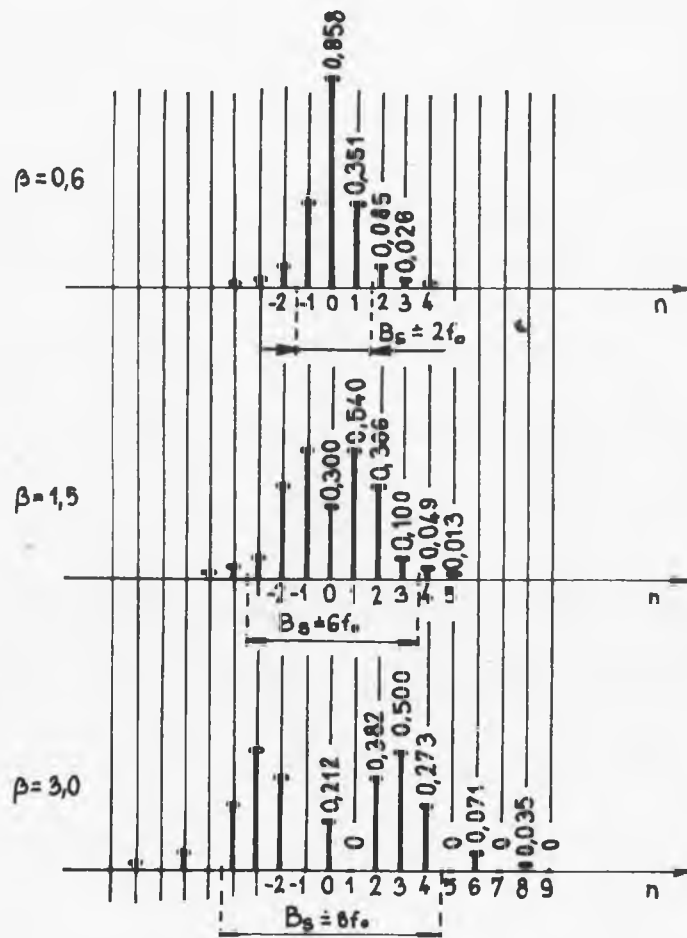
$$b_n = \frac{-4\beta}{\pi(\beta^2 - n^2)} \cos \beta \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{2}$$

Po dosadení do základného vzťahu dostávame podľa [5] výsledný vzťah pre signál FM v tvare:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A \frac{2\beta}{\pi(\beta^2 + n^2)} \sin(\beta - n) \frac{\pi}{2} \cos(\Omega + n\omega_0)t$$

Z tohto výrazu vyplýva, že spektrum uvažovaného FM signálu obsahuje harmonickú zložku so stredným kmitočtom nosnej  $\Omega$  a súmerne rozložené dolné a horné postranné zložky o kmitočtoch  $\Omega \pm n\omega_0$  pre  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Spektrum je teoreticky kmitočtovo neobmedzené.

Veľkosť amplitúdy postranných zložiek o kmitočte  $(\Omega + n\omega_0)$  alebo  $(\Omega - n\omega_0)$  je daná činiteľom pred funkciou  $\cos(\Omega + n\omega_0)t$ . Z toho je zrejmé, že tvar spektra bude závisieť na voľbe hodnoty modulačného indexu  $\beta$ . Na obr. 3.20 sú uvedené spektrá pre tri rôzne hodnoty  $\beta$  a to pri konštantnej perióde  $2T_0$  modulačného signálu. Vzdialenosť medzi susednými čiarami je  $f_0 = 1/2T_0$ . Poloha  $n = 0$  zodpovedá strednému kmitočtu nosnej  $\Omega$ .



Obr. 3.20

Je zrejmé, že s rastúcou hodnotou modulačného indexu  $\beta$  rastie počet významných zložiek, teda šírka spektra. Pre  $\beta > 1$  sú prakticky významné zložky v pásme šírky  $B_S \approx 2(\beta + 1)f_0$  - obr. 3.20. Pre  $\beta < 1$  je šírka spektra signálu FSK prakticky rovnaká šírke spektra signálu ASK.

Systémy s kmitočtovou moduláciou sa používajú hlavne v systémoch prenosu dát pri modulačných rýchlostiach až do 1200 Bd. S ohľadom na šírku pásma sa používajú malé hodnoty modulačného indexu. Napr. modem pre modulačnú rýchlosť

$v_m = 1200$  Bd používa podľa doporučenia CCITT V.23 kmitočtovú moduláciu so zdvihom  $\Delta F = 400$  Hz. Zodpovedajúci modulačný index je:

$$\beta = 2 \Delta F / v_m = 0.667$$

Pre modem s prenosovou rýchlosťou 600 Bd je doporučené  $\Delta F = 200$  Hz, takže je opäť  $\beta = 0.667$ .

### 3.3.2 DEMODULÁCIA V SYSTÉMOCH S FSK

Ideálny demodulátor FM signálu je charakterizovaný obvodom, ktorého výstupné napätie  $y(t)$  je úmerné okamžitému kmitočtu  $\Omega(t)$  prijímaného FM signálu:

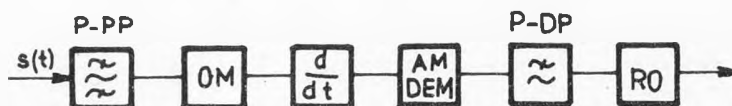
$$y(t) \approx \Omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = \Omega + \frac{d\psi(t)}{dt} = \Omega + \Delta\Omega x_n(t)$$

V takomto prípade bude teda výstup  $y(t)$  úmerný tiež pôvodnému modulačnému signálu  $x_n(t)$ ; konštanta  $\Omega$  tu predstavuje jednosmernú zložku na výstupe demodulátora. Z uvedeného vyplýva, že je potrebné vytvoriť deriváciu okamžitej fázy prijímaného signálu.

Urobme deriváciu prijímaného FM signálu  $s(t)$ . Dostaneme:

$$\frac{ds(t)}{dt} = \left[ \Omega + \frac{d\psi(t)}{dt} \right] A \sin \left[ \Omega t + \psi(t) \right] = y(t) A \sin \left[ \Omega t + \psi(t) \right]$$

Je zrejmé, že derivácia FM signálu predstavuje pôvodný FM signál, ktorého pôvodne konštantná amplitúda sa mení úmerne s okamžitým kmitočtom  $\Omega(t)$  a teda úmerne s modulačným signálom  $x_n(t)$ . Na výstupe derivačného obvodu teda získame pôvodný FM signál, ktorý je navyše amplitúdovo modulovaný signálom  $x_n(t)$ . Túto obálku  $x_n(t)$  môžeme ľahko získať na výstupe nasledujúcej kaskády tvorenej obálkovým demodulátorom AM alebo dvojcestným usmerňovačom a dolným priepustom DP - obr. 3.21.



Obr. 3.21

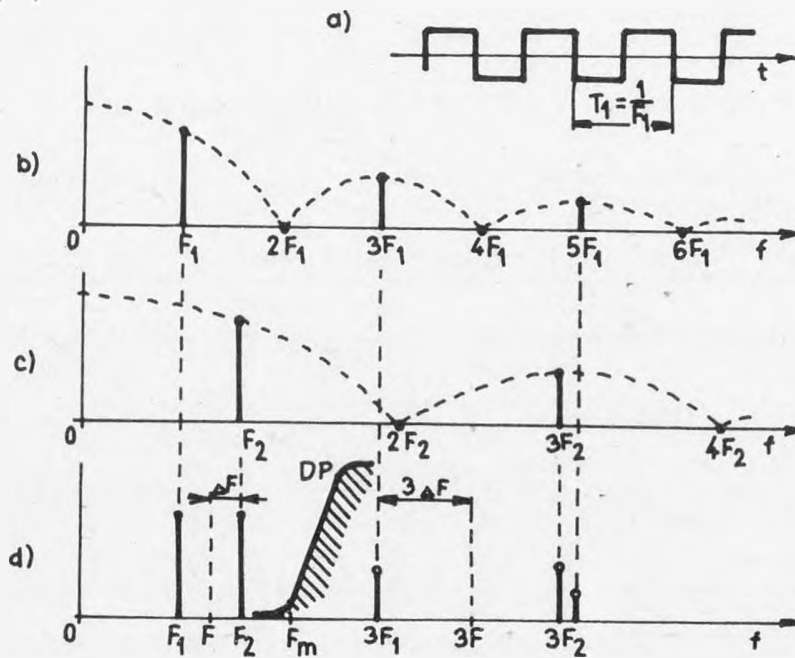
### 3.3.3 AMPLITÚDOVÝ OBMEDZOVAČ

Výstup ideálneho obmedzovača tvorí pravouhlý priebeh súmerne rozložený okolo nulovej úrovne, v ktorom je z pôvodného FM signálu zachované iba rozdelenie nulových prechodov.

Základná harmonická zložka tohto pravouhlého priebehu zachováva rovnaké fázové a kmitočtové zmeny, ako nosná pôvodného FM signálu. Túto základnú zložku získame z obmedzeného signálu nasledujúcim DP filtrom, ktorý je v takomto prípade častou obmedzovača. To ale kladie určité obmedzenie na voľbu kmitočtového zdvihu. Urobme zjednodušenú analýzu pre prípad dvojstavovej FM.

Ak bude trvale prítomný charakteristický kmitočet  $F_1$ , bude na výstupe obmedzovača periodický pravouhlý priebeh - obr. 3.22a. Príslušné spektrum obsahuje iba nepárne harmonické - obr. 3.22b. Obdobne pre prípad prítomnosti  $F_2$  - obr. 3.22c.

Pre ďalšie spracovanie v demodulátore je potrebné vydeliť základné harmonické zložky DP filtrom, ktorého medzný kmitočet  $F_m > F_2$ , resp. obecné leží nad najvyšším kmitočtom ešte významnej zložky spektra FM signálu - obr. 3.22d.



Obr. 3.22

Je zrejmé, že pri voľbe väčšej hodnoty kmitočtového zdvihu  $\Delta F$  sa zložka o kmitočte  $3F_1$  priblíži základnej zložke o kmitočte  $F_2$  a oddelenie DP filtrom už nebude možné bez skreslenia. Pri voľbe  $\Delta F = 1/2$  obidve uvedené zložky splynú, pretože:

$$F_2 = F + \Delta F = F + \frac{1}{2} F = \frac{3}{2} F$$

$$3F_1 = 3F - 3\Delta F = 3F - \frac{3}{2} F = \frac{3}{2} F$$

Preto sa musí voľiť  $\Delta F < \frac{1}{2} F$  ( $F$  je stredný kmitočet nosnej FM signálu). Ďalšie sprísnenie nastane, ak nebude obmedzený signál súmerný okolo nulovej úrovne. V takomto prípade bude obsahovať navyše ešte párne harmonické a potom pre zachovanie možnosti oddelenia základnej harmonickej od tejto 2. harmonickej analogicky zistíme, že  $\Delta F < \frac{1}{3} F$ , pretože:

$$F_2 = F + \Delta F = F + \frac{1}{3} F = \frac{4}{3} F$$

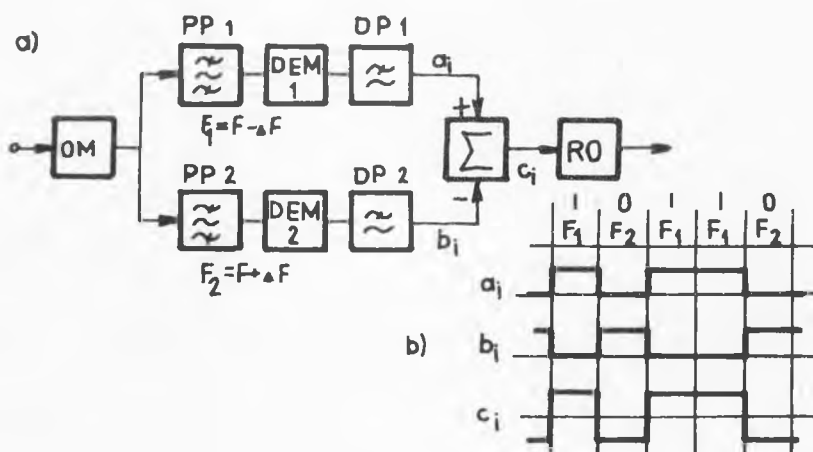
$$2F_1 = 2F - 2\Delta F = 2F - \frac{2}{3} F = \frac{4}{3} F$$

a obidve zložky splynú.

### 3.3.4 DEMODULÁTORY DISKRIMINAČNÉHO TYPU

Pri praktickej realizácii sa derivačný obvod na obr. 3.21 nahrádza kmitočtovo závislým obvodom, ktorého výstupné napätie je úmerné okamžitému kmitočtu. Známe je riešenie s dvoma ladenými obvodmi (kmitočtový diskriminátor), ktoré nekladie obmedzenie na veľkosť modulačného indexu.

Iné riešenie demodulácie dvojstavových FM signálov spočíva v použití dvoch pásmových priepustov, z ktorých každý je nastavený na jeden z charakteristických kmitočtov  $F \pm \Delta F$  - obr. 3.23.



Obr. 3.23

Toto riešenie je vhodné pri väčších hodnotách modulačného indexu ( $\beta > 1$ ), pretože priepustné pásma PP sa nesmú prekrývať.

Na výstupoch PP1 a PP2 sa objaví dvojstavový signál AM, ktorý sa demoduluje obáľkovými demodulátormi DEM1 a DEM2. Na výstupoch DP1, DP2 sa objavia unipolárne signály - obr. 3.23b. Po ich odčítaní získame signál dvojakej polarity.

Nasledujúci rozhodovací obvod RO pracuje s jednou a to nulovou rozhodovacou úrovnou, čo je podstatná výhoda oproti systému ASK. Preto v prípadoch premenlivého útlmu kanálu je použitie FSK výhodnejšie.

Uvedené spôsoby riešenia demodulácie FM signálu vychádzajú z použitia kmitočtovo selektívnych obvodov a sú to demodulátory diskriminačného typu.

### 3.3.5 DEMODULÁTORY VYUŽÍVAJÚCE NULOVÉ PRECHODY

Tieto demodulátory tvoria druhú základnú skupinu. Výstupné napätie týchto demodulátorov je v princípe úmerné dĺžke polperiódy okamžitého kmitočtu.

#### Záver

Prakticky je metóda FSK vhodná tam, kde je výhodné ekonomické riešenie modemov a kde nie je rozhodujúca efektívnosť využitia kmitočtovej šírky kanálu. Tento spôsob sa tiež používa v systémoch, ktoré nepracujú s konštantnou (pevnou) rýchlosťou prenosu, ako sú napr. arytmičné terminály.

### 3.4 DÁTOVÝ SYSTÉM S FÁZOVOU MODULÁCIOU

Pri fázovej manipulácii rozoznávame dva druhy modulácie, a to

- fázovú moduláciu s referenčnou fázou - PSK
- rozdielovú (diferenčnú) fázovú moduláciu - DPSK

Opäť nebudeme uvažovať vplyv tvarovania a skreslenia signálových prvkov.

#### 3.4.1 DVOJSTAVOVÁ FÁZOVÁ MODULÁCIA S REFERENČNOU FÁZOU

Pri fázovej modulácii s referenčnou fázou (PSK) môžeme modulovaný signál vyjadriť obecné v tvare

$$s(t) = A \cos(\Omega t + \Phi_1)$$

V prípade dvojstavovej fázovej modulácie (2-PSK,  $i=2$ ) nadobúda fáza dve možné hodnoty  $\Phi_1$  a  $\Phi_2$ . S ohľadom na maximálnu rozlíšiteľnosť fázových stavov v prijímanom signáli sa volí maximálna možná diferenciacia medzi stavmi  $\Phi_1$  a  $\Phi_2$ , čo je  $180^\circ$ .

Pre ďalšiu analýzu je vhodné uvažovať hodnoty  $\Phi_1 = 0^\circ$  a  $\Phi_2 = 180^\circ$ . Potom možno modulovaný signál vyjadriť v tvare

$$s(t) = A \cos(\Omega t + \Phi_1) = \begin{cases} A \cos(\Omega t + 0) = A \cos \Omega t & \text{pre } \Phi = 0^\circ \\ A \cos(\Omega t + \pi) = -A \cos \Omega t & \text{pre } \Phi = 180^\circ \end{cases}$$



Tento výsledok môžeme zapísať tiež v tvare:

$$s(t) = a_i A \cos \Omega t \quad \text{kde } a_i = 1 \text{ pre } \phi_i = 0^\circ$$

$$a_i = -1 \text{ pre } \phi_i = 180^\circ$$

Z uvedeného vyplýva, že signál 2-PSK je charakterizovaný nosnou  $A \cos \Omega t$ , ktorej fáza  $\phi_i$  sa v charakteristických okamžikoch mení o hodnotu  $\pi$  rad. Amplitúda a kmitočet nosnej sa nemení. Charakter signálu 2-PSK je uvedený na obr. 3.24.

Rovnaký výsledok dostaneme i v prípade dvojpásmovej amplitúdovej modulačie s potlačenou nosnou (DSB), ktorá je obecné charakterizovaná súčinom modulačného signálu  $x_n(t)$  a nosnej:

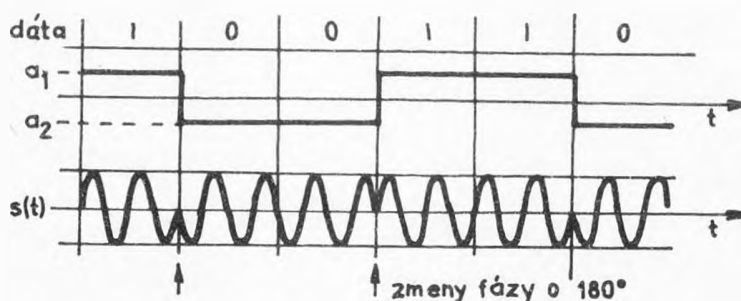
$$s(t) = x_n(t) A \cos \Omega t$$

V prípade  $x_n(t) = a_i = \pm 1$  bude

$$s(t) = a_i A \cos \Omega t = \pm A \cos \Omega t$$

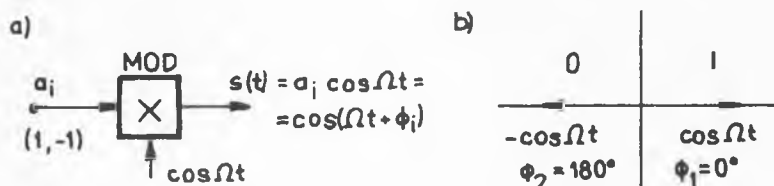
čo je zhodné s predchádzajúcim vyjadrením.

Dvojstavovú fázovú moduláciu (2-PSK), teda môžeme realizovať vyváženým amplitúdovým modulátorom - obr. 3.25a pre  $A = 1$ . Modulačný dátový signál, ktorý je často v unipolárnom tvare (1, 0) musíme pred vstupom do modulátora pretransformovať na polárny tvar (1, -1).



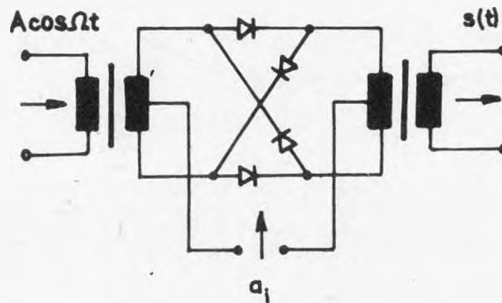
Obr. 3.24

Pre prehľadnosť môžeme ešte znázorniť priradenie dvojkových symbolov (1, 0), resp. (1, -1) fázovým stavom  $\phi_i$  graficky podľa obr. 3.25b.



Obr. 3.25

Na obr. 3.26 je uvedená konkrétna realizácia modulácie 2-PSK s využitím kruhového modulátora.



Obr. 3.26

Činnosť vyplýva z analýzy kruhového modulátora v režime lomenej lineárnej charakteristiky.

S ohľadom na neskoršiu analýzu uvažujme ešte moduláciu 2-PSK pri voľbe nosného signálu v tvare  $A \sin \Omega t$  - obr. 3.27a. Modulovaný signál bude:

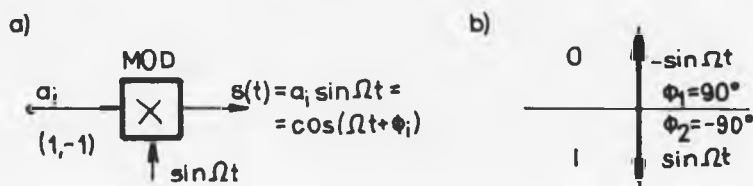
$$s(t) = a_i A \sin \Omega t = A \sin \Omega t = A \cos \left( \Omega t - \frac{\pi}{2} \right) \text{ pre } a_i = 1$$

$$= -A \sin \Omega t = A \cos \left( \Omega t + \frac{\pi}{2} \right) \text{ pre } a_i = -1$$

Výsledok môžeme opäť zapísať v tvare

$$s(t) = A \cos \left( \Omega t + \phi_i \right)$$

kde teraz je  $\phi_i = \pm 90^\circ$  - grafické zobrazenie na obr. 3.27b.



Obr. 3.27

Teraz vykonajme spektrálnu analýzu signálu 2-PSK. S ohľadom na vyššie uvedenú zhodu s moduláciou DSB, bude spektrum a tiež kmitočtová šírka pásma signálu 2-PSK rovnaká, ako pri dvojpásmovej amplitúdovej modulácii polárnym dvojkovým signálom.

Analýzu vykonáme pre prípad periodickej postupnosti symbolov ...01010101... Periodický modulačný signál vyjadríme v tvare Fourierovej rady:

$$x_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \pi} \sin n \Omega_0 t$$

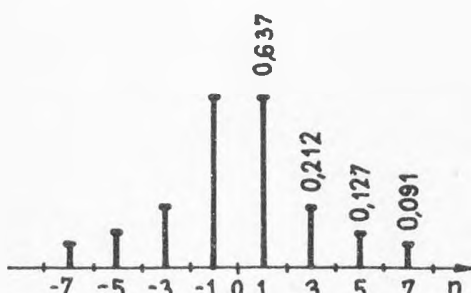
Dosadíme do rovnice pre modulovaný signál

$$s(t) = x_n(t) A \cos \Omega t$$

a po úprave dostaneme:

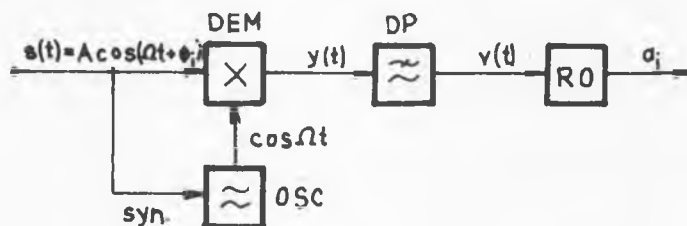
$$s(t) = A \sum_{n=1}^{\infty} 2 \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \pi} \left[ \sin(\Omega + n \Omega_0 t) - \sin(\Omega - n \Omega_0 t) \right]$$

Odpovedajúce amplitúdové spektrum je uvedené na obr. 3.28.



Obr. 3.28

Sledovaný signál dvojstavovej fázovej modulácie môže byť na prijímacej strane demodulovaný iba synchronnou (koherentnou) demoduláciou - obr. 3.29.



Obr. 3.29

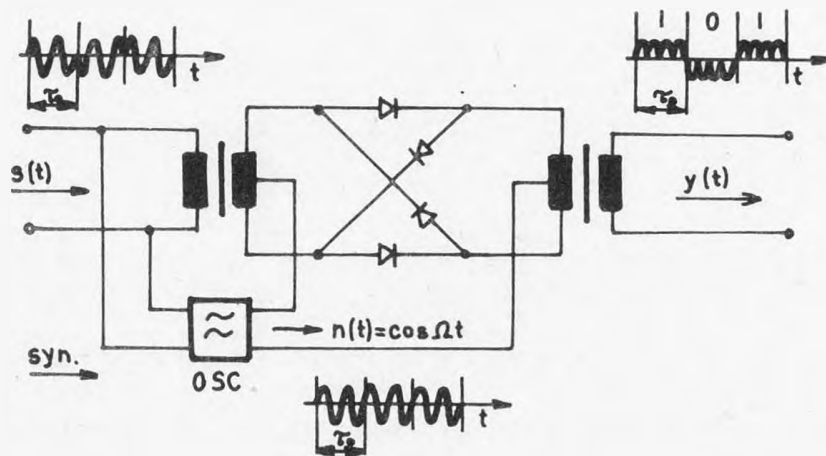
Na výstupe demodulátora DEM dostávame:

$$y(t) = A \cos(\Omega t + \Phi_1) \cos \Omega t = \frac{1}{2} A \cos \Phi_1 + \frac{1}{2} A \cos(2\Omega t + \Phi_1)$$

Zložka s kmitočtom  $2\Omega$  sa potlačí nasledujúcim dolným priepustom DP, na ktorého výstupe bude

$$v(t) = \frac{1}{2} A \cos \phi_i = \begin{cases} \frac{1}{2} A & \text{pre } \phi_i = 0 \\ -\frac{1}{2} A & \text{pre } \phi_i = \pi \end{cases}$$

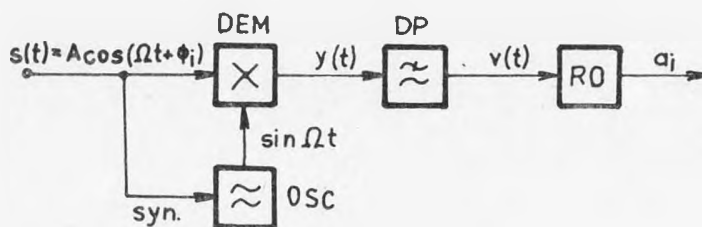
Na výstupe DP bude teda dvojkový signál v polárnom tvare. Vlastný fázový demodulátor DEM môže byť realizovaný napr. podľa obr. 3.30.



Obr. 3.30

Výstup  $y(t)$  má charakter dvojcestne usmernenej nosnej. Pri zhodných fázach  $s(t)$  a  $n(t)$  sa objavia na výstupe kladné polvlny, pri opačných fázach sa objavia záporné polvlny.

Ak budú na vysielacej strane použité fázové stavy  $\phi_i = \pm \pi/2$ , bude synchronná demodulácia vyjadrená schémou na obr. 3.31.



Obr. 3.31

Pre výstupy  $y(t)$  a  $v(t)$  dostaneme:

$$y(t) = s(t) \sin \Omega t = A \cos (\Omega t + \phi_i) \sin \Omega t$$

$$v(t) = (-1/2) A \sin \phi_i$$

Pre vyhodnotenie výstupu je rozhodujúce iba znamienko. Priradenie je dané v nasledujúcej tabuľke:

$\Phi_1$	$v(t) \approx -\sin \Phi_1$	výstup $a_1$
$\pi/2$	-1	0
$-\pi/2$	1	1

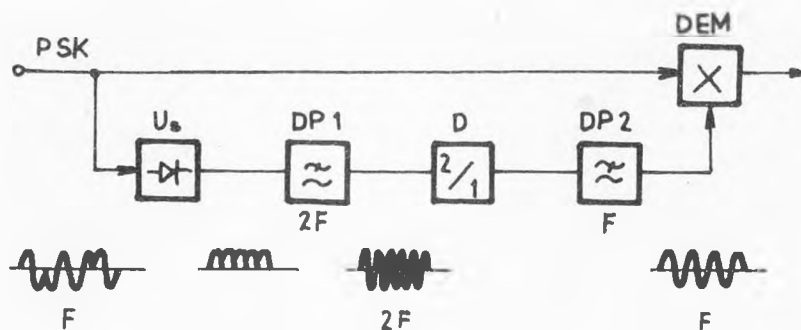
Dvojstavová fázová modulácia so zmenou fázy o  $180^\circ$  a s koherentným prijímačom vykazujú najväčšiu odolnosť voči rušeniu.

Avšak realizácia takéhoto systému je zložitá v tom, že vyžaduje na prijímacej strane prítomnosť nosnej (nosná sfázovaná s nosnou v prijímanom signáli). Prakticky sú nasledujúce možnosti generovania koherentnej nosnej.

a) Použiť na prijímacej strane vysoko stabilný zdroj nosnej. Takéto riešenie ale nespĺňa požiadavku trvalej koherentnej nosnej, pretože zdroje nosnej na vysielačnej a prijímacej strane majú konečnú stabilitu kmitočtu.

b) Použiť pilotný signál. Toto riešenie síce odstráni vplyv zmien fázy spôsobených prenosom (zmena pôsobí rovnako na signál i na pilota), avšak prenosom pilotného signálu sa znižuje efektívnosť využitia pásma kanála.

c) Odvodiť potrebnú koherentnú nosnú priamo s prijímaného signálu PSK. Jedno z možných jednoduchých riešení spočíva v dvojcestnom usmernení prijímaného signálu PSK. Získame tak periodický signál tvorený polvlnami sínusoviek, ktorého základná harmonická s dvojnásobným kmitočtom nosnej sa vydolí úzkopásmovým priepustom. Na výstupe nasledujúceho deliča kmitočtu už získame koherentnú nosnú. Riešenie je naznačené na obr. 3.32.



Obr. 3.32

Avšak metódy vydeldujúce koherentnú nosnú z prijímaného signálu PSK majú ten nedostatok, že fáza získanej koherentnej nosnej sa môže v dôsledku rušenia náhodne zmeniť o  $180^\circ$  (napr. náhodná zmena stavu deliča - obr. 3.32). Po takejto zmene budú na výstupe demodulátora vzájomne zamenené dvojkové symboly 0 a 1, takže dekódované znaky budú chybné. Z rovnakého dôvodu musí byť na začiatku každého vysielačného bloku urobené nastavenie správneho priradenia fázy

koherentnej nosnej. Uvedené nevýhody možno odstrániť rozdielovou (diferenčnou) fázovou moduláciou.

### 3.4.2 ROZDIELOVÁ (DIFERENČNÁ) DVOJSTATOVÁ FÁZOVÁ MODULÁCIA

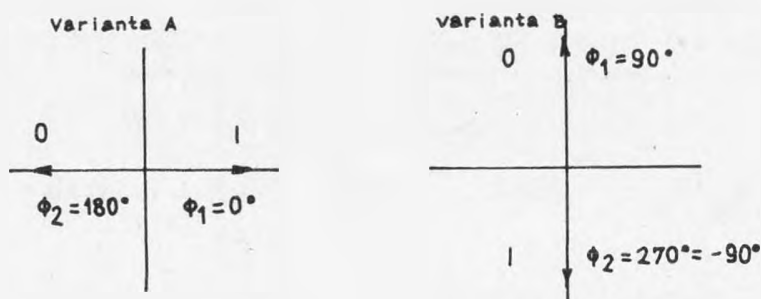
Pripomeňme si, že pri koherentnej PSK sú dvojkovým symbolom priradené fázové stavy  $\Phi_1$ , ktoré vyjadrujú fázu vysielanej nosnej (vzhľadom k fázy referenčnej nosnej). Na prijímacej strane môžeme tieto fázové stavy vyhodnotiť len na základe porovnania prijímaného signálu s referenčnou nosnou.

Pri rozdielovej fázovej modulácii charakteristické hodnoty fázy  $\Phi_1$  (priradené opäť dvojkovým symbolom) nevyjadrujú veľkosť fázy vysielanej nosnej, ale vyjadrujú veľkosť fázovej zmeny (fázový skok) oproti fázy nosnej v predchádzajúcom jednotkovom intervale. V takomto prípade bude fáza vysielanej nosnej v n-tom jednotkovom intervale

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Phi_n$$

kde  $\varphi_{n-1}$  je fáza vysielanej nosnej v predchádzajúcom jednotkovom intervale a  $\Phi_n$  je fázová zmena (fázový skok) prislúchajúca symbolu v n-tom jednotkovom intervale.

Napr. pri rozdelení fázových zmien  $\Phi_1$  podľa varianty A na obr. 3.33, spôsobí každý dvojkový symbol 0 zmenu fázy nosnej oproti predchádzajúcemu stavu o veľkosť  $\pi$  (rad), kdežto každý dvojkový symbol 1 spôsobí zmenu fázy oproti predchádzajúcemu stavu o veľkosť 0 (rad), takže bude vyjadrený fázou zhodnou s fázou predchádzajúceho stavu - fáza nosnej sa nemení.



Obr. 3.33

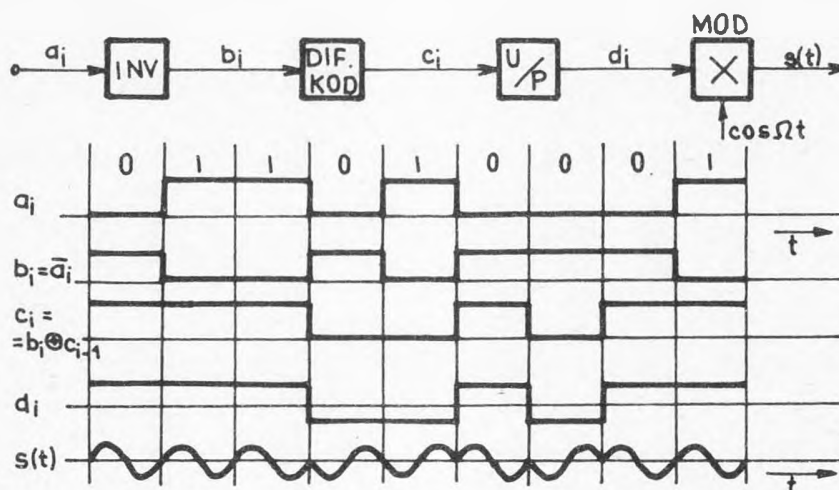
Pri rozdelení fázových zmien  $\Phi_1$  podľa varianty B spôsobí každý dvojkový symbol 0 zmenu fázy nosnej o  $90^\circ$  a každý symbol 1 zmenu o  $270^\circ$  oproti predchádzajúcemu stavu nosnej. Uvedený princíp DPSK vyžaduje úpravu (prekódovanie) dát na vstupe modulátora. V nasledujúcej tabuľke je uvedený príklad.

Vysielané dáta		1	0	1	1	0	0
A	Fázová zmena $\Phi_n$	$0^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$
	Fáza vysielaného signálu $\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Phi_n$	$0^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$
B	Fázová zmena $\Phi_n$	$270^\circ$	$90^\circ$	$270^\circ$	$270^\circ$	$90^\circ$	$90^\circ$
	Fáza vysielaného signálu $\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Phi_n$	$270^\circ$	$0^\circ$	$270^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$	$0^\circ$

Pri rozdelení fázových zmien  $\Phi_i$  podľa varianty A môže fáza vysielaného nosného signálu nadobúdať iba dve možné hodnoty  $\Phi_i = 0^\circ$  a  $180^\circ$ , takže fáza vysielanej nosnej v dvoch susedných jednotkových intervaloch sa vždy líši o  $180^\circ$ .

Pri variante B môže fáza vysielaného nosného signálu nadobúdať štyri možné hodnoty  $\Phi_i = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ . V tomto prípade sa fázy vysielanej nosnej v susedných jednotkových intervaloch môžu líšiť len o  $90^\circ$ . Toto zmenšenie rozdielnosti medzi vysielanými stavmi signálu sa však prejaví i na zmenšení odolnosti proti rušeniu.

Diferenčná fázová modulácia vyžaduje prekódovanie dátového signálu na vstupe modulátora. Na obr. 3.34 je naznačená potrebná úprava pre prípad varianty A.



Obr. 3.34

Vstupný unipolárny signál  $a_i$  sa invertuje na signál  $b_i$ , ktorý sa v diferenčnom kodéri DIF-KOD premení na diferenčný signál  $c_i = b_i \oplus c_{i-1}$ , ktorý sa v nasledujúcom prevodníku U/P premení z unipolárneho na polárny signál  $d_i$ .

Po tejto úprave každý vstupný symbol 0 zmení polaritu signálu  $d_i$  oproti predchádzajúcemu prvku  $d_{i-1}$ . Symbol 1 polaritu nemení. Signál  $d_i$  už pôsobí na vyvážený modulátor, kde striedanie polarity symbolov 0 spôsobí odpovedajúce zmeny fázy nosnej  $\cos \Omega t$  na výstupe modulátora o  $180^\circ$  oproti predchádzajúcemu stavu. Vlastný modulátor je tvorený napr. kruhovým modulátorom so vstupmi usporiadanými podľa obr. 3.34.

Varianta B obsahuje fázové skoky  $\Phi_n = 90^\circ$  pre prvok 0 a  $\Phi_n = 270^\circ$  pre prvok 1. Podľa vyššie uvedeného príkladu musí byť ale modulátor schopný vysieľať nosnú s fázovými stavmi  $\varphi_n = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  a  $270^\circ$ . Toto možno vyriešiť napr. použitím dvoch modulátorov a to jeden s výstupmi  $0^\circ$  a  $180^\circ$  a druhý s výstupmi  $90^\circ$  a  $270^\circ$  s priradením dvojkových prvkov napr. podľa obrázkov 3.25 a 3.27.

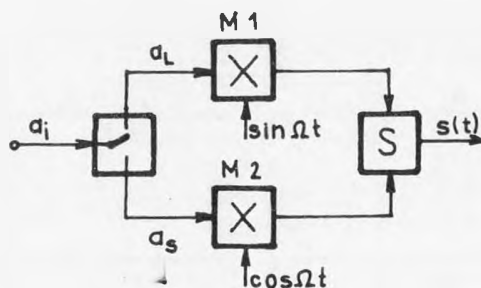
Pre vysielanú fázu  $\varphi_n$  platí

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Phi_n$$

kde fázový skok  $\Phi_n$  môže byť  $90^\circ$  alebo  $270^\circ$ .

Uvažujme teda štruktúru uvedenú na obr. 3.35 s modulátormi podľa obr. 3.25 a 3.27.

Vstupná postupnosť  $a_i$  sa bude rozdeľovať postupne na nepárne a párne bity. Nepárne bity  $a_L$  budú pôsobiť v hornej vetve na modulátor M1, párne bity  $a_S$  v dolnej vetve na modulátor M2 (pôsobia postupne v čase a nie paralelne). Priradenie vysielaných fázových stavov  $\varphi_n$  na výstupoch modulátorov je dané schémami na obr. 3.25 a 3.27.



Obr. 3.35

V nasledujúcej tabuľke je uvedený príklad. V 4. riadku sú uvedené fázové skoky  $\Phi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$  odpovedajúce postupnosti vysielaných fáz  $\varphi_n$  v 3. riadku. Tieto fázové skoky sa ale v niektorých jednotkových intervaloch líšia od hodnôt, ktoré prislúchajú uvažovanej variante B, t. j. od hodnôt  $\varphi_n = 270^\circ$  pre  $a_i = 1$  a  $\varphi_n = 90^\circ$  pre  $a_i = 0$ .



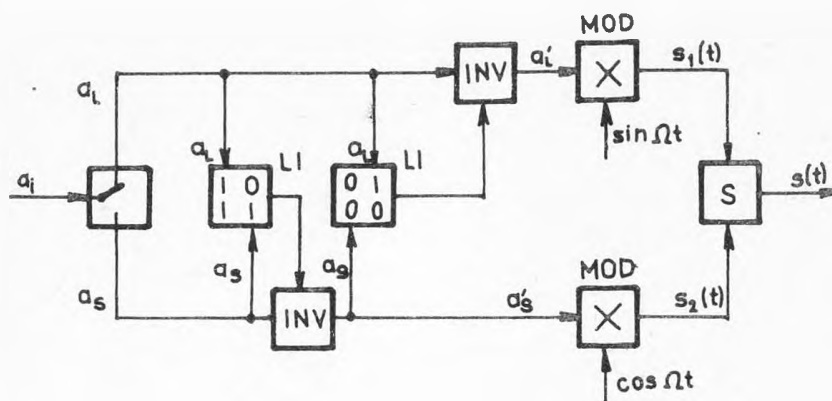
$a_i = \begin{cases} a_L \\ a_S \end{cases}$	1		1		0		0		1
vysielaná fáza $\varphi_n(o)$	270	0	270	180	90	0	90	180	270
skok $\Phi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$	270	<u>90</u>	270	<u>270</u>	<u>270</u>	270	90	90	<u>90</u>
$\Phi_n'$	270	270	270	90	90	270	90	90	270
invertované úseky		xxxx	xxx	xxxx xxxx	xxxx xxxx xxxx	xxxx xxxx xxxx	xxxx xxxx xxxx	xxxx xxxx xxxx	xxxx xxxx xxxx xxxx
výsledná inverzia		xxxx	xxx		xxxx	xxxx	xxxx	xxxx	
$a_i' = \begin{cases} a_L' \\ a_S' \end{cases}$	1		0		1		1		1
		0		0		0		1	

Správne fázové skoky  $\Phi_n'$  pre variantu B sú uvedené v 5. riadku. Chybné fázové skoky sú podčiarknuté.

Rozborom zistíme, že nesprávny fázový skok  $\Phi_n$  sa vyskytne vždy pri výskyte kombinácií  $a_L a_S = 1 0$  alebo  $1 1$  a pri kombinácií  $a_S a_L = 0 0$  alebo  $0 1$ .

Aby sme dostali na výstupe správne fázové skoky  $\Phi_n'$ , musíme prekódovať vstupnú postupnosť  $a_i$ . Toto prekódovanie spočíva v zavedení inverzie vstupných bitov  $a_i$  pri každom výskyte ľubovoľnej z vyššie uvedených kombinácií  $a_L a_S$  alebo  $a_S a_L$ . Táto inverzia nastupuje vždy pri podčiarknutom stave  $\Phi_n$ , teda pri druhom bite z uvedených kombinácií a vzťahuje sa na všetky nasledujúce bity. Po tejto úprave získame novú postupnosť  $a_i'$ , ktorej nepárne bity  $a_L'$  vstupujú do modulátora M1 a párne bity  $a_S'$  do modulátora M2. Tejto novej postupnosti  $a_i'$  už odpovedajú správne fázové skoky podľa varianty B.

Takto upravená štruktúra vysielacej časti je naznačená na obr. 3.36.



Obr. 3.36

### 3.4.3 DEMODULÁCIA PRI D PSK

V systéme s moduláciou D PSK musí demodulátor na prijímacej strane vyhodnotiť fázové zmeny  $\Phi_n$ . Toto je možné vykonať na základe porovnania fázy prijímaného signálu  $\varphi_n$  a  $\varphi_{n-1}$  v  $n$ -tom jednotkovom intervale a v predchádzajúcom jednotkovom intervale. Fázová zmena potom odpovedá rozdielu

$$\Phi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$$

Takéto vyhodnotenie môžeme vykonať vytvorením súčinu prijímaného a predchádzajúceho signálového prvku.

Vyslaný, resp. prijímaný signálový prvok je v tvare

$$s(t) = A \cos (\Omega t + \varphi_n)$$

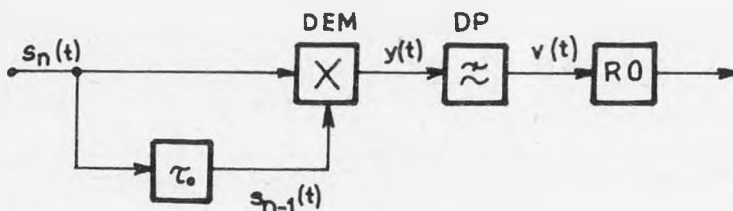
Potom súčin susedných prvkov bude:

$$\begin{aligned} y(t) &= s_n(t) s_{n-1}(t) = \cos (\Omega t + \varphi_n) \cos (\Omega t + \varphi_{n-1}) = \\ &= \frac{1}{2} \left[ \cos(2\Omega t + \varphi_n + \varphi_{n-1}) + \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1}) \right] \end{aligned}$$

Prvý člen predstavuje zložku o kmitočte  $2\Omega$ , ktorú potlačíme nasledujúcim dolným priepustom. Na výstupe DP sa objaví iba zložka odpovedajúca druhému členu

$$v(t) = \frac{1}{2} \cos (\varphi_n - \varphi_{n-1}) = \frac{1}{2} \cos \Phi_n$$

Na obr. 3.37 je uvedená štruktúra odpovedajúceho synchronného demodulátora.



Obr. 3.37

Pri rozdelení fázových stavov podľa varianty A ( $\Phi_i = 0^\circ$  a  $180^\circ$ ), dostaneme výstupy podľa nasledujúcej tabuľky:

Rozdiel fáz susedných prvkov $\Phi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$	Výstup $v(t) = \frac{1}{2} \cos \Phi_n$
$0^\circ$	$1/2$
$180^\circ$	$-1/2$

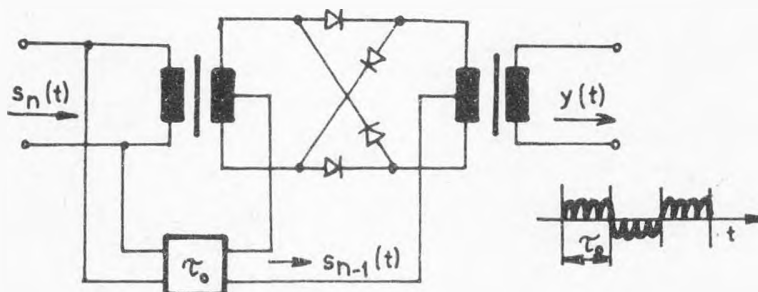
Výstup  $v(t)$  zrejme odpovedá vstupnému dátovému signálu  $a_1$  v polárnom tvare. Vlastný fázový demodulátor DEM môže byť realizovaný podľa obr. 3.38.

Výstup  $y(t)$  má charakter dvojcestne usmernenej nosnej. Pri rovnakých fázach  $s_n(t)$  a  $s_{n-1}(t)$  sa objavia na výstupe kladné polvlny, pri opačných fázach sa objavia záporné polvlny.

Pre úplnosť uvedme ešte vzájomné priradenie

vstupné bity	fázová zmena v modulátore	výstup demodulátora	výstupné bity
1	$\Phi_1 = 0^\circ$	$\cos \Phi_1$	1
0	$\Phi_2 = 180^\circ$	$\cos \Phi_2$	-1

V nasledujúcej tabuľke je uvedený príklad postupných premien.



Obr. 3.38

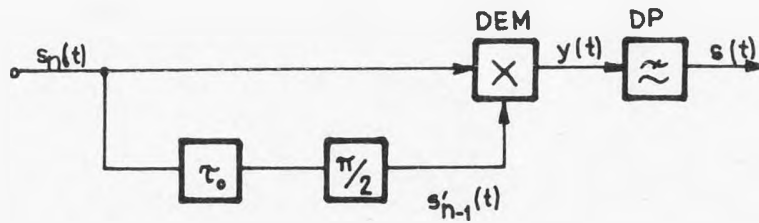
dáta	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1
fáza vysielanej nosnej $\varphi_n$	0	$\pi$	$\pi$	$\pi$	0	0	$\pi$	0	0	0
oneskorený signál $\varphi_{n-1}$		0	$\pi$	$\pi$	$\pi$	0	0	$\pi$	0	0
vyhodnotený signál $\cos \Phi_n = \cos (\varphi_n - \varphi_{n-1})$		0	1	1	0	1	0	0	1	1

Aby nedošlo k strate prvého symbolu vysielanej správy, musí sa pred prvým symbolom vyslať ľubovoľný pomocný symbol.

Pri rozdelení fázových zmien podľa varianty B ( $\Phi_n = \pm 90^\circ$ ) by sme dostali

$$v(t) = \frac{1}{2} \cos \Phi_n = \frac{1}{2} \cos (\pm 90^\circ) = 0$$

Riešenie demodulácie vyžaduje v tomto prípade malú úpravu a to pri jednom zo signálových prvkov  $s_n(t)$  alebo  $s_{n-1}(t)$  vykonať fázové posunutie o  $\pi/2$  (rad) - obr. 3.39.



Obr. 3.39

V takomto prípade bude súčin  $y(t)$  v tvare:

$$\begin{aligned} y(t) &= s_n(t) s'_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_n) \cos(\Omega t + \varphi_{n-1} - \pi/2) = \\ &= \cos(\Omega t + \varphi_n) \sin(\Omega t + \varphi_{n-1}) = \\ &= \frac{1}{2} \left[ \sin(2\Omega t + \varphi_n + \varphi_{n-1}) - \sin(\varphi_n - \varphi_{n-1}) \right] \end{aligned}$$

Na výstupe DP filtra sa uplatní iba druhý člen:

$$v(t) = -\frac{1}{2} \sin(\varphi_n - \varphi_{n-1}) = -\frac{1}{2} \sin \Phi_n$$

S ohľadom na realizáciu oneskorenia  $\tau_0$ , je D PSK použiteľná len pre synchronný prenos, nemôže byť použitá tam, kde sa vyskytujú prvky rôznej dĺžky. V systémoch s PSK je však možné použiť viacstavové modulácie, ktoré nachádzajú široké použitie napr. v dátových systémoch pre prenosové rýchlosti nad 1200 bit/s.

### 3.5 DÁTOVÝ SYSTÉM S VIACSTAVOVOU MODULÁCIOU

Viacstavová modulácia môže byť realizovaná ako amplitúdová, kmitočtová, fázová alebo kombinovaná. Viacstavová modulácia pretvára dvojkový signál v základnej polohe na viacstavový signál v preloženom pásme. Pretože prenos správ je v takomto prípade realizovaný viacstavovým signálom, zmenší sa rozdielnosť medzi možnými stavmi signálových prvkov. Tým sa zhorší ich rozlíšiteľnosť a teda sa zhorší i odolnosť viacstavového signálu voči rušeniu. Preto je viacstavová modulácia vhodná v takých systémoch, ktoré vykazujú dostatočnú odolnosť voči rušeniu už pri dvojkovej modulácii. To je dôvod rozšíreného používania viacstavovej fázovej modulácie. Použitie viacstavovej modulácie umožňuje zvýšiť prenosovú rýchlosť. Pri  $n$ -stavovej modulácii je skupina  $s$ -dvojkových symbolov vyjadrená jedným signálovým prvkom. To umožní prenášať kanálom o modulačnej rýchlosti  $v_m$ , dáta prenosovou rýchlosťou  $s$ -krát väčšou

$$v_p = s v_m$$

Pre pokrytie všetkých možných skupín dvojkových symbolov dĺžky  $s$ , bude potrebný počet  $n$  rôznych stavov fázy

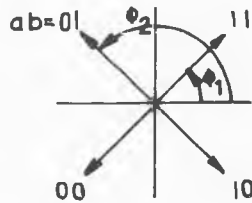
$$n = 2^s$$

S ohľadom na pokles odstupu  $S/\bar{S}$  s rastúcim počtom stavov signálu, je prakticky významná štvorstavová, osemstavová a tiež šestnáststavová modulácia. Obvykle pre  $n > 4$  sa používa kombinovaná modulácia (amplitúdová a fázová).

### 3.5.1 ŠTVORSTAVOVÁ FÁZOVÁ MODULÁCIA

Pri štvorstavovej fázovej modulácii je skupina dvoch dvojkových symbolov (dibitov  $ab$ ) vyjadrená jedným signálovým prvkom (jedným stavom fázy nosnej). Preto modulačná rýchlosť bude rovná polovici prenosovej rýchlosti. Celkom sa môžu vyskytnúť štyri rôzne dibity (00, 01, 10, 11), ktorým musíme priradiť štyri rôzne fázové stavy nosnej  $\phi_1$ . Tieto fázové posuvy nosnej, t. j. fázová modulácia, môžu byť realizované rôznymi spôsobmi. Jedno z možných riešení spočíva v použití vyvážených amplitúdových modulátorov. V takomto prípade získame fázové stavy vektorovým súčtom výstupov dvoch uvedených modulátorov fázovej modulácie.

Vychádzame z požadovaného rozdelenia fáz a priradenia dibitov ( $a$   $b$ ) napr. podľa obr. 3.40.

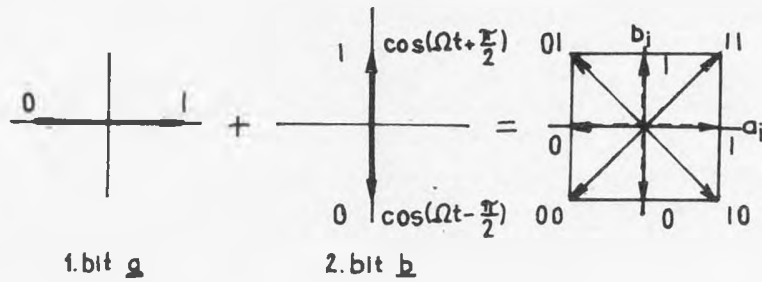


Obr. 3.40

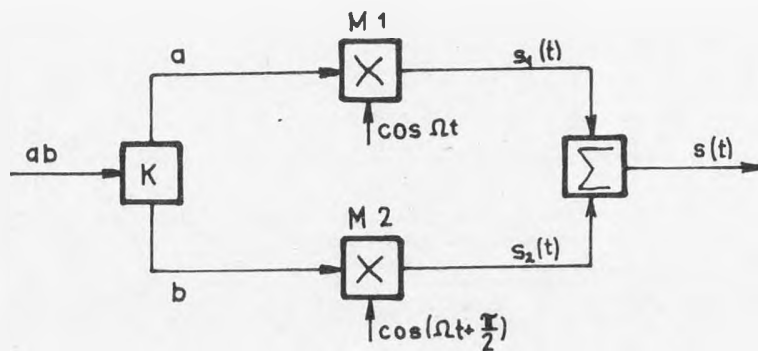
dibit	11	01	00	10
$\phi_i$	$45^\circ$	$135^\circ$	$225^\circ$	$315^\circ$

Ak považujeme toto rozdelenie za vektorový diagram, potom môžeme takéto rozdelenie získať vektorovým súčtom dvojestavových harmonických signálov podľa obr. 3.41.

Odpovedajúca realizácia pomocou vyvážených amplitúdových modulátorov  $M_1$  a  $M_2$  je naznačená na obr. 3.42.



Obr. 3.41



Obr. 3.42

Zo vstupného dátového signálu v polárnom tvare  $(1, -1)$  sa najprv vydeľujú dibity  $(a, b)$ . Prvky každého dibitu vstupujú paralelne (v čase súčasne) do modulátorov M1 a M2, ktorých nosné sú vzájomne posunuté o  $\pi/2$  (ortogonálne nosné).

Aby sme v druhej vetve získali priradenie bitov  $b_i$  k fázovým stavom  $\phi_i$  podľa obr. 3.41, musí byť nosná pre modulátor M2 posunutá o  $\pi/2$  oproti nosnej modulátora M1, t. j. musí byť  $\cos(\Omega t + \pi/2) = -\sin \Omega t$ . Ak by sme zvolili nosnú  $\sin \Omega t$  museli by sme, pre dodržanie požadovaného rozdelenia fáz, invertovať vstupné bity  $b$  na  $\bar{b}$ .

Pre výstupy modulátorov v jednotlivých vetvách bude platiť:

$$s_1(t) = a_i \cos \Omega t = \begin{cases} \cos \Omega t & \text{pre } a_i = 1 \\ -\cos \Omega t & \text{pre } a_i = -1 \end{cases}$$

$$s_2(t) = b_i \cos(\Omega t + \pi/2) = \begin{cases} \cos(\Omega t + \pi/2) & \text{pre } b_i = 1 \\ \cos(\Omega t - \pi/2) & \text{pre } b_i = -1 \end{cases}$$

Výsledky odpovedajú požadovanému rozdeleniu fáz pre bity a, b, ako je uvedené na obr. 3.41. Výsledné stavy výstupného signálu budú dané súčtom výstupov obidvoch vetiev:

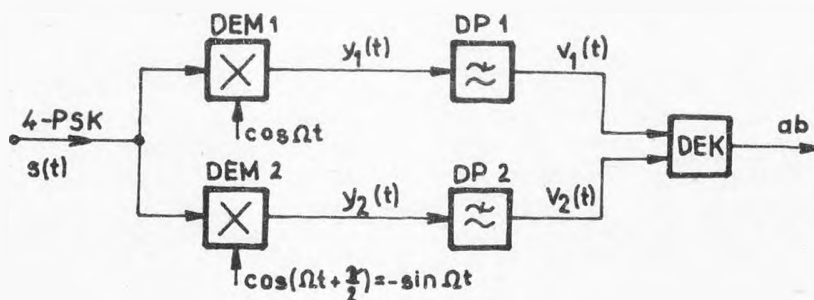
$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = a \cos \Omega t + b \cos (\Omega t + \tilde{\pi}/2) = \\ = a \cos \Omega t - b \sin \Omega t$$

Výsledky pre jednotlivé dibity sú uvedené v nasledujúcej tabuľke:

a	b	$s(t) = s_1(t) + s_2(t)$
1	1	$\cos \Omega t - \sin \Omega t = \sqrt{2} \cos (\Omega t + \tilde{\pi}/4)$
1	-1	$\cos \Omega t + \sin \Omega t = \sqrt{2} \cos (\Omega t - \tilde{\pi}/4)$
-1	1	$-\cos \Omega t - \sin \Omega t = -\sqrt{2} \cos (\Omega t - \tilde{\pi}/4)$
-1	-1	$-\cos \Omega t + \sin \Omega t = -\sqrt{2} \cos (\Omega t + \tilde{\pi}/4)$

Všimnime si, že uvedený princíp štvorstavovej fázovej modulácie je podobný princípu QAM.

Na prijímacej strane môže byť signál demodulovaný iba s použitím dvoch synchronných demodulátorov s referenčnými nosnými posunutými o uhol  $\tilde{\pi}/2$ , ako je to naznačené na obr. 3.43.



Obr. 3.43

Na výstupoch demodulátorov DEM1 a DEM2 sa objavia signály:

$$y_1(t) = s(t) \cos \Omega t = a \cos^2 \Omega t - b \sin \Omega t \cos \Omega t = \\ = \frac{1}{2} a + \frac{1}{2} a \cos 2 \Omega t - \frac{1}{2} b \sin 2 \Omega t$$

$$y_2(t) = s(t) (-\sin \Omega t) = -a \cos \Omega t \sin \Omega t + b \sin^2 \Omega t = \\ = -\frac{1}{2} a \sin 2 \Omega t + \frac{1}{2} b - \frac{1}{2} b \cos 2 \Omega t$$

Zložky o kmitočte  $2\Omega$  sa potlačia nasledujúcimi dolnými priepustami DP1 a DP2. Na ich výstupe bude:

$$v_1(t) = \frac{1}{2} a \approx a$$

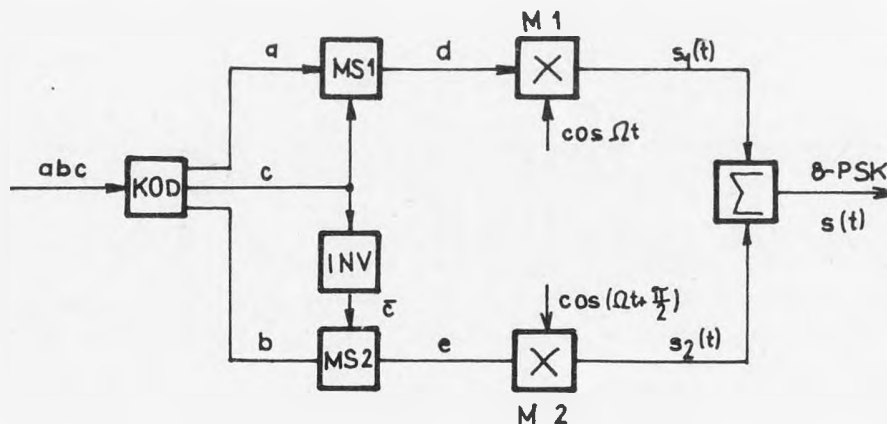
$$v_2(t) = \frac{1}{2} b \approx b$$

Výstupy teda budú odpovedať bitom (a, b) dátového signálu na vysielacej strane. Budú v polárnom tvare (1, -1). V nasledujúcom dekodéri DEK sa bity a, b pretransformujú z paralelného do sériového tvaru.

### 3.5.2 OSEMSTAVOVÁ FÁZOVÁ MODULÁCIA

V prípade osemstavovej modulácie je skupina troch dvojkových symbolov (tribit a b c) vyjadrená jedným signálovým prvkom - jedným stavom fázy nosnej. Modulačná rýchlosť bude rovná 1/3 prenosovej rýchlosti. Celkom sa môže vyskytnúť osem rôznych tribitov (a b c), ktorým musíme priradiť osem rôznych fázových stavov nosnej  $\Phi_1$ .

Na obr. 3.44 je naznačený princíp realizácie osemstavovej fázovej modulácie



Obr. 3.44

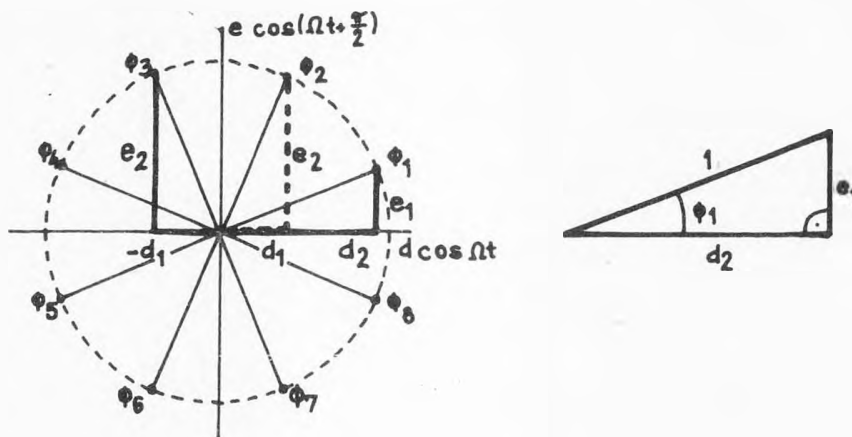
Pre výstupný signál  $s(t)$  platí:

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = d \cos \Omega t + e \cos (\Omega t + \pi/2) =$$

$$= d \cos \Omega t - e \sin \Omega t$$

Pre jednoduchosť riešenia predpokladáme fázové stavy  $\Phi_1$  rovnomerne a súmerne rozložené podľa obr. 3.45. Z tohto obrázka je zrejmé, že pre vytvorenie ktoréhokolvek z uvedených stavov fázy  $\Phi_1$  vektorovým sčítaním, potrebujeme štyri rôzne amplitúdy ( $\pm d_1, \pm d_2$ ) nosnej  $\cos \Omega t$  a rovnako štyri rôzne amplitúdy ( $\pm e_1, \pm e_2$ ) nosnej  $\cos (\Omega t + \pi/2)$  (na obr. 3.44 naznačené pre stavy  $\Phi_1, \Phi_2$  a  $\Phi_3$ ).





Obr. 3.45

Pretože stavu  $\Phi_1$  zrejme odpovedá uhol  $\Phi_1 = \frac{1}{2} (\frac{1}{8} 360^\circ) = 22.5^\circ$ , bude veľkosť týchto amplitúd podľa obr. 3.45 daná rovnicami:

$$e_1 = d_1 = A_1 = \sin \Phi_1 = \sin 22.5^\circ = 0.3827$$

$$e_2 = d_2 = A_2 = \cos \Phi_1 = \cos 22.5^\circ = 0.9239$$

Vstupný dvojkový signál musíme teda najprv premeniť pomocou meničov signálu MS1 a MS2 na štvorúrovňové signály. Každý vstupný tribit (a b c) bude vyjadrený jednou zo štyroch úrovní  $\pm A_1, \pm A_2$ . K tomuto účelu môžeme zvoliť napr. nasledujúce priradenie.

Prvky tribitu a, b budú vyjadrovať polaritu úrovní  $A_1, A_2$ . Veľkosť úrovne  $A_1$  bude určovaná prvkom tribitu c, prípadne jeho inverziou  $\bar{c}$ . Ak zvolíme konkrétne priradenie

a = 1	→	+ $A_1$	c = 1	→	$A_2$
b = 1	→	+ $A_1$	c = 0	→	$A_1$
a = 0	→	- $A_1$	$\bar{c} = 1$	→	$A_2$
b = 0	→	- $A_1$	$\bar{c} = 0$	→	$A_1$

dostaneme priradenie prvkov d a e jednotlivým tribitom podľa nasledujúcej tabulky.

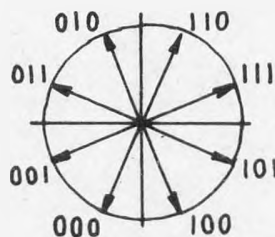
Tým je určené priradenie tribitov (a b c) jednotlivým fázovým stavom  $\Phi_i$ . Výsledok je uvedený na obr. 3.46.

Napr. pre tribit 0 0 1 dostaneme:

$$s(t) = d \cos \Omega t - e \sin \Omega t = -A_2 \cos \Omega t + A_1 \sin \Omega t =$$

$$= A_2 \cos (\Omega t + \pi) + A_1 \cos (\Omega t - \pi/2)$$

tribit			$d = f(a, c)$	$\bar{c}$	$e = f(b, \bar{c})$
a	b	c			
0	0	0	$-A_1$	1	$-A_2$
0	0	1	$-A_2$	0	$-A_1$
0	1	0	$-A_1$	1	$A_2$
0	1	1	$-A_2$	0	$A_1$
1	0	0	$A_1$	1	$-A_2$
1	0	1	$A_2$	0	$-A_1$
1	1	0	$A_1$	1	$A_2$
1	1	1	$A_2$	0	$A_1$



Obr. 3.46

Na prijímacej strane môže byť vyššie uvedený signál 8-PSK vyhodnotený iba synchronnou demoduláciou. Takúto demoduláciu môžeme realizovať napr. pomocou štyroch vyvážených amplitúdových modulátorov s referenčnými nosnými signálmi, ktoré majú fázové posuvy  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  a  $\pm 45^\circ$  v usporiadaní podľa obr. 3.47.

Na výstupe demodulátora D1 v prvej vetve bude:

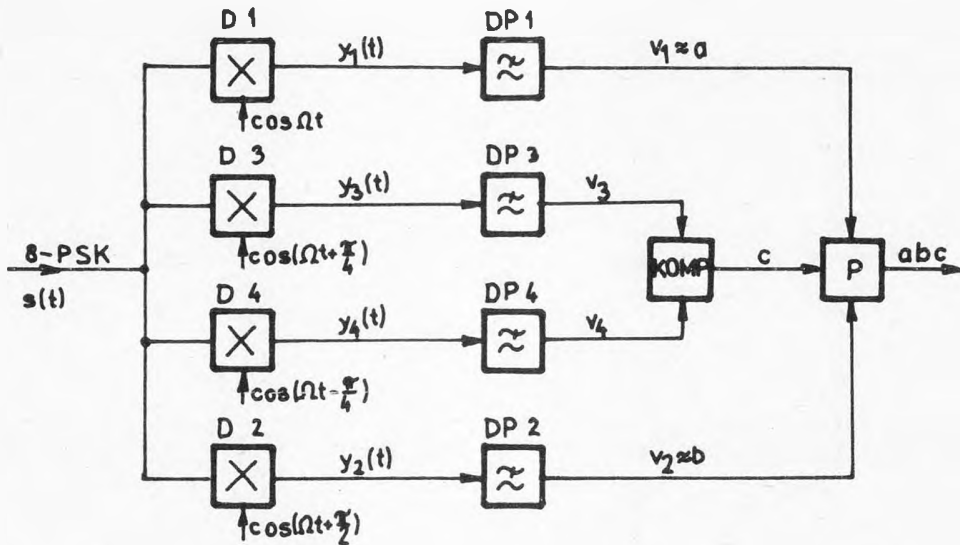
$$y(t) = s(t) \cos \Omega t = \left[ d \cos \Omega t + e \cos (\Omega t + \pi/2) \right] \cos \Omega t =$$

$$= \frac{1}{2} d + \frac{1}{2} d \cos 2\Omega t + \frac{1}{2} e \cos(2\Omega t + \pi/2) + \frac{1}{2} e \cos \pi/2$$

Na výstupe nasledujúceho dolného priepustu DP<sub>1</sub> sa uplatní iba prvý člen

$$v_1 = \frac{1}{2} d$$

kde  $d$  môže nadobúdať hodnoty  $\pm A_1$  a  $\pm A_2$ . Pre ďalšie vyhodnotenie je rozhodujúce iba znamienko. Podľa predchádzajúcej tabuľky kladná hodnota  $d$  reprezentuje symbol  $a = 1$  a záporná hodnota  $d$  symbol  $a = 0$ . Výstup DP1 bude teda už vyjadrovať symbol  $a$ .



Obr. 3.47

Analogicky na výstupe DP2 bude  $v_2 = \frac{1}{2}e$ . Kladná hodnota  $e$  bude podľa predchádzajúcej tabuľky reprezentovať symbol  $b = 1$  a záporná hodnota  $e$  symbol  $b = 0$ . Pre výstupy  $v_3$  a  $v_4$  vypočítame:

$$v_3 = \frac{\sqrt{2}}{4} (d + e), \quad v_4 = \frac{\sqrt{2}}{4} (d - e)$$

Rozhodujúce je opäť iba výsledné znamienko (polarita)  $v_3$  a  $v_4$ . Napr. pri vyslaní tribitu  $a b c = 0 1 0$  je podľa predchádzajúcej tabuľky  $d = -A_1$  a  $e = A_2$ , takže bude  $v_3 \approx d + e = -A_1 + A_2 = +$ , pretože je  $A_2 > A_1$ . Ďalej bude  $v_4 \approx d - e = -A_1 - A_2 = -$ .

V komparátore KOMP sa porovnávajú iba znamienka. Pri rovnakej polarite sa vyhodnotí  $c = 1$ , pri rôznej polarite  $c = 0$ . V prevodníku P sa pretransformujú bity  $a b c$  z paralelného tvaru na sériový.

### 3.5.3 ROZDIELOVÁ VIACSTAVOVÁ MODULÁCIA

Podobne ako pri dvojstavovej modulácii, môže byť viacstavová fázová modulácia realizovaná ako rozdielová (diferenčná) fázová modulácia. V takomto prípade bude rozdelenie fáz  $\Phi_1$  vyjadrovať relatívnu fázovú zmenu vzhľadom k fázy predchádzajúceho dibitu alebo tribitu.

Pre rozdielovú štvorstavovú fázovú moduláciu, ktorá sa používa napr. v dátových systémoch pre prenosovú rýchlosť 2400 bit/s, sú podľa doporučená CCITT V.26 doporučené dve varianty fázových zmien (skokov), uvedené v nasledujúcej tabuľke. Na obr. 3.48 je uvedené grafické znázornenie.

Varianta B je výhodná z hľadiska synchronizácie, pretože každý vyslaný dicit spôsobí zmenu fázy. Pri variante A pri dlhšej postupnosti symbolov  $\emptyset$  nespôsobujú dicity 00 zmenu fázy, má však jednoduchšiu realizáciu.

Pre realizáciu rozdielovej viacstavovej fázovej modulácie je možné v princípe použiť štruktúry uvedené na obr. 3.42 a 3.44 s tým, že na ich vstupe bude zaradený vhodný číslicový logický obvod pre priradenie fázových skokov jednotlivým dicitom alebo tribitom.

dicit poradie bitov		varianta A $\Phi_1$	varianta B $\Phi'_1$
1.	2.		
a	b		
0	0	$0^\circ$	$45^\circ$
0	1	$90^\circ$	$135^\circ$
1	1	$180^\circ$	$225^\circ$
1	0	$270^\circ$	$315^\circ$



Obr. 3.48

Uveďme príklad priradenia fázy pri rozdielovej štvorstavovej fázovej modulácii pri použití varianty B.

dátová správa	... 0 1	0 0	1 1	0 0	...
fázová zmena $\Phi_n$	... $135^\circ$	$45^\circ$	$225^\circ$	$45^\circ$	...
vysielaná fáza $\psi_n$	... $135^\circ$	$180^\circ$	$45^\circ$	$90^\circ$	...

Pri tejto variante štvorstavovej modulácie môže fáza vysielaného nosného signálu nadobúdať osem možných fázových stavov daných násobkami uhla  $45^\circ$ .

V dôsledku zmenšenia rozdielu medzi susednými fázovými stavmi vysielaného signálu, bude tento systém vykazovať zmenšenie odolnosti voči rušeniu.

Pre demoduláciu v systéme 4-DPSK je potrebné použiť rozdielovú (diferenčnú) fázovú demoduláciu. Riešenie s využitím dvoch vyvážených amplitúdových

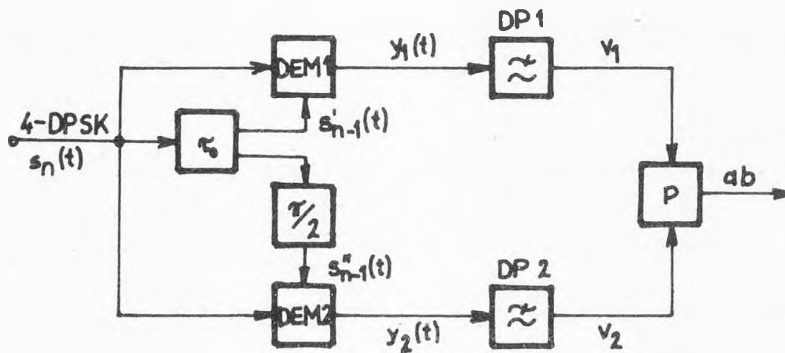
modulátorov s ortogonálnymi nosnými signálmi je uvedené na obr. 3.49.

V každej vetve sa vyhodnocuje fázová zmena  $\Phi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$ , kde  $\varphi_n$  a  $\varphi_{n-1}$  sú fázy prijímaného signálu v  $n$ -tom a  $(n-1)$  jednotkovom intervale. Vstupujúce signály v jednotkových intervaloch sú:

$$s_n(t) = \cos(\Omega t + \varphi_n)$$

$$s'_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_{n-1})$$

$$s''_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_{n-1} + \pi/2)$$



Obr. 3.49

Na výstupe demodulátorov DEM1 a DEM2 bude:

$$y_1(t) = s_n(t) s'_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_n) \cos(\Omega t + \varphi_{n-1}) =$$

$$= \frac{1}{2} \cos(2\Omega t + \varphi_n + \varphi_{n-1}) + \frac{1}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1})$$

$$y_2(t) = s_n(t) s''_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_n) \cos(\Omega t + \varphi_{n-1} + \pi/2) =$$

$$= \frac{1}{2} \cos(2\Omega t + \varphi_n + \varphi_{n-1} + \pi/2) + \frac{1}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} - \pi/2)$$

Na výstupoch nasledujúcich dolných priepustov bude

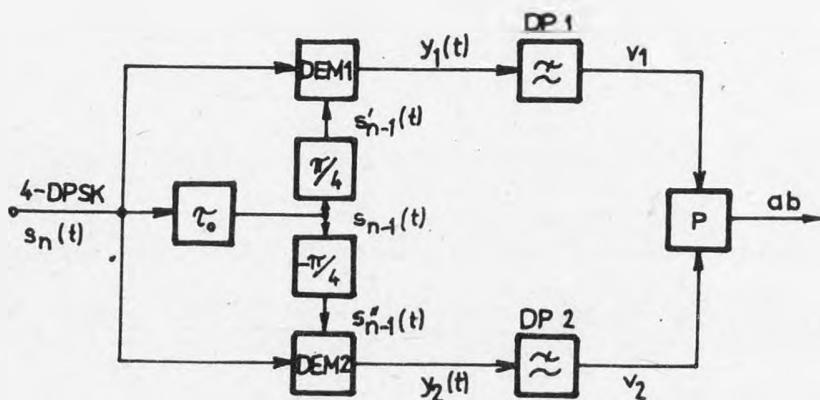
$$v_1 = \frac{1}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1}) = \frac{1}{2} \cos \Phi_n$$

$$v_2 = \frac{1}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} - \pi/2) = \frac{1}{2} \sin \Phi_n$$

Na výsledné vyhodnotenie stačí uvažovať iba znamienko výstupov  $v_1$  a  $v_2$ . Ak použijeme na vysielacej strane fázové zmeny  $\Phi_1 = \pm 45^\circ$  a  $\pm 135^\circ$  dostaneme na výstupoch demodulátorov stavy podľa nasledujúcej tabuľky:

$\Phi_n$	$v_1 = \frac{1}{2} \cos \Phi_n$	$v_2 = \frac{1}{2} \sin \Phi_n$	vyhodnotený dibit (ab)
$45^\circ$	+	+	1 1
$135^\circ$	-	+	0 1
$-135^\circ$	-	-	0 0
$-45^\circ$	+	-	1 0

Ak použijeme na vysielacej strane fázové zmeny  $\Phi_i = 0^\circ, 180^\circ$  a  $\pm 90^\circ$ , potom výstupy  $v_1$  a  $v_2$  už nebudú dávať prijateľné výsledky. Pre tento prípad je potrebné voliť štruktúru demodulátora podľa obr. 3.50.



Obr. 3.50

Pre jednotlivé signály platí:

$$s_n(t) = \cos(\Omega t + \varphi_n)$$

$$s'_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_{n-1} + \pi/4)$$

$$s''_{n-1}(t) = \cos(\Omega t + \varphi_{n-1} - \pi/4)$$

$$v_1 = \frac{1}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} - \pi/4) = \frac{1}{2} \cos(\Phi_n - \pi/4)$$

$$v_2 = \frac{1}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \pi/4) = \frac{1}{2} \cos(\Phi_n + \pi/4)$$

Pre vyhodnotenie výstupných bitov je rozhodujúce iba znamienko výrazu  $\cos(\Phi_n \pm \pi/4)$ . Výsledky sú uvedené v nasledujúcej tabuľke:

$\Phi_n$	$\cos (\Phi_n - \pi/4)$	$\cos (\Phi_n + \pi/4)$	dibit (ab)	
$0^\circ$	+	+	1	1
$90^\circ$	+	-	1	0
$180^\circ$	-	-	0	0
$270^\circ$	-	+	0	1

Obdcbné princípy diferénčnej fázovej demodulácie možno použiť i pri osemstavovej modulácii.

### 3.5.4 FÁZOVÁ MODULÁCIA S VYUŽITÍM PRINCÍPOV DELENIA KMITOČTU

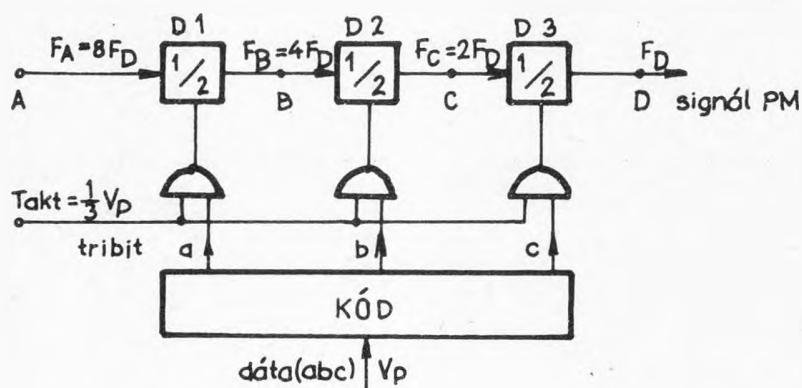
Diferenčnú viacstavovú fázovú moduláciu môžeme taktiež realizovať čiste číslicovou technikou s využitím princíпов metódy delenia kmitočtu. Výklad takéhoto riešenia si ukážeme na príklade osemstavovej fázovej modulácie.

Potrebné hodnoty fázových zmien (skokov) môžeme v prípade osemstavovej modulácie vytvárať z troch základných hodnôt  $\varphi_1 = 45^\circ$ ,  $\varphi_2 = 90^\circ$  a  $\varphi_3 = 180^\circ$ . Výsledná fázová zmena pre tribit (a b c) bude

$$\Phi = a \varphi_1 + b \varphi_2 + c \varphi_3,$$

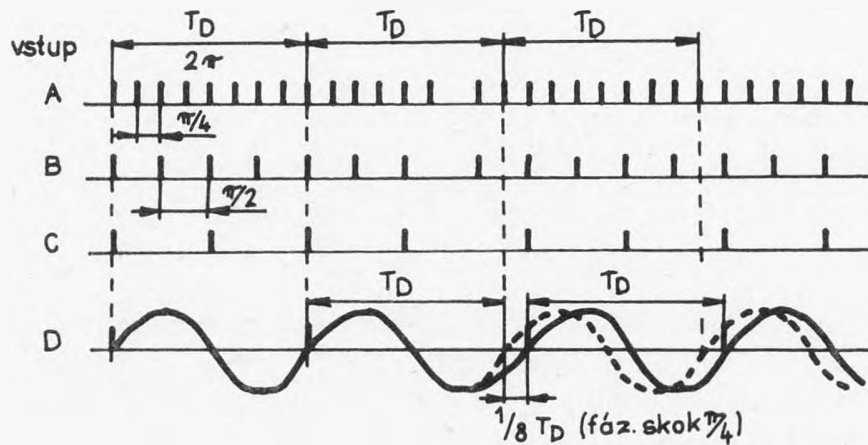
kde a, b, c = 0 alebo 1. Týmto vyjadrením je však už zadané pridelenie fázových zmien jednotlivým tribitom.

Potrebné fázové posuvy  $\varphi_i$  získame postupným delením kmitočtu  $F_A$ , ktorý je násobkom kmitočtu nosnej  $F_D$ . Princíp riešenia je naznačený na obr. 3.51.



Obr. 3.51

Základom tohto fázového modulátora je trojstupňový delič kmitočtu D1, D2, D3, na ktorého vstupe A pôsobí postupnosť impulzov s opakovacím kmitočtom  $F_A$ , ktorý je rovný osemnásobku kmitočtu nosnej  $F_D$ .



Obr. 3.52

Zo vstupného dátového signálu sú postupne vydeľované tribity (a b c), ktorých prvky v paralelnom tvare s taktom  $1/3 v_p$  pôsobia na jednotlivé stupne deliča. Každý dvojkový symbol 1 spôsobí v príslušnom deliči napr. potlačenie (alebo vloženie) jedného impulzu.

Na obr. 3.52 je znázornené potlačenie jedného impulzu v deliči D1, odoveda tribitu 100, čo sa na výstupe D prejaví fázovým skokom

$$\Phi = \frac{F_D}{F_A} 360^\circ = \frac{360^\circ}{8} = 45^\circ$$

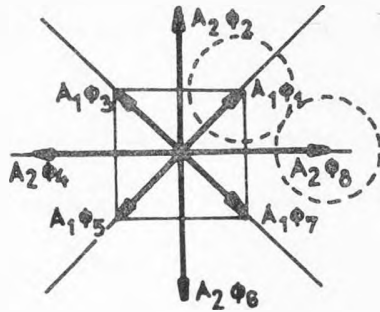
Obdobné potlačenie impulzu v deliči D2 alebo D3 spôsobí na výstupe D fázový skok  $90^\circ$  alebo  $180^\circ$ .

### 3.5.5 KOMBINOVANÁ MODULÁCIA

Viacstavová modulácia býva najčastejšie realizovaná v tvare kombinovanej fázovej a amplitúdovej modulácie. Signálové prvky sa odlišujú nielen fázovým stavom nosného signálu, ale tiež jeho amplitúdou. Na obr. 3.53 je uvedená možná schéma rozdelenia fáz a amplitúd pri osemstavovej kombinovanej modulácii. Používa štyri fázové a dva amplitúdové stavy nosného signálu.

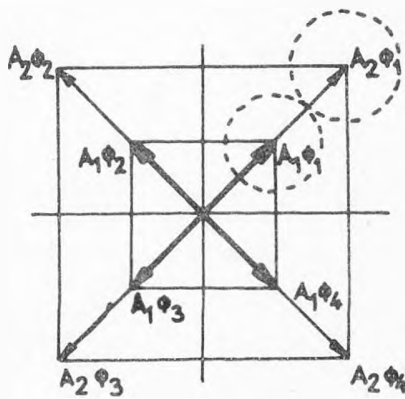
Každý stav modulovaného signálu je charakterizovaný kombináciou amplitúdového a fázového stavu  $A_i \Phi_j$ .





Obr. 3.53

Na obr. 3.54 je uvedené iné možné rozdelenie amplitúd a fáz pri kombinovanej osemstavovej modulácii.



Obr. 3.54

Okrem spôsobu realizácie sa uvedené systémy budú líšiť odolnosťou voči rušeniu.

Odolnosť voči rušeniu môžeme posúdiť podľa veľkosti plochy, v ktorej sa môže nachádzať koncový bod vektora za situácie nenastania chybného detekcie. Tieto možné plochy sú v uvedených schémach vymedzené naznačenými kružnicami. Porovnanie vykonávame pri rovnakých veľkostiach väčších amplitúd ( $A_2$ ).

Na obr. 3.55 je ešte uvedené možné rozdelenie amplitúd a fáz pri kombinovanej šestnáststavovej modulácii. V prípade šestnáststavovej modulácie sa z dvojkovej postupnosti vydelujú kvadrbity (a b c d). Priradenie sa môže vykonať napr. nasledovne.

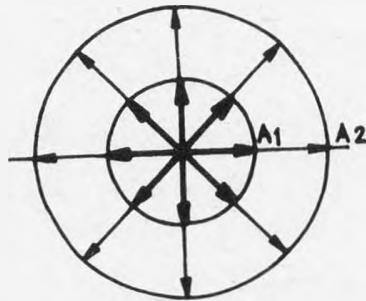
Prvý bit -a- v každom kvadrbite bude určovať amplitúdu signálového prvku

- 0  $\longrightarrow$   $A_1$
- 1  $\longrightarrow$   $A_2$

Kombinácia ostatných bitov (b c d) potom môže určovať jeden z možných ôsmich fázových skokov.

Šestnáststavová kombinovaná modulácia sa používa v modemoch pre prenosovú rýchlosť 9600 bit/s. Modulačná rýchlosť sa zníži z hodnoty 9600 Bd na 2400 Bd.

Viacstavová kombinovaná modulácia sa prakticky realizuje vo forme viacstavovej kvadrátnej amplitúdovej modulácie.



Obr. 3.55

## 4 MODEMY

Modem (modulátor - demodulátor) je menič signálu, ktorý upravuje výstupný dátový signál terminálu pre prenos telekomunikačným kanálom vo vyššej km- točtovej polohe. Veľmi rozšírené sú modemy pre prenos dát po telefónnych ka- náloch, ktoré majú najväčšiu medzinárodnú štandardizáciu.

Modemy môžeme klasifikovať z rôznych hľadísk:

a) podľa prenosovej rýchlosti môžeme modemy členiť na pomalé (do 1200 bit/s), stredne rýchle (do 9600 bit/s) a rýchle (nad 9600 bit/s);

b) podľa druhu prenosu môžeme modemy členiť na asynchrónne a synchrónne.

Asynchrónny modem nie je vybavený časovou základňou a môže preto pracovať s ľubovoľne nižšou prenosovou rýchlosťou než je jeho nominálna hodnota.

Synchrónne modemy pracujú s pevným taktom, takže musia byť vybavené stá- lou časovou základňou;

c) podľa spôsobu prenosu môžeme modemy deliť na sériové a paralelné.

Sériový modem prenáša jednotlivé prvky (bity) postupne v časovej postup- nosti. Sériové modemy predstavujú najrozšírenejší druh modemov pre všetky rýchlosti.

Paralelný modem prenáša prvky jedného znaku súčasne, t. j. paralelne. Ich použitie je veľmi ekonomické, hlavne pri jednosmernom prenose dát zo vzdiale- ných miest do jedného centra, ako je to napr. v sieti zberu dát.

Paralelné modemy pracujú obyčajne s abecedou obsahujúcou 16, 64 alebo 256 rôznych znakov.

### 4.1 ŠTRUKTÚRA MODEMOV

Modem vykonáva základné úpravy dátového signálu moduláciou, resp. demo- duláciou. Okrem toho plní ešte celý rad funkcií, ktoré sú potrebné pre činnosť dátového spoja a pre spoluprácu modema a terminálu.

Medzi základné časti modemu patrí:

- vysielacia jednotka
- prijímacia jednotka
- linková jednotka.

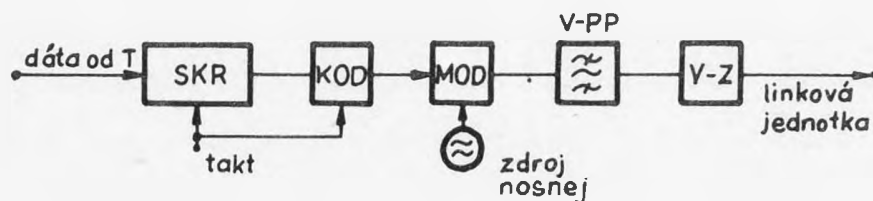
Toto základné vybavenie každého modemu môže byť ďalej rozšírené ešte o ďalšie doplnujúce časti, ktoré sú potrebné iba v niektorých typoch modemov,

alebo ktoré rozširujú možnosti základného modemu. Medzi takéto doplňujúce časti modemu patrí napr.:

- synchronizačná jednotka
- korektory prenosových charakteristík kanála
- skrambler
- obvod automatickej odpovede
- obvody pre vytvorenie spätného kontrolného kanála pri prenose so zabezpečením a iné.

#### 4.1.1 VYSIELACIA JEDNOTKA MODEMU

Jej základná štruktúra je uvedená na obr. 4.1.



Obr. 4.1

Dátový signál v základnej polohe z výstupu terminálu T prichádza na vstup modulátora MOD. V niektorých prípadoch môže byť ešte pred moduláciou upravený skramblerom SKR za účelom vyrovnania spektra a zlepšenia synchronizačných vlastností. Používa sa hlavne pri vyšších prenosových rýchlostiach.

Pri viacstavovom prenose musí byť ešte pred moduláciou vstupný dvojkový dátový signál prekódovaný v kodéri KOD na viacstavový signál.

Výstupný signál z modulátora je vysielacím pásmovým priepustom V-PP obmedzený na vhodnú šírku (potlačenie neužitočných modulačných produktov) a po úprave úrovne vysielacím zosilňovačom V-Z vstupuje signál cez linkovú jednotku do vedenia.

#### 4.1.2 SKRAMBLER

V dátovom signále sa môžu za istých okolností vyskytnúť dlhšie periodické postupnosti, alebo i dlhšia postupnosť rovnakých symbolov. Pretože spektrum periodickej postupnosti je diskkrétne, bude sa pri jeho výskyte kumulovať celá

energia vysielaného dátového signálu do kmitočtových zložiek na príslušných diskretných kmitočtoch. Takto podstatne vzrastie rušenie presluchom týmito zložkami.

Uvedený nedostatok možno odstrániť tým, že dátový signál premeníme na vysielacej strane na signál s náhodným výskytom symbolov 0 a 1.

Iný problém vzniká pri výskyte dlhšej postupnosti rovnakých prvkov 0. V takomto prípade dochádza k strate taktovacej zložky v dátovom signáli, ktorá je obvykle na prijímacej strane vyberaná z dátového signálu a využívaná k synchronizácii obvodov prijímača. V krajnom prípade môže nastať úplná strata synchronizácie. Taktiež tento nedostatok možno odstrániť znáhodnením vysielanej dátovej postupnosti.

Znáhodnenie vysielanej dátovej postupnosti možno vykonať skramblerom. Podstatou skramblera je generátor  $G_1$  pseudonáhodnej postupnosti dvojkových prvkov  $b_i$ , ktorá sa sčíta modulo 2 s dvojkovým dátovým signálom  $a_i$  vo výstupnú postupnosť  $c_i = a_i \oplus b_i$  - obr. 4.2. Tým sa rozrušia prípadné periodické úseky rovnakých prvkov.



Obr. 4.2

Po prenose takto skramblovaného signálu komunikačným kanálom je potrebné na prijímacej strane vykonať spätný prevod na pôvodnú dátovú postupnosť pomocou deskramblera.

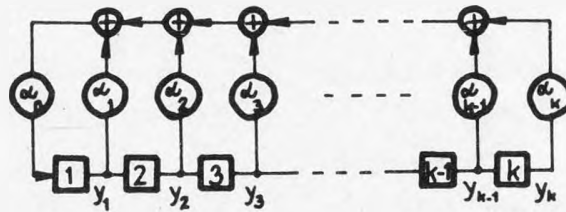
Deskrambler obsahuje opäť generátor  $G_2$  pseudonáhodnej postupnosti, ktorá je zhodná s pseudonáhodnou postupnosťou  $b_i$  na vysielacej strane. Obidva generátory  $G_1$  a  $G_2$  preto musia pracovať synchronne. Ak nevznikne pri prenose dátového signálu komunikačným kanálom chyba, bude prijímaná postupnosť  $c_i$  zhodná s vysielanou postupnosťou  $c_i$  - obr. 4.2.

Po sčítaní modulo 2 s pseudonáhodnou postupnosťou  $b_i$  dostaneme na výstupe deskramblera pôvodnú dátovú postupnosť  $a_i$ :

$$d_i = c_i \oplus b_i = a_i \oplus b_i \oplus b_i = a_i$$

Generátor pseudonáhodnej postupnosti  $b_i$  sa bežne realizuje spätnoväzobným posuvným registrom.

Takýto register je vytvorený kaskádou k oneskorovacích členov, z výstupov ktorých sú vedené spätné väzby cez sčítačky modulo 2 - obr. 4.3. Väzby sú označené väzobnými koeficientami  $k_i$ , ktoré majú hodnotu 1, keď väzba existuje a hodnotu 0, ak príslušná väzba neexistuje. Koeficienty  $k_0$  a  $k_k$  sú vždy jednotkové.



Obr. 4.3

Počet stupňov registra  $k$  udáva tzv. rozmer posuvného registra.

Výstupná postupnosť môže byť odoberaná z výstupu  $y_1$  ľubovoľného oneskorovacieho člena. Výstupná postupnosť sa bude opakovať s periódou  $N$  (bitov). Jej dĺžka a skladba bude závisieť na rozmere registra  $k$  a na zavedených spätných väzbách.

Obecne môže takýto generátor prechádzať množinou rôznych cyklov a to podľa východzieho stavu. Praktický význam majú však generátory, ktoré môžu prechádzať iba dvoma možnými cyklami, a to cyklom maximálnej dĺžky alebo cyklom 1 (čo je nulová postupnosť), nezávisle na počiatocnom stave.

Maximálna dĺžka postupnosti je

$$N_{\max} = 2^k - 1 \quad (\text{bitov})$$

a závisí len na rozmere registra  $k$ .

Problém spočíva v nájdení príslušnej štruktúry spätných väzieb pre dané  $k$ .

Uvedený spätnoväzobný register môžeme charakterizovať väzobným mnohočlenom, ktorý jednoznačne vyjadruje štruktúru spätných väzieb:

$$g(x) = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 x^2 + \dots + \alpha_k x^k$$

kde  $\alpha_i = 0$  alebo 1 podľa existencie spätnej väzby a ďalej je vždy  $\alpha_0 = \alpha_k = 1$ .

Spätnoväzobný posuvný register bude generovať postupnosť maximálnej dĺžky vtedy, ak bude väzobný mnohočlen primitívny, t. j. bude nerozložiteľný a bude deliteľom polynómu  $x^m - 1$  len pre  $m = N_{\max}$ .

Pretože väzobný mnohočlen úplne určuje štruktúru spätných väzieb, budú tieto úplne určené primitívnym mnohočlenom pre dané  $k$ . Pre každú hodnotu  $k$  existuje viac primitívnych mnohočlenov, z ktorých pre praktické použitie sú výhodné tie, ktoré majú najmenší počet väzieb.

Stav spätnoväzobného posuvného registra je charakterizovaný stavom výstupov oneskorovacích obvodov ( $y_1 y_2 \dots y_k$ ). Pre štruktúru uvedenú na obr. 4.3 existuje jeden tzv. kritický stav, z ktorého nemôže spätnoväzobný register sám prejsť do iného stavu. Takýmto kritickým stavom je stav

$$y_1 = y_2 = \dots = y_k = 0$$

Ku každému primitívnemu mnohočlenu  $g(x)$  existuje inverzný mnohočlen

$$g'(x) = x^k g(x^{-1})$$

ktorý je tiež primitívny.

Ako príklad je na obr. 4.4a uvedená štruktúra spätnoväzobného posuvného registra rozmeru  $k = 10$  s primitívnym mnohočlenom s koeficientami

$$\alpha_0 = \alpha_7 = \alpha_{10} = 1$$

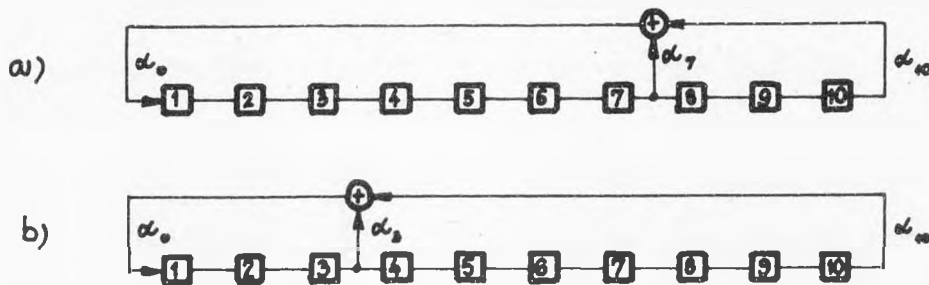
teda

$$g(x) = 1 + x^7 + x^{10}$$

Inverzný polynóm bude

$$g'(x) = x^{10} (1 + x^{-7} + x^{-10}) = x^{10} + x^3 + 1$$

Jeho nenulové väzobné koeficienty sú  $\alpha_0 = \alpha_3 = \alpha_{10} = 1$ . Príslušná štruktúra je uvedená na obr. 4.4b.



Obr. 4.4

Obidva uvedené spätnoväzobné posuvné registre budú generovať postupnosť maximálnej dĺžky  $N_{\max} = 2^{10} - 1 = 1023$  bitov.

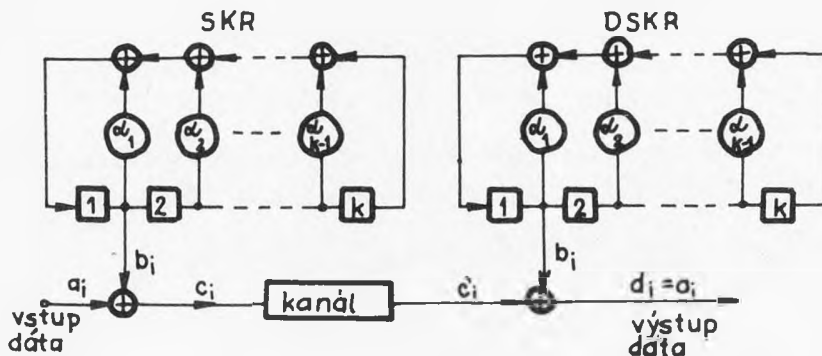
Spätnoväzobný posuvný register môže byť využitý pre realizáciu skramblera dvoma spôsobmi. Podľa toho rozlišujeme dva typy skramblerov.

a) Skrambler s priamou synchronizáciou (reset scrambler).

Skrambler tvorí autonómny lineárny sekvenčný automat, ktorý nemá žiadny vstup, takže jeho stav a teda i výstup  $b_i$  je nezávislý na vonkajšej postupnosti dát  $a_i$ . Na obr. 4.5 je znázornená štruktúra skramblera (SKR) a deskramblera (DSKR) s priamou synchronizáciou. Takýto skrambler má iba jeden, už uvedený kritický stav.

Ak sa objaví na vstupe  $a_i$  periodická postupnosť s periódou  $s$ , bude výstupná postupnosť  $c_i$  taktiež periodická, ale s omnoho väčšou periódou, a to s periódou odpovedajúcou najmenšiemu spoločnému násobku hodnôt  $s$  a  $(2^k - 1)$ .

Ak bude napr. rozmer registra  $k = 6$  a na vstupe skramblera bude nulová postupnosť  $a_i$ , t. j. perióda  $s = 1$ , bude výstupná postupnosť skramblera vykazovať periódu  $2^6 - 1 = 63$  bitov. Ak bude vstupná postupnosť  $a_i$  tvorená napr. periodickým striedaním prvkov 0 a 1, t. j. perióda  $s = 2$ , bude výstupná postupnosť  $c_i$  vykazovať periódu 126 bitov.



Obr. 4.5

Je zrejmé, že pre potlačenie vplyvu periodických postupností, ktoré sa môžu v istých prípadoch vyskytnúť na vstupe  $a_i$ , je vhodné voliť väčší rozmer skramblera  $k$ . V takomto prípade bude výstup  $c_i$  vykazovať väčšiu dĺžku periódy, čo je výhodné z hľadiska potlačenia kumulácie energie spektra na diskretných kmtočtoch.

Skrambler s priamou synchronizáciou vyžaduje sfázovanie s deskramblerom. Ak sa poruší sfázovanie, bude vyhodnotenie dát na výstupe DSKR chybné. Oproti tomu má výhody:

- jednoduché riešenie
- nepredlžuje chybné prenesený bit  $c_i$  na viac miest.

b) Skrambler s vlastnou synchronizáciou - samosynchronizujúci skrambler (self - synchronizing scrambler).

Skrambler tvorí lineárny sekvenčný automat, ktorý ale nie je autonómny. Vonkajšia dátová postupnosť  $a_i$  tu vstupuje do obvodu spätnej väzby, takže výstupná postupnosť  $c_i = a_i \oplus b_i$  je zároveň vstupnou spätnoväzobnou postupnosťou - obr. 4.6.

Pre funkčný popis použijeme symbol  $x^{-1}$ , ktorý bude vyjadrovať oneskorenie jedného oneskorovacieho člena. Potom prvok  $c_i$  oneskorený o  $j$  taktov bude  $c_{i-j} = c_i x^{-j}$ .

Pre spätnoväzobný výstup  $b_i$  skramblera bude podľa obr. 4.6 platiť:

$$b_i = c_i \alpha_1 x^{-1} + c_i \alpha_2 x^{-2} + \dots + c_i x^{-k} = c_i [\alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k}]$$

kde sa uplatnia iba členy pre  $\alpha_1 = 1$ .

Výstup skramblera bude:

$$c_i = a_i + b_i = a_i + c_i [\alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k}]$$

Túto rovnicu môžeme upraviť na tvar:

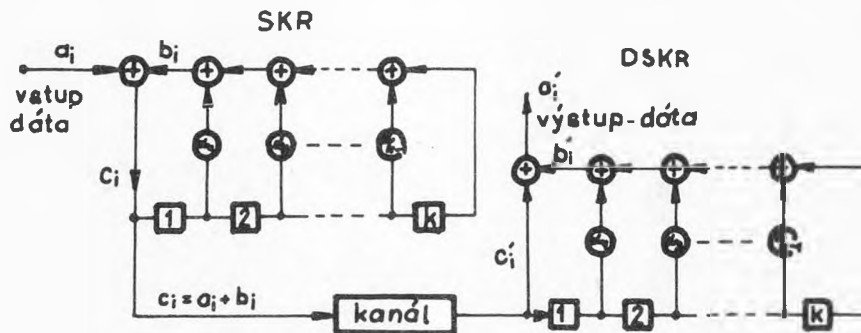
$$a_i = c_i [1 + \alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k}]$$



Z toho pre výstup  $c_i$  dostaneme:

$$c_i = \frac{a_i}{1 + \alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k}} = \frac{a_i}{g(x)}$$

Podľa tohto výsledku skrambler delí vstupnú dátovú postupnosť  $a_i$  mnohočlenom  $g(x)$ .



Obr. 4.6

Pri bezchybnom prenose bude  $c'_i = c_i = a_i \oplus b_i$  a pre spätnoväzobný výstup deskramblera bude platiť:

$$b'_i = c'_i [ \alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k} ] = b_i$$

Výstup deskramblera bude:

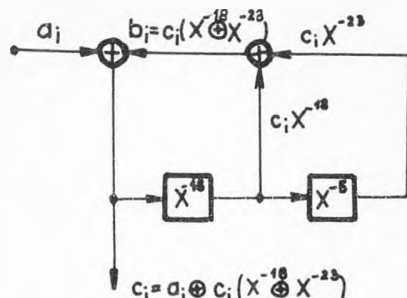
$$a'_i = c'_i \oplus b'_i = a_i \oplus b_i \oplus b_i = a_i$$

Výstup deskramblera môžeme s využitím predchádzajúcich vzťahov vyjadriť aj takto:

$$\begin{aligned} a'_i &= c'_i + b'_i = c_i + c_i [ \alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k} ] = \\ &= c_i [ 1 + \alpha_1 x^{-1} + \alpha_2 x^{-2} + \dots + x^{-k} ] = c_i g(x) \end{aligned}$$

Podľa tohto výsledku je výstup deskramblera vyjadrený súčinom jeho vstupnej postupnosti  $c'_i = c_i$  a mnohočlena  $g(x)$ .

Na obr. 4.7 je príklad skramblera pre  $k = 23$  s primitívnym mnohočlenom  $g(x) = 1 + x^{18} + x^{23}$ .



Obr. 4.7

Skrambler s vlastnou synchronizáciou nevyžaduje oproti predchádzajúcemu sfázovanie SKR a DSKR a je preto výhodný tam, kde je obtiažna realizácia sfázovania vzdialených SKR a DSKR. Oproti tomu má nevýhody:

- zložitejšie riešenie, vyžaduje dohliadacie obvody (pozri ďalej),
- rozširuje osamelú chybu na  $(n + 1)$  miest, kde  $n$  je počet nenulových spätnoväzobných ciest,
- za určitých okolností sa môže na výstupe vyskytnúť periodická postupnosť s periódou odpovedajúcou perióde s vstupnej postupnosti.

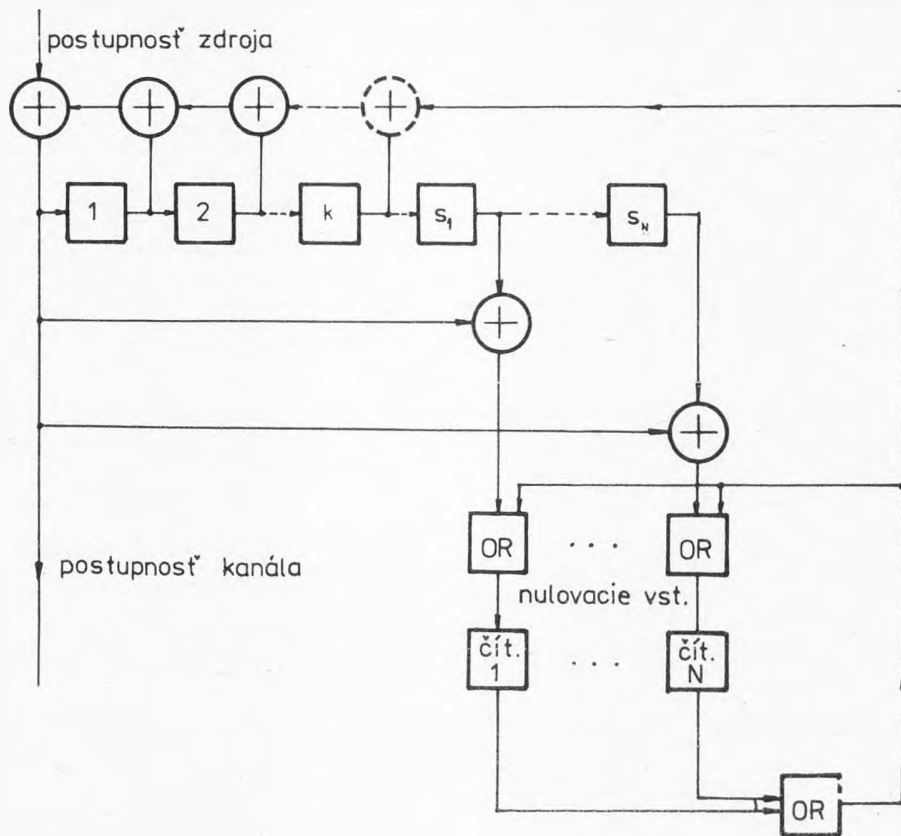
Periódou predĺženej postupnosti je funkciou počiatočného stavu, resp. hodnôt uložených v pamäťových prvkoch posuvného registra so spätnými väzbami. Pre každú fázu vstupnej postupnosti existuje iba jediný stav, tzv. kritický, pre ktorý postupnosť kanála má periódu  $s$ . Pre všetky ostatné počiatočné stavy je perióda výstupnej postupnosti väčšia. Ak má teda základný skrambler predlžovať periódou vstupných postupností, nesmie ho takáto postupnosť zastihnúť v kritickom stave. Preto sa základné skramblery dopĺňajú ešte ďalšími pomocnými obvodmi, ktoré zahrňujú oneskorovacie členy (posuvný register) a dohliadacie logické obvody s čítačmi. Podľa počtu čítačov pre zisťovaný počet periód delíme skramblery (deskramblery) na dve triedy:

- skramblery s  $N$  čítačmi pre  $N$  periód  $s_1, s_2, \dots, s_N$
- skramblery s jedným čítačom pre dve periód  $s_1$  a  $s_2$ .

#### 4.1.2.1 Skramblery s $N$ čítačmi pre $N$ periód

Obecné zapojenie skramblera s  $N$  čítačmi je uvedené na obr. 4.8. Ako vyplýva z tohto obrázku, skrambler obsahuje  $N$  čítačov, pre každú periódu  $s_i$  ( $1 \leq i \leq N$ ) jeden čítač, pričom  $i$ -tý čítač pri dosiahnutí prahu  $p_i$  generuje na svojom výstupe jedničku. Čítač je nulovaný pri každej jedničke na nulovacom vstupe. Iba nulová postupnosť dĺžky  $p_i$  na nulovacom vstupe spôsobí, že čítač dosiahne prah. Všetky výstupy čítačov sú pripojené k obvodu OR, ktorý pri dosiahnutí prahovej hodnoty niektorým čítačom bude na svojom výstupe generovať jedničku. Táto jednička zmení pomocou čiarkovane vyznačeného obvodu modulo 2 väzobný súčet posuvného registra so spätnou väzbou a zároveň vynuluje všetky čítače.

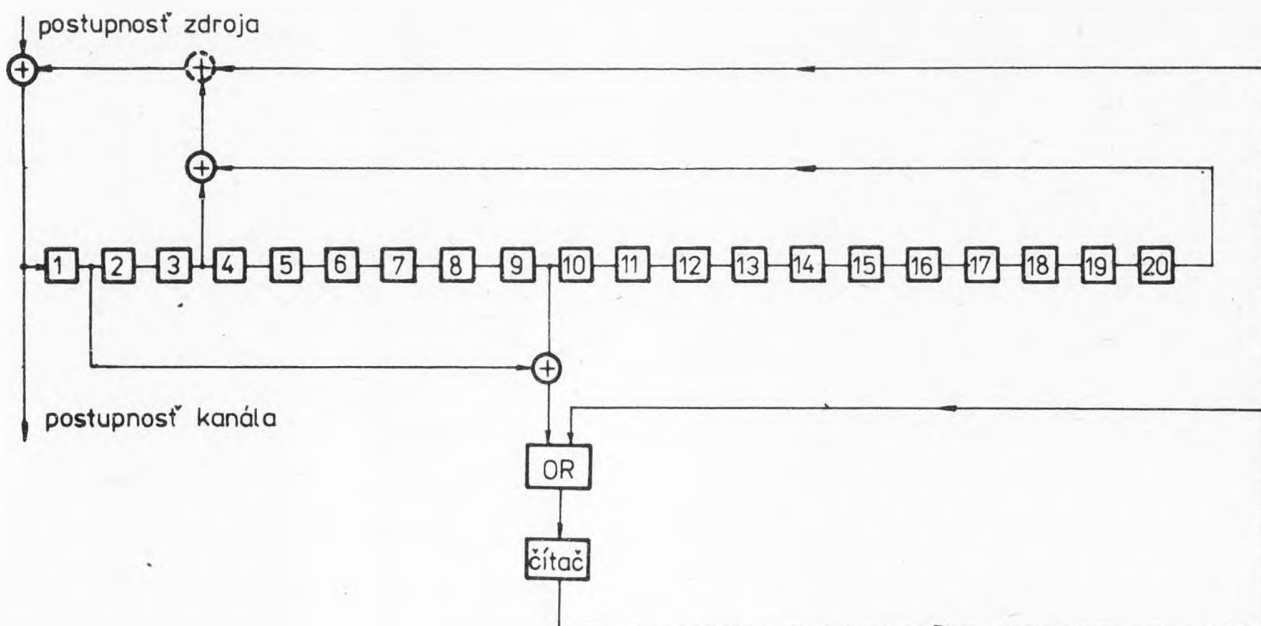
Vstup  $i$ -tého čítača je daný súčtom miesta postupnosti kanála, ktorý sa práve objaví na výstupe skramblera a miesta, ktoré bolo vyslané o  $s_i$  krokov skôr. Ak bude mať postupnosť kanála periódu  $s_i$ , budú tieto dve miesta po  $s_i$  krokoch súhlasiť a súčet bude nulový. V takomto prípade dosiahne  $i$ -tý čítač prah, väzobný súčet sa zmení a tým sa zmení  $i$  stav základného skramblera. Zmena väzobného súčtu teda spôsobí, že nasledujúci stav nebude stavom kritickým a že postupnosť kanála prejde z postupnosti s periódou  $s_i$  na postupnosť s periódou rovnou najmenšiemu spoločnému násobku hodnôt  $s_i$  a  $(2^k - 1)$ ,  $[n.s.n. s_i, (2^k - 1)]$ . Dohliadacie logické obvody skramblera budú nútiť posuvný register so spätnými väzbami k prechodu z kritického stavu do nekritického nielen vtedy, keď bude mať postupnosť zdroja periódu  $s_1, s_2, \dots, s_N$ , ale i vtedy, ak bude perióda vstupnej postupnosti deliť hodnotu  $s_i$ .



Obr. 4.8

Pre lepšie pochopenie predchádzajúceho výkladu je na obr. 4.9 uvedené zapojenie skramblera, ktorého väzobný mnohočlen je daný vzťahom:

$$g(x) = 1 + x^{17} + x^{20}$$



Obr. 4.9

Tento skrambler je zaujímavý tým, že zisťuje iba jednu periódu  $s_1 = 8$  (ak nepočítame ďalšie periódy 1, 2 a 4) a teda vyžaduje len jeden čítač ( $N=1$ ), ale i tým, že ako oneskorovacie členy slúži časť základného skramblera (druhý až deviaty prvok).

Veľmi dôležitou otázkou pri návrhu skramblera je voľba prahových hodnôt čítačov. Aby nedochádzalo k nežiadúcim zmenám väzobného súčtu, a tým k zmenám nasledujúceho stavu základného skramblera v prípadoch, kedy výstup nemá periódu  $s_1$  alebo periódu, ktorá delí  $s_1$ , treba prahovú hodnotu  $p_1$  voľiť tak, aby

$$p_i \geq k - 1 + \max_{\substack{j \neq i \\ 1 \leq j \leq N}} s_j$$

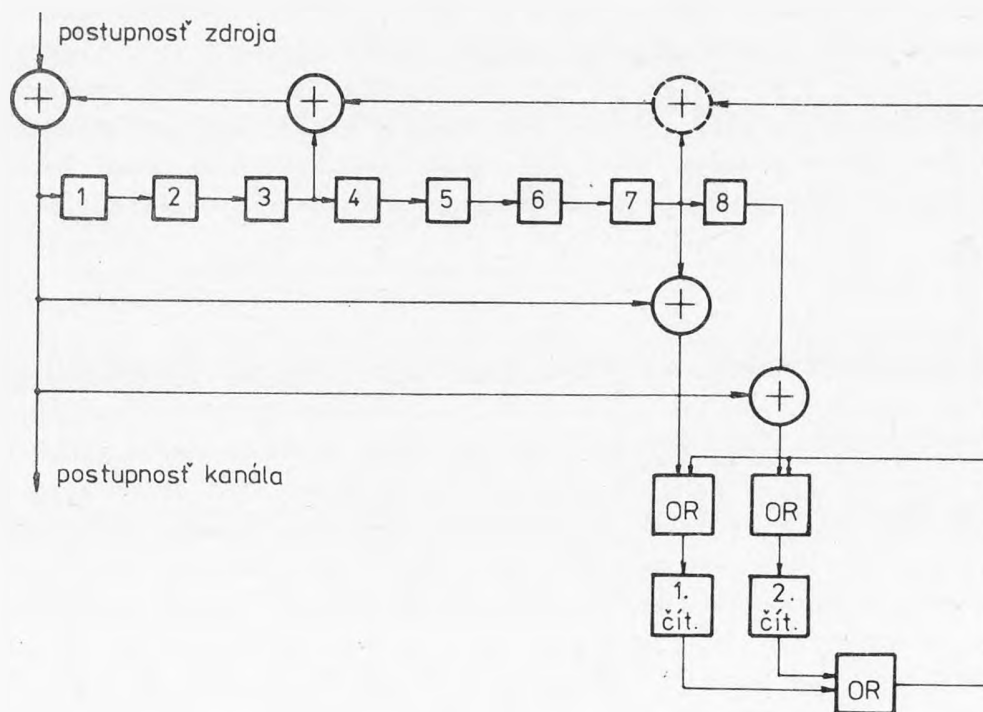
kde  $k$  je stupeň väzobného mnohočlena.

Pri dvojkovom nezávislom zdroji generujúceho prvky postupnosti dát s rovnakou pravdepodobnosťou bude dochádzať i napriek optimálnej voľbe prahov čítačov k nežiadúcim zmenám väzobného súčtu. Pravdepodobnosť, že v jednom alebo v niekoľkých čítačoch z celkového počtu  $N$  dôjde po  $n$  krokoch k dosiahnutiu prahu, a tým aj k nežiadúcej zmene väzobného súčtu, je zhora obmedzená výrazom

$$P_N(n) \leq \sum_{i=1}^N (n - p_i' + 1) 2^{-p_i'}$$

kde  $p_i'$  značí skutočnú hodnotu prahu  $i$ -tého čítača, pre ktorú platí  $p_i' \geq p_i$ . Pri realizácii dvojkového čítača nemožno obvykle počet jeho stupňov  $c$  voľiť tak, aby platilo  $2^c = p_i$ . Väčšinou  $2^c = p_i' > p_i$ .

Ako príklad uvedieme skrambler s dvoma čítačmi pre  $s_1 = 7$  a  $s_2 = 8$  a väzobný mnohočlen  $x^7 + x^4 + 1$ , ktorého zapojenie je uvedené na obr. 4.10.



Obr. 4.10

Pre  $k = 7$ ,  $s_1 = 7$  a  $s_2 = 8$  platí

$$P_1 \geq 7 - 1 + \max s_2 = 6 + 8 = 14$$

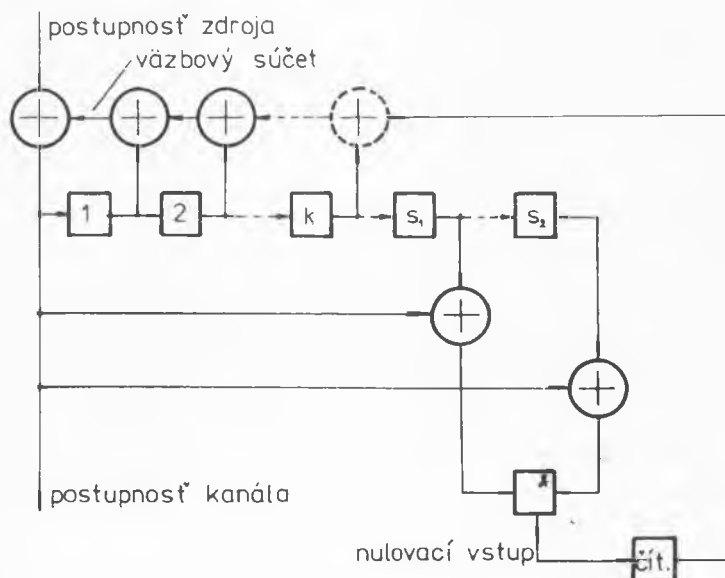
$$P_2 \geq 7 - 1 + \max s_1 = 6 + 7 = 13$$

Pretože  $2^3 < P_2 < P_1 < 2^4$ , bude možné obidva čítače skramblera realizovať ako štvorstupňové ( $c = 4$ ) s hodnotami prahov  $p_1' = p_2' = 16$ . Hodnota pravdepodobnosti potom vychádza

$$P_2(n) \leq \frac{2n - 30}{2^{16}}$$

#### 4.1.2.2 Skramblery s jedným čítačom pre dve periódy $s_1$ a $s_2$

Obecné zapojenie dvojkového skramblera s jedným čítačom je uvedené na obr. 4.11. K zisťovaniu periodických postupností slúžia dva súčtové obvody modulo 2 vyznačené plne. Ak generuje jeden alebo obidva obvody modulo 2 nuly nepravidelne, neďá sa rozhodnúť, či má postupnosť kanála periódu  $s_1$  alebo  $s_2$ . Ak budú obidva obvody generovať jedničky, je zřejmé, že postupnosť kanála nemá ani periódu  $s_1$ , ani  $s_2$  a že čítač skramblera musíme vynulovať. Pre tento účel slúži logický obvod AND, ktorý dáva na výstupe signál 1 iba vtedy, ak sú na jeho obidvoch vstupoch signály 1. Čítač dosiahne prah  $p$  len v prípade, keď každý s  $p$  po sebe nasledujúcich párov výstupných signálov súčtových obvodov modulo 2, generovaných pri prenose  $p$  miest postupností kanála bude obsahovať aspoň jednu nulu.



Obr. 4.11

Odhad prahu  $p$  čítača možno vykonať približne a len pre dvojkový prípad, keď periódy  $s_1$  a  $s_2$  sú nesúdeliteľné a tiež nemajú spoločného deliteľa s  $(2^k - 1)$ . Hodnota dolného odhadu sa získava zo vzťahu ( $s_1 < s_2$ )

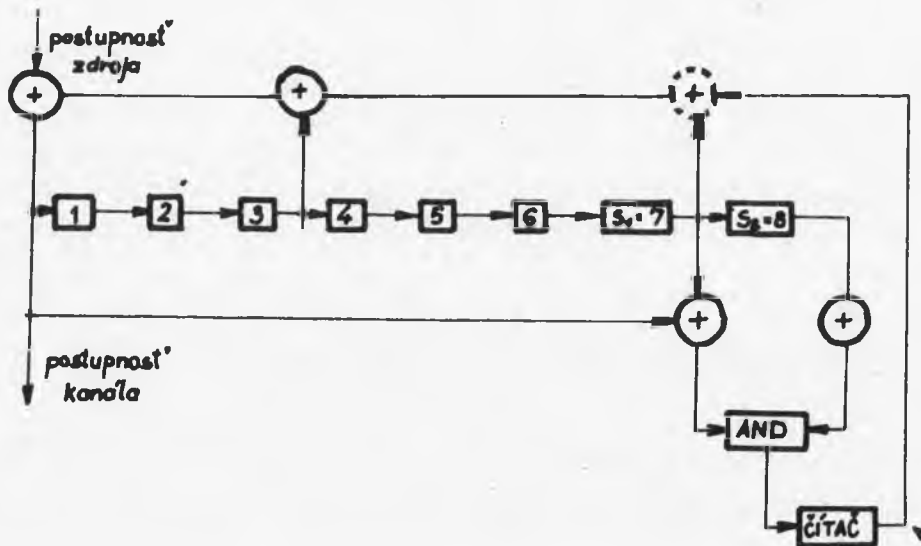
$$p \geq s_2 (2^k - 1) - 2^{k-1} + 2$$

kde  $k$  značí stupeň väzobného mnohočlena.

Pre prípad dvojkového nezávislého zdroja s maximálnou entropiou bude k nežiadúcim zmenám väzobného súčtu dochádzať s pravdepodobnosťou

$$P_1(n) \leq (n - p' + 1) \left(\frac{3}{4}\right)^{-p'}$$

Ako príklad zoberme dvojkový skrambler s jedným čítačom pre  $s_1 = 7$  a  $s_2 = 8$  a väzobný mnohočlen  $x^7 + x^4 + 1$ , ktorého zapojenie je uvedené na obr. 4.12.

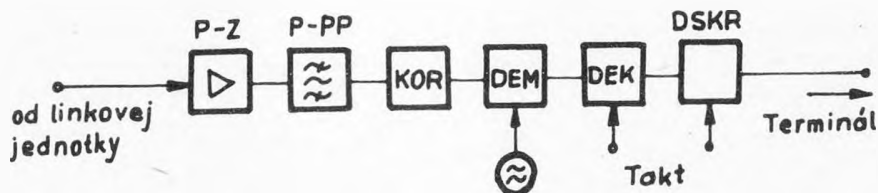


Obr. 4.12

Pre  $k = 7$  a  $s_2 = 8$  platí podľa už uvedeného výrazu  $p \geq 954$ . Pretože  $2^9 < p < 2^{10}$ , bolo by potrebné čítač realizovať ako desať stupňový ( $c = 10$ ) s hodnotou prahu 1024. Táto hodnota je v porovnaní s hodnotami prahov čítačov skramblera z obr. 4.10 príliš veľká. Avšak modelovanie na počítači (fy Bell) ukázalo, že uvedený výraz udáva zbytočne veľký odhad, ktorý sa môže v danom prípade znížiť až na 28 a pre ktorý by stačil päťstupňový čítač s prahom 32. Tým by sa tento skrambler stal hospodárnejší i keď hodnota pravdepodobnosti, s ktorou bude čítač skramblera dosahovať prah pri náhodných dátach, bude väčšia.

### 4.1.3 PRIJÍMACIA JEDNOTKA MODEMU

Dátový signál prichádzajúci z vedenia vstupuje cez linkovú jednotku do prijímacej jednotky. Tu je najprv upravená jeho úroveň prijímacím zosilňovačom P-Z a ďalej sú prijímacím pásmovým priepustom P-PP potlačené časti spektra rušenia ležiace vo vnútri užitočného pásma signálu - obr. 4.13.



Obr. 4.13

Ďalej môže byť korigované tvarové skreslenie signálu korektorom KOR. Nasledujúci demodulátor DEM zahrňuje vlastnú demoduláciu a ďalšie obvody potrebné pri danom type modulácie.

Na výstupe demodulátora už získame dátový signál v základnej polohe. Pri viacstavovom signále musí byť ešte dekodované v dekodéri DEK na dvojkový signál a pri použití skramblera vo vysielacej časti, musí byť prijatý signál de-skramblovaný v deskrambleri DSKR.

#### Linková jednotka

V podstate je tvorená transformátorom, ktorý galvanicky oddeluje modem od vedenia. Ďalej zaisťuje buď 4-drôtové alebo 2-drôtové pripojenie modemu. Umožňuje tiež súčasné pripojenie telefónneho prístroja.

#### Riadiaca jednotka

Zaisťuje všetky riadiace a kontrolné funkcie modemu. Prenos potrebných riadiacich a kontrolných signálov medzi modemom a terminálom je zaisťovaný súborom väzobných obvodov.

#### Synchronizačná jednotka modemu

Táto jednotka zahrňuje zdroj taktovacieho signálu a obvody synchronizácie, ktoré zaisťujú stálu súfазnosť miestneho taktovacieho signálu. Touto jednotkou sú vybavené hlavne modemy pre vyššie prenosové rýchlosti pracujúce s viacstavovou moduláciou.

#### Korektory útlmového a fázového skreslenia

Modemy pre prenos vyššími rýchlosťami po telefónnom kanáli (nad 1200 bit/s) je obvykle potrebné vybaviť korektormi útlmového a fázového skreslenia.

Korektory môžu byť kompromisné (pevné), ručne nastaviteľné, automatické alebo adaptívne.

V zvláštnych prípadoch môže byť modem vybavený obvodom automatickej odpovede, ktorý umožňuje prevádzku dátovej stanice v komutovanej sieti bez obsluhy.

Modem môže byť konštruovaný ako jednosmerný alebo ako duplexný (neuvažujeme event. pomalý spätný kanál).

Jednosmerný modem je tvorený vysielacím modемом VM a prijímacím modемом PM, ktoré sú spojené dvojdrôtovým komunikačným spojom - obr. 4.14.



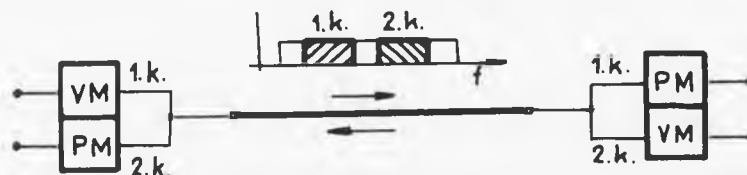
Obr. 4.14

Duplexný modem obsahuje vysielaciu a prijímaciu jednotku. Aby mohol pracovať v duplexnej prevádzke vyžaduje štvordrôtový okruh - obr. 4.15.



Obr. 4.15

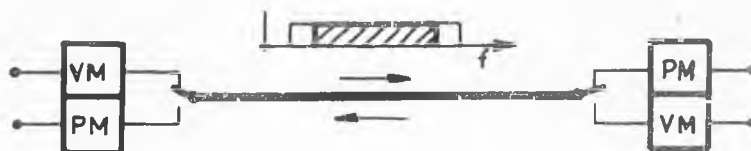
Duplexná prevádzka na dvojdrôtovom komunikačnom okruhu vyžaduje modem vytvárajúci dva oddelené dátové kanály - obr. 4.16.



Obr. 4.16

Poloduplexná prevádzka na dvojdrôtovom komunikačnom okruhu vyžaduje prepínanie vysielacej a prijímacej jednotky modemu - obr. 4.17.

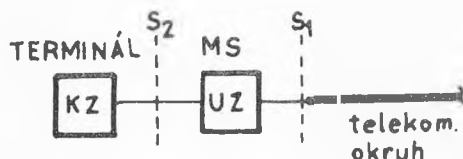




Obr. 4.17

#### 4.2 ROZHRANIE V SYSTÉMOCH DIAĽKOVÉHO PRENOSU DÁT

Rozhranie (angl. interface) sa v systéme JSEP nazýva styk a označuje sa  $S$ . V systémoch diaľkového prenosu dát sa prakticky používajú dve rozhrania. Rozhranie  $S_1$  medzi meničom signálu a komunikačným okruhom a rozhranie  $S_2$  medzi koncovým zariadením (terminálom) a meničom signálu - obr. 4.18.



Obr. 4.18

##### 4.2.1 ROZHRANIE $S_1$

Elektrické parametre tohto rozhrania sú určené typom komunikačného okruhu, ktorý môže byť:

- pevný telefónny okruh dvoj alebo štvordrôtový
- komutovaný telefónny okruh dvojdrôtový
- pevný telegrafný okruh dvoj alebo štvordrôtový
- komutovaný telegrafný okruh dvoj alebo štvordrôtový
- metalický okruh (napr. v miestnej sieti).

Komunikačný okruh môže byť tiež vytvorený priamym využitím napr. primárnej skupiny nosného telefónneho systému, alebo priamym využitím číslicového kanála v systémoch s PCM.

Špecifikácia parametrov rozhrania  $S_1$  zaisťuje vo všetkých vyššie uvede-  
ných prípadoch nielen bezpečný prenos dátových signálov, ale tiež, aby pripo-  
jením zariadení prenosu dát nevzniklo rušenie ostatných účastníkov komunikač-

nej siete dátovým prenosom a aby prenosová zariadenia v sieti neboli dátovým signálom preťažené.

#### 4.2.2 ROZHRANIE $S_2$

Rozhranie  $S_2$  je charakterizované súborom väzobných obvodov, ich elektrickými parametrami (V.28) a logickými funkciami (V.24) potrebných pre spojenie hlavných funkčných blokov (terminál, menič signálu, vzdialený terminál alebo počítač).

Štandardizácia tohto rozhrania dáva užívateľovi možnosť pripojenia sa na rôzne typy terminálov.

Medzi KZ a UZ je potrebné prenášať rôzne riadiace a potvrdzovacie signály. Tieto sú generované a spracované obvykle v dielčích obvodoch KZ a UZ a ich prenos medzi KZ a UZ je realizovaný viacžilovým káblom.

V doporučeníach CCITT sú špecifikované dva typy rozhrania  $S_2$  a to jednak pre prípad dátovej komunikácie v telefónnej alebo ďalekopisnej sieti a jednak pre komunikáciu v dátovej sieti. Rozdielnosti sú dané charakterom prenášaných signálov, prenosu signalizácie, voľby a pod.

Vlastnosti rozhrania  $S_2$  pre komunikáciu v telefónnej alebo ďalekopisnej sieti sú špecifikované v doporučeníach CCITT rady V a pre komunikáciu v dátovej sieti v doporučeníach rady X.

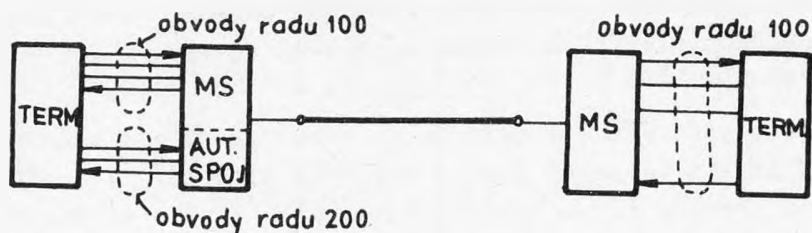
Typu väzobných obvodov rozhrania  $S_2$  medzi KZ a UZ sú medzinárodne zjednotené v doporučení CCITT V.24. Väzobné obvody sú rozdelené do dvoch skupín - obr. 4.19.

a) Väzobné obvody rady 100 - zahrňujú tzv. obvody všeobecného použitia, ktoré sú rozdelené do štyroch skupín:

- obvody spoločné (zemniace)
- obvody dátové
- obvody riadiace
- obvody časovej základne.

Každý obvod má svoje číslo (102, 103, ...). Celkom je definovaných 42 rôznych obvodov rady 100.

b) Väzobné obvody rady 200 - zahrňujú obvody určené pre automatické volanie. Majú číslovanie 201, 202, ... a zahrňujú celkom 12 obvodov.



Obr. 4.19

Zo súboru väzobných obvodov sa pre daný typ meniča signálu vyberú iba tie obvody, ktoré sú potrebné pre zaistenie jeho správnej funkcie a súčinnosti s terminálom.

Obvodmi rady 200 pre automatické volanie a prihlásenie môže byť vybavený modem pre prevádzku v komutovanej telefónnej sieti. Takto vybavený modem umožňuje nadviazanie spojenia a príjem dát i bez prítomnosti obsluhy terminálu.

Obvod automatickej odpovede po príchode vyzváňacieho tónu vysielá k volajúcej stanici tón odpovede o frekvencii 2100 Hz po dobu asi 4 s. Ak volajúci užívateľ po prijíma tejto odpovede prejde do režimu "prenos dát", prepojí sa automaticky do tohto režimu i modem volaného užívateľa. Po skončení prenosu sa automaticky vráti do kludového stavu.

Sú možné nasledujúce kombinácie:

- a) od dátovej stanice s automatickým volaním do dátovej stanice s automatickým prihlásením,
- b) od obsluhovanej dátovej stanice do dátovej stanice s automatickým prihlásením,
- c) od dátovej stanice s automatickým volaním do obsluhovanej dátovej stanice.

Každý obvod rozhrania  $S_2$  je určený jedným vodičom viacžilového kábla, po ktorom sú prenášané signály medzi určitými dielčiami obvodmi. Druhý vodič je tvorený spoločnou signálovou zemou.

Fyzicky je rozhranie  $S_2$  reprezentované normalizovaným 25 bodovým konektorom typu Cannon, na ktorý sú vyvedené jednotlivé väzobné obvody.

Niektoré významnejšie väzobné obvody rady 100 sú uvedené v nasledujúcej tabuľke. Ich funkcia je vysvetlená ďalej.

Označenie obvodu				Názov obvodu	smer T-M	Číslo výv.
V.24	DIN	RS 232	iné			
101	E1	AA	PG	Ochranná zem		1
102	E2	AB	SG	Signálová zem		7
103	D1	BA	TD	Vysielané dáta	→	2
104	D2	BB	RD	Prijímané dáta	←	3
105	S2	CA	RTS	Výzva k vysielaniu	→	4
106	M2	CB	CTS	Pohotovosť k vysielaniu	←	5
107	M1	CC	DSR	Pohotovosť M	←	6
108,1	S1,1		CDL	Prípoj dát. jed. na ved.	→	20
108,2	S1,2	CD	DTR	Pohotovosť terminálu	→	20
109	M5	CF	SD	Detektor link. signálu	←	8
111	S4	CH		Voľba pren. rýchlosti	→	23
113	T1		TTT	Vysiel. čas. základňa	→	24
114	T2	DB		Vysiel. čas. základňa	←	15

Označenie obvodu				Názov obvodu	smer	Číslo
V.24	DIN	RS 232	iné			
115	T4	DD		Prijím. čas. základňa	←	17
118	HD1			Vys. dáta do kontr. kanála	→	14
119	HD2			Prij. dáta z kontr. kanála	←	16
120	HD3			Výzva k vys. kontr. kanála	→	19
121	HM2			Pohotovosť kontr. kanála	←	13
122	HM5			Detektor úrovne signálu kontrolného kanála	←	12
125	M3	CE		Indikátor volania	←	22
126	S5			Voľba kanála pre vysiel.	→	11
140				Dial. kontrola sl. č. 2	→	21
141				Kontrola miestnej sluč.	→	18
142				Test indikátor	←	25

Funkcia niektorých väzobných obvodov rady 100 podľa V.24

- 102 - signálová zem  
vytvára spätný spoločný vodič pre všetky obvody rozhrania.
- 103 - vysielané dáta  
prenáša vysielané dátové signály z terminálu do modemu.
- 104 - prijímané dáta  
prenáša prijímané dátové signály z modemu do terminálu.
- 105 - výzva k vysielaniu  
prenáša z terminálu do modemu výzvu k vysielaniu. Stav "zapnuté" spôsobí prechod modemu do režimu vysielania do komunikačného kanála. Stav "vypnuté" spôsobí prechod modemu do kludového stavu (po odvysielaní dát).
- 106 - pohotovosť k vysielaniu  
indikuje do terminálu pohotovosť modemu k vysielaniu. Stav "zapnuté" indikuje pripravenosť modemu k príjmu dátových signálov z terminálu. Stav "vypnuté" indikuje nepripravenosť modemu k vysielaniu. Obvody 105 a 106 zaisťujú časovú súčinnosť terminálu a modemu. Ak vyšle terminál žiadosť o vysielanie, vyšle modem do terminálu povel "pripravený k vysielaniu". V intervale medzi týmito povelmi musí prebehnúť sfázovanie časových základní prijímača a vysieláča.
- 107 - pohotovosť modemu  
signalizuje pohotovosť modemu, ako odpoveď na stav signálu 108. Stav "zapnuté" signalizuje, že modem je pripojený k linkovému vedeniu a pripravený byť riadený ďalšími riadiacimi signálmi k začatiu prenosu, ak obvod 142 je v stave "vypnuté", alebo sa nepoužíva. Stav "zapnuté", spolu so stavom "zapnuté" obvodu 142 značí, že modem je pripravený na príjem signálov od terminálu pri technickej obsluhu. Stav "vypnuté" signalizuje, že zariadenie nie je pripravené k činnosti.

108 : 108,1 - pripojenie dátovej jednotky na vedenie

108,2 - pohotovosť terminálu k vysielaniu dát

signály na tomto obvode riadia pripojenie alebo odpojenie modemu k (od) linkového vedenia. V modeme sa stav 108,1 alebo 108,2 nastaví prepojkou.

v režime 108,1 v stave "zapnuté" - pripojenie modemu k linke, v stave "vypnuté" - odpojenie modemu od linkového vedenia.

v režime 108,2 v stave "zapnuté" signalizuje pohotovosť terminálu, pripravuje modem k pripojeniu na linkové vedenie a ak nastalo spojenie - pri splnení všetkých podmienok - udržiava toto spojenie. V stave "vypnuté" je činnosť taká istá, ako v prípade signálu 108,1.

109 - detektor kvality dátového signálu

signály v tomto obvode indikujú, či prijímané dáta majú predpokladanú chybovosť. Stav "zapnuté" indikuje, že chybovosť je v predpokladaných medziach, stav "vypnuté" indikuje stupnutie chybovosti nad vopred stanovenú mieru.

111 - voľba prenosovej rýchlosti

stavom "zapnuté" sa prepína modem na vyššiu prenosovú rýchlosť, stavom "vypnuté" na nižšiu.

113 - časová základňa terminálu

tento obvod prenáša z terminálu do modemu taktovací signál pre vysielané signálové prvky (ak je časová základňa v terminále).

114 - časová základňa modemu

tento obvod prenáša z modemu do terminálu taktovací signál pre vysielané signálové prvky (ak je časová základňa v modeme).

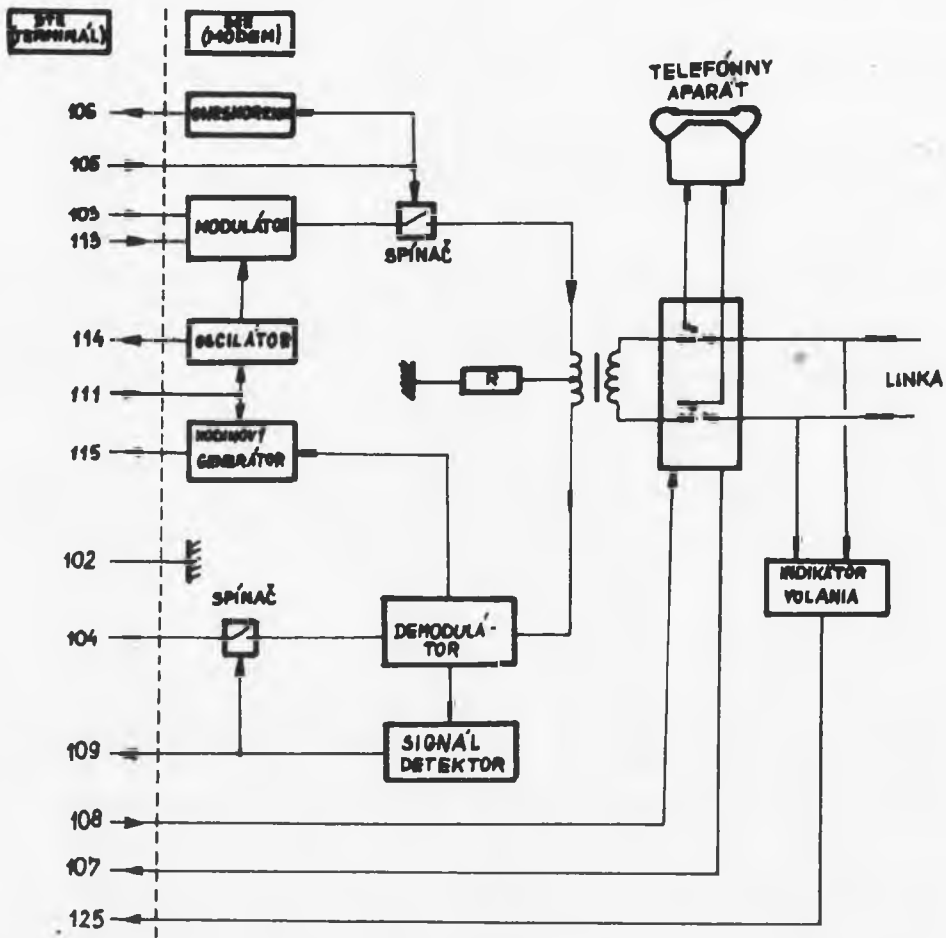
126 - výber vysielacej frekvencie

v stave "zapnuté" je vybraná vyššia frekvencia F2, v stave "vypnuté" je vybraná frekvencia F1.

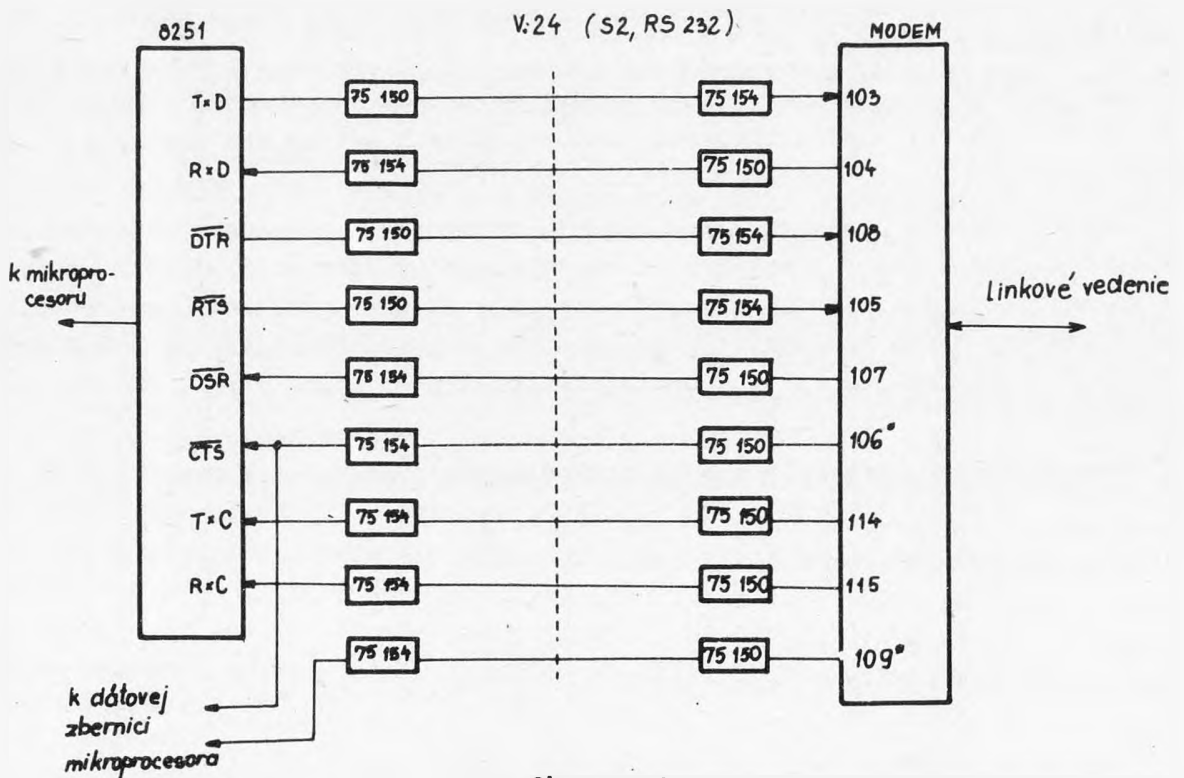
Na ilustráciu uvedieme typickú štruktúru modemu s rozhraním V.24 - obr. 4.20 a tiež príklad prepojenia mikropočítača a modemu cez rozhranie V.24 - obr. 4.21.

Pre realizáciu riadiacich postupov je nevyhnutné programovo testovať stav obvodu 106. Komunikačný adaptér 8251 tento signál vyžaduje (CTS), ale nevyváža ho na dátovú zbernicu, takže jeho stav nie je mikropočítačom prostredníctvom stavového slova dostupný. Preto je obvod 106 i ďalší potrebný obvod 109 privedený na samostatnú vstupnú bránu mikropočítača (napr. port A obvodu MHB 8255).

Obvody 75 150, resp. 75 154 sú prevodníky úrovne TTL - V.28 a naopak.



Obr. 4.20



Obr. 4.21

### 4.2.3 ELEKTRICKÉ VLASTNOSTI ROZHRAINIA $S_2$

Podľa elektrických parametrov sú väzobné obvody rozhrania  $S_2$  rozdelené na štyri typy:

a) nesymetrické s dvojitým prúdom do rýchlosti 100 kbit/s pre zariadenia s integrovanými obvodmi - V.10 a X.26

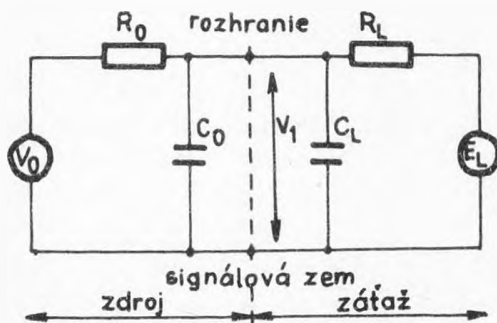
b) symetrické s dvojitým prúdom do rýchlosti 10 Mbit/s pre zariadenia s integrovanými obvodmi - V.11 a X.27

c) nesymetrické s dvojitým prúdom do rýchlosti 20 kbit/s pre zariadenia s diskretnými súčiastkami - V.28

d) nesymetrické s jednoduchým prúdom určené pre ovládanie kontaktom do rýchlosti 75 bit/s - V.31

Pre dátovú komunikáciu po telefónnej sieti má význam nesymetrické rozhranie s dvojitým prúdom pre rýchlosti do 20 kbit/s - V.28.

Každý väzobný obvod rozhrania  $S_2$  môže byť znázornený náhradnou schémou podľa obr. 4.22.



Obr. 4.22

Pre elektrické parametre rozhrania  $S_2$  sú doporučené nasledujúce hodnoty:

$V_0$  - napätie zdroja naprázdno nesmie prekročiť hodnoty  $\pm 25$  V

$R_0$  - odpor zdroja meraný z bodu rozhrania musí byť taký, aby väzobný obvod zniesol bez poškodenia skratové spojenie

$V_1$  - napätie v mieste rozhrania (na konektore) oproti signálovej zemi. Pri  $E_L = 0$  a pre  $3 \text{ k}\Omega < R_L < 7 \text{ k}\Omega$  má byť v rozsahu  $5 \text{ V} < V_1 < 15 \text{ V}$  pri ktorejkoľvek polarite.

$C_0 - C_L$  - kapacita zdroja a záťaže. Má byť  $C_0 + C_L \leq 2500 \text{ pF}$

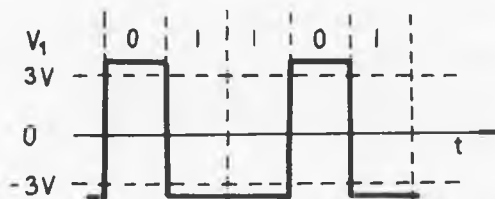
$R_L$  - odpor záťaže. Má byť  $3 \text{ k}\Omega < R_L < 7 \text{ k}\Omega$

$E_L$  - napätie naprázdno nemá prevýšiť hodnotu 2 V.

Uvedená náhradná schéma nezávisí na tom, či zdroj je umiestnený v UZ a záťaž v KZ alebo naopak. Väzobné obvody majú zničiť bez poškodenia chod naprázdno i nakrátko.

Signály vo všetkých obvodoch rozhrania môžu nadobúdať dva stavy.

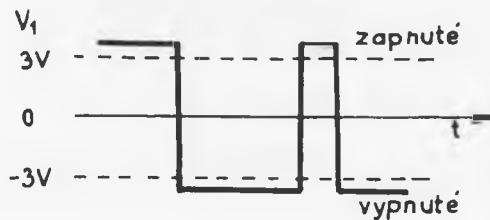
Pri dátových obvodoch 103 a 104 (118 a 119 pre kontrolný kanál) je v mieste rozhrania dvojkový symbol 1 charakterizovaný napätím  $V_1 \leq -3 \text{ V}$  a dvojkový symbol 0 napätím  $V_1 \geq 3 \text{ V}$  - obr. 4.23.



Obr. 4.23

Pri riadiacích a ostatných obvodoch sú definované dva stavy:

- stav zapnuté (stav ON) je charakterizovaný napätím v mieste styku  $V_1 \geq 3 \text{ V}$
- stav vypnuté (stav OFF) je charakterizovaný napätím  $V_1 \leq -3 \text{ V}$  - obr. 4.24.



Obr. 4.24

Oblasť napätia  $-3 \text{ V} < V_1 < 3 \text{ V}$  tvorí v oboch prípadoch prechodovú oblasť. Doba prechodu signálu touto oblasťou pri zmene stavu nemá prekročiť hodnotu 1 ms.



#### 4.2.4 NIEKTORÉ DOPORUČENIA CCITT

##### Doporučenie V.20

Modem podľa tohto doporučenia sa používa na paralelný prenos dát po verejnej komutovanej telefónnej sieti. Pracuje na princípe výberu 2 (alebo 3) rôznych frekvencií podľa nasledujúcej tabuľky:

Číslo kanálu Skupina	1	2	3	4
A	920 Hz	1000 Hz	1080 Hz	1160 Hz
B	1320 Hz	1400 Hz	1480 Hz	1560 Hz
C	1720 Hz	1800 Hz	1880 Hz	1960 Hz

Používajú sa dva systémy kódovania:

1) systém 64 frekvenčných kombinácií

Každý znak je reprezentovaný kombináciou 3 frekvencií, každá zo skupiny A, B a C, ktoré sú vysielané simultánne.

2) systém 16 frekvenčných kombinácií

Vysielané sú iba 2 frekvencie a to zo skupiny A a C (skupina B sa nepoužíva).

##### Doporučenie V.21

Základné charakteristiky modemu podľa tohto doporučenia sú tieto:

prenosová rýchlosť:	300 bit/s
spôsob prenosu:	asynchrónny
použité médium:	komutovaná telefónna sieť alebo 2-drôtové linkové vedenie
mód:	plný duplex
použitá modulácia:	frekvenčná
logické rozhranie:	V.24 a V.28

Pre duplexnú prevádzku sa používajú 2 kanály o stredných kmitočtoch 1080 a 1750 Hz. Bitom 0 a 1 korešpondujú nasledujúce frekvencie:

Bit	Nižší kanál	Vyšší kanál
1	980 Hz	1650 Hz
0	1180 Hz	1850 Hz

Vyzývajúci modem vysielala po nižšom a vyzvaný po vyššom kanáli.

Doporučenie V.22

Základné charakteristiky tohto modemu sú nasledovné:

prenosová rýchlosť: verzia A 1200 bit/s, synchrónny  
600 bit/s, synchrónny  
verzia B a C 1200 bit/s, synchrónny  
600 bit/s, synchrónny  
1200 bit/s, asynchrónny  
600 bit/s, asynchrónny

mód: plný duplex

modulácia: fázová

logické rozhranie: V.24 a V.28

Fázové zmeny sú uvedené v nasledujúcej tabuľke:

Hodnota dibitu (1200 bit/s)	Hodnota bitu (600 bit/s)	Zmena fázy (mody 1 až 4)	Zmena fázy (mód 5)
00	0	+90°	+270°
01	-	0°	+180°
11	1	+270°	+90°
10	-	+180°	0°

Dáta sú pred vysielaním skramblované a uvedené hodnoty bitov a dibitov odpovedajú skramblovaným dátam.

Doporučenie V.23

Základné charakteristiky sú tieto:

prenosová rýchlosť: (a) 600 bit/s - asynchrónny mód  
(b) 1200 bit/s - asynchrónny mód  
(c) 600 bit/s - synchrónny mód  
(d) 1200 bit/s - synchrónny mód

typ prenosu: asynchrónny alebo synchrónny

použitá médium: komutovaná sieť alebo prepožičané vedenie

mód: poloduplex na 2-drôtovom vedení  
duplex na 4-drôtovom vedení

použitá modulácia: frekvenčná

spätný kanál: modulačná rýchlosť 75 Bd

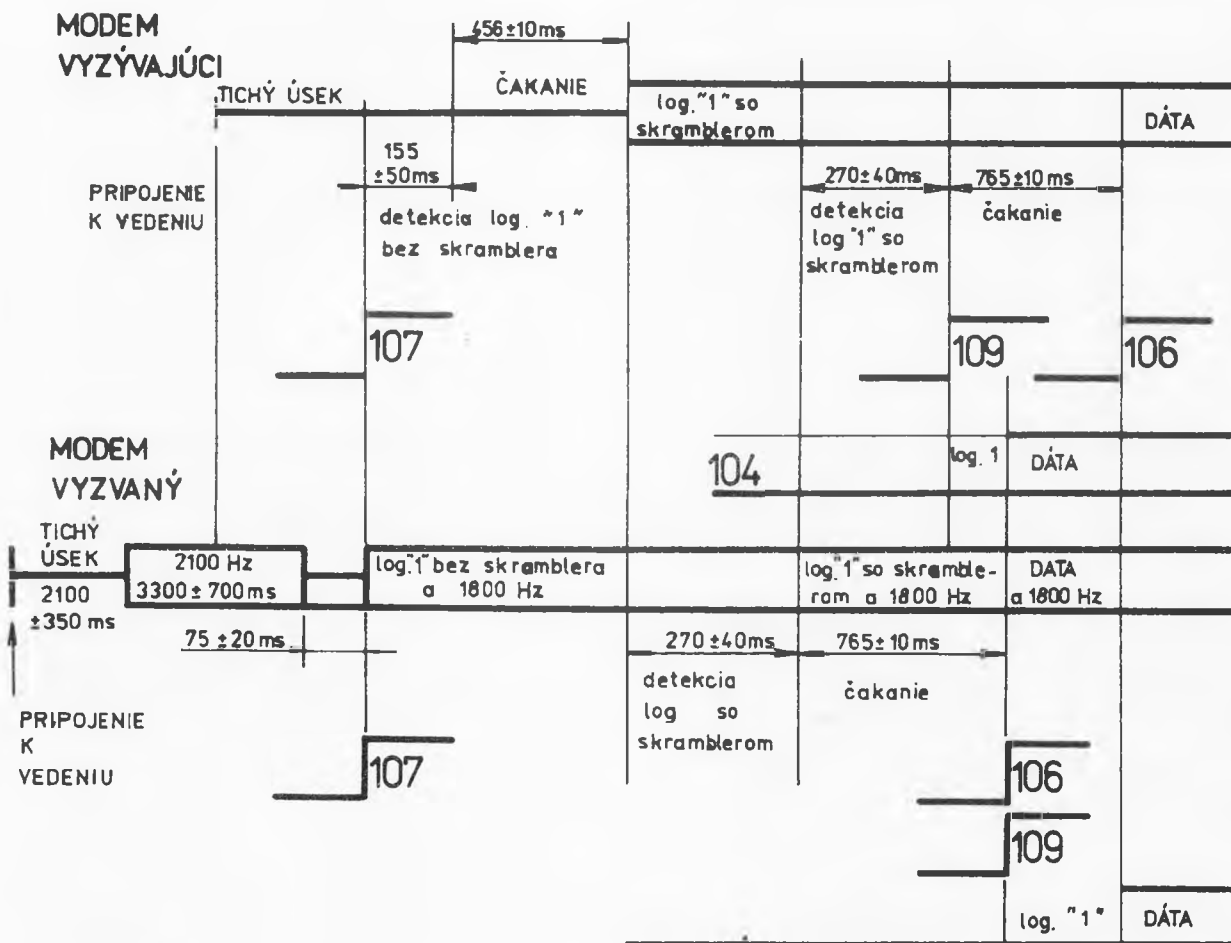
logické rozhranie: V.24 a V.28

Frekvenčné charakteristiky modemu sú nasledovné:

Bit	600 bit/s	1200 bit/s	75 Bd
0	1700 Hz	2100 Hz	450 Hz
1	1300 Hz	1300 Hz	390 Hz

Doporučenie V.25

Ak je odpovedajúci modem pripojený k medzinárodnej sieti musí spĺňať možnosť automatickej odpovede podľa doporučenia V.25. Proces tvorby spojenia podľa tohto doporučenia je naznačený na obr. 4.25.



Obr. 4.25

Doporučenie V.26

Základné charakteristiky sú tieto:

prenosová rýchlosť: 2400 bit/s  
spôsob prenosu: synchrónny  
použité médium: štandardné 4-drôtové vedenie  
mód: poloduplex, duplex  
použitá modulácia: fázová  
spätný kanál: 75 Bd  
logické rozhranie: V.24 a V.28

Fázové zmeny:

Dibit	Metóda A	Metóda B
00	0°	+45°
01	+90°	+135°
11	+180°	+225°
10	+270°	+315°

(ľavý bit dibitu sa vysielala ako prvý)

Doporučenie V.27

Modemy podľa tohto doporučenia sú určené pre vysokokvalitné vedenia. Základné charakteristiky sú tieto:

prenosová rýchlosť: 4800 bit/s  
spôsob prenosu: synchrónny  
mód: poloduplex, duplex  
použitá modulácia: 8-stavová fázová  
spätný kanál: 75 Bd  
logické rozhranie: V.24 a V.28

Fázové zmeny:

Tribit	Fázová zmena
001	0°
000	+45°
010	+90°
011	+135°
111	+180°
110	+225°
100	+270°
101	+315°

Modem má byť vybavený samosynchronizujúcim skramblerom.

Doporučenie V.29

Základné charakteristiky sú tieto:

prenosová rýchlosť: 9600, 7200, 4800 bit/s  
spôsob prenosu: synchrónny  
mód: plný duplex  
použité médium: 4-drôtové vedenie  
modulácia: kombinovaná fázová a amplitúdová  
logické rozhranie: V.24 a V.28

Doporučenie V.36

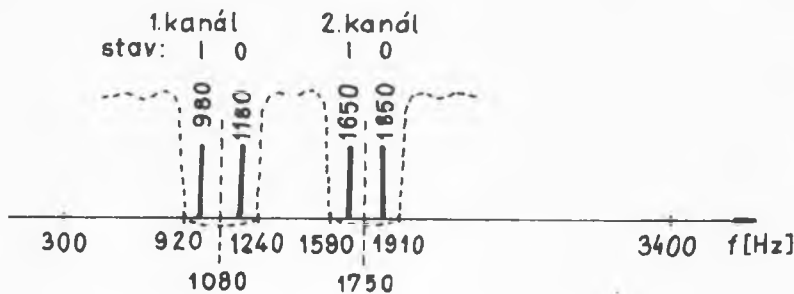
Tento modem využíva pre prenos primárnu skupinu (60 - 108 kHz). Základné charakteristiky:

prenosová rýchlosť: 48, 56, 64, 72 kbit/s  
spôsob prenosu: synchrónny  
mód: plný duplex  
použitá modulácia: SSB amplitúdová (single side band) o nosnej frekvencii 100 kHz

4.3 MODEMY PRE PRENOS PO TELEFÓNNOU SPOJI PODĽA CCITT

4.3.1 MODEM 300 bit/s

Vlastnosti tohto modemu určuje doporučenie V.21.



Obr. 4.26

Modem neobsahuje časovú základňu. Preto v prípade synchrónneho prenosu ju musí obsahovať terminál. Tento modem má byť vybavený nasledujúcim súborom väzobných obvodov:

102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 125 a 126.

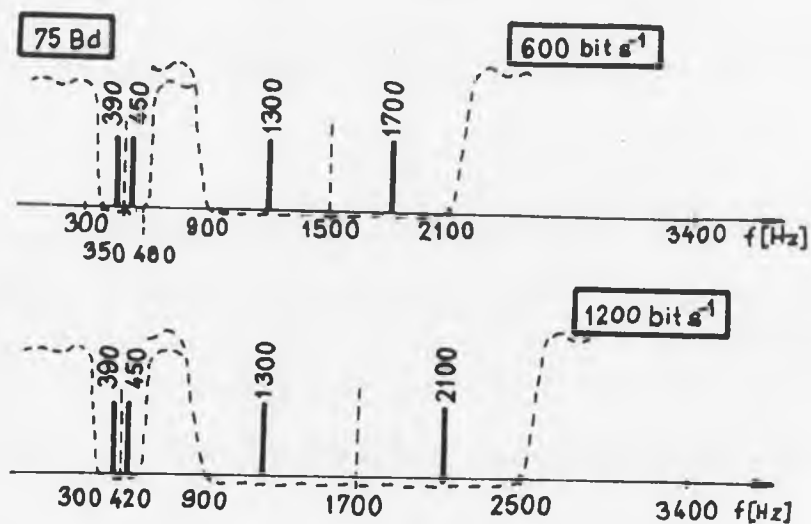
Príkladom je modem Tesla MDS 200, ktorý má tri pracovné režimy:

- režim hovor - umožňuje bežný styk telefónnym prístrojom
- režim dáta - umožňuje prenos dát
- režim skúška - umožňuje miestnu alebo diaľkovú skúšku

#### 4.3.2 MODEM 600/1200 bit/s

Vlastnosti tohto modemu určuje doporučenie V.23.

Umiestnenie dátových kanálov v telefónnom kanáli je znázornené na obr. 4.27.



Obr. 4.27

Tento modem vyrába Tesla pod označením MDS 1200.

#### 4.3.3 DUPLEXNÝ MODEM 1200/600 bit/s

Vlastnosti tohto modemu určuje doporučenie CCITT V.22. Modem má byť vybavený samosynchronizujúcim skramblerom s generujúcim mnohočlenom

$$g(x) = 1 + x^{-14} + x^{-17}$$

a ďalej má byť vybavený pevným kompromisným korektorom rovnomerne rozdeleným na prijímač a vysielač.

#### 4.3.4 MODEM 2400 bit/s

Vlastnosti tohto modemu špecifikuje doporučenie CCITT V.26. Prijímaciu úroveň linkového signálu indikuje obvod 109. Ak poklesne prijímaná úroveň na  $< -31$  dBm po dobu dlhšiu než  $10 \pm 5$  ms, prechádza obvod do stavu "vypnuté". Do stavu "zapnuté" prechádza nasledujúcim nárastom prijímanej úrovne na  $> -26$  dBm po dobu  $10 \pm 5$  ms.

Modem má byť vybavený časovou základňou.

#### 4.3.5 MODEM 4800 bit/s

Vlastnosti tohto modemu špecifikuje doporučenie CCITT V.27.

Modem má byť vybavený časovou základňou a ďalej má byť vybavený samo-synchronizujúcim skramblerom s generujúcim mnohočlenom

$$g(x) = 1 + x^{-6} + x^{-7}$$

Ďalej môže byť modem vybavený i spätným kanálom 75 Bd.

#### 4.3.6 MODEM 9600 bit/s

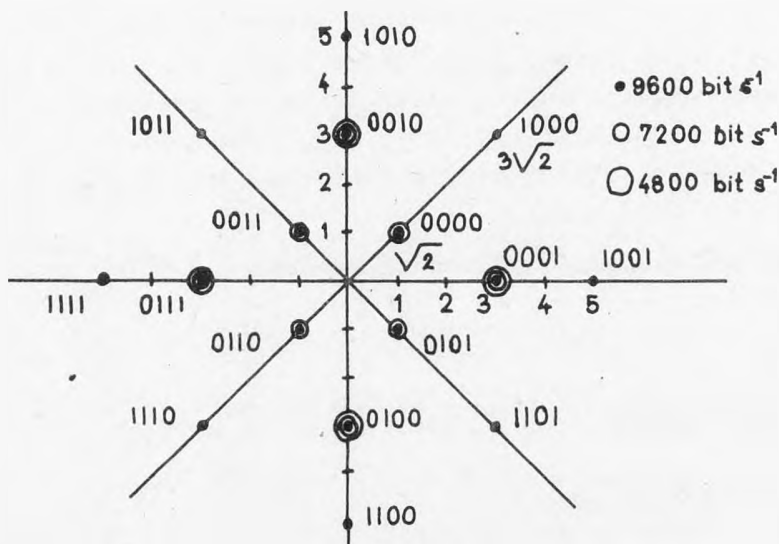
Vlastnosti definuje doporučenie V.29. Modem môže pracovať zníženou rýchlosťou 7200 bit/s alebo 4800 bit/s. Modulačná rýchlosť zostáva pri všetkých prenosových rýchlostiach stále a to 2400 Bd. Kmitočet nosnej je  $1700 \text{ Hz} \pm 1 \text{ Hz}$ .

Pri rýchlosti 9600 bit/s je použitá 16-stavová amplitúdovo fázová modulácia (4 amplitúdy, 8 fázových zmien). Prvý bit kvadbitu  $Q_1$  určuje amplitúdu nosnej a ďalšie tri bity kvadbitu  $Q_2 Q_3 Q_4$  určujú fázové zmeny vztiahnuté k fázi predchádzajúceho signálového prvku. Priradenie fázových zmien je rovnaké ako v doporučení V.27.

Stavy nosnej sú znázornené vektorovým diagramom na obr. 4.28.

Pri rýchlosti 7200 bit/s je použitá osemstavová modulácia s rozdelením podľa obr. 4.28. Tribity tvoria bity  $Q_2 Q_3 Q_4$ .

$Q_1$	Amplitúda nosnej	Absolútna fáza
0	3	$0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$
1	$\sqrt{2}$	$45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$
0	$3\sqrt{2}$	
1	$3\sqrt{2}$	



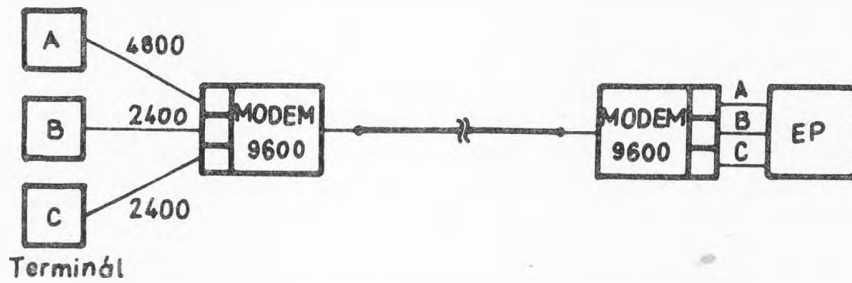
Obr. 4.28

Pri rýchlosti 4800 bit/s je použitá štvorstavová fázová modulácia. Dibity tvoria bity  $Q_2 Q_3$ . Bit  $Q_1$  je vyjadrený symbolom 0. Bit  $Q_4$  je určený ako inverzia súčtu modulo 2 bitov  $Q_2$  a  $Q_3$ .

Modem má byť vybavený časovou základňou, samosynchronizujúcim skramblerom s generujúcim mnohočlenom  $q(x) = 1 + x^{-18} + x^{-23}$  a automatickým adaptívnym korektorom.

Do modemu môže byť začlenený prídavný multiplexor (združovací obvod), ktorý umožňuje na vstupe modemu združovať dátové kanály s rýchlosťami 7200, 4800 a 7200 bit/s do spoločného multiplexného toku. Na obr. 4.29 je príklad združenia tokov 4800, 2400 a 2400 bit/s do výsledného toku 9600 bit/s.





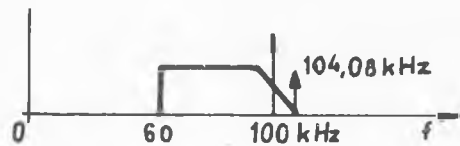
Obr. 4.29

#### 4.3.7 ŠIROKOPÁSMOVÉ MODEMY

Širokopásmové kanály, ktoré sú v telekomunikačnej sieti používané napr. pre prenos primárnych skupín v systémoch nosnej telefónie, môžu byť využité pre prenos dát veľkými rýchlosťami.

Doporučenie CCITT V.35 špecifikuje širokopásmový modem pre synchronný prenos dát do rýchlosti 48 kbit/s pevným kanálom primárnej skupiny šírky 48 kHz v pásme 60 - 108 kHz.

Pomocou nosného kmitočtu  $100 \text{ kHz} \pm 2 \text{ Hz}$  sa dátový signál presunie zo základného pásma amplitúdovou moduláciou s čiastočne potlačeným postranným pásmom (modulácia VSB) do pásma 60 - 104 kHz - obr. 4.30.



Obr. 4.30

Prenos v pásme primárnej skupiny nosným systémom vyžaduje zavedenie pilotného signálu pre automatickú reguláciu úrovne. Doporučený kmitočet je 104,08 kHz.

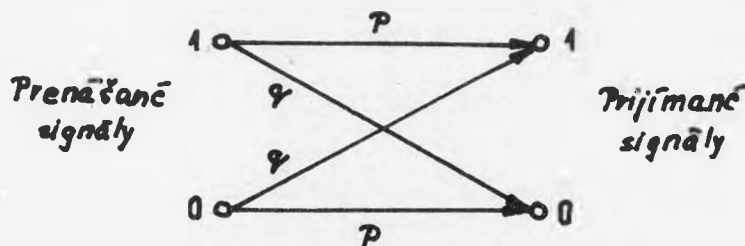
S ohľadom na synchronizáciu časovej základne prijímača, je potrebné použiť skrambler.

## 5 ZABEZPEČENIE PRENOSU DÁT

### 5.1 DVOJKOVÉ SYMETRICKÉ KANÁLY

Návrhy komunikačných systémov sa vo všeobecnosti hodnotia matematickými metódami používajúc zjednodušené modely kanálov. Najjednoduchší, ale pritom primerane realistický model takého kanála sa v prípade použitia dvojkovej abecedy so signálmi 0 a 1 nazýva dvojkový symetrický kanál.

Predpokladajme, že dvojkové signály sa po jednom prenášajú kanálom k príjemcovi tak, ako je to znázornené na obr. 5.1. Nech  $p$  je pravdepodobnosť, že príjemca správne prečíta prenášaný signál a nech  $q = 1 - p$  je komplementárna pravdepodobnosť toho, že príjemca prečíta signál zle. Predpokladajme, že chyby pri prenášaní postupnosti čísiel vznikajú nezávisle v zmysle nasledujúceho konštatovania.



Obr. 5.1

Nech  $E_1, E_2, E_3, \dots$  je postupnosť nejakých javov (alebo pokusov) a nech  $T$  je nejaká vlastnosť, ktorú každé  $E_i$  môže, ale nemusí mať. Označme symbolom  $p_i$  pravdepodobnosť, že  $E_i$  bude mať vlastnosť  $T$  a nech  $q_i = 1 - p_i$  je pravdepodobnosť, že  $E_i$  nebude mať vlastnosť  $T$ . Potom sú uvedené javy nezávislé vzhľadom na vlastnosť  $T$ , ak pre každé dve disjunktné podmnožiny indexov  $I$  a  $J$  súčin  $\prod_{i \in I} p_i \prod_{j \in J} q_j$  znamená pravdepodobnosť toho, že všetky  $E_i$  ( $i \in I$ ) majú vlastnosť  $T$  a súčasne žiadne  $E_j$  ( $j \in J$ ) nemá vlastnosť  $T$ .

Predpokladajme, že pravdepodobnosť chybného prenosu jediného dvojkového symbolu 0 alebo 1 (t. j. jedného bitu informácie) je  $q = 1\% = 0.01$  a že treba bezchybne preniesť informáciu zloženú z 10 000 takých symbolov. Priamy prenos jedného symbolu za druhým bez opakovania dáva nepatrnú vyhlíadku na úspech, pretože pravdepodobnosť správneho prenosu je len

$$P_0 = (1 - 0.01)^{10\,000} = 10^{-4.4} < 0.004\%$$

Predchádzajúci číselný výsledok je špeciálnym prípadom klasického Bernoulliho vzorca, ktorý možno použiť za predpokladu, že pravdepodobnosti chýb jednotlivých signálov sú nezávislé (nie sú v korelácii).

Ak označíme symbolom  $\binom{n}{k}$  obvyklý binomický koeficient

$$\binom{n}{k} = \frac{n!}{(k!)(n-k)!} = \frac{n(n-1)\dots(n-k+1)}{1 \cdot 2 \cdot 3 \dots k}$$

môžeme uviesť nasledujúci základný výsledok:

Pravdepodobnosť toho, že pri prenose  $n$ -bitovej informácie dvojkovým symetrickým kanálom vznikne presne  $k$  chýb, je

$$P_k = \binom{n}{k} p^{n-k} q^k = \binom{n}{k} p^{n-k} (1-p)^k = \binom{n}{k} (1-q)^{n-k} q^k$$

Veľkosť binomického koeficientu  $\binom{n}{k}$  pre veľké  $k$  a  $n$  možno odhadnúť pomocou Stirlingovho vzorca. Skúmanie tejto veľkosti vedie k zákonu veľkých čísel, ktorý hovorí, že pre veľké  $n$  sa podiel chýb blíži k číslu  $q$ . Napríklad ak  $p = 0.99$ , tak pri prenose informácie, ktorá obsahuje 10 000 dvojkových čísiel, bude podľa zákona veľkých čísel približne 100 čísiel prenesených zle; takmer určite ich nebude menej ako 50 a viac ako 150 (tu zasa využívame náš predpoklad, že pravdepodobnosti vzniku chýb pri prenose jednotlivých symbolov sú nezávislé).

## 5.2 KÓDOVANIE A DEKÓDOVANIE

Myšlienku, na ktorej sú založené všetky systematické kódy, možno objasniť nasledujúcim spôsobom. Postupnosť symbolov, ktorú treba preniesť, najskôr pomocou kódovacej schémy zobrazíme na dlhšiu postupnosť zloženú z rovnakých symbolov (obyčajne sú to symboly 0 a 1). Pridané symboly predstavujú ďalšiu informáciu a príjemca pomocou nej môže odhaliť a (alebo) odstrániť chyby spôsobené šumom počas prenosu. Potom sa dlhšia postupnosť zobrazí pomocou dekódovacej schémy na postupnosť symbolov pôvodnej dĺžky.

Dvojkový  $(m, n)$  - kód sa skladá z kódovacej schémy (funkcie)  $E : 2^m \rightarrow 2^n$  a dekódovacej schémy (funkcie)  $D : 2^n \rightarrow 2^m$ , kde  $2^n$  je množina všetkých dvojkových  $n$ -tíc. Funkcie  $E$  a  $D$  treba voliť tak, aby sa funkcia  $H = E \circ T \circ D$  s pravdepodobnosťou blízkou k 1 rovnala identickej funkcii; symbol  $T$  znamená funkciu chýb, ktoré vznikajú v prenosovom kanáli. Pretože kódovanie a dekódovanie prebieha v kontrolovaných podmienkach, môžeme predpokladať, že nie je zdrojom chýb.

Kódy vo všeobecnosti delíme na samoopravné kódy (opravujúce chyby) a kódy zisťujúce chyby (detekčné kódy). Uvedieme teraz dva príklady, z ktorých bude zrejмый rozdiel medzi obidvoma druhmi kódov.

P r í k l a d 1.

Nasledujúci jednoduchý detekčný kód možno aplikovať na bloky informácií  $a = (a_1, \dots, a_m) = a_1 \dots a_m$  pevnej dĺžky  $m$ . Založený je na kontrole parity. Kódovacia funkcia  $E : (a_1, \dots, a_m) = a_1 \dots a_m = a \longrightarrow b = b_1 \dots b_{m+1}$  je definovaná predpisom

$$b_1 = a_1 \quad \text{pre} \quad i = 1, \dots, m$$

$$b_{m+1} = \begin{cases} 0 & \text{ak} \sum_{i=1}^m a_i \text{ je párne} \\ 1 & \text{ak} \sum_{i=1}^m a_i \text{ je nepárne} \end{cases}$$

Ak napríklad  $m = 2$ , tak funkcia  $E$  vyzerá takto:

$$00 \longrightarrow 000, 01 \longrightarrow 011, 10 \longrightarrow 101, 11 \longrightarrow 110$$

Z hore uvedených definícií vyplýva, že súčet číslíc každého zakódovaného slova  $b = E a$  je párny.

Dekódovacia funkcia  $D : b \longrightarrow c$  je definovaná predpisom

$$b_i = c_i \quad \text{pre} \quad i = 1, \dots, m$$

Ak je  $\sum_{i=1}^{m+1} b_i$  nepárne číslo, príjemca vie, že pri prenose musela vzniknúť chyba. Ale v prípade, keď  $\sum b_i$  je párne číslo, ešte nemôžeme s istotou tvrdiť, že informácia bola prenesená bezchybne. Ak ale predpokladáme, že náš model dvojkového symetrického kanála má malú pravdepodobnosť  $q$  výskytu chyby na jednu číslicu a ak  $m = 2$ , tak podiel informácií, ktoré boli nepresne prijaté, je  $q^3 + 3q^2p + 3qp^2$  (tri, dve alebo jedna chyba). Z toho náš kód neodhalí len dvojité chyby. Preto podiel chýb, ktoré zostanú neodhalené, je len

$$\frac{3q^2p}{q^3 + 3q^2p + 3qp^2} < \frac{q}{q+p} = q$$

Pravdepodobnosť, že neodhalíme chybu, je menšia než  $q$ .

Ďalej podrobnejšie rozoberieme príklad samoopravného kódu. Jeden spôsob takého kódovania spočíva v zopakovaní signálu. Aj keď je tento spôsob veľmi vzdialený od optimálneho spôsobu, je na začiatok veľmi vhodný pre svoju jednoduchosť.

P r í k l a d 2.

Skúmame dvojkový symetrický kanál na prenos reťazcov dvojkových číslíc. Niekedy býva užitočný nasledujúci  $(m, 3m)$ -kód s trojitým opakovaním. Informácia sa kóduje tak, že sa rozdelí do blokov po  $m$  znakov a každý blok sa prenesie trikrát. Prenesená informácia (skreslená šumom) sa dekóduje tak, že sa rozdelí do blokov dĺžky  $3m$  a potom sa  $i$ -tej číslici priradí tá hodnota, ktorá sa v bloku na príslušných miestach objaví aspoň dvakrát. Ak medzi prijatými číslicami  $c_1 c_{1+m} c_{1+2m}$  sú aspoň dve jednotky, tak  $c_1$  priradíme hodnotu 1, v opačnom prípade bude mať  $c_1$  hodnotu 0.

Pravdepodobnosť, že nejaká číslica bude trikrát správne prijatá, sa u tohto kódu rovná  $p^3$ ; pravdepodobnosť toho, že číslica bude prvýkrát prijatá nesprávne a potom dvakrát správne, sa rovná  $p^2q$ . Pravdepodobnosť, že číslica bude iba raz prijatá nesprávne, a to pri druhom alebo treťom prenose, sa rovná  $p^2q + p^2q = 2p^2q$ . Teda pravdepodobnosť žiadnej chyby je  $p^3$  a pravdepodobnosť práve jednej chyby je  $3p^2q$ . Preto daná číslica bude správne dekódovaná s pravdepodobnosťou  $p^3 + 3p^2q$  a nesprávne s pravdepodobnosťou  $3pq^2 + q^3$ .

Predpokladajme, že pravdepodobnosť chyby na jednu číslicu je bez použitia kódu  $q = 0.1$ . Potom každá číslica každého bloku bude prenesená trikrát správne s pravdepodobnosťou 0.729 a dvakrát správne s pravdepodobnosťou 0.243; dvakrát nesprávne bude prenesená s pravdepodobnosťou 0.027 a trikrát nesprávne s pravdepodobnosťou 0.001. To znamená, že  $(m, 3m)$ -kód z príkladu 2 redukuje pravdepodobnosť výskytu chyby na jednu číslicu z 10 na 2,8 %.

Podobne, ak každý blok  $m$  číslic kódujeme päťnásobným opakovaním a na dekódovanie použijeme "pravidlo väčšiny", tak pravdepodobnosť výskytu chyby bude len  $q^5 + 5q^4p + 10q^3p^2 = 0.00856$ , t. j. menej než 1 %.

Na záver poznamenajme, že uvedený kód s trojnásobným opakovaním opravuje jednoduché chyby v blokoch informácií, no pri prenose každého bloku dĺžky 3 (trojbitového bloku) treba preniesť deväť číslic. To znamená, že prenos je trikrát pomalší (aj keď dekódovaná informácia je oveľa spoľahlivejšia).

### 5.3 BLOKOVÉ KÓDY

Blokový kód definujeme ako kód, ktorý blokom zloženým z pevného počtu  $m$  symbolov (t. j. slovám dĺžky  $m$ ) priraďuje bloky s väčším počtom  $n$  symbolov určené na prenos kanálom.

Sú známe aj konvolučné (sekvenčné) kódy, ktoré premiešavajú kontrolné znaky so znakmi, ktoré sú nositeľmi informácie, a to spôsobom, ktorý závisí vždy od celej predchádzajúcej časti informácie.

Ďalej budeme skúmať len blokové kódy.

Budeme predpokladať, že prenášaná postupnosť znakov je zložená len z núl a jednotiek. Blokový kód je preto určený kódovacou funkciou  $E$  a dekódovacou funkciou  $D$

$$E : 2^m \longrightarrow 2^n, \quad D : 2^n \longrightarrow 2^m \quad m \leq n$$

To znamená, že  $E$  zobrazuje slová zložené z  $m$  číslic na slová zložené z  $n$  číslic a  $D$  priradí každej postupnosti  $n$  číslic postupnosť  $m$  číslic - pôvodnú informáciu. Každý takýto kód sa nazýva dvojkový alebo binárny  $(m, n)$  blokový kód.  $D$  musí byť jednostranná inverzná funkcia k  $E$ .

Jeden z problémov optimalizácie samoopravného kódu v dvojkovom symetrickom kanáli spočíva v úlohe k danému  $m$  a  $n$  nájsť také funkcie  $D$  a  $E$ , ktoré minimalizujú pravdepodobnosť výskytu chyby v prenesenej dekódovanej informácii.

Kľúčovým pojmom v teórii kódovania je pojem vzdialenosti medzi kódovanými slovami.

Vzdialenosť medzi dvoma slovami  $a$  a  $b$  definujeme ako počet indexov  $i$ , pre ktoré  $a_i \neq b_i$ ; dve slová sú susedné, ak sa líšia práve v jednej číslici.

Váha  $w(a)$  slova  $a = (a_1, \dots, a_n)$  je počet jednotiek medzi jeho súradnicami. Vzďialenosť  $d(a, b)$  medzi dvoma binárnymi slovami dĺžky  $n$  je váha ich súčtu, t. j.  $d(a, b) = w(a + b)$ . Takže vzdialenosť  $d(a, b)$  je počet indexov  $i$ , pre ktoré  $a_i \neq b_i$ . Napríklad  $w(0101) = 2$ ,  $w(1101) = 3$ ,  $d(1011, 1111) = 1$ ,  $d(0000, 0011) = 2$  a  $d(1101, 1101) = 0$ .

Predpokladajme, že pomocou nášho  $(m, n)$  kódu chceme zakódovať  $m$ -tícu  $v = (v_1, v_2, \dots, v_m)$ ; dostaneme  $n$ -tícu  $b = (b_1, b_2, \dots, b_n)$ . Ak predpokladáme, že na prenos informácie slúži dvojkový symetrický kanál, tak pravdepodobnosť, že všetky číslice budú správne prenesené, je  $p^n$ . Pravdepodobnosť vzniku práve jednej chyby je  $np^{n-1}q$ , pravdepodobnosť vzniku práve dvoch chýb je  $\binom{n}{2}p^{n-2}q^2$  a vo všeobecnosti pravdepodobnosť, že vznikne najviac  $s$  chýb, je

$$p^n + \binom{n}{1} p^{n-1}q + \binom{n}{2} p^{n-2}q^2 + \dots + \binom{n}{s} p^{n-s}q^s$$

Nie je možné zistiť všetky jednoduché chyby, ak minimálna vzdialenosť medzi dvoma kódovanými slovami  $a$  a  $b$  nie je aspoň 2. Ak napríklad 011 a 001 sú dve kódované slová, tak chyba na druhom mieste mení jedno slovo na druhé a nie je možné zistiť, či vznikla chyba.

Kód môže zisťovať všetky najviac  $k$ -násobné chyby práve vtedy, keď je vzdialenosť medzi každými dvoma kódovanými slovami aspoň  $k + 1$ .

Majme nejaký kód, ktorý zisťuje chyby a predpokladajme, že minimálna vzdialenosť medzi dvoma kódovanými slovami je aspoň  $k + 1$ . Potom pravdepodobnosť, že chybné prijmeme nejaké slovo bez toho, že by sme zistili chybu, je najviac

$$q^n + \binom{n}{1} p q^{n-1} + \dots + \binom{n}{k+1} p^{n-k-1} q^{k+1}$$

Pre malé  $q$  a primerané  $k$  je to približne

$$\binom{n}{k+1} p^{n-k-1} q^{k+1}$$

Na to, aby daný kód  $D, E$  opravil všetky najviac  $k$ -násobné chyby v jednotlivých slovách, je nutné, aby minimálna vzdialenosť medzi dvoma kódovanými slovami bola aspoň  $2k + 1$ .

Vhodné je zaviesť  $n$ -tícu chýb  $e = e_1 e_2 \dots e_n$  a reprezentovať náš systém nasledujúcim spôsobom: Kódujeme tak, že dané  $m$ -bitové slovo  $a = a_1 a_2 \dots a_m$  zobrazíme na kódované slovo  $b = b_1 b_2 \dots b_n$ . V kanáli sa k  $b$  pripočíta  $n$ -tíca chýb  $e_1 e_2 \dots e_n$ ; výsledok  $b_1 + e_1, b_2 + e_2, \dots, b_n + e_n$  označíme  $r = r_1 r_2 \dots r_n$ , kde  $r_1 = b_1 + e_1$ . Samoopravný kód potom zobrazí  $r_1 r_2 \dots r_n$  a najbližšie kódované slovo  $b_1 b_2 \dots b_n$ . Detekčný kód len jednoducho zistí, či  $r = r_1 r_2 \dots r_n$  je kódované slovo: ak nie je, oznámi, že vznikla chyba.

Ak chceme, aby nejaký detekčný kód zistil všetky jednoduché chyby, tak sa nesmie stať, aby súčtom ľubovoľnej  $n$ -tice chýb, ktorá má váhu 1 (t. j.  $n$ -tice s jedinou jednotkou) a nejakého kódovaného slova  $b$  vzniklo iné kódované slovo  $b^* = b + r$  rôzne od  $b$ .

#### 5.4 KÓDOVANIE POMOCOU ČASTÍC

V predchádzajúcich častiach sme uviedli viaceré schémy kódovania založené na "slovníkoch", v ktorých je u každého pôvodného slova  $a$  uvedené kódované slovo  $b = E[a]$ . V prípade veľkého počtu rôznych kódovaných slov je ale takýto slovník veľmi rozsiahly a vyžaduje veľký objem pamäti - je teda nepraktický.

Opíšeme preto systematickú algebrickú metódu kódovania dvojkových slov založenú na násobení maticou, ktorá vyžaduje oveľa menší objem pamäte (pretože chceme interpretovať dvojkové slová ako riadkové vektory, budeme násobiť maticami sprava). Nech  $E$  je kódovacia matica typu  $m \times n$ , ktorej prvkami sú len nuly a jednotky. Píšeme  $E = \begin{bmatrix} | & | & e_{1j} & | & | \\ | & | & e_{2j} & | & | \\ | & | & e_{mj} & | & | \end{bmatrix}$ , kde  $e_{ij}$  je prvok v  $i$ -tom riadku a  $j$ -tom stĺpci. Nech  $+$  znamená sčítanie mod 2 (boolovský súčet). Kódovanie potom môžeme opísať nasledujúcou rovnicou:

$$b_j = a_1 e_{1j} + a_2 e_{2j} + \dots + a_m e_{mj} = \sum_{i=1}^m a_i e_{ij}, \quad j = 1, \dots, n$$

Je zrejmé, že tento vzťah určuje kódovaciu funkciu nejakého  $(m, n)$ -kódu.

#### P r í k l a d 3.

Skúmame nasledujúcu kódovaciu maticu typu  $3 \times 6$ :

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Ak  $a = 100$  a  $b = a E$ , tak predchádzajúci vzťah dáva  $b_j = e_{1j}$ . Preto prvý riadok matice  $E$  predstavuje kódovaný tvar slova  $a^1 = 100$ . Podobne druhý a tretí riadok matice  $E$  predstavuje kódované tvary slov  $a^2 = 010$  a  $a^3 = 001$ .

Celú  $(3, 6)$ -kódovaciu funkciu určenú maticou  $E$  môžeme opísať pomocou slovníka:

$a^0 = 000 \longrightarrow 000000$	$a^4 = 001 \longrightarrow 001111$
$a^1 = 100 \longrightarrow 100110$	$a^5 = 101 \longrightarrow 101001$
$a^2 = 010 \longrightarrow 010011$	$a^6 = 011 \longrightarrow 011100$
$a^3 = 110 \longrightarrow 110101$	$a^7 = 111 \longrightarrow 111010$

Tento slovník ukazuje vzhody kódovania pomocou matic - namiesto  $2^m$  kódovaných slov si treba pamätať len  $m$  kódovaných slov. Je zrejmé, že to platí všeobecne.

Ak má byť kód užitočný, musia byť všetky kódované slová navzájom rôzne. Táto požiadavka je splnená, ak prvých  $m$  stĺpcov matice  $E$ , tak ako v našom

prípade, tvorí jednotkovú submaticu  $I_m$  typu  $m \times n$ , t. j. maticu, ktorá má v hlavnej diagonále (z ľavého horného do pravého dolného rohu) samé jednotky a všade inde nuly.

### 5.5 GRUPOVÉ KÓDY

Grupový kód je blokový kód, ktorého kódové slová tvoria aditívnu grupu. Pretože kódové slová tvoria grupu, je súčet každých dvoch slov opäť kódové slovo.

Pre grupový kód možno ľahko nájsť minimálnu vzdialenosť medzi slovami. Je rovná minimálnej váhe nenulového slova. Dôkaz je evidentný. Platí, že vzdialenosť je rovná váhe súčtu. Súčet je však opäť použité kódové slovo. Preto akákoľvek vzdialenosť je váha niektorého slova.

Podobnou úvahou možno formulovať detekčné schopnosti grupových kódov:

Ak je chybová postupnosť prvkom grupy, t. j. je zhodná s niektorým kódovým slovom, chybu nie je možné odhaliť. Porušené slovo, ktoré je dané súčtom odoslaného a chybovej postupnosti je v tomto prípade zhodné s niektorým kódovým slovom.

Algebraické kódy definujú kódovanie a dekódovanie pomocou algebraických operácií. Grupové kódy je vhodné definovať pomocou násobenia matic.

Maticová reprezentácia grupových kódov vychádza z tzv. g e n e r a č - n e j m a t i c e  $G$ , ktorá jednoznačne definuje kód. Rozmer matice  $G$  je  $m \times n$ :

$$G = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & g_{2n} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ g_{m1} & g_{m2} & \dots & g_{mn} \end{pmatrix}$$

Kódovanú  $m$ -ticu  $a$  je výhodné považovať za riadkový vektor:

$$a = (a_1 \ a_2 \ \dots \ a_m)$$

Kódové slovo  $b$  chápané opäť ako riadkový vektor je dané súčinom:

$$(a_1 \ a_2 \ \dots \ a_m) \times \begin{pmatrix} g_{11} & \dots & g_{1n} \\ \cdot & & \\ \cdot & & \\ g_{m1} & \dots & g_{mn} \end{pmatrix} = (b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n)$$

Pre zložku  $b_i$  kódového slova  $b$  potom platí:

$$b_i = \sum_{j=1}^m a_j \cdot g_{ji}$$



Násobenie v prvom prípade je násobenie matic. Násobenie v druhom prípade je však logický súčin, sčítanie je opäť súčet mod 2.

Generačná matica  $G$  musí byť zostavená tak, aby priradenie bolo jednoznačné, t. j. rôznym  $m$ -ticiam musia odpovedať rôzne  $n$ -tice. Toto je možné zaistiť vhodnou úpravou generačnej matice tak, aby v ľavej časti obsahovala jednotkovú submaticu rady  $m$ :

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & g_{1,m+1} & \dots & g_{1n} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & g_{2,m+1} & \dots & g_{2n} \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ 0 & & \dots & 1 & g_{m,m+1} & \dots & g_{mn} \end{pmatrix}$$

Touto úpravou je zároveň zaistené, že kód je systematický, pretože ľavých  $m$  bitov slova  $b$  je pôvodná kódovaná  $m$ -tica:

$$b = (a_1 \ a_2 \ \dots \ a_m \ b_{m+1} \ \dots \ b_n)$$

Stačí teda počítať iba  $(n - m)$  zabezpečovacích bitov, čo vedie k ďalšej úspore pamäte, pretože sa vyžaduje iba  $(n - m) \cdot m$  bitov.

Platí, že množina kódových slov získaných generačnou maticou tvorí aditívnu grupu. Dokážme toto tvrdenie. Predpokladajme dve kódové slová  $b_1, b_2$ , pre ktoré platí:

$$b_1 = a_1 \times G, \quad b_2 = a_2 \times G$$

Ich súčet možno upraviť na tvar:

$$b_1 + b_2 = (a_1 \times G) + (a_2 \times G) = (a_1 + a_2) \times G$$

Množina všetkých  $m$ -tíc je Galeovo pole  $GF(2^m)$ , ktoré je pre aditívnu operáciu komutatívnou grupou. Súčet  $a_1 + a_2$  je teda opäť prvok poľa, ktorý označíme  $a_3$ :

$$a_3 = a_1 + a_2$$

Dosaďme do vzťahu pre súčet  $b_1 + b_2$ :

$$b_1 + b_2 = a_3 \times G = b_3$$

Súčet ľubovoľných dvoch slov je teda opäť použité slovo, čo dokazuje, že množina slov  $b$  je grupou.

Detekcia chýb vychádza z tzv. kontrolnej matice  $H$  o rozmere  $n \times (n - m)$ , ktorú možno zostaviť z prvkov generačnej matice  $G$ .

$$H = \begin{pmatrix} \varepsilon_{1,m+1} & \varepsilon_{1,m+2} & \dots & \varepsilon_{1n} \\ \varepsilon_{2,m+1} & \varepsilon_{2,m+2} & \dots & \varepsilon_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \varepsilon_{m,m+1} & \varepsilon_{m,m+2} & \dots & \varepsilon_{mn} \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & & 1 \end{pmatrix}$$

Pre takto zostavenú maticu H platí:

$$b \times H = 0$$

Súčin kódového slova a kontrolnej matice je teda nulové slovo 0 (dĺžky n-m). Z toho potom vychádza dekodér. Ak vyjde súčin nulový, znamená to, že nedošlo k chybe alebo došlo k chybe neopraviteľnej. Nenulový súčin odhaľuje chybu.

Na základe hodnôt prvkov matice G možno zostaviť obecné rovnice pre kódér i dekodér chýb. Z nich potom priamo vyplýva technická realizácia obidvoch zariadení. Ukážeme si celý postup na jednoduchom príklade pre  $m = 3$ ,  $n = 6$  s generačnou maticou

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Pre bity kódového slova teda platí:

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 & b_4 &= a_1 + a_3 \\ b_2 &= a_2 & b_5 &= a_1 + a_2 + a_3 \\ b_3 &= a_3 & b_6 &= a_2 + a_3 \end{aligned}$$

Kontrolná matica H bude mať tvar:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Pre kontrolné bity teda platí:

$$\begin{aligned} c_1 &= b_1 + b_3 + b_4 \\ c_2 &= b_1 + b_2 + b_3 + b_5 \\ c_3 &= b_2 + b_3 + b_6 \end{aligned}$$

Korekcia chýb grupových kódov nie je bez ďalších predpokladov algebraická. Ukážeme si postup pri zostavovaní dekódovacej tabuľky. Predpokladá sa rovnaká pravdepodobnosť všetkých kódovaných  $m$ -tíc a prenos binárnym symetrickým kanálom s nezávislými chybami.

Množinu kódových slov (aditívnu grupu) označíme  $B$ :

$$B = \{b_i, i = 1, 2, \dots, 2^m\}$$

Množina všetkých  $n$ -tíc je Galeovo pole  $GF(2^n)$ , ktoré je zároveň aditívnou komutatívnou grupou, ktorú označíme  $D$ :

$$D = \{d_j, j = 1, 2, \dots, 2^n\}$$

Pretože  $B \subset D$  a obidve množiny sú grupy, je  $B$  podgrupou grupy  $D$ .

Dekódovacia tabuľka možno zostaviť pomocou nasledujúceho algoritmu:

1. Do záhlavia stĺpcov napíšeme jednotlivé kódové slová, čiže prvky podgrupy  $B$ . Tabuľka má teda  $2^m$  stĺpcov. Nulové slovo napíšeme do ľavej pozície.
2. Vyberieme ľubovoľnú  $n$ -ticu  $d_j \in D$ , ktorá nie je v  $B$ . Vypočítame súčty  $b_i + d_j, i = 1, 2, \dots, 2^m$  vybranej  $n$ -tice so slovami v 1. riadku. Zo všetkých súčtov vyberieme súčet s najmenšou váhou  $w(b_i + d_j)$ , označíme ho  $d_1$ .
3. Druhý riadok tabuľky vytvoríme pripočítaním  $d_1$  k prvkom prvého riadku:

$$\begin{array}{cccccccc} 0 & = & b_1 & & b_2 & & b_3 & & b_{2^m} \\ & & d_1 & & d_1 + b_2 & & d_1 + b_3 & \dots & d_1 + b_{2^m} \end{array}$$

4. Vyberieme ďalšiu ľubovoľnú  $n$ -ticu  $d_k$ , ktorá však nie je ani v 1. ani v 2. riadku tabuľky. Rovnako potom zostavíme 3. riadok tabuľky:

$$\begin{array}{cccccccc} d_2 & & d_2 + b_2 & & d_2 + b_3 & & \dots & & d_2 + b_{2^m} \end{array}$$

kde  $d_2$  je súčet s minimálnou váhou  $w(b_i + d_k)$ . Takto pokračujeme tak dlho, až tabuľka obsahuje všetky možné  $n$ -tice. Tabuľka má celkom  $2^{n-m}$  riadkov.

Dá sa dokázať, že vyššie opísaný algoritmus vždy poskytuje tabuľku, ktorá má  $2^n$  položiek, z ktorých sa žiadna neopakuje. Ukážeme si celý postup pre vyššie uvedený príklad. Najprv vytvoríme všetky kódové slová  $b_i$ :

$$\begin{array}{ll} 000 \sim 000\ 000 & 100 \sim 100\ 110 \\ 001 \sim 001\ 111 & 101 \sim 101\ 001 \\ 010 \sim 010\ 011 & 110 \sim 110\ 101 \\ 011 \sim 011\ 100 & 111 \sim 111\ 010 \end{array}$$

Prvý riadok tabuľky je teda:

$$000000|001111|010011|011100|100110|101001|110101|111010$$

Ďalej vyberieme napr.  $n$ -ticu  $d_j = 110011$ . Ak vypočítame jednotlivé súčty, dostaneme s tretím slovom súčet 100 000, ktorý má zo všetkých najmenšiu váhu. Preto  $d_1 = 100\ 000$ . Pomocou neho získame ďalší riadok tabuľky:

000000 001111 010011 011100 100110 101001 110101 111010  
100000 101111 110011 111100 000110 001001 010101 011010

Analogickým postupom získame celú tabuľku:

000000 001111 010011 011100 100110 101001 110101 111010  
100000 101111 110011 111100 000110 001001 010101 011010  
010000 011111 000011 001100 110110 111001 100101 101010  
001000 000111 011011 010100 101110 100001 111101 110010  
000100 001011 010111 011000 100010 101101 110001 111110  
000010 001101 010001 011110 100100 101011 110110 111000  
000001 001110 010010 011101 100111 101000 110100 111011  
000101 001010 010110 011001 100011 101100 110000 111111

Dekódovanie prebieha tak, že nájdeme v tabuľke prijaté slovo, za odoslané považujeme prvé slovo daného stĺpca. Napr. pri prijíme slova 100100 považujeme za odoslané slovo 100110, 010111 dekódujeme ako 010011, a pod. Z tvaru tabuľky je zrejmé, aké chyby tento kód opravuje. V prvom stĺpci sú totiž priamo chybové postupnosti. Náš kód teda opravuje všetky jednoduché chyby a jednu chybu dvojnásobnú (000101). Tabuľku možno použiť aj pre detekciu. Ak prijaté slovo neleží v 1. riadku vieme, že došlo k chybe.

Dekódovanie pomocou tabuľky je pomalé, je veľká spotreba pamäte (v našom prípade  $6 \times 8 \times 8 = 384$  bitov).

Existujú grupové kódy s algebraickou korekciou. Najznámejšie sú tzv. Hammingove kódy.

## 5.6 HAMMINGOVE KÓDY

Hammingove kódy sú kódy, ktoré opravujú jednoduché chyby (kódy s minimálnou vzdialenosťou 3) a ktoré sú perfektné v tomto zmysle:

Ku každému  $r$  existuje  $(m = 2^r - 1 - r, n = 2^r - 1)$  - kód, ktorý opravuje všetky možné jednoduché chyby, neopravuje žiadne iné chyby a pritom nie je možné zostrojiť taký  $(m = 2^r - 1 - r, n = 2^r - 1)$  - kód, ktorý by opravoval aj iné ako jednoduché chyby. To znamená, že keď zostrojíme, podobne ako v predchádzajúcej časti, dekódovaciu tabuľku, tak vedúcimi prvkami jednotlivých tried budú tieto vektory:  $0$  a  $(2^r - 1)$  vektorov, z ktorých každý obsahuje práve jednu jednotku. Vo všeobecnosti kód s vlastnosťou, že vektory chýb, ktoré vystupujú ako vedúce prvky tried rozkladu, majú všetky možné váhy až po nejaké celé číslo  $k$  a žiadny taký vektor nemá váhu väčšiu ako  $k$ , sa nazýva perfektný kód. Je zrejmé, že každý perfektný kód je optimálny. To isté platí aj o každom kvaziperfektnom grupovom kóde, ktorý opravuje všetky vektory chýb s váhou najviac  $k$  a navyše aj niektoré vektory s váhou  $k + 1$ ; pritom žiadny vedúci prvok nemá váhu väčšiu ako  $k + 1$ .

Hammingove kódy môžu pracovať s blokmi ľubovoľnej dĺžky, nemusia to byť vždy bloky dĺžky  $2^r - 1$ ; princíp kódovania a dekódovania je 1 pre takéto kódy v podstate rovnaký. Obmedzíme sa však len na perfektné kódy.

Postup pri konštrukcii Hammingovho kódu vyzerá takto:

1. Zvolíme si ľubovoľné prirodzené číslo  $r$ . Kódované slová potom budú mať  $(2^r - 1)$  číslíc a pôvodné (nekódované) slová  $(2^r - 1 - r)$  číslíc.
2. V každom kódovanom slove  $b = b_1, b_2, \dots, b_{2^r-1}$  budú  $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{2^r-1}$  kontrolné číslice, zvyšných  $(2^r - 1 - r)$  číslíc  $2^i$  slúži na zápis prenášanej informácie. Ak napríklad  $r = 4$ , tak  $b_1, b_2, b_4, b_8$  sú kontrolné číslice a  $b_3, b_5, b_6, b_7, b_9, b_{10}, b_{11}, b_{12}, b_{13}, b_{14}, b_{15}$  sú číslice na zápis 11-bitovej informácie.
3. Utvoríme maticu  $M$ , ktorá má  $2^r - 1$  riadkov a  $r$  stĺpcov a ktorej  $i$ -ty riadok je dvojkový zápis čísla  $i$ . Pre  $r = 2, 3$  a  $4$  budú matice  $M$  vyzeráť takto:

$$M_{3,2} = \begin{bmatrix} 01 \\ 10 \\ 11 \end{bmatrix}$$

$$M_{7,3} = \begin{bmatrix} 001 \\ 010 \\ 011 \\ 100 \\ 101 \\ 110 \\ 111 \end{bmatrix}$$

$$M_{15,4} = \begin{bmatrix} 0001 \\ 0010 \\ 0011 \\ 0100 \\ 0101 \\ 0110 \\ 0111 \\ 1000 \\ 1001 \\ 1010 \\ 1011 \\ 1100 \\ 1101 \\ 1110 \\ 1111 \end{bmatrix}$$

4. Zostavme sústavu rovníc  $bM = 0$ , kde  $M$  je matica, ktorú sme zostrojili v 3. kroku. Dostaneme  $r$  lineárnych rovníc; pre  $r = 3$  to budú tieto rovnice:

$$b_4 + b_5 + b_6 + b_7 = 0$$

$$b_2 + b_3 + b_6 + b_7 = 0$$

$$b_1 + b_3 + b_5 + b_7 = 0$$

5. Pri kódovaní postupujeme tak, že za  $b_j$  pre  $j \neq 2^i$  dosadíme známe číslice a z jednotlivých rovníc vypočítame kontrolné číslice  $b_{2^i}$  ( $i = 0, \dots, r-1$ ). Každá z uvedených rovníc obsahuje práve jedno  $b_{2^i}$ , výpočet je preto jednoduchý. Napríklad v našej sústave vystupuje  $b_4$  v prvej,  $b_2$  v druhej a  $b_1$  v tretej rovnici.

Uvedeným postupom dostaneme kódované slová  $b$  s minimálnou váhou 3 (okrem kódovaného slova 0, ktoré pozostáva zo samých núl).

Dekódovanie je tiež jednoduché. Prijatý vektor je súčtom kódovaného slova  $b$  a vektora chýb  $e$ . Pretože  $bM = 0$ , musí platiť  $(b + e)M = bM + eM = 0 + eM$ . Teda súčin prijatého vektora s maticou  $M$  sa rovná súčinu vektora chýb s maticou  $M$ . Ak sa vektor chýb rovná 0, výsledok je 0. Ak má vektor chýb váhu 1, t. j. ak má tvar  $e = 00 \dots 1 \dots 00$  s jednotkou na  $i$ -tom mieste, tak súčin  $eM$

sa rovná 1-tému riadku matice  $M$ , ktorý predstavuje dvojkový zápis čísla  $i$ ; toto číslo  $i$  nám teda ukazuje, ktorá číslica vektora  $b + e$  je nesprávna. Ak ju zmeníme dostaneme správne kódované slovo.

P r í k l a d 4.

Jedným z kódovaných slov Hammingovho kódu (4, 7) je slovo  $b = 0001111$ . Matice  $M$  má tvar

001
010
011
100
101
110
111

Zrejme  $bM = 000$ . Ak k  $b$  pripočítame vektor chýb  $e = 0010000$ , dostaneme vektor  $b + e = 0011111$  s vlastnosťou  $(b + e)M = 011$ . Ale  $011$  je dvojkový zápis čísla 3, čo znamená, že na treťom mieste vznikla chyba. Podobne, ak  $e = 0000001$ , tak  $(b + e)M$  sa rovná  $111$ , t. j. dvojkovému zápisu čísla 7. Je to v súlade s tým, že na siedmom mieste vznikla chyba.

Ak vznikla viac ako jedna chyba kód zlyhá. Naozaj, ak sa napríklad vektor chýb  $e$  rovná nejakému kódovanému slovu, tak  $(b + e)M = 0$ ; to znamená, že kód neodhalí žiadnu chybu. Podobne v prípade, keď vznikne chyba na dvoch miestach: kód ukáže jedinú chybu, a to ešte na nesprávnom mieste.

Každý Hammingov kód možno rozšíriť na perfektný kód s minimálnou váhou 4, keď ku každému slovu pridáme jeden parity bit. Takýto rozšírený kód opravuje jednoduché chyby a zisťuje dvojnásobné chyby.

### 5.7 ALGEBRAICKÉ ŠTRUKTÚRY

Nasledujúci prehľad algebraických štruktúr vychádza z ich použitia pri realizácii zabezpečovacích kódov. Mnoho dôležitých vlastností štruktúr nebude preto uvedených, rovnako tiež sa dopustíme istých zjednodušení.

Algebraická štruktúra je neprázdna množina  $M$ , medzi ktorej prvkami je definovaná aspoň jedna algebraická operácia.

Algebraická operácia (ďalej len operácia) je priradenie, ktoré každej usporiadanej dvojici prvkov  $a, b \in M$  priraduje práve jeden prvok  $c \in M$ . Operácia je teda zobrazenie kartézskeho súčinu  $M \times M$ , ktorý je množinou všetkých usporiadaných dvojíc do množiny  $M : M \times M \rightarrow M$ . Operácia sa značí  $a * b = c$ ,  $a \circ b = c$ ,  $f(a, b) = c$ . Niekedy sa definuje tzv. aditívna operácia a multiplikatívna operácia so značením  $+$ ,  $\cdot$ . Nemusí sa však jednať o sčítanie, resp. násobenie čísel.

Operácie môžu mať rôzne vlastnosti:

Asociatívnosť:  $(a * b) * c = a * (b * c)$

Komutatívnosť:  $a * b = b * a$

Distributívnosť \* vzhľadom k o:  $(a * b) o c = (a o c) * (b o c)$

Existencia neutrálneho prvku (jednotky), ktorý budeme značiť  $e$ :

$$a * e = e * a = a$$

Existencia inverzného (symetrického) prvku  $a^{-1}$  k prvku  $a$ :

$$a * a^{-1} = a^{-1} * a = e$$

Podľa počtu operácií (väčšinou 1 alebo 2) a podľa vlastností týchto operácií rozlišujeme rôzne štruktúry.

Grupoid je štruktúra s jednou operáciou. Je to teda najobecnejší pojem, všetky ďalšie štruktúry sú zároveň grupoidy.

Pologrupa je štruktúra s jednou asociatívnou operáciou. Ak je táto operácia navyše komutatívna, hovoríme o komutatívnej pologrupe (abelovskej).

Monoid je pologrupa s jednotkou.

Grupa je štruktúra s asociatívnou operáciou, neutrálnym prvkom a inverzným prvkom. Komutatívna (abelovská) grupa má operáciu navyše komutatívnu. Grupa je pre kódovanie veľmi dôležitá, existuje celá skupina tzv. grupových kódov. Definujme preto niektoré ďalšie pojmy. Rád grupy je počet prvkov množiny  $M$ . Podgrupa s grupy  $M$  je množina  $S \subset M$ , pre ktorej prvky platí:

$$a, b \in S \implies a * b \in S$$

$$a \in S \implies a^{-1} \in S$$

$$e \in S$$

Podgrupa je teda opäť grupa, je to podmnožina množiny  $M$ . Pre grupu možno definovať mocninu prvku takto:

$$a^m = \underbrace{a * a \dots * a}_{m\text{-krát}}$$

$$a^0 = e$$

$$a^{-1} = \text{inverzný prvok}$$

$$a^{-m} = (a^{-1})^m$$

Potom platí:

$$a^m * a^n = a^{m+n}, \quad (a^m)^n = a^{m \cdot n}$$

Operácie v exponente sú aritmetické sčítanie a násobenie,  $m, n$  sú celé kladné čísla.

Uveďme niektoré príklady grúp:

a) Celé čísla a sčítanie.  $e = 0$ ,  $a^{-1} = -a$ . Pre celé čísla totiž platí:

$$(a + b) + c = a + (b + c) \quad (\text{asociatívnosť})$$

$$a + 0 = 0 + a = a \quad (\text{neutrálny prvok})$$

$$a + (-a) = (-a) + a = 0 \quad (\text{inverzný prvok})$$

b) Racionálne čísla a násobenie.  $e = 1$ ,  $a^{-1} = 1/a$ . Platí totiž:

$$(a \cdot b) \cdot c = a \cdot (b \cdot c)$$

$$a \cdot 1 = 1 \cdot a = a$$

$$a \cdot (1/a) = (1/a) \cdot a = 1$$

c) Matica určitého rozmeru a sčítanie matíc. Neutrálnym prvkom je matica s nulovými prvkami, inverzný prvok je matica so záporne vzatými prvkami. Táto a obidve predchádzajúce grupy boli komutatívne.

d) Štvorcové matice určitého radu a násobenie matíc. Neutrálnym prvkom je jednotková matica inverzným prvkom je inverzná matica. Táto grupa nie je komutatívna.

e) Množina  $(0, 1)$  a operácie  $\oplus$ . Neutrálnym prvkom je 0, inverzný prvok je zhodný s prvkom ( $0^{-1} = 0$ ,  $1^{-1} = 1$ ):

$$a + 0 = 0 + a = a$$

$$a + a = 0$$

Pre kódovanie má najväčší význam grupa, ktorej prvky sú kódované slová. Okruh je štruktúra, ktorá má 2 operácie. Multiplikatívnu označíme ".", aditívnu "+". Pre aditívnu operáciu je okruh komutatívna grupa, pre multiplikatívnu monoid. Navyše platia distributívne zákony:

$$a \cdot (b + c) = a \cdot b + a \cdot c$$

$$(a + b) \cdot c = a \cdot c + b \cdot c$$

Pre multiplikatívnu operáciu sa nevyžaduje komutativita. Ak platí, hovoríme o komutatívnom okruhu. Ak označíme neutrálny prvok aditívnu operáciou 0, potom platí:

$$b \cdot 0 = 0 \cdot b = 0$$

Príkladom komutatívneho okruhu sú celé čísla, sčítanie a násobenie. Pre kódovanie má význam tzv. okruh polynómov - pozri ďalej.

Obor integrity je komutatívny okruh, v ktorom platí tzv. krátenie:

$$a \cdot b = a \cdot c \wedge a \neq 0 \implies b = c$$

Väčšina komutatívnych okruhov sú obory integrity. Ďalej budeme používať názov okruh.

Teleso (pole) je komutatívny okruh, ktorý je navyše grupou pre nenulové prvky a multiplikatívnu operáciu. Zhrňme teda vlastnosti telesa:

1. Má dve operácie - aditívnu "+" a multiplikatívnu ".".
2. Pre aditívnu operáciu je komutatívnu grupou.
3. Pre multiplikatívnu operáciu je tiež komutatívnu grupou s výnimkou nuly (neutrálneho prvku aditívnej operácie).
4. Operácie sú viazané distributívnym zákonom.

Niektoré príklady telies:

a) Reálne čísla, sčítanie, násobenie. Je to najznámejšie teleso, na ktorom je založená bežná aritmetika.



b) Komplexné čísla, ich sčítanie a násobenie.

c) Konečné telesá tvorené zvyškami po delení celých kladných čísel určitým prvočíslom  $p$ . Tieto telesá značíme  $Z_p$ , majú rad (počet prvkov)  $p$ . Najdôležitejšie z týchto teles je teleso  $Z_2$ . Množina  $M$  je tvorená dvoma prvkami:  $M = \{0, 1\}$ , operácie sú definované takto:

+	0	1
0	0	1
1	1	0

·	0	1
0	0	0
1	0	1

Aditívna operácia je teda známa operácia  $\oplus$  (nonekvivalencia). Pre zjednodušenie zápisu bude ďalej znamenať  $+$   $\equiv$   $\oplus$ . Keď pôjde o obyčajné sčítanie, zvlášť na to upozorníme. Multiplikatívna operácia je logický súčin.

d) Galeovo pole je konečné teleso, ktoré vznikne rozšírením niektorého konečného telesa  $Z_p$ .

Rozšírením telesa  $Z_p$  stupňa  $n$  sa rozumie vytvorenie množiny vektorov o  $n$  prvkoch, každý prvok je prvkom telesa  $Z_p$  ( $n \geq 1$ ). Označme teleso  $Z_p$  takto:

$$Z_p = \{x_i; \quad i = 0, 1, \dots, p-1\}$$

Potom Galeovo pole, ktoré značíme  $GF(p^n)$  je množina:

$$GF(p^n) = (g_1, g_2, \dots, g_n); \quad g_i \in Z_p, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

Galeovo pole má teda celkom  $p^n$  prvkov. Pre kódovanie majú veľký význam Galeovo pole  $GF(2^n)$ , čo sú vlastne kódové slová dĺžky  $n$ .

Okruh polynómov  $F[x]$  nad telesom  $F$  je množina polynómov definovaných takto:

$$a(x) = a_m \cdot x^m + \dots + a_1 \cdot x + a_0 = \sum_{i=0}^m a_i \cdot x^i, \quad a_i \in F$$

Uvedený vzťah definuje polynóm dĺžky  $m + 1$  (rádu  $m$ ) neurčitého  $x$ . Pretože niektoré koeficienty môžu byť nulové, je nutné ďalej stanoviť podmienku  $a_m \neq 0$ , kde  $0$  je neutrálny prvok aditívnej operácie telesa  $F$ . Upozorňujeme, že polynóm je formálny výraz. Nie je teda interpretovaný ako funkcia premennej  $x$ . Neurčité  $x$  nie je bližšie špecifikované, môže to však tiež byť prvok telesa  $F$ . Operácie sčítania a násobenia v hore uvedenom vzťahu sú potom operácie definované v telese  $F$ , mocniny  $x^i$  sú definované vzťahom pre multiplikatívnu operáciu.

Polynóm je úplne zadáný postupnosťou koeficientov  $a_i$ , čo možno zapísať ako vektor  $(a_m a_{m-1} \dots a_1 a_0)$ . Upozorňujeme, že okruh polynómov  $F[x]$  má nekonečne mnoho prvkov aj pre konečné telesá  $F$ , pretože dĺžku polynómov nešpecifikujeme. Okruh polynómov možno definovať nielen nad telesami, ale tiež nad okruhmi a obormi integrity, ktorých prvky potom môžu byť koeficientami polynómu.

Ďalej popíšeme operácie definované v okruhu polynómov a niektoré ich ďalšie vlastnosti.

1. Zhodnosť polynómov. Polynómy  $a(x)$ ,  $b(x)$  sú zhodné, ak platí

$$a_i = b_i, \quad i = 0, 1, \dots, m$$

Tento vzťah zároveň hovorí, že polynómy  $a(x)$ ,  $b(x)$  sú rovnakého radu.

2. Súčtom polynómov  $a(x)$ ,  $b(x)$  je polynóm  $c(x)$ , pre ktorý platí:

$$a(x) + b(x) = c(x), \quad c_i = a_i + b_i$$

V uvedenom vzťahu sme sa dopustili istej nepresnosti, pretože rovnakým znakom "+" označujeme sčítanie v okruhu polynómov a sčítanie v telese  $F$  aplikované na koeficienty. Nové symboly však zavádzať nebudeme, pretože tvarom operandov je dané o akú štruktúru sa jedná. V hore uvedenom vzťahu nevyžadujeme rovnaký rád polynómov  $a(x)$ ,  $b(x)$ . Rád  $c(x)$  je daný vyšším z radov obidvoch sčítancov. Polynóm s nižším radom je potrebné upraviť pridaním členov s nulovými koeficientami. Okruh polynómov tvorí pre súčet komutatívnu grupu. Neutrálным prvkom je nulový polynóm (všetky koeficienty sú nulové). Inverzným prvkom  $a^{-1}(x)$  polynómu  $a(x)$  je polynóm, ktorého koeficienty sú inverznými prvkami koeficientov polynómu  $a(x)$  v telese  $F$ .

3. Súčin polynómov  $a(x)$ ,  $b(x)$  je polynóm  $c(x)$ , pre ktorý platí:

$$a(x) \cdot b(x) = c(x), \quad c_i = \sum_{j+k=i} a_j \cdot b_k$$

Koeficient  $c_i$  je výsledný koeficient pri mocnine  $x^i$ , čiže je daný uvedeným súčtom. Upozorňujeme opäť, že symbol  $\sum$  označuje viacnásobný súčet v telese  $F$ . Rád polynómu  $c(x)$  je rovný súčtu radov polynómov  $a(x)$ ,  $b(x)$ . Okruh polynómov tvorí pre násobenie monoid. Neutrálным prvkom je jednička multiplikačívnej operácie telesa  $F$ . Je to polynóm nultého rádu,  $a_0 = 1$ . Pretože pre násobenie nie je definovaný inverzný prvok, tvoria polynómy iba okruh (nie teleso).

4. Rozdiel polynómov nie je v okruhu definovaný. Rozdiel  $d(x)$  polynómov  $a(x)$ ,  $b(x)$  možno definovať pomocou sčítania ako výsledok riešenia rovnice:

$$a(x) = b(x) + d(x)$$

Keď sa podarí nájsť polynóm  $d(x)$  splňujúci tento vzťah, možno písať:

$$d(x) = a(x) - b(x)$$

Rozdiel polynómov možno vypočítať po zložkách, musíme však definovať odčítanie v telese  $F$ . Napr. pre teleso  $Z_2$  je odčítanie definované tabuľkou:

-	0	1
0	0	1
1	1	0

V telese  $Z_2$  je teda súčet i rozdiel dvoch prvkov rovnaký.

5. Delenie polynómov taktiež nie je definované. Na rozdiel od odčítania nemusí mať rovnica:

$$b(x) \cdot d(x) = a(x)$$

pre dané polynómy  $a(x)$ ,  $b(x)$  riešenie. Delenie možno definovať pomocou zvyšku. Pre polynómy  $a(x)$ ,  $b(x)$ , kde rád  $a(x)$  nie je menší než rád  $b(x)$ , možno vždy

nájst také dva polynomy  $q(x)$ ,  $r(x)$ , kde rád  $r(x)$  je menší než rád  $b(x)$ , pro které platí:

$$a(x) = b(x) \cdot q(x) + r(x)$$

Pro nájdenie polynómov  $q(x)$ ,  $r(x)$  sa používa algoritmus delenia polynómov, ktorý je všeobecne známy pre polynomy nad reálnymi číslami. Platí však pre ľubovoľné telesá, je však potrebné používať príslušné operácie.

6. Nerозložiteľné polynomy nemožno vyjadriť v danom okruhu polynómov ako súčin dvoch (alebo viacerých) polynómov radu aspoň 1. Prítom je dôležité o aký okruh sa jedná. Napr. polynóm  $x^2 + 1$  je v okruhu nad reálnymi číslami nerозložiteľný, v okruhu nad komplexnými číslami ho možno rozložiť:  $x^2 + 1 = (x + j)(x - j)$ .

7. Vyjadrenie kódového slova polynómom vychádza z okruhu polynómov  $Z_2[x]$  nad konečným telesom  $Z_2$ . Pretože polynóm je úplne zadaný koeficientami, možno ku každému kódovému slovu jednoznačne priradiť polynóm a naopak. Pre znížovanie mocnín zľava doprava možno kódové slovo 1 0 0 1 0 1 považovať za polynóm:

$$1 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 0 \cdot x^1 + 1 = x^5 + x^2 + 1$$

8. Vyjadrenie Galeových polí pomocou polynómov umožňuje pomerne jednoduché vykonávanie operácií v Galeových poliach. Pretože prvok Galeovho pola  $GF(2^n)$  možno považovať za kódové slovo dĺžky  $n$ , možno ho tiež považovať za polynóm dĺžky  $n$ . Za tohto predpokladu možno pole  $GF(2^n)$  vytvoriť pomocou všetkých zvyškov po delení polynómov z  $Z_2[x]$  určitým polynómom  $g(x)$ , pre ktorý platí:

- a)  $g(x)$  je v  $Z_2[x]$  nerозložiteľný
- b)  $g(x)$  je radu  $n$
- c)  $g(x)$  delí bezo zvyšku polynóm  $x^{q-1} - 1$ ,  $q = 2^n$ .

Napr. pole  $GF(2^4)$  je množina štvoríc bitov. Možné polynomy  $g(x)$  získame rozkladom polynómu  $x^{15} - 1$  na nerозložiteľné polynomy:

$$x^{15} - 1 = (x-1)(x^2+x+1)(x^4+x^3+x^2+x+1)(x^4+x^3+1)(x^4+x+1).$$

Pretože  $q(x)$  musí byť radu  $n = 4$ , vyhovujú posledné tri polynomy. Pole  $GF(2^4)$  potom schematicky značíme:

$$GF(2^4) \cong \frac{Z_2[x]}{x^4+x^3+x^2+x+1} \cong \frac{Z_2[x]}{x^4+x^3+1} \cong \frac{Z_2[x]}{x^4+x+1}$$

Spomeňme si na vytvorenie konečných telies  $Z_p$  ako množín zvyškov po delení prvočíslom  $p$ . Namiesto prvočísla  $p$  teraz vystupuje nerозložiteľný polynóm, namiesto kladných celých čísel polynomy z okruhu  $Z_2[x]$ .

Teraz už možno definovať operácie v poli  $GF(2^n)$  pomocou vyššie definovaných operácií s polynómami.

Sčítanie v poli  $GF(2^n)$  je teda sčítanie po zložkách podľa vzťahu pre súčet polynómov, pričom platí sčítanie v poli  $Z_2$ .

Násobenie v poli GF ( $2^n$ ) možno vykonať dvoma spôsobmi:

a) Každý prvok vyjadríme polynómom, tieto vynásobíme, výsledok prípadne delíme niektorým z polynómov, ktorými možno pole GF ( $2^n$ ) vytvoriť.

Chceme napr. vynásobiť štvorice (1010) · (0011). Toto možno previesť na násobenie polynómov:

$$(x^3 + x) \cdot (x + 1) = x^4 + x^3 + x^2 + x$$

Tento polynóm je potrebné ďalej deliť napr. polynómom ( $x^4 + x^3 + 1$ ).

$$\begin{array}{r} (x^4 + x^3 + x^2 + x) : (x^4 + x^3 + 1) = 1 \\ - (x^4 + x^3 \phantom{+ x^2 + x} + 1) \\ \hline x^2 + x + 1 \end{array}$$

Podiel je 1, zvyšok  $x^2 + x + 1$ . Výsledok je teda štvorica (0111). Takto možno zostaviť tabuľku pre násobenie, ktorá však obsahuje  $15 \times 15 = 225$  položiek, čiže 900 bitov. V tabuľke stačí 15 riadkov a stĺpcov, pretože súčin s nulovým prvkom je opäť nulový prvok.

b) Nenulové prvky poľa GF ( $2^n$ ) vyjadríme formou mocnín  $x^1, x^2, \dots, x^{q-1}$  ( $q = 2^n$ ). Mocnina potom definuje prvok priamo, poprípade možno prvok získať delením mocniny niektorým z polynómov, ktoré tvoria pole GF ( $2^n$ ). Pre pole GF ( $2^4$ ) potom dostávame nasledujúcu tabuľku:

$x = 0010$	$x^6 = 1111$	$x^{11} = 1101$
$x^2 = 0100$	$x^7 = 0111$	$x^{12} = 0011$
$x^3 = 1000$	$x^8 = 1110$	$x^{13} = 0110$
$x^4 = 1001$	$x^9 = 0101$	$x^{14} = 1100$
$x^5 = 1011$	$x^{10} = 1010$	$x^{15} = 0001 = x^0$

O správnosti sa môžeme presvedčiť delením napr. polynómom ( $x^4 + x^3 + 1$ ). Tak pre  $x^5$  dostávame:

$$\begin{array}{r} (x^5 \phantom{+ x^4 + x}) : (x^4 + x^3 + 1) = x + 1 \\ - (x^5 + x^4 \phantom{+ x} + x) \\ \hline x^4 \phantom{+ x^3 + 1} + x \\ - (x^4 + x^3 \phantom{+ 1} + 1) \\ \hline x^3 \phantom{+ x} + x + 1 \end{array}$$

Zvyšok ( $x^3 + x + 1$ ) skutočne odpovedá štvorici (1011).

Vynásobme opäť štvorice (1010) · (0011). Podľa tabuľky zistíme, že sa jedná o súčin  $x^{10} \cdot x^{12} = x^{22} = x^7$ . Mocnina  $x^7$  odpovedá štvorici (0111), čo je správny výsledok. Výsledný exponent berieme modulo 15. Je to preto, lebo exponentu 15, resp. jeho násobku odpovedá kombinácia 0001, čo je polynóm nulového radu tvaru "1". Vyplýva to priamo z definície poľa. Polynóm ( $x^4 + x^3 + 1$ ) totiž delí  $x^{15} - 1$  bezo zvyšku. Preto pri delení  $x^{15} : g(x)$  vyjde zvyšok rovný 1.

Pri tejto metóde násobenia stačí teda tabuľka s 15 položkami, čiže celkom 60 bitov.

Na vlastnostiach Galeových polí GF ( $2^n$ ) v polynómovom vyjadrení sú založené tzv. BCH-kódy (pozri ďalej).

### 5.8 CYKLIČKÉ KÓDY

Špecifická vlastnosť cyklických kódov spočíva v tom, že cyklickou zámennou prvkov použitej kódovej zložky vzniká opäť kódová zložka. Keď je

$$V_1 = v_1, v_2, \dots, v_{n-1}, v_n$$

použitá zložka cyklického kódu, potom aj kódové zložky

$$V_2 = v_2, v_3, \dots, v_{n-1}, v_n, v_1$$

$$V_3 = v_3, v_4, \dots, v_n, v_1, v_2$$

patria k použitým zložkám kódu.

Kódové zložky cyklických kódov je výhodné reprezentovať matematicky ako mnohočleny premennej  $x$ . Kódová zložka dĺžky  $n$  je potom vyjadrená nasledovným polynómom ( $n - 1$ ) stupňa

$$V_1(x) = v_1x^{n-1} + v_2x^{n-2} + \dots + v_{n-1}x + v_n$$

Cyklický posun prvkov kódovej zložky o jeden prvok je ekvivalentný násobeniu daného mnohočlena členom  $x$ , t. j.

$$V_2(x) = x.V_1(x) = v_1x^n + v_2x^{n-1} + \dots + v_{n-1}x^2 + v_nx$$

Pretože operácia násobenia sa robí modulo mnohočlena  $x^n - 1$ , je  $x^n = 1$ , takže

$$V_2(x) = v_2x^{n-1} + v_3x^{n-2} + \dots + v_{n-1}x^2 + v_nx + v_1$$

$$V_3(x) = x.V_2(x) = x^2.V_1(x) = v_3x^{n-1} + v_4x^{n-2} + \dots + v_1x + v_2$$

Cyklický kód ( $n, k$ ) je taký kód, ktorého kódové zložky možno vyjadriť mnohočlenmi ( $n - 1$ )-ho a menšieho stupňa. Tieto mnohočleny sú deliteľné bezo zvyšku mnohočlenom  $g(x)$  stupňa  $r = n - k$ . Mnohočlen  $g(x)$ , ktorým musí byť dvojjeden  $x^n + 1$  deliteľný bezo zvyšku, sa nazýva generačný.

Označme  $J(x)$  mnohočlen, ktorý reprezentuje zložku  $k -$  prvkového nezabezpečeného kódu, ktorý vyjadruje prenášanú informáciu. Príslušná zabezpečená  $n -$  prvková zložka cyklického kódu môže byť v súlade s vyššie uvedenými faktami odvodená násobením mnohočlena  $J(x)$  generačným mnohočlenom  $g(x)$ , t. j.

$$L(x) = H(x) \cdot g(x)$$

Tento spôsob vedie k vytvoreniu nesystematického kódu, ktorý neumožňuje jasné odlišenie informačných a redundantných prvkov, čím sa komplikuje proces príjmu.

V praxi sa preto používa metóda, pri ktorej si k informačným prvkov zachováva svoj význam aj poradie. Až za ne sa na koniec kódovej zložky pridá  $r$  zabezpečujúcich prvkov. Každý mnohočlen  $J(x)$ , ktorý vyjadruje informáciu, sa najskôr násobí jednočlenom  $x^r$ , čím dostaneme mnohočlen

$$J'(x) = J(x) \cdot x^r$$

Tým sa stupeň  $i$  každého člena mnohočlena  $J(x)$  zvýši o  $r$ , t. j. na hodnotu  $i + r$ . Je to ekvivalentné pripísaniu  $r$  núl na koniec kódovej zložky  $J$ . Potom sa mnohočlen  $J'(x)$  delí generačným mnohočlenom, t. j.

$$\frac{J'(x)}{g(x)} = \frac{J(x) \cdot x^r}{g(x)} = Q(x) + \frac{R_v(x)}{g(x)}$$

Delením vznikne podiel  $Q(x)$  a zvyšok  $R_v(x)$ . Pretože generačný mnohočlen  $g(x)$  je  $r$ -tého stupňa, je mnohočlen  $Q(x)$  rovnakého stupňa ako mnohočlen  $J(x)$ . Zvyšok  $R_v(x)$  môže byť najviac  $(r - 1)$  stupňa. Úpravou dostaneme

$$J(x) \cdot x^r = g(x) \cdot Q(x) + R_v(x)$$

z čoho

$$J(x) \cdot x^r + R_v(x) = g(x) \cdot Q(x)$$

Nakoľko  $Q(x)$  vyjadruje kódovú zložku nezabezpečeného  $k$ -prvkového kódu, reprezentuje ľavá časť výrazu zabezpečenú kódovú zložku  $n$ -prvkového cyklického kódu, t. j.

$$V(x) = J(x) \cdot x^r + R_v(x)$$

pretože mnohočlen  $V(x)$  je deliteľný mnohočlenom  $g(x)$ . Keďže  $R_v(x)$  môže byť najviac  $(r - 1)$  stupňa, zhodujú sa v mnohočlene  $V(x)$  koeficienty posledných  $r$  členov najnižšieho stupňa s koeficientami  $R_v(x)$  a koeficienty prvých  $k$ -členov najvyššieho stupňa sú rovnaké ako u mnohočlena  $J(x)$ . Zvyšok po delení  $R_v(x)$  určuje nadbytočné zabezpečujúce prvky.

Napríklad je možné realizovať toľko cyklických kódov dĺžky  $n$ , koľko existuje deliteľov dvojčlena  $x^7 + 1$ .

Pretože

$$x^7 + 1 = (x + 1) \cdot (x^3 + x + 1) \cdot (x^3 + x^2 + 1)$$

existuje celkom 6 rôznych generačných mnohočlenov, ktorým zodpovedajú kódy uvedené v nasledujúcej tabuľke. Stupeň  $r$  generačného mnohočlena určuje počet zabezpečujúcich prvkov.

Generačný mnohočlen $g_1(x)$	$r$	kód ( $n, k$ )
$g_1(x) = x + 1$	1	7, 6
$g_2(x) = x^3 + x + 1$	3	7, 4
$g_3(x) = x^3 + x^2 + 1$	3	7, 4
$g_4(x) = (x + 1) (x^3 + x + 1)$	4	7, 3
$g_5(x) = (x + 1) (x^3 + x^2 + 1)$	4	7, 3
$g_6(x) = (x^3 + x + 1) (x^3 + x^2 + 1)$	6	7, 1

K vyhodnoteniu správnosti prenosu môže byť využitý zvyšok  $R_p(x)$  po delení polynómu  $P(x)$  prijatej kódovej zložky generačným mnohočlenom  $g(x)$ , pretože závisí na usporiadaní mnohočlena chyby  $E(x)$ . Keď mnohočlen  $E(x) \neq 0$  nie je deliteľný mnohočlenom  $g(x)$  bezo zvyšku, potom zvyšok  $R_p(x) \neq 0$  indikuje chybu prenosu.

Zvyšok  $R_p(x) = 0$ , jednak v prípade  $E(x) = 0$ , t. j. pri prenose bez chyby, jednak v prípade, keď mnohočlen  $E(x) \neq 0$  je deliteľný generačným mnohočlenom  $g(x)$  bezo zvyšku. V poslednom prípade ostane chyba prenosu nezistená, pretože prenášaná kódová zložka sa vplyvom chyby prenosu zmenila na inú použiteľnú kódovú zložku.

## 5.9 BCH KÓDY

Spomedzi doteraz známych samoopravných kódov, ktoré opravujú aj viacnásobné nezávislé náhodné chyby, sú najúčinnéjšie Boseho - Chaudriho - Hocquenghemove (B C H) polynomicke kódy. Boli objavené okolo roku 1960. Tieto kódy sú veľmi vhodné pre kódové slová strednej dĺžky.

Symbole používané v BCH kódoch sú prvkami konečného poľa  $GF(q)$ , pričom z praktických dôvodov  $q$  býva mocninou čísla 2. Predpokladajme, že chceme zostrojiť kód, v ktorom by sa minimálna vzdialenosť medzi kódovými slovami rovnala číslu  $d$ .

K danej minimálnej vzdialenosti  $d$  zostrojíme nasledujúcim spôsobom kódovací polynóm  $g(x)$ . Predovšetkým nech  $GF(q^r)$  je rozšírenie poľa  $GF(q)$  stupňa  $r$ , kde  $q^r = p^{r \cdot s} \geq d + 1$ . Nech ďalej  $\alpha \in GF(q^r)$  je primitívny prvok s multiplikatívnym radom  $q^r - 1$ .

Nech  $m_1(x)$  je minimálny polynóm s koreňom  $\alpha$  a nech  $m_2(x)$  je minimálny polynóm s koreňom  $\alpha^2$ . Potom polynóm

$$g(x) = \text{n.s.n.} [m_1(x), m_2(x), \dots, m_{d-1}(x)]$$

generuje kód, v ktorom kódové slová majú dĺžku  $(q^r - 1)$  a minimálnu vzdialenosť nie menšiu ako  $d$ . (Skratka n.s.n znamená - najmenší spoločný násobok.)

### P r í k l a d 5.

Chceme zostrojiť dvojkový ( $q = 2$ ) BCH kód s kódovými slovami dĺžky 15 a s minimálnou vzdialenosťou  $d = 5$ . Najskôr nájdeme primitívny polynóm, ktorý generuje  $GF(2^4)$ . Nech je to polynóm  $x^4 + x^3 + 1$  a nech  $\alpha$  je koreň tohto polynómu.

Utvoríme postupnosť mocnín prvku  $\alpha$ :

$$\begin{aligned} &\alpha \\ &\alpha^2 \\ &\alpha^3 \\ &\alpha^4 = \alpha^3 + 1 \end{aligned}$$

Poslednú rovnosť dostaneme tak, že do  $x^4 + x^3 + 1$  dosadíme  $\alpha$ . Výsledok  $\alpha^4 + \alpha^3 + 1 = 0$ , a teda  $\alpha^4 = \alpha^3 + 1$ .

Ak ďalej násobíme prvkom  $\alpha$ , dostávame:

$$\alpha^5 = \alpha^4 \cdot \alpha = (\alpha^3 + 1) \cdot \alpha = \alpha^4 + \alpha = \alpha^3 + 1 + \alpha = \alpha^3 + \alpha + 1$$

$$\alpha^6 = \alpha^5 \cdot \alpha = (\alpha^3 + \alpha + 1) \cdot \alpha = \alpha^4 + \alpha^2 + \alpha = \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha + 1$$

$$\alpha^7 = \alpha^6 \cdot \alpha = \alpha^2 + \alpha + 1$$

$$\alpha^8 = \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha$$

$$\alpha^9 = \alpha^2 + 1$$

$$\alpha^{10} = \alpha^3 + \alpha$$

$$\alpha^{11} = \alpha^3 + \alpha^2 + 1$$

$$\alpha^{12} = \alpha + 1$$

$$\alpha^{13} = \alpha^2 + \alpha$$

$$\alpha^{14} = \alpha^3 + \alpha^2$$

$$\alpha^{15} = \alpha^4 + \alpha^3 = 1$$

Symbolom  $m_1(x)$  označujeme minimálny polynóm (nad  $Z_2$ ) s koreňom  $\alpha^1$ . Vypočítajme  $m_1(x)$ ,  $m_2(x)$ ,  $m_3(x)$  a  $m_4(x)$ . Pretože  $\alpha$  je koreňom polynómu  $x^4 + x^3 + 1$ , aj  $\alpha^3$  a  $\alpha^4$  sú korene polynómu  $m_1(x)$ . Vyplýva to z identity  $f(\alpha)^{p^j} = f(\alpha^{p^j})$ , ktorá platí pre každý polynóm  $f$  nad poľom charakteristiky  $p$ . Pretože  $p = 2$ , je zrejmé, že  $\alpha$ ,  $\alpha^2$  a  $\alpha^4$  majú rovnaké minimálne polynómy, t. j.

$$m_1(x) = m_2(x) = m_4(x) = x^4 + x^3 + 1$$

Podobne  $\alpha^3$ ,  $\alpha^6$ ,  $\alpha^{12}$  a  $\alpha^{24} = \alpha^9$  majú rovnaký minimálny polynóm. Je to polynóm

$$m_3(x) = m_6(x) = m_{12}(x) = m_9(x) = (x - \alpha^3)(x - \alpha^6)(x - \alpha^{12})(x - \alpha^9)$$

ktorý možno nad GF (16) upraviť takto:

$$\begin{aligned} & (x - \alpha^3)(x - \alpha^6)(x - \alpha^{12})(x - \alpha^9) = \\ & = (x - \alpha^3)(x - \alpha^3 - \alpha^2 - \alpha - 1)(x - \alpha - 1)(x - \alpha^2 - 1) = \\ & = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1 \end{aligned}$$

(štyri prvky  $\alpha^3$ ,  $\alpha^6$ ,  $\alpha^9$  a  $\alpha^{12}$  sú štyri konjugované korene polynómu  $m_3(x)$ ).

Preto  $x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$  je jediný normovaný polynóm nad  $Z_2$ , ktorého korene sú prvkami  $\alpha^3$ ,  $\alpha^6$ ,  $\alpha^9$ ,  $\alpha^{12}$  rozšíreného poľa GF (16). Najmenším spoločným násobkom polynómov  $m_1(x)$ ,  $m_2(x)$ ,  $m_3(x)$  a  $m_4(x)$  bude súčin  $m_1(x) \cdot m_3(x)$

$$g(x) = m_1(x) \cdot m_3(x) = (x^4 + x^3 + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1) = x^8 + x^4 + x^2 + x + 1$$

Pretože kódovací polynóm  $g(x)$  má stupeň 8, bude mať každé kódové slovo  $15 - 8 = 7$  číslic  $a_0, \dots, a_6$  určených na zápis pôvodnej informácie a 8 kontrolných číslic.

Ukázkou pôvodného slova je napr. slovo 0 0 1 0 0 0 1, ktorému odpovedá polynóm  $a(x) = x^4 + 1$ . Tieto polynómy sa v BCH kódach kódujú tak, že sa násobia polynómom  $g(x)$ . Teda súčin



$$a(x) \cdot g(x) = x^{12} + x^6 + x^5 + x^2 + x + 1 = b(x)$$

ktorého dvojkový zápis 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 1 predstavuje zakódované slovo.

Ak chceme zostrojiť dvojkový ( $q = 2$ ) BCH kód s kódovými slovami dĺžky 15 a s minimálnou vzdialenosťou  $d = 5$ , ktorý opravuje 2 nezávislé chyby, nájdeme najprv primitívny polynóm generujúci  $GF(2^4)$ . Nech je to polynóm  $x^4 + x + 1$  a  $\alpha$  je koreňom tohto polynómu. Jednotlivé prvky poľa a postupnosť mocnín  $\alpha$  možno vyjadriť pomocou nasledujúcej tabuľky:

$$(\alpha^4 + \alpha + 1 = 0 \implies \alpha^4 = \alpha + 1, \text{ atď.})$$

Postupnosť mocnín	Binár. kód	Polynómy
0	0000	
1	0001	$x + 1$
$\alpha$	0010	$x^4 + x + 1$
$\alpha^2$	0100	$x^4 + x + 1$
$\alpha^3$	1000	$x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$
$\alpha^4 = \alpha + 1$	0011	$x^4 + x + 1$
$\alpha^5 = \alpha^2 + \alpha$	0110	$x^2 + x + 1$
$\alpha^6 = \alpha^3 + \alpha^2$	1100	$x^4 + x^3 + x^2 + 1$
$\alpha^7 = \alpha^3 + \alpha + 1$	1011	$x^4 + x^3 + 1$
$\alpha^8 = \alpha^2 + 1$	0101	$x^4 + x + 1$
$\alpha^9 = \alpha^3 + \alpha$	1010	$x^4 + x^3 + x^2 + 1$
$\alpha^{10} = \alpha^2 + \alpha + 1$	0111	$x^2 + x + 1$
$\alpha^{11} = \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha$	1110	$x^4 + x^3 + 1$
$\alpha^{12} = \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha + 1$	1111	$x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$
$\alpha^{13} = \alpha^3 + \alpha^2 + 1$	1101	$x^4 + x^3 + 1$
$\alpha^{14} = \alpha^3 + 1$	1001	$x^4 + x^3 + 1$

BCH kód s abecedou z poľa  $GF(2^4)$  je vytvorený kódovacím polynómom

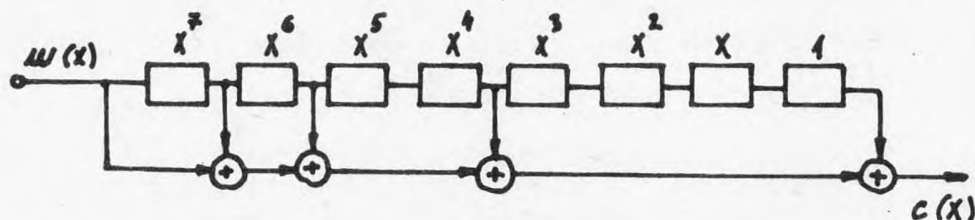
$$\begin{aligned} g(x) &= \text{n.s.n} [m_1(x), m_2(x), m_3(x), m_4(x)] = \\ &= \text{n.s.n} [x^4 + x + 1, x^4 + x + 1, x^4 + x^3 + x^2 + x + 1, x^4 + x + 1] = \\ &= (x^4 + x + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1 \end{aligned}$$

Stupeň mnohočlena  $g(x)$  je rovný 8, čiže  $n - k = 8$ , z čoho vyplýva  $k = 7$ . Obdržali sme teda kódovací polynóm  $g(x)$  kódu BCH (15, 7, 5).

Pri jednoduchom spôsobe nesystematického kódovania cyklických kódov je potrebné pre vytvorenie kódového slova  $c(x)$  vynásobiť správu  $u(x)$  generujúcim polynómom  $g(x)$

$$c(x) = u(x) \cdot g(x)$$

Binárne operácie tohto typu možno realizovať pomocou číslicového filtra s konečnou impulznou odpoveďou (KIO) na GF (q). Realizácia nesystematického kódéra BCH (15, 7, 5) kódu s generátorom kódu  $g(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1$  je na obr. 5.2.



Obr. 5.2

Systematické kódovanie vyžaduje odlišný postup. Predpokladajme, že správa  $u = u_0, u_1, \dots, u_7$  bude zakódovaná v tvare

$$c = \underbrace{c_0, c_1, \dots, c_7}_{\text{kontrolné znaky}}, c_8, c_9, \dots, c_{14} \underbrace{\hspace{2em}}_{\text{správa}}$$

Pri návrhu systematického kódéra sa vychádza z výpočtu kontrolného polynómu. Nech  $\xi$  je cyklický kód s generátorom kódu  $g(x)$ , potom

$$h(x) = (x^n - 1) / g(x) = \sum_{j=0}^k h_j x^j$$

sa nazýva kontrolný polynóm. Ak

$$c(x) = \sum_{i=0}^{n-1} c_i x^i = u(x) \cdot g(x)$$

je ktorékoľvek kódové slovo z  $\xi$ , potom

$$c(x) h(x) = \sum_{i=0}^{n-1} c_i x^i \sum_{j=0}^k h_j x^j = u(x) g(x) h(x) = 0 \text{ v } R_n$$

Z predchádzajúceho vzťahu vyplýva

$$\sum_{i=0}^{n-1} c_i h_{j-i} = 0, \quad j = 0, 1, \dots, n-1$$

čo je sústava paritných kontrolných rovníc (modulo n), ktoré vyhovujú danému kódu.

Sústava lineárnych rovníc vedie na rekurentný vzťah

$$c_t h_k + c_{t+1} h_{k-1} + \dots + c_{t+h} h_0 = 0 \text{ pre } t = 0, 1, \dots, n-k-1$$

Rekurentný vzťah možno použiť pre výpočet kontrolných znakov pri systematickom kódovaní.

Uvedený matematický aparát budeme znova aplikovať na kód BCH (15, 7, 5). Polynóm  $h(x)$  vypočítame pomocou vzťahu

$$h(x) = (x^{15} - 1) / g(x) = (x^{15} - 1) / (x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1) = x^7 + x^6 + x^4 + 1$$

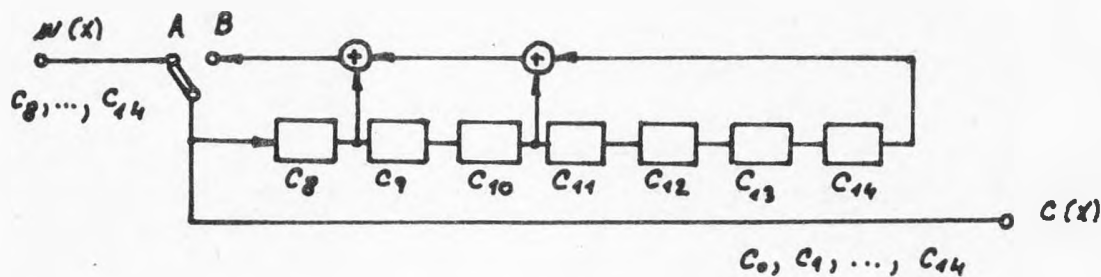
Z rekurentného vzťahu pomocou kontrolného polynómu  $h(x)$  vyplýva sústava rovníc pre výpočet kontrolných znakov  $c_0, c_1, \dots, c_7$ .

$$\begin{aligned} c_7 + c_8 + c_{10} + c_{14} &= 0 \\ c_6 + c_7 + c_9 + c_{13} &= 0 \\ c_5 + c_6 + c_8 + c_{12} &= 0 \\ c_4 + c_5 + c_7 + c_{11} &= 0 \\ c_3 + c_4 + c_6 + c_{10} &= 0 \\ c_2 + c_3 + c_5 + c_9 &= 0 \\ c_1 + c_2 + c_4 + c_8 &= 0 \\ c_0 + c_1 + c_3 + c_7 &= 0 \end{aligned}$$

Pomocou sústavy rovníc vypočítame najprv kontrolný znak  $c_7$  a potom postupne ostávajúce znaky  $c_6, c_5, \dots, c_0$ .

$$\begin{aligned} c_7 &= c_8 + c_{10} + c_{14} \\ c_6 &= c_7 + c_9 + c_{13} \\ &\vdots \\ c_0 &= c_1 + c_3 + c_7 \end{aligned}$$

Realizácia systematického kodéra podľa uvedených vzťahov je na obr. 5.3.



Obr. 5.3

Kodér pracuje tak, že najprv súčasne prichádzajú jednotlivé bity správy  $u(x)$  v poradí  $c_{14}, c_{13}, \dots, c_8$ , jednak na výstup kodéra  $c(x)$ , jednak aj do obvodu posuvného registra (prepínač v polohe A). Po skončení prenosu správy sa v obvodech posuvných registrov vytvorí prvý kontrolný prvok  $c_7$ . Prepnutím prepínača do polohy B sa prvok  $c_7$  prenese na výstup kodéra. Ďalším cyklickým

posuvom informácie v posuvných registroch sa postupne vytvárajú ostávajúce prvky  $c_6, c_5, \dots, c_0$ . Po prepnutí prepínača do polohy A môže začať prenos a kódovanie ďalšieho slova.

**P r í k l a d 6.**

Zakódujte v BCH (15, 7, 5) kóde správu  $u(x) = x^{14} + x^{11} + x^{10} + x^8$ . Binárne vyjadrenie správy  $u(x)$  je:

$$\begin{array}{ccccccc} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ c_{14} & c_{13} & c_{12} & c_{11} & c_{10} & c_9 & c_8 \end{array}$$

**Riešenie:**

$$\begin{aligned} c_7 &= c_8 + c_{10} + c_{14} = 1 + 1 + 1 = 1 && \text{(sčítanie je v modulo 2)} \\ c_6 &= c_7 + c_9 + c_{13} = 1 + 0 + 0 = 1 \\ c_5 &= c_6 + c_8 + c_{12} = 1 + 1 + 0 = 0 \\ c_4 &= c_5 + c_7 + c_{11} = 0 + 1 + 1 = 0 \\ c_3 &= c_4 + c_6 + c_{10} = 0 + 1 + 1 = 0 \\ c_2 &= c_3 + c_5 + c_9 = 0 + 0 + 0 = 0 \\ c_1 &= c_2 + c_4 + c_8 = 0 + 0 + 1 = 1 \\ c_0 &= c_1 + c_3 + c_7 = 1 + 0 + 1 = 0 \end{aligned}$$

Zakódovaná správa má tvar:

$$\begin{array}{cccccccccccccccc} c &= & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ & & c_{14} & & & & & \dots & & & & & & & & c_1 & c_0 \end{array}$$

Dekódovanie BCH kódov

Predpokladajme binárny BCH kód s navrhnutou vzdialenosťou  $d$ . Kódové slovo má tvar

$$c = c_0 c_1 \dots c_{n-1}$$

Pri systematickom kódovaní ďalej platí, že pôvodná správa  $u$  je včlenená do kódového slova nasledujúcim spôsobom

$$u = u_0 u_1 \dots u_{k-1} = c_{n-k} c_{n-k-1} \dots c_n$$

Pomocou základnej definície o lineárnych kódach možno písať

$$H c^{tr} = 0$$

kde  $H$  je kontrolná matica a  $c^{tr}$  je transponovaná matica kódového slova  $c$ .

Predpokladajme, že pri prenose signálu  $c$  vznikajú chyby a v prijímači obdržíme signál v tvare

$$y = c + e$$

kde  $e$  je chybový vektor  $e = e_0 e_1 \dots e_{n-1}$ .

Pod pojmom dekódovanie sa pri samoopravných kódoch rozumie proces, pri ktorom sa z prijatej správy vytvorí správa zhodná s vyslanou správou za predpokladu, že chyby, ktoré vznikli v priebehu prenosu správy, neprekročia zabezpečovaciu schopnosť kódu.

Dekódovanie môžeme rozdeliť do nasledujúcich etáp:

- 1) výpočet syndrómu
- 2) nájdenie mnohočlena pozície chýb  $\sigma(z)$
- 3) výpočet pozície chýb
- 4) oprava chýb

V prvej fáze dekódovania správy sa kontroluje, či chyby vôbec vznikli. Ak áno, vzniklá sústava syndrómových rovníc obsahuje informácie o polohe chýb, nie však v použiteľnom tvare. Poloha chýb je určená v ďalších krokoch riešením syndrómových rovníc.

Pri odvodení syndrómových rovníc budeme vychádzať z kontrolnej matice H, ktorá v BCH kódoch má takúto formu:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 & \dots & \alpha^{n-1} \\ 1 & \alpha^3 & \alpha^6 & \dots & \alpha^{3(n-1)} \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ 1 & \alpha^{d-2} & \alpha^{2(d-2)} & \dots & \alpha^{(d-2)(n-1)} \end{pmatrix}$$

Výpočet chybových rovníc je daný vzťahom:

$$S = H y^{tr} = H \begin{pmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{n-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum y_i \alpha^{i} \\ \sum y_i \alpha^{3i} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \sum y_i \alpha^{(d-2)i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y(\alpha) \\ y(\alpha^3) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y(\alpha^{d-2}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ A_{d-2} \end{pmatrix}$$

Dekodér počíta syndrómy  $A_f$  z  $y(x)$  tak, že  $y(x)$  je delené minimálnym polynómom  $m_f(x)$  a potom možno písať

$$y(x) = Q(x) m_f(x) + R(x)$$

Potom syndróm  $A_f = y(\alpha^f)$  je rovný  $R(x)$  pre  $x = \alpha^f$ .

V prakticky uvažovanom príklade kódu BCH (15, 7, 5) potom platí pre  $f = 1$

$$m_1(x) = x^4 + x + 1$$

$$y(x) = Q_1(x) m_1(x) + R_1(x)$$

Po dosadení  $x = \mathcal{L}$  obdržíme zvyšky a zároveň syndrómy

$$A_1 = R_1(\mathcal{L}) = u_0 + u_1\mathcal{L} + u_2\mathcal{L}^2 + u_3\mathcal{L}^3$$

pre  $f = 3$

$$m_3(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$$

$$y(x) = Q_3(x) m_3(x) + R_3(x)$$

Po dosadení  $x = \mathcal{L}^3$  dostávame

$$\begin{aligned} A_3 = R_3(\mathcal{L}^3) &= R_0 + R_1\mathcal{L}^3 + R_2\mathcal{L}^6 + R_3\mathcal{L}^9 = \\ &= R_0 + R_3\mathcal{L} + R_2\mathcal{L}^2 + (R_1 + R_2 + R_3)\mathcal{L}^3 = \\ &= v_0 + v_1\mathcal{L} + v_2\mathcal{L}^2 + v_3\mathcal{L}^3 \end{aligned}$$

Predpokladajme, že chybový vektor  $e$  má váhu  $w$  a obsahuje  $e_{i_1}, \dots, e_{i_w}$  nenulových komponentov. Potom  $i_1, \dots, i_w$ , sú súradnice vektora  $x$ , v ktorých sa nachádza chyba.

Polynóm lokátora chýb je definovaný vzťahom:

$$\tilde{\sigma}(z) = \sum_{i=0}^w \tilde{\sigma}_i z^{-i}, \quad \tilde{\sigma}_0 = 1$$

Pri dekódovaní signálu musí dekodér najprv nájsť syndrómy  $A_p$ , potom v ďalšom kroku je potrebné určiť lokátor chýb  $\tilde{\sigma}(z)$  pomocou  $A_p$ . Syndrómy  $A_p$  však neurčujú vektor  $e$  alebo  $\tilde{\sigma}(z)$  jednoznačne. Dekodér musí nájsť buď vektor  $e$  s najnižšou váhou  $w$ , alebo najnižší stupeň lokátora chýb  $\tilde{\sigma}(z)$  tak, že bude spĺňať Newtonove identické rovnice:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ A_2 & A_1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ A_4 & A_3 & A_2 & A_1 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ A_{2w-4} & A_{2w-5} & \dots & A_{2w-3} & & & \\ A_{2w-2} & A_{2w-3} & \dots & A_{w-1} & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\sigma}_1 \\ \tilde{\sigma}_2 \\ \tilde{\sigma}_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \tilde{\sigma}_{w-1} \\ \tilde{\sigma}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_3 \\ A_5 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ A_{2w-3} \\ A_{2w-1} \end{bmatrix}$$

Pre príklad kódu BCH (15, 7, 5) platí  $w = 2$ ,

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ A_2 & A_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\sigma}_1 \\ \tilde{\sigma}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_3 \end{bmatrix}$$

Riešením sústavy dostávame:  $\tilde{\sigma}_1 = A_1$

$$\tilde{\sigma}_2 = A_3/A_1 + A_2 = A_3/A_1 + A_1^2$$

$$A_2 = A_1^2$$

Polynóm lokátora chýb  $\tilde{\sigma}(z)$  má tvar:

$$\begin{aligned}\tilde{\sigma}(z) &= \sum_{i=0}^w \tilde{\sigma}_i z^{-i} = \tilde{\sigma}_0 + \tilde{\sigma}_1 z^{-1} + \tilde{\sigma}_2 z^{-2} = \\ &= \tilde{\sigma}_0 z^2 + \tilde{\sigma}_1 z + \tilde{\sigma}_2 = z^2 + \tilde{\sigma}_1 z + \tilde{\sigma}_2 = \\ &= z^2 + A_1 z + A_3/A_1 + A_1^2\end{aligned}$$

Na ilustráciu uvedieme spôsob výpočtu  $\tilde{\sigma}(z)$  pre  $w = 3$ .

Dostávame:

$$\begin{array}{cccccc} 1 & 0 & 0 & \tilde{\sigma}_1 & & A_1 \\ A_2 & A_1 & 1 & \tilde{\sigma}_2 & = & A_3 \\ A_4 & A_3 & A_2 & \tilde{\sigma}_3 & & A_5 \end{array}$$

Riešením sústavy rovníc:

$$\begin{aligned}\tilde{\sigma}_1 &= A_1 \\ A_2 \tilde{\sigma}_1 + A_1 \tilde{\sigma}_2 + \tilde{\sigma}_3 &= A_3 \\ A_4 \tilde{\sigma}_1 + A_3 \tilde{\sigma}_2 + A_2 \tilde{\sigma}_3 &= A_5\end{aligned}$$

dostávame:

$$\begin{aligned}\tilde{\sigma}_1 &= A_1 \\ \tilde{\sigma}_2 &= \frac{A_3 A_1^2 + A_5}{A_3 + A_1^3} & A_4 &= A_1^4 \\ \tilde{\sigma}_3 &= A_3 + A_1^3 + \frac{A_1^3 A_3 + A_1 A_5}{A_3 + A_1^3}\end{aligned}$$

Polynóm lokátora chýb  $\tilde{\sigma}(z)$  má tvar:

$$\begin{aligned}\tilde{\sigma}(z) &= \sum_{i=0}^w \tilde{\sigma}_i z^{-i} = \tilde{\sigma}_0 + \tilde{\sigma}_1 z^{-1} + \tilde{\sigma}_2 z^{-2} + \tilde{\sigma}_3 z^{-3} = \\ &= z^3 + \tilde{\sigma}_1 z^2 + \tilde{\sigma}_2 z + \tilde{\sigma}_3 = \\ &= z^3 + A_1 z^2 + \frac{A_3 A_1^2 + A_5}{A_3 + A_1^3} z + \frac{A_1^3 A_3 + A_1 A_5}{A_3 + A_1^3} + A_3 + A_1^3\end{aligned}$$

Z rozboru predchádzajúcich vzťahov vyplýva:

- 1) ak  $A_1 = A_3 = 0$ , v prenesenom slove sa neobjavila chyba, ak  $A_5 = 0$ , alebo ak  $A_5 \neq 0$ , tak došlo k viac než trojnásobnej chybe
- 2) ak  $A_1 \neq 0$ ,  $A_3 = A_1^3$  znamená to, že vznikla jedna chyba
- 3) ak  $A_1 \neq 0$ ,  $A_3 \neq A_1^3$  pri prenose vznikli dve chyby
- 4) ak  $A_1 = 0$ ,  $A_3 \neq 0$  vznikli najmenej tri alebo viac chýb

Tretím krokom dekódovania signálu je nájdenie koreňov lokátora chýb  $\tilde{\sigma}(z)$ . Najjednoduchšia technika je testovanie polynómu  $\tilde{\sigma}(z)$  každou mocninou  $\mathcal{L}$ . Chyba potom má súradnicu 1, ak platí

$$\tilde{\sigma}(\mathcal{L}^i) = 0$$

Uvedený matematický postup overíme na nasledujúcom príklade.

P r í k l a d 7.

Predpokladajme správnu kódovú zložku  $c(x) = x^{14} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^6 + x$ .

$$g(x) = m_1(x) \cdot m_3(x) = (x^{14} + x + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)$$

Urobme chybu v  $c(x)$  napr. na 7. mieste a aplikujme uvedený matematický postup:

Riešenie:

$y(x) = x^{14} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^6 = x$  (na 7. mieste sa zmenila 1 na 0). Hľadáme zvyšok po delení  $y(x):m_1(x)$ . Tento je rovný hodnote:  $R_1(x) = x^3 + x + 1$ . Potom  $A_1 = R_1(\mathcal{L}) = \mathcal{L}^3 + \mathcal{L} + 1$ . Pre jednoduchú chybu dostávame:

$$\tilde{\sigma}(z) = \sum_{i=0}^1 \tilde{\sigma}_i z^{-i} = \tilde{\sigma}_0 + \tilde{\sigma}_1 z^{-1} = z + \tilde{\sigma}_1, \quad \tilde{\sigma}_0 = 1$$

keďže  $\tilde{\sigma}_1 = A_1$ , potom

$$\tilde{\sigma}(z) = z + A_1$$

a

$$\tilde{\sigma}(\mathcal{L}^1) = \tilde{\sigma}(\mathcal{L}^7) = \mathcal{L}^7 + \mathcal{L}^3 + \mathcal{L} + 1 = \mathcal{L}^3 + \mathcal{L} + 1 + \mathcal{L}^3 + \mathcal{L} + 1 = 0$$

Ako je vidieť pre  $i = 7$  je  $\tilde{\sigma}(\mathcal{L}^i) = 0$ , to znamená, že chyba vznikla na 7. mieste.

Teraz predpokladajme chybu na 14. mieste.

Riešenie:

$y(x) = x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^6 + x$ . Zvyšok po delení  $y(x):m_1(x)$  je rovný  $R_1(x) = x^3 + 1$ . Potom  $A_1 = R_1(\mathcal{L}) = \mathcal{L}^3 + 1$ .

$$\tilde{\sigma}(z) = z + \mathcal{L}^3 + 1$$

a teda

$$\tilde{\sigma}(\mathcal{L}^{14}) = \mathcal{L}^{14} + \mathcal{L}^3 + 1 = \mathcal{L}^3 + 1 + \mathcal{L}^3 + 1 = 0.$$

Predpokladajme teraz dvojnásobnú chybu, a to na 14. a 12. mieste. Polynóm  $y(x)$  má tvar:

$$y(x) = x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^6 + x.$$

Po vydelení  $y(x):m_1(x)$  dostávame zvyšok  $R_1(x) = x^2 + x$ . Po vydelení  $y(x):m_3(x)$  dostávame zvyšok  $R_3(x) = x^3 + x + 1$ .



Potom

$$A_1 = R_1(\alpha) = \alpha^2 + \alpha$$

$$A_3 = R_3(\alpha^3) = (\alpha^3)^3 + \alpha^3 + 1 = \alpha^9 + \alpha^3 + 1 = \\ = \alpha^3 + \alpha + \alpha^3 + 1 = \alpha + 1$$

Polynóm lokátora chýb  $\sigma(z)$  má v tomto prípade tvar:

$$\sigma(z) = z^2 + A_1 z + A_3/A_1 + A_1^2 \\ = z^2 + (\alpha^2 + \alpha) z + \frac{\alpha + 1}{\alpha^2 + \alpha} + (\alpha^2 + \alpha)(\alpha^2 + \alpha)$$

Polynóm  $\sigma(z)$  skutočne rovný nule pre hodnoty  $\alpha^{12}$  a  $\alpha^{14}$ , t. j.

$$\sigma(\alpha^{12}) = 0 \text{ a } \sigma(\alpha^{14}) = 0$$

## 6 RIADENIE DÁTOVEJ KOMUNIKÁCIE

Na ujasnenie problematiky riadenia dátovej komunikácie uvažujme jednoduchý prípad, kedy dátová správa pripravená k odoslaniu na vysielaciu stanicu (uložená napr. v pamäti) má byť prenesená k prijímacej stanici. Pretože v takomto komunikačnom reťazci nevystupuje človek, je nutné, aby všetky potrebné činnosti oboch staníc prebiehali automaticky.

V uvedenom prípade môžeme dátovú komunikáciu rozdeliť do päť fáz.

Prvá fáza - zriadenie spoja - zahrňuje činnosti spojené s vytvorením elektrickej cesty medzi dvoma stanicami (napr. voľbou v komutovanej sieti).

Druhá fáza - vytvorenie (logického) spojenia - zahrňuje všetky funkcie potrebné k uvedeniu modemov a terminálov staníc nadväzujúcich spojenie do stavu pripravenosti k vysielaniu a príjmu dátovej správy. To vyžaduje výmenu rôznych riadiacich informácií, napr. identifikáciu staníc, odpoveď volanej stanice, či je schopná prijať správu, alebo že má pripravenú správu k odoslaniu, blokovú synchronizáciu a i.

Tretia fáza - prenos správ - vyžaduje usporiadanie správ do formátov, ich zabezpečenie proti chybám, prenos potvrdzovacích signálov, udržiavanie blokovvej synchronizácie a pod.

Štvrtá fáza - ukončenie (logického) spojenia - vyžaduje vyslanie určitých riadiacich informácií, ktoré uvedú oboje stanice do kludového stavu.

Piata fáza - zrušenie spoja - predstavuje zrušenie vytvorenej elektrickej cesty medzi obojoma stanicami.

Každá z uvedených fáz je charakterizovaná súborom činnosti tzv. komunikačných funkcií. V ďalšej časti sa zmienime bližšie o týchto komunikačných funkciách.

a) Významná požiadavka pri prenose dátových správ je bezpečnosť prenosu.

Pri prenose dátových správ sa obvykle používa zabezpečenie správ proti chybám spätnoväzobnou metódou. Princíp tejto metódy vyžaduje zabezpečiť kratšie úseky správy, aby v prípade chyby mohla byť vykonaná oprava opakovaným vyslaním tohto úseku. To vyžaduje, aby správy na vysielacej strane boli delené na kratšie úseky tzv. fragmenty, ktoré sa musia doplniť zabezpečujúcou časťou, ktorej štruktúra vyplýva z typu použitého detekčného kódu. Takto zabezpečený fragment musí byť ďalej doplnený ďalšími potrebnými riadiacimi informáciami (napr. adresou, poradovým číslom a i.) do výsledného dátového bloku.

Na prijímacej strane musí byť zaistená jednak identifikácia začiatku a konca jednotlivých dátových blokov a ďalej musí byť zaistená identifikácia a vydelenie textu a ostatných častí dátového bloku.

Musí sa vykonať kontrola správnosti prijatých dátových blokov a o výsledku tejto kontroly musí byť spätne informovaná vysielacia stanica. V prípade, že bola zistená chyba, musí byť vyžiadané opakovanie vyslania dátového bloku.

Ďalej musí prijímacia dátová stanica vybrať z dátových blokov jednotlivé fragmenty (text) a zostaviť z nich pôvodnú správu.

Bezpečný prenos dát ale vyžaduje ešte ďalšie, ďalej uvedené činnosti.

b) Pri synchronnom prenose musí byť medzi vysielacou a prijímacou dátovou stanicou zriadená a udržiavaná znaková synchronizácia a obidve stanice musia byť sfázované. Toto musí byť opäť zaistené automaticky.

c) Pri nadväzovaní spojenia medzi dvoma stanicami alebo pri prenose dátových blokov sa môžu vyskytnúť rôzne výnimočné situácie, napr. porucha dátovej stanice, prepĺnenie pamäte prijímacej stanice, podstatné zvýšenie chybovosti prenosu, strata bloku a pod., ktoré musia byť opäť riešené automaticky. Musí byť stanovené, ako majú obidve stanice v takýchto prípadoch postupovať.

d) Musí byť stanovený spôsob riadenia prenosu pri vyššie uvedených rôznych druhoch prevádzky. Napr. pri poloduplexnom prenose musí byť opäť automaticky zaistené, že v danom intervale bude vysielateľ práve len jedna dátová stanica (problém pridelovania prenosovej kapacity).

Alebo pri dátovej komunikácii na mnohobodovom spoji musí byť zase stanovený spôsob, akým bude napr. počítač odovzdávať správy vzdialeným dátovým staniciam a naopak dátové stanice svoje správy počítaču. Musí byť definované, ako majú jednotlivé dátové stanice reagovať na rôzne povelý, aké majú vysielateľ odpovede.

Riešenie uvedených činností vyžaduje, aby si komunikujúce dátové stanice navzájom vymieňali určité riadiace informácie, teda aby existovalo automatické riadenie dátovej komunikácie.

Riadenie dátovej komunikácie sa obecnne vyjadruje súborom základných pravidiel, ktorý sa v uvedenom jednoduchom prípade nazýva linkový alebo spojový riadiaci postup alebo linkový protokol.

Tento linkový protokol musí zaistovať postupné automatické plnenie všetkých jednotlivých funkcií, ktoré sú potrebné pre realizáciu dátovej komunikácie.

Linkový protokol predstavuje súbor pravidiel pre riadenie dátovej komunikácie medzi dvoma stanicami, medzi ktorými existuje fyzické spojenie. Tieto pravidlá musia postihovať jak jednotlivé fázy dátovej komunikácie, tak i rôzne výnimočné stavy.

Linkový protokol môže byť realizovaný obvodovo - napr. v riadiacej jednotke terminálu alebo programovo - napr. v počítači, v programovateľnom termináli a pod. Môže byť takisto použitá kombinácia obidvoch spôsobov.

Vlastnosti linkového pre okolo budú určované hlavne použitým súborom riadiacich povelov a typom formátu. Ďalšou charakteristikou je už vlastné riadenie dátovej komunikácie, ktoré je pre jednotlivé linkové protokoly odlišné.

Súbor riadiacich povelov - bude určovaný buď použitou abecedou alebo použitým druhom formátu (znakovo alebo bitovo orientovaný formát). Napr. sedem-prvková abeceda CCITT č. 5 obsahuje celý rád riadiacich znakov, ktoré môžu byť využité pre vyjadrenie rôznych požadovaných povelov.

### Formáty správy

Pri prenose dátových správ medzi dvoma stanicami, musí byť pre ich vzájomné dorozumenie vopred stanovený jednotný kód a abeceda. Kódom rozumieme druh kódu, ktorý je charakterizovaný počtom prvkov v značke, počtom stavov a vnútornou štruktúrou. Abecedou rozumieme súbor používaných významových znakov.

Ďalej musí byť vopred stanovený formát dátového bloku.

Formátom rozumieme dohodnuté usporiadanie prvkov dátovej správy (textu) a riadiacich znakov potrebných pre realizáciu vyššie uvedených komunikačných funkcií. Realizácia takéhoto usporiadania predstavuje dátový blok alebo paket.

Toto usporiadanie musí byť také, aby prijímacia stanica mohla ľahko identifikovať jednotlivé časti dátového bloku, t. j. riadiace povel, text, ich začiatok a koniec. Formát bloku tvorí v podstate tri časti: záhlavie, text a zakoňčenie. Záhlavie spolu so zakončením sa nazýva obálka. Štruktúra bloku je teda nasledujúca:

záhlavie	text	zakoňčenie
----------	------	------------

### Záhlavie

Obsahuje potrebné riadiace informácie, ako napr. adresu, číslo bloku, údaje pre ďalšie spracovanie... Dĺžka záhlavia bude závisieť na spôsobe kódovania.

### Zakoňčenie

Obsahuje predovšetkým skupinu zabezpečovacích bitov podľa použitého kódu.

### Text

S ohľadom na používané metódy zabezpečenia prenosu dát sa správy pred prenosom delia na kratšie úseky tzv. fragmenty. Voľba dĺžky fragmentov bude ovplyvnená vonkajšími veličinami systému.

Dĺžka fragmentov sa môže pohybovať od niekoľko stoviek bitov do niekoľko tisíc bitov. V ďalšom budeme dátovú správu alebo jej časť - fragment - označovať ako text.

Podľa dĺžky fragmentov môžeme formáty deliť na:

- a) formáty s premenlivou dĺžkou fragmentov
- b) formáty s pevnou dĺžkou fragmentov

V prvom prípade môže byť dĺžka fragmentov v jednotlivých blokoch rôzna, v druhom prípade je dĺžka fragmentov vopred daná. Potom ale v prípade, že pri delení správy na fragmenty bude posledný fragment kratší alebo aj samotná správa bude kratšia než jeden fragment, je potrebné takýto fragment doplniť

do stanovenej dĺžky vyplňovými bitmi alebo znakmi, ktoré sa musia na prijímacej strane oddeliť.

Prakticky sa používajú dva druhy formátov:

- znakovovo orientované formáty
- bitovo orientované formáty

#### Znakovo (bytovo) orientované formáty

Základným prvkom formátu sú jednotlivé znaky. Pre riadiace povely sa používajú vopred definované riadiace znaky.

V prípade premenlivej dĺžky formátu nesmú im odpovedajúce kódové značky byť použité v texte dátovej správy. V opačnom prípade by pri vyhodnocovaní kódových značiek na prijímacej strane došlo k zámene za riadiaci znak a tým k chybnému vyhodnoteniu prijatého bloku. V takomto prípade nie je možné prenášať dátové správy v inej abecede alebo kóde, než je abeceda alebo kód použitý v danom formáte. Takýto znakovovo orientovaný formát i príslušný linkový protokol je preto kódovo netransparentný. To je základná nevýhoda znakovovo orientovaných formátov.

#### Bitovo orientované formáty

Základným prvkom formátu sú jednotlivé bity. Bitovo orientované formáty používajú pevnú dĺžku obálky i textu. To je výhodné pre rozlíšenie jednotlivých častí dátového bloku na prijímacej strane.

V takomto prípade stačí určiť začiatok formátu a odpočítaním bitov potom vydeliť jeho jednotlivé časti. Nie je potrebné používať zvláštne oddeľovacie znaky ako pri znakovovo orientovaných formátoch.

Kódové kombinácie, použité napr. v riadiacej časti bloku sa môžu vyskytnúť i v jeho textovej časti. Z toho vyplýva základná výhoda bitovo orientovaných formátov, a to ich kódová transparentia (kódová nezávislosť), t. j. možnosť prenosu dátových správ v rôznom kóde. To znamená, že v textovom poli rámcu môžu byť umiestnené bity dátovej správy v ľubovoľnej abecede.

Formát tvorí základnú súčasť linkového protokolu a preto druh formátu a jeho charakteristiky sú určené linkovým protokolom. Ďalej si všimneme niektoré významnejšie štandardizované linkové protokoly.

### 6.1 LINKOVÝ PROTOKOL SO ZNAKOVYO ORIENTOVALÝM FORMÁTOM PODĽA ŠTANDARDU ISO 1745

Linkový protokol ISO 1745 vychádza z pôvodného protokolu BSC (Binary synchronous communications protocol) spoločnosti IBM. Používa sedemprvkovú abecedu CCITT č. 5. Táto abeceda obsahuje 10 riadiacich znakov pre riadenie komunikácie. Sú to znaky:

SOH, STX, ETX, ETB, SYN, ACK, ENQ, ANQ, EOT a DLE.

Vymedzenie záhlavia, textu, zakončenia a začiatku bloku je vykonané použitím prvých štyroch znakov SOH, STX, ETX a ETB (ktoré majú vlastne význam oddeľovacích znakov). Tieto oddeľovacie znaky sa nesmú vyskytnúť v texte, pretože by došlo k nesprávnemu oddeľovaniu častí blokov. Použitie týchto oddeľovacích znakov dáva možnosť používať ľubovoľnú dĺžku záhlavia a textu.

Štruktúra znakov orientovaného formátu linkového protokola ISO 1745 má nasledovný tvar:

SOH	Záhlavie	STX	Text	ETX ETB	BCC
1 znak	n znakov	1 znak	m znakov	1 znak	8 bitov

Zabezpečovacia časť bloku je označená BCC (block check character). Použitie jednotlivých riadiacich znakov vyplýva z ich významu. Znak SOH sa vysielá vždy pred záhlavím, znak STX vždy pred textom (vyznačuje koniec záhlavia). Záhlavie sa používa na začiatku správy. V niektorých prípadoch (dvojbodový spoj) nemusí byť záhlavie použité.

#### Asynchrónny a synchrónny prenos

Protokol ISO 1745 môže byť použitý pre asynchrónny a synchrónny prenos.

V prípade asynchrónneho (arytmického) prenosu nie je potrebné zaistiť synchronizáciu, pretože táto je zaistená použitým kódom, napr. v abecede MTA 2 rozbehovým a záverným prvkom pri každej značke.

V prípade synchrónneho prenosu však musí byť pred každým blokom vyslaná postupnosť niekoľkých znakov SYN. Znak SYN odpovedá vhodná kódová značka, ktorá umožňuje synchronizáciu prijímacej stanice s vysielačom. V rôznych abecedách budú znaku SYN odpovedať rôzne kódové značky.

V abecede CCITT č. 5 znak SYN - 0010110 (16hex). Znak SYN sa prenáša na začiatku blokov a ďalších príkazov, v prípade dlhých blokov aj vo vnútri bloku. Príklad formátu dátového bloku pri synchrónnom prenose (bez záhlavia):

SYN .... SYN      STX      text      ETX      BCC

#### Zabezpečenie prenosu

Pre zabezpečenie prenosu dátových blokov používa linkový protokol ISO blokovú metódu ARQ. Zabezpečenie je krížovou paritou (iteračný kód). Každá sedemprvková značka sa doplní ôsmym paritným bitom na nepárnu paritu (zlepšenie synchronizácie pri synchrónnom prenose). To je priečna parita. Zabezpečenie krížovou paritou je vytvorené tým, že sa ešte na konci každého bloku vytvorí osembitová paritná značka, ktorej bity zaisťujú paritu pre rovnoahlé bity značiek bloku. Je to pozdĺžna parita.

Toto zabezpečenie značkou pozdĺžnej parity (BCC) zahŕňa všetky znaky formátu, okrem znakov SYN a prvého znaku formátu SOH alebo STX. V niektorých prípadoch môže byť zabezpečenie len po značkách (jednoduchou paritou bez BCC) alebo nemusí byť použité vôbec.

### Prenos dátových správ v inej abecede

Pri znakovom orientovaných formátoch vznikajú problémy pri prenose textu zakódovaného v inej abecede ako CCITT č. 5. Táto abeceda totiž používa zvlášť vyčlenené kódové značky, ktorým sú pridelené pevné riadiace znaky. Tieto značky už ale nesmú byť využité v texte dátového bloku.

Iné abecedy majú iné riadiace znaky alebo ich vôbec nepoužívajú. Pri použití takýchto abeced sa môžu v texte vyskytnúť kódové značky, ktoré sú v abecede CCITT č. 5 pridelené riadiacim znakom. Prijímač by ich pri použití protokolu ISO taktiež takto vyhodnotil, čo by spôsobilo narušenie prenosu.

Prenos dát v inej abecede než CCITT č. 5 je pri zachovaní protokolu ISO 1745 možný len v tom prípade, že sa v texte dátového bloku nevyskytnú kombinácie odpovedajúce riadiacim znakom.

Zaistiť kódovo transparentný (nezávislý) prenos v ľubovoľnej abecede je možné pomocou prefixu DLE, ktorý sa vloží pred každý jednotlivý riadiaci znak. Iba takáto kombinácia je na prijímacej strane vyhodnotená ako riadiaci znak. V opačnom prípade je samotný znak napr. STX považovaný za súčasť textu.

Príklad formátu pre prenos textu zakódovaného v inej abecede pri použití protokolu ISO:

```
SYN ... SYN  DLE  SOH  záhlavie  DLE  STX  text  DLE  ETX  BCC
```

Avšak text v inej abecede môže obsahovať i kódovú značku odpovedajúcu riadiacemu znaku DLE. Aby nebola na prijímacej strane vyhodnotená ako riadiaci znak, potlačí sa jej riadiaci význam opäť prefixom DLE. Bude teda vyslané DLE DLE, čo sa vyhodnotí ako časť textu (text DLE).

#### 6.1.1 PRINCÍPY DÁTOVEJ KOMUNIKÁCIE RIADENÉ LINKOVÝM PROTOKOLOM ISO 1745 SO ZNAKOVOM ORIENTOVANÝM FORMÁTOM

Linkový protokol ISO 1745 je určený pre poloduplexný alebo jednosmerný prenos. Môže byť použitý na dvojbodovom i mnohobodovom spoji. Prenos môže byť asynchrónny alebo synchrónny, sériový alebo paralelný po znakoch. Ďalej je vhodný ako pre dávkový, tak aj pre konverzačný prenos.

Linkový protokol ISO 1745 je určený pre sieť s centrálnym riadením, kedy jedna stanica je riadiaca - počítač alebo iná programovateľná riadiaca jednotka a ostatné stanice sú podriadené (vzdialené terminály). Z uvedených piatich fáz dátovej komunikácie vykonáva tri: vytvorenie spojenia, prenos správ a ukončenie spojenia. Nezahrňuje teda fázu zriadenia a zrušenia spoja.

Obecne budú jednotlivé fázy dátovej komunikácie prebiehať nasledovne.

#### Fáza vytvorenia logického spojenia

Táto fáza zahrňuje funkcie potrebné k tomu, aby dve stanice mohli začať s výmenou dátových správ.

Riadiaca stanica najprv vyšle "žiadost' k vysielaniu" vyslaním znaku ENQ s adresou volanej stanice. Na dvojbodovom spoji adresu nie je potrebné vysielat'.

Volaná podriadená stanica odpovie podľa vlastného stavu vyslaním negatívneho potvrdenia NAK, ak nemôže prijať dátovú správu alebo vyslaním kladného potvrdenia ACK, ak je schopná a pripravená dátovú správu prijať.

Ak prijme riadiaca stanica negatívnu odpoveď NAK, ukončí prenos vyslaním príslušného znaku EOT. Ak prijme kladnú odpoveď ACK, môže začať s vyslaním 1. bloku dátovej správy.

#### Fáza prenosu správ

Po vytvorení spojenia vyšle vysielacia stanica prvý blok s vyššie uvedeným formátom. V prípade dvojbodových spojov nie je potrebné prenášať pri jednotlivých blokoch záhlavie a blok začína znakom STX.

Prijímacia stanica prijme blok a vykoná kontrolu správnosti vyhodnotením zabezpečovacej časti bloku. V prípade, že chybu nezistí, vysielacia stanica k prijímačkej stanici kladné potvrdenie ACK, ktoré vysielacia stanica vyhodnotí ako výzvu k vyslaniu ďalšieho bloku. Vysielacia stanica vyšle ďalší blok.

Ak zistí prijímacia stanica v prijatom bloku chybu, vyžiada si opakovanie bloku vyslaním negatívneho potvrdenia NAK.

Nakoniec pri vysielaní posledného bloku vyšle vysielacia stanica znak ukončenia správy ETX a po prijatí kladného potvrdenia ACK od prijímačkej stanice vyšle znak ukončenia prenosu EOT.

V prípade synchronného prenosu musí byť po celú dobu dátovej komunikácie zaistená stála komunikačná funkcia - znaková synchronizácia, ktorá je záležitosťou linkového riadiaceho postupu.

Prijímacia stanica bude znaková synchronizovaná, ak bude správne vyhodnocovať známe kódové kombinácie znakov SYN.

Znaková synchronizácia zahŕňa vkladanie znakov SYN do vysielaných dát. Pred každým vyslaným blokom a pred každou odpoveďou musí byť vyslaná dostatočne dlhá postupnosť znakov SYN.

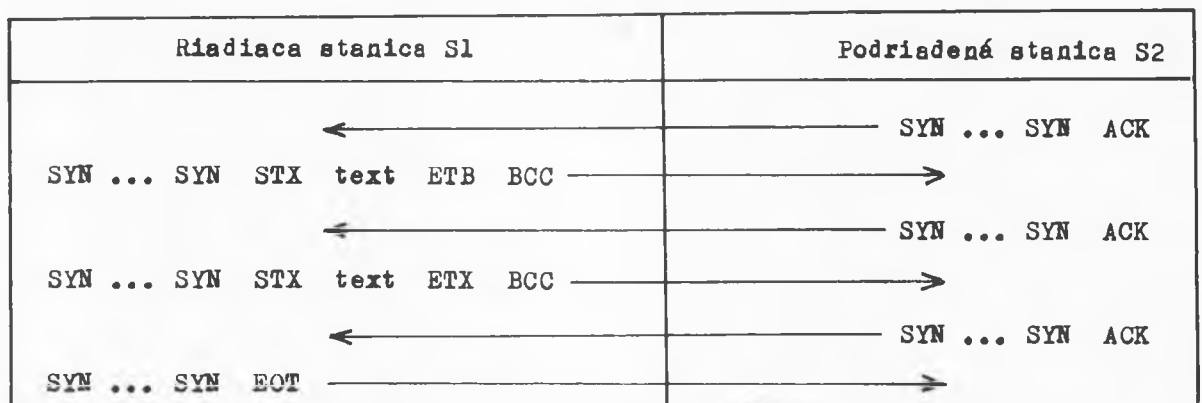
#### Fáza ukončenia spojenia

Ukončenie spojenia začína po vyslaní znaku EOT. Prenos ďalších blokov vyžaduje opätovné vytvorenie spojenia podľa predchádzajúceho.

V nasledujúcej tabuľke je uvedený príklad realizácie protokolu ISO 1745 v prípade synchronnej prevádzky na dvojbodovom spoji. Stanica S1 je vysielacia, stanica S2 prijímacia.

Riadiaca stanica S1	Podriadená stanica S2
SYN ... SYN ENQ	
	SYN SYN ACK
SYN ... SYN STX text ETB BCC	
	SYN ... SYN ACK
SYN ... SYN STX text ETB BCC	chyba





V ďalej uvádzaných príkladoch nebudú - s ohľadom na prehľadnosť - označované znaky SYN.

Pri spätnom prenose potvrdzovacích signálov NAK alebo ACK môže, rovnako ako pri doprednom prenose, vzniknúť chyba, takže povel môže byť vyhodnotený ako zámena za druhý povel alebo nemusí byť vyhodnotený vôbec, nastane jeho strata. V takýchto prípadoch môže pri metóde ARQ za určitých okolností nastať strata dátového bloku (ak vznikne zámena NAK za ACK) alebo zdvojenie bloku (ak vznikne zámena ACK za NAK).

Tieto nedostatky prenosu možno obmedziť zavedením číslovania vysielaných blokov. Číslo bloku sa umiestni do záhlavia bloku. V jednoduchých prípadoch stačí zaviesť číslovanie modulo 2, na čo je potrebný iba 1 bit. Dokonalejšie riešenie vyžaduje číslovať súčasne i príslušné potvrdzovacie signály, napr. ACK 0, ACK 1. Toto všetko je opäť záležitosťou linkového protokolu.

V ďalšom si všimnime konkrétne riadiace postupy na mnohobodovom spoji.

V centralizovanom systéme (centralizované riadenie) môže nadviazanie prenosu zahájiť riadiaca stanica. V systémoch prenosu dát sa obvykle vyskytuje komunikácia v oboch smeroch. Musí teda existovať riadiaci postup jednak pre prípad, kedy prenos dátových správ prebieha v smere od riadiacej stanice k podriadenej a jednak riadiaci postup pre opačný smer prenosu dátových správ.

Prvý prípad, kedy riadiaca stanica chce odovzdať správu podriadenej stanici sa nazýva výber.

Druhý prípad, kedy podriadená stanica chce odovzdať správu riadiacej stanici sa nazýva výzva.

### 6.1.2 REŽIM VÝBERU

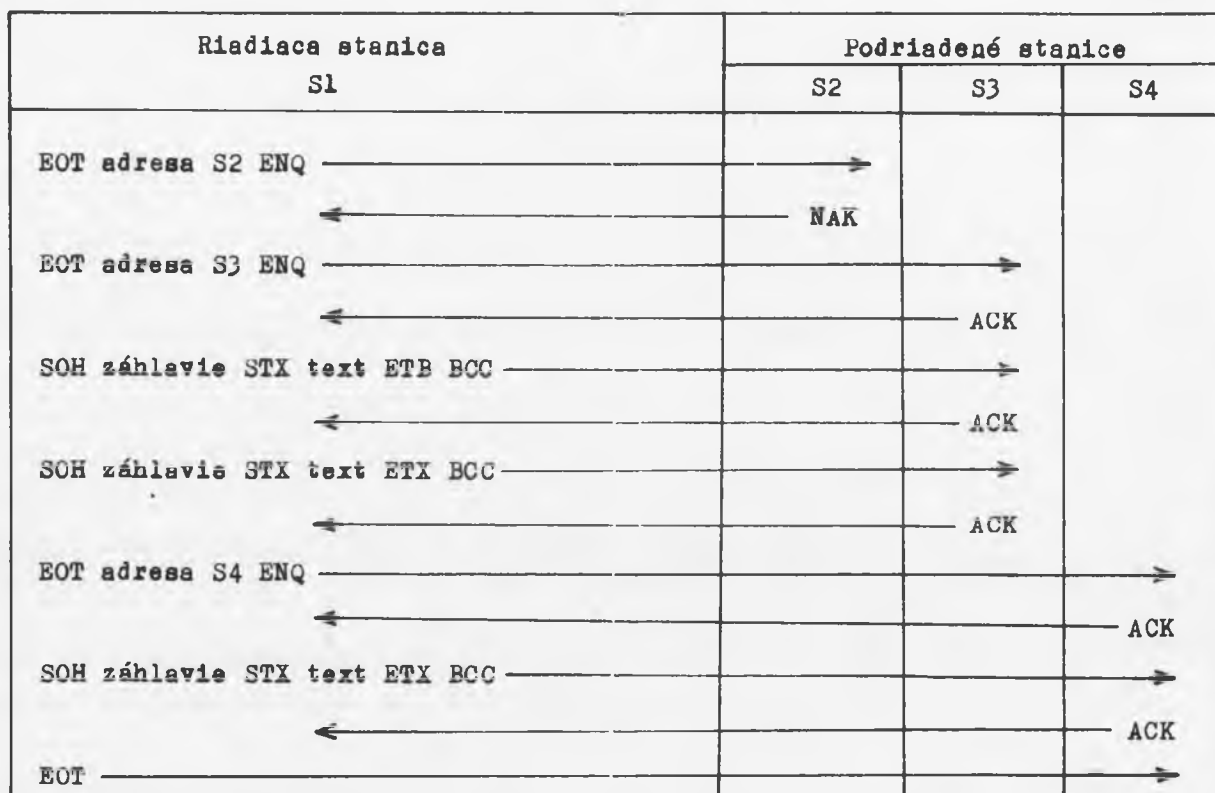
Pri výbere si riadiaca stanica vyberá adresou podriadenu stanicu, aby jej odovzdala správu. Režim výberu sa môže uskutočniť dvoma spôsobmi:

a) Pri bežnom výbere riadiaca stanica S1 najprv uvoľní mnohobodový spoj vyslaním znaku EOT, ktorým sa uvedú všetky podriadené stanice do kludového stavu. Potom riadiaca stanica S1 adresou a dotazom ENQ volá podriadenu stanicu S2. Ak nie je táto stanica schopná prijať správu, odpovie vyslaním znaku NAK a riadiaca stanica volá adresou a dotazom ďalšiu podriadenu stanicu S3, ktorej

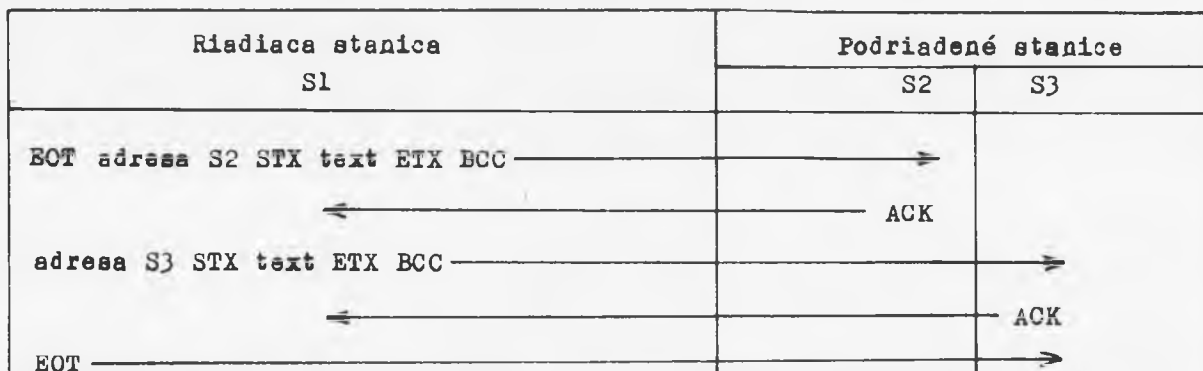
chce odovzdať správu. Ak je podriadená stanica S3 pripravená prijať správu, odpovie znakom ACK a riadiaca stanica potom začne vysielat postupne jednotlivé bloky a podriadená stanica potvrdzuje ich správne prijatie.

Ukončenie prenosu dátovej správy k stanici S3 je vyjadrené znakom ETX v poslednom bloku. Riadiaca stanica sa potom obráti na ďalšiu podriadenú stanicu, ktorej chce odovzdať správu. Najprv však musí opäť uvoľniť mnohobodový spoj vyslaním znaku EOT. Takto postupne vyberá riadiaca stanica jednotlivé podriadené stanice a odovzdáva im správy. Príklad výberu je schematicky znázornený v nasledujúcej tabuľke.

V prípade, že riadiaca stanica neobdrží odpoveď NAK, alebo ACK od podriadenej stanice, opakuje vysielanie bloku. Počet opakovaní toho istého bloku je súčasťou riadiaceho postupu.



b) Pri rýchlom výbere sa dátový blok vysielala bezprostredne po vyslaní adresy bez predchádzajúceho dotazu a súhlasu k prenosu. Tento spôsob je efektívnejší z hľadiska využitia spoja. Príklad rýchleho výberu je schematicky znázornený v nasledujúcej tabuľke.



### 6.1.3 REŽIM VÝZVY (POLLING)

Režim výzvy je v centralizovanom systéme používaný pre prenos správ od podriadených staníc k riadiacej stanici. Pretože sa jedná o centralizovaný systém, musí nadviazanie spojenia zahájiť riadiaca stanica a vyzdvihnúť si dáta od podriadenej stanice. Režim výzvy sa môže uskutočniť dvoma spôsobmi.

#### a) Programová výzva

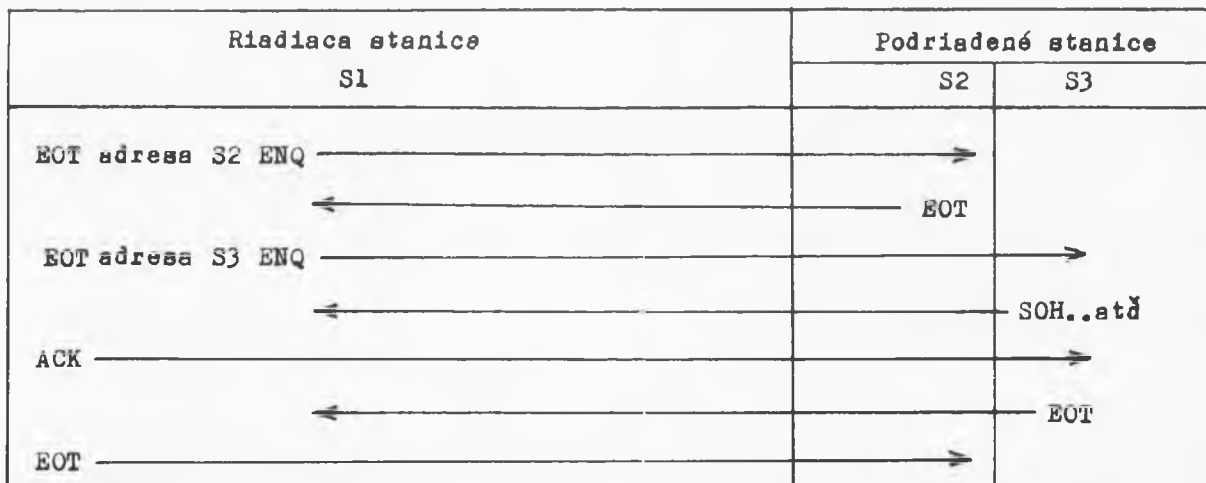
Riadiaca stanica najprv uvoľní mnohobodový spoj vyslaním znaku EOT. Potom riadiaca stanica vysiela adresu podriadenej stanice a znak dotazu ENQ, ktorý podriadená stanica vyhodnotí ako výzvu k odoslaniu dátovej správy. Ak nemá volaná podriadená stanica pripravenú správu k odoslaniu, odpovie vyslaním znaku ukončenia prenosu EOT a riadiaca stanica sa volaním obráti k ďalšej podriadenej stanici.

Ak má volaná stanica pripravenú správu k odoslaniu, zaháji vysielenie jednotlivých blokov v príslušnom formáte ISO 1745.

Riadiaca stanica bloky prijíma, vyhodnocuje ich správnosť a vysiela k podriadenej stanici potvrdzovacie povely. Ak zistí chybný blok, vyžiada si opakované vysielenie bloku vyslaním negatívneho potvrdenia NAK.

Po odoslaní všetkých blokov vyšle podriadená stanica znak ukončenia EOT a riadiaca stanica ukončí komunikáciu tým, že vyšle znak EOT. Potom sa riadiaca stanica obráti rovnakým postupom na ďalšiu podriadenú stanicu.

Uvedený režim výzvy je schematicky znázornený v nasledujúcej tabuľke:



Postup výberu podriadených staníc riadiacou stanicou je riadený programovým vybavením obsahujúcim adresy podriadených staníc. Program môže zahrňovať rôzne priority vo volaní podriadených staníc. Napr., ak má byť niektorá aktívnejšia stanica vyzývaná častejšie, bude sa jej adresa v zozname adries opakovať viackrát.

Napr. pre štyri podriadené stanice A, B, C, D môže byť postup výziev pri udelení priority stanici B nasledujúci:

A B C B D B A B C B

Podriadené stanice sú riadiacou stanicou volané cyklicky veľkou rýchlosťou, napr. niekoľkokrát za 1 s. Systém musí byť schopný obslúžiť všetky podriadené stanice bez podstatného oneskorenia i v dobe najväčšieho prevádzkového zataženia.

Dĺžka cyklu volania bude závisieť na počte staníc na mnohobodovom spoji, na dobe potrebnej k zasynchronizovaniu, na oneskorenie volania a odozvy prenosom, na aktivite staníc.

Pri režime výzvy na mnohobodovom spoji sú prijímače všetkých staníc trvale udržiavané v synchronizme z riadiacej stanice.

Nevýhodou uvedeného režimu výzvy je, že podriadená stanica nemôže vyslať správu kedykoľvek. Tento režim je vhodný napr. pre vyzdvihovanie dátových správ, ktoré majú stanice uložené v pamäti, napr. v systéme zberu dát.

#### b) Štafetová výzva

Štafetová výzva je alternatíva k predchádzajúcej programovej výzve. Používa menej riadiacich znakov a urýchľuje celý proces výzvy. Riadiaca stanica nadviaže spojenie s jednou, obyčajne s najvzdialenejšou podriadenou stanicou. Ak nemá táto stanica pripravenú správu k odoslaniu, prevezme ďalšie riadenie a sama odovzdá výzvu najbližšej stanici. Takto je výzva odovzdávaná od jednej stanici k druhej.

Ak niektorá z podriadených staníc má pripravenú správu k odoslaniu, pozdrží sa štafetové odovzdávanie výzvy, stanica sama nadviaže spojenie s riadiacou stanicou a vyšle správu. Po jej prijatí riadiacou stanicou pokračuje štafetové odovzdávanie výzvy. Tým odpadá potreba volania z riadiacej stanice ku každej podriadenej stanici a spätná odpoveď.

Problémom pri tomto spôsobe výzvy je lokalizácia stanice s poruchou a obnovenie riadiaceho postupu. Vyžaduje sa náročné vybavenie podriadených staníc. Podriadená stanica musí byť schopná vykonávať aj určité riadiace funkcie.

#### 6.1.4 KONVERZAČNÁ PREVÁDZKA

Konverzačná prevádzka predstavuje výmenu krátkych správ medzi riadiacou a podriadenými stanicami. To vyžaduje rýchle striedanie výzvy a výberu, aby komunikácia medzi stanicami prebiehala bez podstatného oneskorenia.

Pretože výzvu i výber zahajuje vždy riadiaca stanica vyslaním adresy a dotazu ENQ, nevie podriadená stanica, či sa jedná o výber alebo výzvu. Riadiaci postup je však aj v tomto prípade jednoduchý.

Riadiaca stanica nadviaže spojenie s podriadenou stanicou vyslaním jej adresy a dotazu ENQ. Ak má podriadená stanica pripravenú správu k odoslaniu, odpovie okamžite vyslaním tejto správy. Ak nemá pripravenú správu k odoslaniu, odpovie znakom ukončenia prenosu EOT, na ktorý riadiaca stanica v prípade výberu, odpovie opätovným vyslaním dotazu ENQ. Na tento opakovaný dotaz už pod-

riadená stanica reaguje zahájením režimu výberu, t. j. odpoveďou ACK - v prípade, že je pripravená prijať správu, alebo odpoveďou NAK - ak nie je pripravená správu prijať.

Príklad komunikácie v konverzačnej prevádzke:

Riadiaca stanica S1	Podriadené stanice	
	S2	S3
EOT adresa S3 ENQ		
		EOT
EOT adresa S3 ENQ		
		ACK
SOH STX text ETB BCC		
		ACK
SOH STX text ETX BCC		
		ACK
EOT adresa S2 ENQ		
	SOH .. text	
ACK		
	SOH .. text	
ACK		
AOT adresa S2		
	ACK	
SOH STX text ETX BCC		
	ACK	
EOT adresa S3 ENQ		
		EOT
EOT		

V prvej časti je naznačený prípad, kedy riadiaca stanica S1 chce odovzdať správu podriadenej stanici S3 (režim výberu), a to v prípade, kedy stanica S3 nemá pripravenú správu k odoslaniu. V ďalšom postupe volá riadiaca stanica S1 podriadenu stanicu S2, ktorej chce odovzdať správu. Pretože stanica S2 má sama pripravenú správu k odoslaniu, nastupuje najprv režim výzvy - stanica S2 odovzdá správu stanici S1 a potom odovzdá stanica S1 správu stanici S2.

Pred každou komunikáciou s ďalšou podriadenu stanicou musí byť znovu vytvorené spojenie (uvoľnenie spoja, adresa, ENQ). Znak ukončenia EOT vyšle stanica, ktorá skončila vysielanie správy.

Volanie podriadených staníc riadiacej stanici sa neustále cyklicky veľmi rýchle opakuje (niekoľkokrát za 1 s), takže správy majú veľmi malé oneskorenie.

Okrem režimu výberu a výzvy na mnohobodovom spoji môže byť použitý ešte tretí režim tzv. ohlásenie.

#### Režim ohlásenia

Pri režime ohlásenia má podriadená stanica možnosť ohlásiť riadiacej stanici svoju žiadosť o výzvu (ohlásiť riadiacej stanici, že má pripravenú správu k odoslaniu). Riadiaca stanica tejto žiadosti potom vyhovie tak, aby nebola narušená ostatná prevádzka v sieti. Do tej doby zostáva správa uložená v pamäti podriadenej stanice.

### 6.2 LINKOVÝ PROTOKOL S BITOVO ORIENTOVANÝM FORMÁTOM PODĽA DOPORUČENIA CCITT V.41

Tento linkový protokol je prvým medzinárodne štandardizovaným linkovým protokolom s bitovo orientovaným formátom. Je kódovo transparentný (text môže byť v ľubovoľnej abecede). Je určený pre jednosmerný dávkový prenos dát na dvojbodových spojoch. Môže byť využitý pre synchronný a asynchronný prenos. Nemôže byť využitý pre konverzačnú prevádzku. Taktiež nemôže byť využitý pre riadenie komunikácie na mnohobodových a kruhových spojoch.

Dopredný a spätný kanál sa vytvára kmitočtovým delením hlavného kanálu.

Protokol CCITT V.41 používa pevnú dĺžku formátu. Používa zabezpečenie metódou ARQ s plynulým vysielaním blokov.

Štruktúra formátu podľa CCITT V.41

záhlavie	text	zabezpečenie
4 bity	240 - 480 - 960 - 3840 bitov	16 bitov

Záhlavie tvoria 4 riadiace bity, ktoré dovoľujú vytvoriť celkom  $2^4 = 16$  rôznych štvor-bitových skupín. Každý takejto skupine je podľa CCITT V.41 priradený jeden riadiaci význam.

Základnou riadiacou informáciou prenášanou v záhlaví každého bloku s textom, je poradové číslo bloku. Je použité cyklické číslovanie blokov podľa schémy A, B, C, A, B, C, ... s nasledujúcim priradením číslovaní:

0011 - blok A,      1001 - blok B,      1100 - blok C

Číslovanie blokov umožňuje kontrolu poradia blokov pri ich opakovaní v prípade chyby a zamedzuje strate, zdvojeniu alebo zámene poradia blokov.

Ďalšia základná riadiaca funkcia prenášaná v záhlaví je synchronizácia. Na začiatku zahájenia komunikácie obsahuje záhlavie vždy prefix synchronizač-

nej postupnosti 0 1 0 1, za ktorým v textovom poli nasleduje tzv. synchronizačná výplň obsahujúca aspoň 28 prechodov (pre bitovú synchronizáciu). V zabezpečovacom poli nasleduje postupnosť blokovej synchronizácie v tvare:

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

Celok predstavuje synchronizačný blok, po ktorom až nasledujú dátové bloky A, B, ...

Vyčlenené štvor-bitové kombinácie môžu byť v záhlaví využité i pre iné, avšak už nepovinné riadiace informácie, ako napr. pre indikáciu začiatku správy, konca správy (0100) alebo konca prenosu (1000). Posledné dva prípady už ale v textovej časti neobsahujú dáta, iba ľubovoľnú výplň.

Dáta (text) zaberajú pole buď 240, 480, 960 alebo 3840 bitov. Posledná dĺžka je vhodná pre prenos dát družicovými spojmi.

Zakončenie tvorí 16 bitov zabezpečovacej časti cyklického kódu. Zabezpečenie sa vzťahuje na text včítane záhlavia.

Používané prenosové rýchlosti sú 200 až 4800 bit/s. Horná hranica je vymedzená celkovou dobou oneskorenia pri použití metódy ARQ.

#### 6.2.1 PRINCÍPY DÁTOVEJ KOMUNIKÁCIE RIADENEJ PROTOKOLOM CCITT V.41

Vysielač modem začne v intervale medzi výzvou k vysielaniu (obvod č. 105) a pohotovosťou k vysielaniu (obvod č. 106) vysielateľ k volanej stanici dvojkové prvky 1. Volaná stanica odpovie rovnakým spôsobom, spätným kanálom vysielala postupnosť prvkov 1.

Vysielač modem potom prechádza k vysielaniu prvého bloku, ktorým je synchronizačný blok s vyššie uvedenou štruktúrou.

Prijímač modem po prijatí synchronizačného bloku začne vysielateľ spätným kanálom postupnosť prvkov 0. Vysielač modem prechádza k vysielaniu prvého dátového bloku A.

Dosiahnutie správnej blokovej synchronizácie sa na prijímacej strane vyhodnocuje tým, že v záhlaví prvého dátového bloku A vysielaného za synchronizačným blokom, sa môže vyskytnúť iba štvorbitová kombinácia 0 0 1 1, odovedaajúca poradiu bloku A alebo sa môže vyskytnúť kombinácia indikujúca začiatok správy. Vo všetkých ostatných prípadoch sa vysielala do spätného kanálu stav 1 a opakuje sa vyslanie synchronizačného bloku.

Pri bezchybnom vyhodnotení dátového bloku A na prijímacej strane, zostáva spätný kanál v stave 0 a nasleduje vyslanie ďalšieho dátového bloku B.

Ak bude prvý dátový blok A prijatý chybné, zmení sa stav spätného kanálu z 0 na postupnosť prvkov 1. Vysielač modem zahájí znova vysielanie synchronizačného bloku. Pri zistení chyby v ktoromkoľvek ďalšom bloku, prechádza spätný kanál do stavu 1 a vysielacia stanica opakuje vyslanie tohto jedného bloku.

Pri bezchybnom vyhodnotení dátového bloku A na prijímacej strane, zostáva spätný kanál v stave 0 a nasleduje vyslanie ďalšieho dátového bloku B.

Ak bude prvý dátový blok A prijatý chybné, zmení sa stav spätného kanálu z 0 na postupnosť prvkov 1. Vysielací modem zahájí znova vysielanie synchronizačného bloku. Pri zistení chyby v ktoromkoľvek ďalšom bloku, prechádza spätný kanál do stavu 1 a vysielacia stanica opakuje vyslanie tohto jedného bloku.

Ukončenie prenosu môže byť signalizované blokom, v ktorého záhlaví je doporučená kombinácia 1 0 0 0 nasledovaná výplňovým textom (ľubovoľná postupnosť) s nominálnou dĺžkou textu. Vysielanie jednotlivých blokov na seba bezprostredne nadväzuje.

Postup riadenia dátovej komunikácie linkovým protokolom CCITT V.41:

Hlavná stanica	Vedľajšia stanica
1 1 1 1 1 .....	.....
.....	..... 1 1 1 1 1 ....
0 1 0 1 SYN SYN .....	.....
.....	..... 0 0 0 0 0 ....
A text CRC .....	.....
.....	..... 0 0 0 0 0 ....
B text CRC .....	.....
.....	..... 1 1 1 1 1 ....
B text CRC (opakovanie) .....	.....
.....	..... 0 0 0 0 0 ....
1 0 0 0 výplň CRC .....	.....

Zabezpečovacia časť bloku je označená CRC (cyclic redundancy check) - zabezpečenie cyklickým kódom.

### 6.2.2 ZABEZPEČENIE PRENOSU DÁT METÓDOU ARQ (AUTOMATIC REQUEST REPETITION)

#### a) Metóda ARQ s postupným vysielaním blokov

Princíp tejto metódy je nasledujúci: vysielacia stanica vyšle jeden blok a čaká na povel od prijímacej stanice. Ak nezistí prijímacia stanica v prijatom bloku chybu, vyšle spätným kanálom povel kladného potvrdenia - ACK. Ak zistí v prijatom bloku chybu, vyšle povel negatívneho potvrdenia NAK. Obe povel sú riadiacimi znakmi abecedy CCITT č. 5.



Ak prijme vysielacia stanica kladné potvrdenie (ACK), vysielala ďalší blok, pri negatívnom potvrdení (NAK), opakuje vyslanie bloku, ktorý má uložený v pamäti. Stačí pamäť o kapacite jedného najdlhšieho bloku na vysielacej a prijímacej strane.

Nevýhodou tejto metódy je malá účinnosť prenosu.

b) Metóda ARQ s plynulým vysielaním blokov

V tomto prípade bude vysielacia stanica vysielat jednotlivé bloky plynule a súčasne sa bude spätným kanálom prenášať ku každému vyslanému bloku potvrdzovací signál. Pri zistení chyby vyšle prijímacia stanica povel negatívneho potvrdenia NAK a čaká na opakovanie vyslania bloku. Opakované vyslanie bloku môže byť vykonané dvoma spôsobmi:

a) vrátením o N blokov späť a opakovaním všetkých týchto N blokov počnúc chybným blokom

b) opakovaním iba chybného bloku

Táto metóda je oproti predchádzajúcej výhodnejšia hlavne v prípadoch dlhej doby šírenia signálu. Nevýhodou je nutnosť pamätí s väčšou kapacitou.

Uvedené metódy spätnoväzobného zabezpečenia neberú do úvahy možnú chybovosť spätného kanálu. Ak bude napr. vyslaný povel NAK zamenený za povel ACK vznikne strata bloku, lebo hoci si prijímač vyžiadal opakovanie bloku, bude vysielaný ďalší blok. Pri zámene povelu ACK za povel NAK dochádza zasa k opakovanému vyslaniu bezchybne prijatého bloku a tým k zdvojeniu bloku.

Konkrétne využitie systému zabezpečenia metódou ARQ s plynulým vysielaním blokov je uvedené v doporučení CCITT V.41. Modemy musia byť vybavené dopredným a spätným kanálom. V doprednom kanále je synchronný a v spätnom asynchrónny prenos. Používa sa prenos po 240, 480, 960 alebo 3840 bitoch. Prenosové rýchlosti sú 200 až 4800 bit/s. Každý blok obsahuje 4 riadiace bity, ďalej text uvedenej dĺžky a 16 zabezpečovacích bitov cyklického kódu. Dĺžka zabezpečených blokov teda je 260, 500, 980 alebo 3860 bitov.

Systém detekuje každý nepárny počet chýb v bloku a každý zhuk chýb do dĺžky 16 bitov.

Zabezpečenie cyklickým kódom je vykonané pre blok riadiacich a informačných bitov dĺžky  $k$  - bitov. Tento blok je vyjadrený mnohočlenom  $M(x)$  s členmi od  $x^{k-1}$  do  $x^{16}$ . Zabezpečovacie bity sú získané ako zvyšok po delení tohto mnohočlena generujúcim mnohočlenom  $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$  a odpovedajú koeficientom mnohočlena od  $x^{15}$  do  $x^0$ .

Kladné potvrdenie je charakterizované v spätnom kanáli stavom 0, žiadosť o opakované vyslanie bloku stavom 1.

### 6.3 LINKOVÝ PROTOKOL VYSOKEJ ÚROVNE - HDLC

Linkový protokol HDLC (high level data link control procedure) odstraňuje nevýhody znakovito orientovaného linkového protokolu ISO 1745. Vychádza z protokolu SDLC (synchronous data link control) vyvinutého spoločnosťou IBM, ktorý bol upravený a štandardizovaný Americkým národným normalizačným ústavom (ANSI) ako protokol ADCCP a neskôr predložený v ISO, kde bol upravený na protokol HDLC, ktorý má niekoľko modifikácií.

Môže byť použitý v simplexnej, poloduplexnej i duplexnej prevádzke. Je vhodný pre dávkový a konverzačný prenos. Použiteľný je len pre synchronný prenos, a to na všetkých druhoch pevných i komutovaných spojoch - na dvojbo-  
dovom, mnohobodovom a kruhovom spoji. Používa bitovo orientovaný formát, ktorý je kódovo transparentný.

Bitovo orientovaný formát protokolu HDLC vytvára tzv. rámec, v ktorom sú vydelené bitové miesta pevnej dĺžky tzv. pole, v ktorých sú umiestnené ucelené informácie, ako je napr. adresa, riadiaci znak, text, zabezpečenie a pod. Podľa toho hovoríme o adresovom, dátovom, riadiacom a zabezpečovacom poli.

Adresové, riadiace a zabezpečovacie pole tvorí obálku. Tieto polia majú pevné dĺžky.

Adresové pole - obsahuje adresu podriadenej stanice v tvare osembitovej kombinácie.

Riadiace pole - má dĺžku osem bitov, alebo ako rozšírené 16 bitov.

Dátové - textové pole - môže mať ľubovoľnú dĺžku. Často sa používa dĺžka daná násobkom ôsmich. Dáta môžu byť prenášané v ľubovoľnej abecede.

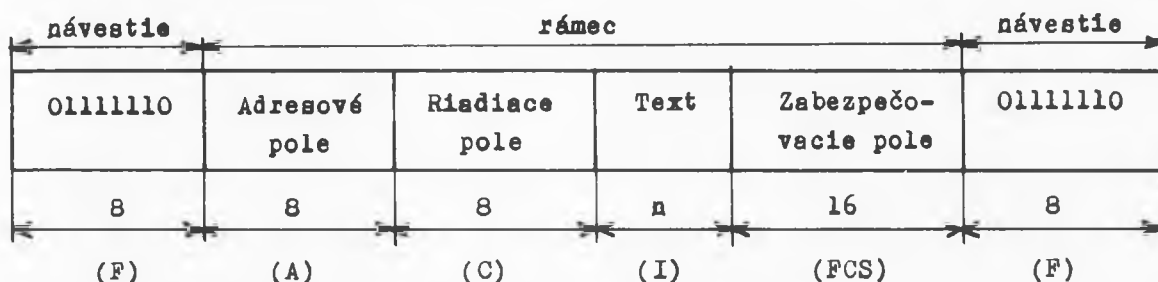
Zabezpečovacie pole - FCS (frame checking sequence) má dĺžku 16 bitov. Pre zabezpečenie je doporučený kód s generujúcim mnohočlenom  $x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ . Zabezpečenie sa vzťahuje na celý rámec (na adresové, riadiace a textové pole). Zabezpečenie využíva metódu ARQ s plynulým vysielaním blokov.

#### Návestie (krídelná značka)

Pretože dĺžka formátu protokolu HDLC je konštantná, nepoužívajú sa pre oddelenie textu oddeľovacie znaky. K vymedzeniu textového pola na prijímacej strane stačí určiť začiatok a koniec celého rámca. Textové pole potom môže byť vymedzené jednoduchým odpočítavaním bitov rámca a to jak od začiatku, tak do konca rámca. Začiatok a koniec rámca je vymedzený krídelnými značkami (návestím) 0 1 1 1 1 1 0, ktoré v postupnosti rámcov predstavujú oddeľovacie značky medzi susednými rámcami. Táto kombinácia sa ale nesmie vyskytnúť v textovom poli. Preto pri vysielaní textu je kontrolovaný počet jedničiek. Ak sa vyskytne kombinácia piatich jedničiek, potom sa za piatou jedničkou vloží automaticky nula.

Napr. časť textu ... 1 1 1 1 1 0 1... sa vysielala v tvare 1 1 1 1 1 0 0 1... alebo text 1 1 1 1 1 1 0 sa vysielala v tvare ... 1 1 1 1 1 0 1 0. Vkladanie bitov sa nazýva stuffing. Nevýhodou je, že dĺžka dátového pola po vložení takéhoto jedného alebo niekoľkých bitov, už nebude násobkom čísla osem.

Štruktúra formátu protokolu HDCL:



Rámeč nemusí vždy obsahovať dátové pole (text), takže minimálna dĺžka rámeča je 32 bitov (keď sa vysielala iba riadiaca informácia bez textu).

### 6.3.1 ŠTRUKTÚRA A VYUŽITIE RIADIACEHO POĽA

Riadiace pole môže mať jednu z troch možných základných štruktúr. Podľa použitia štruktúry riadiaceho poľa rozlišujeme tri typy rámečov:

- informačný rámeč
- riadiaci rámeč
- nečíslovaný rámeč.

S ohľadom na ďalšie značenie budeme informačný rámeč nazývať textový rámeč a označovať skratkou T - rámeč.

Podľa štruktúry použitého riadiaceho poľa môžeme teda hovoriť o riadiacom poli textového rámeča, o riadiacom poli riadiaceho rámeča alebo o riadiacom poli nečíslovaného rámeča.

#### Textový rámeč I

Je tvorený úplnou štruktúrou formátu. Tento rámeč obsahuje textové pole a slúži pre prenos dát (textu).

#### Riadiaci rámeč R

Využíva sa pre prenos riadiacich informácií od riadiacej stanice k podriadenej a tiež pre potvrdzovanie textových rámečov. Tento rámeč neobsahuje textové pole, ale je tvorený iba samotnou obálkou včítane zabezpečovacieho poľa.

#### Nečíslovaný rámeč N

Neobsahuje textové pole a je určený pre prenos ďalších riadiacich informácií a odpovedí medzi dátovými stanicami bez použitia číslovania. Prenáša napr. povely pre nastavenie pracovného režimu komunikujúcich staníc a pod.

Ďalej sú uvedené štruktúry troch riadiacich polí uvedených rámečov, v prípade dĺžky 8 bitov:

1	2	3	4	5	6	7	8	Riadiace pole:
0		ČV		D/K		ČP		T - rámca
1	0	RF		D/K		ČP		R - rámca
1	1	M		D/K		M		N - rámca

Uvedené riadiace polia sú rozlíšené prvým alebo prvým a druhým bitom. Riadiace pole obsahuje niekoľko častí:

ČV - poradové číslo vysielaného rámca

ČP - očakávané číslo prijímaného rámca od druhej stanice

RF - riadiaca funkcia

D/K - 1 bit vo význame dotazu D alebo označenia konca K (označenie posledného vyslaného rámca)

M - miesta pre iné riadiace funkcie

Poradové čísla v informačnom rámci registruje riadiaca stanica zvlášť pre každú podriadenú stanicu. Číslovanie prijatých rámcov je informáciou pre druhú stanicu, ktorý rámec bude vysielaný a zároveň je potvrdením vysielacej stanice, že všetky (ČP-1) predchádzajúce rámce boli prijaté bezchybne.

#### Číslovanie ČV a ČP

Na číslovanie rámcov číslami ČV a ČP sú k dispozícii tri bity, čo umožňuje číslovať rámce do čísla 7 (0, 1, 2, ..., 7). Potom sa číslovanie cyklicky opakuje.

Rámce s rozšíreným triediacim poľom na 16 bitov je možné číslovať až do čísla 127.

Číslo ČV sa používa iba v T rámcoch a vyjadruje poradové číslo vyslaného rámca danou stanicou. Číslo ČP sa používa v T rámcoch a tiež v R rámcoch. V T rámci informuje týmto číslom práve vysielajúca stanica prijímajúcu stanicu o počte bezchybne už prijatých rámcov, čo pri číslovaní v poradí 0, 1, 2, ... odpovedá číslu nasledujúceho očakávaného rámca.

Toto číslovanie sa využíva na kladné potvrdenie správnosti všetkých prijatých rámcov až do čísla (ČP - 1).

#### Riadiace funkcie RE riadiaceho pásma

Pre riadiace informácie sú v riadiacom rámci vyčlenené dva bity (3. a 4.), čo umožňuje vysielateľ štyri rôzne príkazy. Štandardizované sú nasledujúce príkazy:

00 - RR (receive ready) - pripravenosť k príjmu. Stanica, ktorá vyslala túto kombináciu, vyjadruje pripravenosť k príjmu T rámcov. Má význam kladného potvrdenia.

- 1 0 - REJ (reject) - zamietnutie (negatívne potvrdenie). Táto kombinácia vyjadruje žiadosť o opakovanie všetkých rámcov počnúc číslom ČP, ktoré je uvedené v tomto riadiacom rámci.
- 0 1 - RNR (receive not ready) - nepripravenosť k príjmu. Stanica, ktorá vyslala túto kombináciu, vyjadruje nepripravenosť k príjmu T rámcov. Tento stav nepripravenosti môže byť v ďalšom zrušený vyslaním kombinácie 0 0, 1 0, 1 1 alebo T rámcom s bitom D v stave 1.
- 1 1 - SREJ (selective reject) - selektívne zamietnutie. Touto kombináciou si stanica vyžiada opakované vyslanie jediného rámca s číslom ČP uvedeným v tomto riadiacom rámci. To umožňuje efektívnejšie využitie kanálov oproti prípadu použitia príkazu REJ, pretože sa opakuje iba jeden rámec, ktorý bol vyhodnotený ako chybný. Táto výhoda sa prejaví hlavne pri väčšej dobe oneskorenia prenosu a pri rozšírenom číslovaní rámcov do 127.

#### Povel D/K

Povel D/K je vyjadrený jedným bitom na 5. mieste všetkých typov riadiacich polí. Riadiaca stanica využíva tento bit v stave 1 pre realizáciu dotazu D vo význame výzvy k podriadenej stanici. Po prijatí D = 1, začne podriadená stanica vysielat' T rámce, ktorých počet môže byť až do čísla 7 alebo 127. S vysielaním ďalších T rámcov môže podriadená stanica začať až po prijatí ďalšieho povelu D od riadiacej stanice.

Podriadená stanica využíva bit D/K v stave 1 pre označenie konca, t. j. posledného vysielaného rámca.

Bit D/K sa môže využiť aj pre kladné potvrdenie alebo pre iné účely.

### 6.3.2 PRINCÍPY DÁTOVEJ KOMUNIKÁCIE RIADENEJ PROTOKOLOM HDLC

Riadenie protokolom HDLC umožňuje tri základné pracovné režimy:

- režim normálnej odpovede - NRM
- režim asynchrónnej odpovede - ARM
- režim asynchrónnej vyváženej odpovede - ABM

#### Režim NRM (normal response mode)

V tomto režime môže podriadená stanica vyslať správu len na základe výzvy od riadiacej stanice. Rámce môže odoslať do č. 7 alebo do č. 127 (podľa dĺžky riadiaceho poľa). Ďalšie rámce môže vysielat' až po prijatí ďalšej výzvy od riadiacej stanice.

#### Režim ARM (asynchronous response mode)

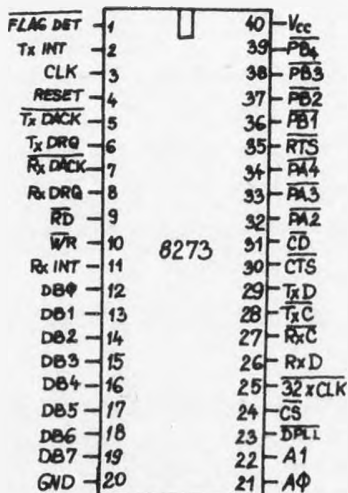
V tomto režime môže podriadená stanica vyslať správu kedykoľvek, bez výzvy riadiacej stanice. Musí byť ale vyriešená situácia, ktorá môže vzniknúť pri súčasnom volaní oboch staníc (riadiacej aj podriadenej).

Režim ABM (asynchronous balanced mode)

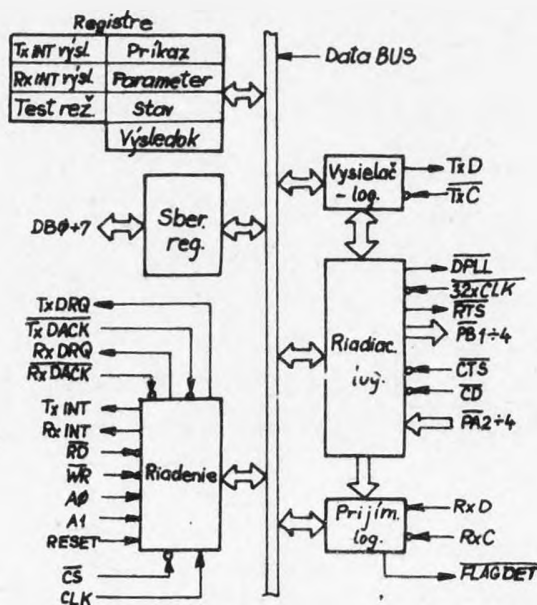
V tomto režime môže ktorákoľvek stanica na dvojbodovom spoji zahájiť komunikáciu. Tento režim umožňuje vysokú efektívnosť využitia duplexného spoja.

6.3.3 PROGRAMOVATEĽNÝ RADIČ HDLC/SDLC PROTOKOLU - 8273

Obvod 8273 je programovateľný radič pre riadenie ISO/CCITT HDLC prenosového protokolu a pre riadenie SDLC protokolu IBM. Umožňuje využívanie súboru výkonných príkazov. Je založený na architektúre dvoch procesorov. Jeho výkon zbavuje CPU značnej časovej záťaže pri riadení prenosu.



Obr. 6.1



Obr. 6.2

Označenie a popis vývodov:

$V_{CC}$  - (40) - napájanie +5V

GND - (20) - zem

RESET - (4) - I - Reset (nulovanie) - "1" blokuje činnosť 8273. Zostáva zablokován až do príchodu príkazu z CPU. Signály pre riadenie modemu sú všetky - "1". Nulovanie musí trvať viac než 10 hodinových períód.

$\overline{CS}$  - (24) - I - Blokovanie - uvoľňuje činnosť signálov  $\overline{RD}$  a  $\overline{WR}$ .

$DB_7 \div DB_0$  - (19  $\div$  12) - I/O - Dátová zbernica - obojsmerné trojstavové vodiče pre pripojenie na systémovú dátovú zbernicu.

$\overline{WR}$  - (10) - I - Zápis - prepisuje dáta z CPU do 8273

RD - (9) - I - Čítanie - prepisuje dáta z 8273 do CPU

TxINT - (2) - O - Prerušenie od vysielania - indikuje, že vysielacia časť obvodu vyžaduje obsluhu CPU.

RxINT - (11) - O - Prerušenie od príjmu - indikuje, že prijímacia časť obvodu vyžaduje obsluhu CPU.

TxD<sub>DRQ</sub> - (6) - O - Žiadosť o DMA prenos dát - medzi pamäťou a 8273.

RxD<sub>DRQ</sub> - (8) - O - Žiadosť o DMA prenos dát - medzi 8273 a pamäťou.

$\overline{TxDACK}$  - (5) - I - Potvrdenie DMA pre vysielanie - prideluje 8273 DMA cyklus.

$\overline{RxDACK}$  - (7) - I - Potvrdenia DMA pre prenos - prideluje 8273 DMA cyklus.

$A_1, A_0$  - (22, 21) - I - Adresa - rozlišuje vnútorné registre.

TxD - (29) - O - Vysielané dáta - sériový výstup dát do prenosového kanála.

$\overline{TxC}$  - (28) - I - Hodiny pre vysielanie - synchronizujú vysielané dáta.

RxD - (26) - I - Prijímané dáta - sériový vstup dát z prenosového kanála.

$\overline{RxC}$  - (27) - I - Hodiny pre príjem - synchronizujú prijímané dáta.

$32 \times \overline{CLK}$  - (25) - I - 32-násobok hodinovej frekvencie - používa sa pre obnovenie hodín pri použití asynchrónneho modemu. V slučkovom usporiadaní spoja môže stanica pracovať bez presných hodín a môže užívať 32-násobok hodín v spojení s výstupom DPLL. Ak nie je tento vývod použitý, musí byť uzemnený.

$\overline{DPLL}$  - (23) - O - Výstup fázovej slučky - môže byť použitý, ak nie je k dispozícii frekvencia 1-krát hodiny. V tomto prípade je spojený s  $\overline{RxC}$  a  $\overline{TxC}$  (27 a 28) a so vstupom 32-krát hodiny (25).

$\overline{FLAG DET}$  - (1) - O - Zistenie F poľa - obvod zistil príchod začiatku rámca.

RTS - (35) - O - Žiadosť o prenos - 8273 je pripravený k vysielaniu.

$\overline{CTS}$  - (30) - I - Žiadosť o dáta - modem upozorňuje 8273, že je schopný prevziať dáta k vysielaniu.

$\overline{CD}$  - (31) - I - Detekcia nosnej - indikuje, že v prenosovom kanáli bol zahájený prenos a 8273 môže zahájiť čítanie z RxD vstupu.

$\overline{PA}_{2 \div 4}$  - (32  $\div$  34) - I - Obecne použiteľný vstupný port - CPU môže cez tieto vstupy zapisovať.

$\overline{PB}_{1+4}$  - (36+39) - 0 - Obecné použiteľný výstupný port - CPU môže z týchto výstupov dáta vyčítavať.

CLK - (3) - I - Hodiny - obdĺžnikový signál s úrovňami TTL.

### Popis funkcie

Obvod môže byť použitý v synchronných a asynchronných aplikáciách, v ktorých môžu byť dáta zakódované spôsobom NRZI (Non Return to Zero Invert). Hodiny sú potom odvodzované z NRZI dátového signálu za použitia fázovej slučky. Rámce sú automaticky kontrolované na správnosť pomocou kontrolného pola FCS, ktorého obsah je generovaný automaticky a pripája sa za informačné pole. Obvod generuje a rozpoznáva znaky hlavy a konca (0 1 1 1 1 1 0), prerušovacie a kľudové znaky. Môže pracovať v riadiacej a podriadenej stanici. Takisto môže byť použitý pre vytvorenie IBM SDLC prenosovej slučky v režime jednobitového oneskorenia. Toto usporiadanie vyžaduje iba dva páry vodičov pre celú spojovaciu sieť. Výstup fázového závesu môže byť využitý i za neprítomnosti presných hodín v sieti.

### Pripojenie 8273 k CPU:

Pripojenie môže používať DMA alebo programové prenosy dát riadené buď prerušeniami alebo ináč. Umožňuje maximálne využitie zbernice, pretože sa prenáša iba informačné pole. Oddelené prijímacie a vysielacie prerušovacie signály zvyšujú efektívnosť operácií. Žiadosti o prerušenie sú aktívne až do okamžiku prečítania výsledkov, ktoré boli dôvodom k prerušeniu.

Pripojenie 8273 k CPU je riešené cez sedem registrov adresovaných signálmi  $\overline{CS}$ ,  $A_1$ ,  $A_0$ ,  $\overline{RD}$  a  $\overline{WR}$  a cez dva nezávislé dátové registre pre zápis a čítanie dát. Adresy  $A_1$  a  $A_0$  sú obvykle dva najnižšie adresové bity adresovej zbernice. Signály  $\overline{RD}$  a  $\overline{WR}$  sú známe signály  $\overline{I/OR}$  a  $\overline{I/OW}$  z obvodu 8228.

Adresácia registrov je určená tabuľkou:

$A_1$	$A_0$	$\overline{TxDACK}$	$\overline{RxDACK}$	$\overline{CS}$	$\overline{RD}$	$\overline{WR}$	Register
0	0	1	1	0	1	0	príkaz
0	0	1	1	0	0	1	stav
0	1	1	1	0	1	0	parameter
0	1	1	1	0	0	1	výsledok
1	0	1	1	0	1	0	nulovanie
1	0	1	1	0	0	1	TxINT výsledok
1	1	1	1	0	1	0	-
1	1	1	1	0	0	1	RxINT výsledok
x	x	0	1	1	1	0	vyslanie dát
x	x	1	0	1	0	1	príjem dát



### Popis registrov

Príkazový register - zápis príkazu do tohto registra zahajuje operáciu.

Parametrový register - zapisujú sa do neho parametre (doplnkové informácie) k zložitejším príkazom.

Register výsledku - jeho stav určuje výsledok práve ukončenej operácie.

Register výsledku prerušenia od vysielania - obsahuje výsledky ukončeného vysielania.

Register výsledku prerušenia od príjmu - obsahuje výsledky dokončeného príjmu dát s nasledujúcimi dodatočnými výsledkami určujúcimi dôvody prerušenia.

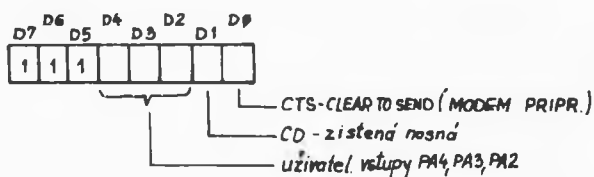
Stavový register - obsahuje údaj stavu komunikácie 8273 a CPU.

### Prepojenie na modem:

Obvod 8273 umožňuje pripojenie modemu štandardným spôsobom alebo podľa definície užívateľa. Všetky riadiace signály sú aktívne v "0", takže pre pripojenie na štandardné modemy je potrebné použiť invertujúce budiče pre získanie normovaných signálov. Pre asynchrónne operácie poskytuje 8273 možnosť NRZI kódovania a dekódovania dát pomocou fázovej slučky pre získanie hodín z dát. Umožňuje automatickú prevádzku modemov sledovaním signálov  $\overline{CTS}$  a  $\overline{CD}$  a generovanie signálu  $\overline{RTS}$ . Obvod môže tiež pracovať v "PRE-FRAME SYNC" režime, kedy pred vysielaním rámca vyšle vždy 16 zmien úrovni pre synchronizáciu spoja. Operácie sú vykonávané logickými úrovňami, t. j. napr. bit  $D_0$  portu A bude "1", keď  $\overline{CTS}$  (30) je fyzicky "0" (logicky "1").

### Vstupný port A:

Pri aktivite sleduje obvod 8273 vstupy  $\overline{CTS}$  a  $\overline{CD}$ . Signál  $\overline{CTS}$  podmieňuje zahájenie vysielania. Ak sa v priebehu vysielania zmení signál  $\overline{CTS}$ , vyšle 8273 signál prerušenia, rovnako ako pri zmene signálu  $\overline{CD}$  v priebehu príjmu dát.



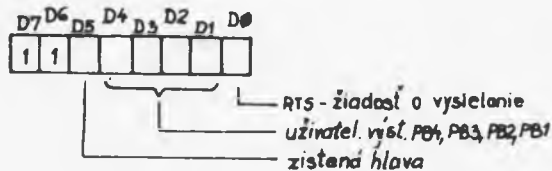
Obr. 6.3

Bity  $D_7$  a  $D_5$  sú vždy v stave "1". Bity  $D_4$  a  $D_2$  sú užívateľom definované vstupy  $PA_4$ ,  $PA_3$  a  $PA_2$ . Bit  $D_1$  je detekcia nosnej a bit  $D_0$  znamená žiadosť o dáta.

### Výstupný port B:

Ak je výstup  $\overline{\text{RTS}}$  nastavený z CPU do aktívneho stavu, potom 8273 tento stav nemení. Ak je z CPU nastavený do neaktívneho stavu, potom ho 8273 aktivuje pred každým vysielaním a deaktivuje sa oneskorením jedného bytu po skončení vysielania. Ak sa vykoná príjem, je výstup "zistenie F poľa (1)" aktivovaný vždy, ak je v reťazci dát zistené Fpole. Po nulovaní 8273 sú všetky výstupy B portu neaktívne, t. j. = "1".

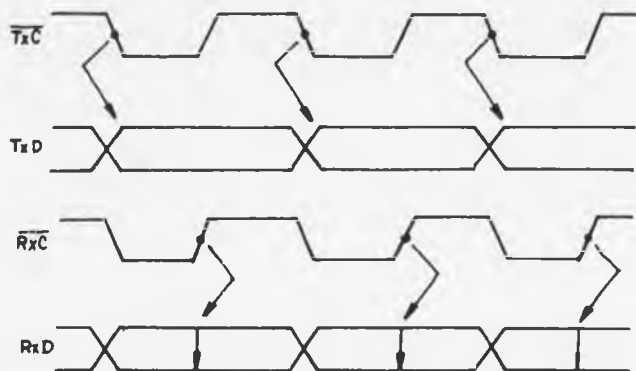
Formát portu B je naznačený na obr. 6.4.



Obr. 6.4

### Obvody pre sériové datové operácie:

Sériové dáta sú synchronizované vysielacími ( $\overline{\text{TxC}}$ ) a prijímacími ( $\overline{\text{RxC}}$ ) hodinami. Nábežná hrana  $\overline{\text{TxC}}$  generuje ďalší bit vysielaných dát a záverná hrana  $\overline{\text{RxC}}$  vyhodnocuje bit prijímaných dát. Taktiež možno naprogramovať NRZI kódovanie a dekódovanie dát - obr. 6.5.



Obr. 6.5

Pre diagnostické účely možno v 8273 naprogramovať spätnú slučku dát a zdroj hodín pre prijímač. Pri programovom zavedení spätnej slučky dát môže CPU vyslať cez 8273 dáta, ktoré sú vnútorne v 8273 zavedené akoby na vstup dát, prijať ich a skontrolovať na zhodu. Pri pochybnostiach o zdroji či vstup  $\overline{\text{RxC}}$  (hodín pre prijímač) možno programovo vo vnútri 8273 zaviesť hodiny z  $\overline{\text{TxC}}$  tiež na vstup  $\overline{\text{RxC}}$ , takže pri použití spätnej slučky dát je zaručená

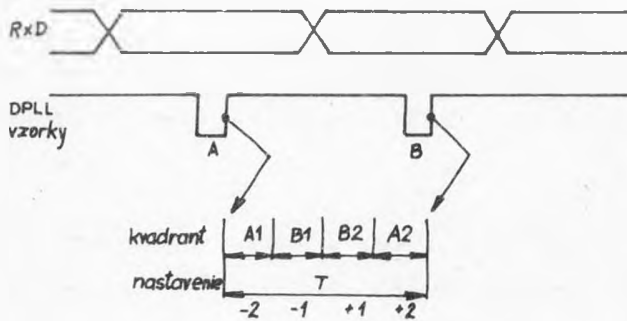
synchronizácia v každom bite, pretože rovnaké hodiny, ktoré vysielajú dáta, ich aj prijímajú a vyhodnocujú.

**Asynchrónny režim:**

Pre účely asynchrónnych prenosov sa používa výstup DPLL. Použitie NRZI kódovania v prenosoch v rámci SDLC protokolu zaisťuje, že v priebehu rámca dôjde k zmene dátového signálu najneskôr vždy po 5. bitoch, čo je najdlhšia postupnosť jedničiek prípustná bez vkladania núl. Fázový záves možno použiť len pri NRZI kódovaní. Pomocou neho možno realizovať poloduplexný alebo duplexný prenos, a to s alebo bez modemov.

**Slučka fázového závesu:**

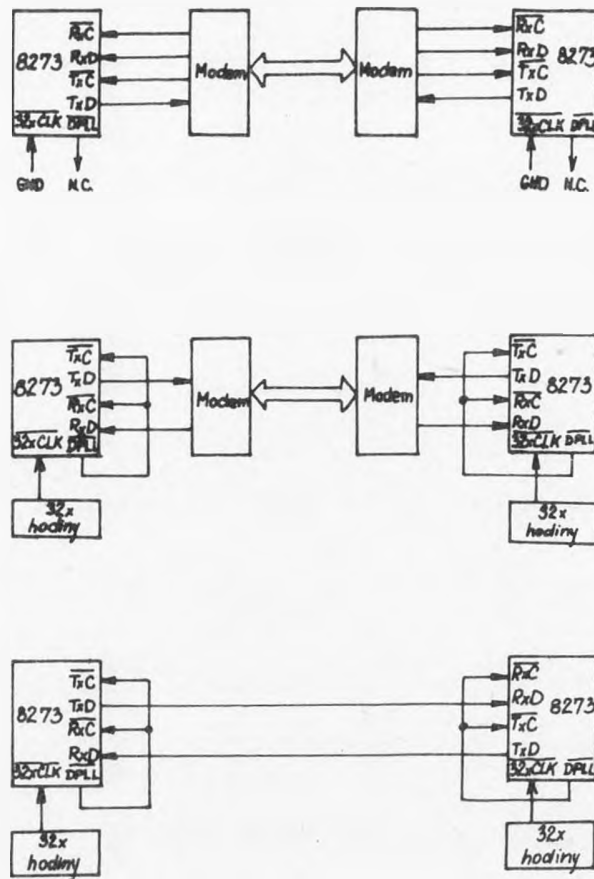
Fázový záves vyžaduje vstup hodín s 32-násobnou frekvenciou oproti požadovanej prenosovej rýchlosti. Prijímané dáta sú vzorkované touto frekvenciou, pričom DPLL generuje vzorkovacie impulzy umiestnené uprostred bitov čítaním dát. "Centrovanie" vzorkovacieho impulzu voči dátovým bitom sa robí s krokom  $1/32$  hodín, pričom nasledujúci impulz je generovaný v závislosti na veľkosti zistenej chyby umiestnenia, po  $32 \pm N$  krokoch od predchádzajúceho. Číslo  $N$  je závislé na kvadrante, v ktorom je detekovaná hrana RxD signálu. V najhoršom prípade dôjde pri konštantnej rýchlosti prijímaných dát k presnému umiestneniu vzorkovacieho impulzu po 12 bitoch prijímaných dát. Časovanie fázového závesu je znázornené na obr. 6.6.



Obr. 6.6

Pre zasynchronizovanie dát po vypnutí spoja je potrebné použiť režim PRE-FRAME SYNC.

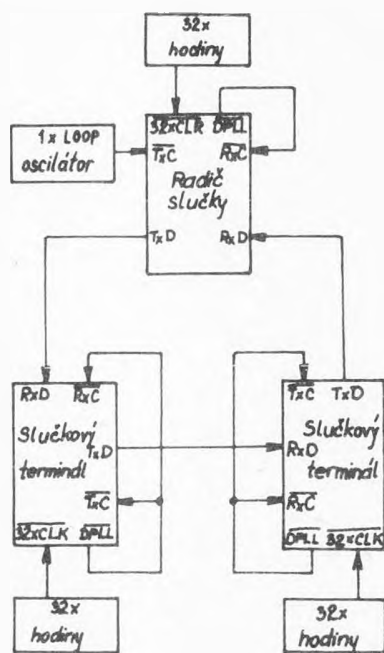
Na obr. 6.7 sú naznačené možné spôsoby prenosu s obvodom 8273.



Obr. 6.7

Slučka SDLC:

V tejto aplikácii fungujú všetky podriadené stanice slučky ako opakovače signálu s 1 bitovým oneskorením. Dáta vysielané riadiacou stanicou do slučky sú v každej stanici postupne prijímané (podľa poradia staníc v slučke) a s 1 bitovým oneskorením vysielané ďalej. Ak nájde niektorá podriadená stanica v adresovom poli rámca svoju adresu, prevezme informáciu z informačného poľa a vykoná požadované funkcie. Potom dáta vyšle ďalej k ďalšej stanici v slučke. Tieto sa po prechode celou slučkou vrátia do riadiacej stanice. Podriadené stanice odvodzujú synchronizáciu z NRZI kódovaných dát. DPLL generuje vzorkovacie impulzy, ktoré sa používajú aj ako hodiny  $RxC$  a  $TxC$  - obr. 6.8.



Obr. 6.8

### Princíp činnosti 8273:

Každá operácia 8273 má tri fázy:

- 1) Fáza príkazu - CPU zapisuje príkaz a parametre do príslušných registrov.
- 2) Fáza vykonania príkazu - 8273 samostatne vykoná príkaz.
- 3) Fáza výsledku - 8273 signalizuje CPU ukončenie operácie. CPU musí prečítať obsahy 1 alebo aj viac registrov.

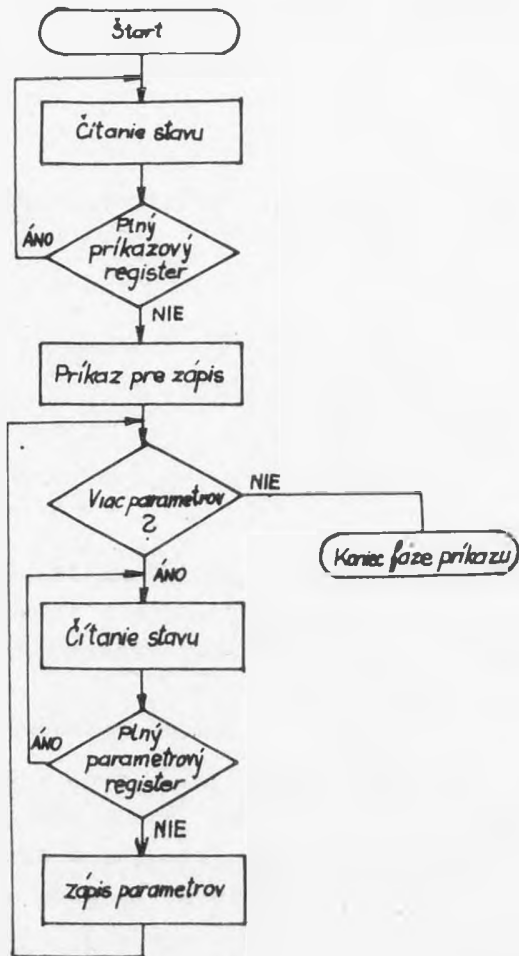
### Fáza príkazu:

V tejto fáze je z CPU programom zapísaný príkaz do príkazového registra. Kód príkazu určuje konkrétnu požadovanú operáciu. Niektoré príkazy vyžadujú doplňujúce informácie. V tomto prípade je príkaz doplnený až štyrmi parametrami zapísanými do parametrových registrov.

Na obr. 6.9 je naznačený diagram postupnosti príkazov.

Z obrázku je zrejmé, že príkaz nemôže byť do 8273 zapísaný, pokiaľ sa vykonáva iný príkaz, čo indikuje stavový register. Podobne nemôže byť zapísaný parameter, pokiaľ nebol predchádzajúci parameter obvodom 8273 prevzatý, čo opäť indikuje stavový register.

Vzhľadom k tomu, že 8273 obsahuje nezávisle pracujúci vysielateľ a prijímač, ktoré môžu spracovávať rôzne príkazy, je 8273 vybavený dvoma prerušovacími výstupmi. Príkazový register však môže byť použitý vždy iba pre zadanie jedného príkazu.



Obr. 6.9

**Register stavov:**

Obsahuje informáciu o stave 8273. Význam jednotlivých bitov je nasledujúci:

- Bit 7 - Neukončené vykonanie príkazu. Bit je nulovaný po ukončení príkazu. Pokiaľ je bit nastavený, nesmie byť zapísaný nový príkaz, pretože by došlo k nesprávnej operácii.
- Bit 6 - Indikuje, že príkaz bol zapísaný do registra príkazov. Je nulovaný, keď 8273 prevezme príkaz z registra. Jeho nulovanie však neznamená, že bolo zahájené vykonávanie príkazu.
- Bit 5 - Indikuje, že do registra parametrov bol zapísaný parameter. Je nulovaný, keď 8273 parameter prevezme. Až potom môže byť zapísaný ďalší parameter.
- Bit 4 - Indikuje, že v registri výsledku je prítomný výsledok vykonaného príkazu. Je nulovaný po prečítaní výsledku do CPU.
- Bit 3 - Indikuje, že prijímač vyžaduje obsluhu od CPU. Jeho stav je zhodný so stavom vývodu (11) - RxINT. Bit je nastavený pri ukončení vykonania príkazu alebo pri programovom prenose dát. Je nulovaný iba pri prečí-

taní registra výsledku alebo pri ukončení programového prenosu bytu do 8273.

Bit 2 - Indikuje požiadavku vysielateľa na obsluhu od CPU. Jeho stav je zhodný so stavom vývodu TxINT (2). Je nastavený pri ukončení vykonania príkazu alebo pri programovom prenose dát. Nulovaný je buď pri prečítaní registra výsledku do CPU alebo pri ukončení programového prenosu bytu do 8273.

Bit 1 - Je nastavený, keď je výsledok prerušenia od vysielania umiestnený v registri TxINT. Je nulovaný pri jeho prečítaní do CPU.

#### Fáza vykonania príkazu:

Po prevzatí posledného parametra vstupuje 8273 do výkonnej fázy, ktorá môže obsahovať DMA či iné činnosti a môže alebo nemusí byť požadovaná obsluha od CPU. Pri DMA prenose nie je požadovaná činnosť CPU, pri programovom prenose dát je činnosť CPU vyžadovaná prerušeniami z vývodov TxINT a RxINT pre každý byte.

#### Fáza výsledku:

V tejto fáze informuje 8273 CPU o výsledkoch vykonania príkazov. Je zahájená:

- a) úspešným dokončením operácie
- b) chybou, zistenou v priebehu operácie

Pre možnosť rýchleho programového rozhodnutia o pokračovaní činnosti sú vytvorené dva typy výsledku:

- a) okamžitý výsledok
- b) priebežný výsledok

Okamžitý výsledok sa vytvára po príkazoch ako "čítaj A port", "čítaj B port", ktorý obsahuje informáciu (napr.  $\overline{\text{CTS}}$ ,  $\overline{\text{CD}}$ ,  $\overline{\text{RTS}}$ ) potrebnú pre vytvorenie rýchleho rozhodnutia.

Príkazy, po vykonaní ktorých nie je možné poskytnúť okamžitý výsledok, vyvolávajú prerušenie pre indikáciu zahájenia fázy výsledku.

Okamžité výsledky sú k dispozícii v registri výsledku, priebežné (neokamžité) výsledky sú uložené po prerušení v TxINT registroch výsledku, podľa typu prerušenia. Výsledky môžu obsahovať byte určujúci kódové dôvody prerušenia, prípadne môžu byť doplnené ďalšími bytmi pre detailnejšie určenie týchto podmienok.

#### RxINT register výsledku:

Formát výsledku je daný tabuľkou:

D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	Kód výsledku	Stav RxINT po prerušení
x	x	x	0	0	0	0	0	A <sub>1</sub> súhlasí	aktívny
x	x	x	0	0	0	0	1	A <sub>2</sub> súhlasí	aktívny
0	0	0	0	0	0	1	1	chyba CRC	aktívny
0	0	0	0	0	1	0	0	zist. preruš.	aktívny
0	0	0	0	0	1	0	1	zist. klud	neaktívny
0	0	0	0	0	1	1	0	zist. EOP	neaktívny
0	0	0	0	0	1	1	1	rámec < 32 bit.	aktívny
0	0	0	0	1	0	0	0	priebeh DMA	neaktívny
0	0	0	0	1	0	0	1	preteč. pamäti	neaktívny
0	0	0	0	1	0	1	0	výpad. nosnej	neaktívny
0	0	0	0	1	0	1	1	nebolo reagované na preruš. od prijmu	

pričom stavy označené x v bitoch D<sub>7</sub> ÷ D<sub>5</sub> majú nasledujúci význam:

D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	
1	1	1	prijatých všetkých 8 bitov
0	0	0	prijatý bit D <sub>0</sub>
1	0	0	prijaté bity D <sub>1</sub> ÷ D <sub>0</sub>
0	1	0	prijaté D <sub>2</sub> ÷ D <sub>0</sub>
1	1	0	prijaté bity D <sub>3</sub> ÷ D <sub>0</sub>
0	0	1	prijaté bity D <sub>4</sub> ÷ D <sub>0</sub>
1	0	1	prijaté bity D <sub>5</sub> ÷ D <sub>0</sub>
0	1	1	prijaté bity D <sub>6</sub> ÷ D <sub>0</sub>

TxINT register výsledku:

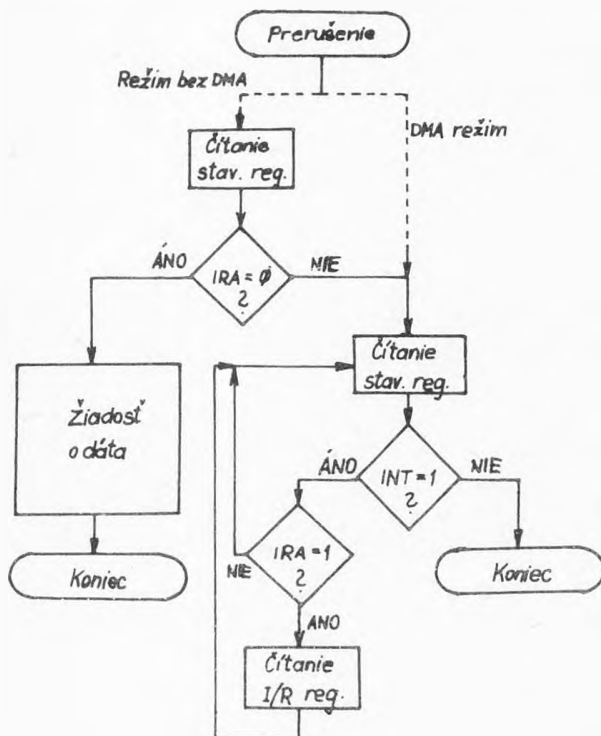
Má nasledujúci formát:

D<sub>7</sub> ÷ D<sub>5</sub> majú vždy hodnotu 0

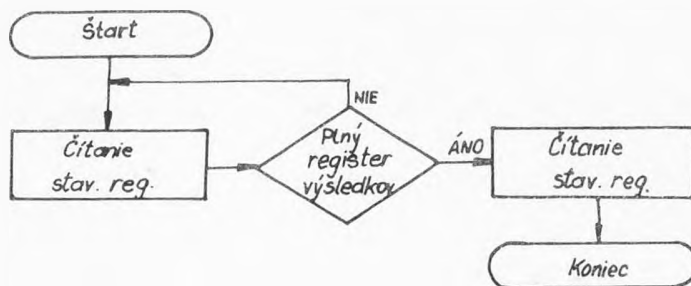
D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	1	1	0	0	predčasné prerušenie pri vysielaní
0	1	1	0	1	kompletné vyslanie rámca
0	1	1	1	0	nebol dokončený DMA prenos
0	1	1	1	1	chyba žiadosti o vysielanie $\overline{CTS}$
1	0	0	0	0	ukončené vyslanie znaku prerušenia



Uvedené výsledky musia byť prečítané v priebehu fázy výsledku - obr. 6.10, obr. 6.11.



Obr. 6.10



Obr. 6.11

Podrobný popis príkazov:

Obecne:

Príkazy k vysielaniu alebo príjmu môžu byť vykonávané v režime s pomocnou pamäťou alebo bez pomocnej pamäte.

Pri vysielaní v režime s pomocnou pamäťou vysielala 8273 automaticky hlavu F, potom číta adresový a riadiaci register a ich obsah vysielala vo forme polí A a C. Ďalej načíta cez DMA obsah informačného poľa I a vyšle ho. Po je-

ho skončení automaticky pripojí zabezpečovací kód FCS a koniec rámca F. Podobne pri príjme v režime s pomocnou pamäťou sú adresové a riadiace pole uchované v príslušných vnútorných registroch a do pamäte je prenesený iba obsah informačného poľa.

Pri vysielaní v režime bez pomocnej pamäte vyšle 8273 automaticky hlavu F, potom načíta a vysielala postupne adresu, riadiace a informačné pole priamo z pamäte. Automaticky potom doplní kód FCS a koniec rámca F. Pri čítaní v režime bez pomocnej pamäte je celý prijatý rámec - mimo hlavy F, kódu FCS a konca rámca F - prenesený do pamäte.

#### Vytvorenie HDLC protokolu:

Adresové a riadiace pole sú v tomto protokole rozširovateľné. Rozširovanie sa vykonáva nastavovaním najnižších bitov v bytoch na "1". Až byte, ktorý má najnižší bit "0" je v poli posledný. Vzhľadom k tomu, že uvedené rozširovanie je vykonávané programovo, nevykonáva 8273 nad adresovým a riadiacim polom žiadne operácie. Ich tvorbu pre vysielanie alebo využitie po príjme musí vykonať program.

Po príslušnom naprogramovaní rozpozná 8273 znaky význačné pre HDLC, ako napr. znak prerušenia prevádzky, čo je reťaz sedem alebo aj viac jedničiek. Vzhľadom k tomu, že tento znak je zhodný so znakom GA (EOP) používaným v aplikáciách SDLC slučky, nedoporučuje sa v HDLC protokole používať príkazy "vysielanie do slučky" a "príjem zo slučky". HDLC neumožňuje činnosť v režime slučky.

#### Zahajovacie príkazy nulovania a nastavenia:

Slúžia k manipulácii s dátami vo vnútorných registroch 8273. Príkaz nastavenia má jeden parameter, ktorý slúži ako maska pre nastavenie príslušných bitov (vykonáva logický súčet obsahu určeného registra s maskou obsiahnutou v parametri príkazu). Nulovací príkaz má tiež jeden parameter, ktorý slúži ako maska pri logickom súčine s obsahom určeného registra, takže príslušný (é) bity registra sú vynulované.

#### Nastavenie jednobitového oneskorenia:

Kód príkazu je (A4)H a formát nasledovný:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	príkaz
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	parameter

Po nastavení 1 bitového oneskorenia vyšle 8273 prijaté dáta opäť do vedenia s 1 bitovým oneskorením po príjme. Používa sa v stanicach slučky.

Zrušenie jednobitového oneskorenia:

Kód príkazu je (64)H a formát je nasledovný:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	príkaz
0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	parameter

Príkazom sa ruší vysielanie prijatých dát s 1 bitovým oneskorením.

Nastavenie režimu prenosu dát:

Kód príkazu je (97)H a formát je nasledovný:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	príkaz
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	parameter

Ak je nastavený režim prenosu dát, generuje 8273 prerušenie a to v prípade, ak je požadovaný byte dát pre vysielanie, alebo ak je pripravený prijatý byte dát. Ak sa objaví prerušenie od vysielania a stav indikuje, že nie je výsledok prenosu (TxIRA = 0), potom prerušenie indikuje žiadosť o vyslanie dát. Ak sa objaví prerušenie od príjmu a stav indikuje, že nie je výsledok príjmu (RxIRA = 0), potom prerušenie indikuje žiadosť o príjem dát.

Zrušenie režimu prenosu dát:

Kód príkazu je (57)H a formát je nasledovný:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	príkaz
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	parameter

Ak je zrušený režim prenosu dát, je tento proces naďalej vykonávaný pomocou žiadosti o DMA bez požiadavky na CPU.

Nastavenie operačného režimu:

Príkaz má kód (91)H a parameter má formát:

A<sub>1</sub> = 0, A<sub>0</sub> = 1, D<sub>7</sub> = 0, D<sub>6</sub> = 0

D<sub>5</sub> = 1 značí HDLC protokol

D<sub>4</sub> = 1 značí režim prerušenia pri zistení znaku EOP

D<sub>3</sub> = 1 značí režim s predčasným prerušením

D<sub>2</sub> = 1 značí režim s pomocnou pamäťou

$D_1 = 1$  značí režim s použitím PRE-FRAME SYNC

$D_0 = 1$  režim indikácie hlavy F v reťazci dát

Zrušenie operačného režimu:

Kód príkazu je (51)H a formát parametra je:

$A_1 = 0, A_0 = 1, D_7 = 1, D_6 = 1$

V bitoch  $D_5 \div D_0$  sú samé "1" okrem bitu, ktorým vyznačený režim má byť zrušený. Tento bit má hodnotu "0".

Režim HDLC ( $D_5$ ):

V tomto režime je postupnosť siedmich jedničiek (0111111) chápaná ako znak prerušenia prevádzky. Inak osem jedničiek signalizuje prerušenie prevádzky (01111111).

Režim prerušenia pri zistení znaku EOP ( $D_4$ ):

V tomto režime je generované prerušenie, kedykoľvek je prijímačom zistený znak EOP (0111111). Režim sa používa pri realizácii radiča SDLC slučky na zisťovanie konca správy po dotazoch v slučke.

Režim predčasného prerušenia pri vysielaní ( $D_3$ ):

V tomto režime je generované prerušenie v okamžiku odovzdania posledného znaku (bytu) vysielaného rámca do 8273. V prípade, že program vydá v tomto okamžiku príkaz k vysielaniu ďalšieho rámca pred vyslaním konca rámca, nebude generované prerušenie po skončení predošlého rámca a nový rámec začne ihneď po skončení predošlého. Tieto rámce sú teda oddelené iba jednou skupinou (01111110), t. j. koniec a hlava sú stotožnené. Pokiaľ nepríde príkaz k vyslaniu ďalšieho rámca je generované prerušenie pri ukončení vysielania daného rámca.

Pozn.: V režime s pomocnou pamäťou v prípade, že je vydaný príkaz k vyslaniu riadiaceho rámca ako odpoveď na predčasné prerušenie, vysíela 8273 opakovane riadiaci rámec, takže obidva susedné rámce sú oddelené iba jednou hlavou - koncom F. To sa opakuje do okamžiku, kedy má byť vyslaný iný, než riadiaci rámec.

Predčasné prerušenie pri vysielaní môže byť použité i v režime s pomocnou pamäťou tak, že CPU čaká na prerušenie od úplného skončenia prenosu namiesto na predčasné prerušenie od vysielania a až potom pri tomto prerušení vyšle príkaz k vyslaniu riadiaceho rámca.

Ak je bit  $D_3 = "0"$ , sú generované prerušenia iba po vyslaní konca rámca F.

Režim s pomocnou pamäťou ( $D_2$ ):

Ak je bit  $D_2$  nastavený, potom prvé dva byty rámca (po hlave F), t. j. adresové A a riadiace pole C rámca sú uložené do pomocnej pamäte v 8273. Ak je tento bit nulový, sú adresové a riadiace pole prenášané do a z pamäte.

Režim predrámčovej synchronizácie ( $D_1$ ) - PRE-FRAME SYNC:

V tomto režime vysiela 8273 pred hlavou rámca ešte dva znaky. Aby bolo zaručených 16 zmien úrovni v spojovacom vedení, vysiela 8273 v prípade NRZI prenosu dva byty (00)H v prípade, že prenos nie je typu NRZI dva byty (55)H.

Režim opakovaného vysielať hľavy alebo konca F ( $D_0$ ):

V tomto režime pracuje vysielač rôznym spôsobom podľa tabuľky:

Stav vysielača	Činnosť
vysielač v klude	stále vysielať hľavy F
vysielať	vyslať koniec rámca F po skončení
vysielať do slučky	príkaz je ignorovaný
vysielať s 1 bitovým oneskorením	príkaz je ignorovaný

Ak je bit  $D_0 = 0$ , pracuje vysielač podľa tabuľky:

Stav vysielača	Činnosť
vysielač v klude	vyšle znak kludu vysielača po nasledujúcom znaku
vysielať	vyšle znak kludu po ukončení vysielať
vysielať do slučky	príkaz je ignorovaný
vysielať s 1 bitovým oneskorením	príkaz je ignorovaný

Nastavenie sériového I/O režimu:

Kód príkazu je (A0)H a parameter má formát:

$A_1 = 0, A_0 = 1, D_7 \div D_3 = 0$

$D_2 = 1$  - väzba TxD na RxD vo vnútri 8273

$D_1 = 1$  - väzba TxC na RxC vo vnútri 8273

$D_0 = 1$  - voľba NRZI režimu

Nulovanie sériového I/O režimu:

Kód príkazu je (60)H a formát parametra je:

$A_1 = 0, A_0 = 1, D_7 \div D_3 = 1$

Bit, ktorý má byť nulovaný, má masku "0", ostatné masku "1".

Poznámky: 1) je vhodné nastavovať a nulovať bity  $D_2$  a  $D_1$  rovnako.

2) ak je  $D_0 = 1$ , je zaradené NRZI kódovanie a dekódovanie dát. Ak je  $D_0 = 0$ , je vysielanie a príjem dát chápaný ako prúd signálov v pozitívnej logike. NRZI kódovanie znamená, že každá "0" spôsobí zmenu vysielanej úrovne, kým "1" nie.

Príkaz k nulovaniu obvodu 8273:

Príkaz má formát:

$A_1$	$A_0$	$D_7$	$D_6$	$D_5$	$D_4$	$D_3$	$D_2$	$D_1$	$D_0$	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	príkaz
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	parameter

Nulovací príkaz zdvejuje funkciu nulovacieho vstupu obvodu a spôsobí nasledujúce akcie:

- 1) Všetky signály pre ovládanie modemu sú v "1" (neaktívne)
- 2) Je vynulovaný register stavu v 8273
- 3) Akákoľvek prebiehajúca operácia je okamžite zastavená
- 4) 8273 je zablokovaný až do príchodu ďalšieho príkazu
- 5) Registre sériového I/O režimu a pracovného režimu sú vynulované a je vybraný register DMA prenosu dát
- 6) Obvod je nastavený do funkcie podružnej stanice v SDLC prevádzke

Príkazy pre príjem:

8273 umožňuje použitie 3 typov prijímacích príkazov:

- a) obecný príjem
- b) príjem podľa adresy
- c) príjem podľa adresy v slučke

Príkaz pre obecný príjem má formát:

$A_1$	$A_0$	$D_7$	$D_6$	$D_5$	$D_4$	$D_3$	$D_2$	$D_1$	$D_0$	
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	príkaz
0	1	LSB dĺžky prijímaného rámca								parameter
0	1	MSB dĺžky prijímaného rámca								parameter

Poznámky:

- 1) V režime s pomocnou pamäťou určujú parametre počet prijímaných dátových bytov.
- 2) V režime bez pomocnej pamäte sú v tomto počte zahrnuté aj 2 byty (adresové a riadiace pole), ktoré sú spolu s dátami prenášané do a z pamäte.

- 3) Kontrolný kód FCS nie je prenášaný ani do ani z pamäte.
- 4) V režime s pomocnou pamäťou sú rámce kratšie ako 32 bitov medzi hlavou F a koncom F ignorované - nie je vydané prerušenie.
- 5) V režime bez pomocnej pamäte je generované prerušenie aj pri rámci kratšom ako 32 bitov, pretože sa požaduje prenos dát.
- 6) Prijímač 8273 je vždy zablokovaný, ak je po prijíme rámca prijatý kludový znak.
- 7) Znak prerušenia vkladané medzi koniec rámca F a znak kludu nevyvolávajú prerušenie.

Príkaz k príjmu podľa adresy:

Má formát:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	príkaz
0	1	LSB dĺžky prijímaných rámcov								parameter
0	1	MSB dĺžky prijímaných rámcov								parameter
0	1	žiadaná adresa 1								parameter
0	1	žiadaná adresa 2								parameter

Pri prijíme podľa adresy sú prijaté a ďalej spracované iba rámce s adresami uvedenými v parametroch. Ostatné rámce sú ignorované. Ak je v protokole HDLC použité rozšírené adresové pole, 8273 kontroluje iba prvý byte a ostatné je potrebné kontrolovať programom.

Príkaz k príjmu podľa adresy v slučke:

Jeho formát je nasledovný:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	príkaz
0	1	LSB dĺžky prijímaného rámca								parameter
0	1	MSB dĺžky prijímaného rámca								parameter
0	1	žiadaná adresa 1								parameter
0	1	žiadaná adresa 2								parameter

Adresový príjem v slučke pracuje podobne ako normálny adresový príjem až na to, že vysielateľ po zistení znaku EOP (0111111) po konci adresovo vybraného prijatého rámca, je automaticky nastavený do režimu opakovaného vysielania hlavy F. Je tiež zrušený režim 1 bitového oneskorenia.

**Blokovanie príjmu:**

Príkaz má kód (C5)H a okamžite zastavuje prebiehajúci príjem.

**Vysielacie príkazy:**

B273 umožňuje použiť 3 typy vysielacích príkazov:

- 1) vyslanie rámca
- 2) vyslanie do slučky
- 3) priebežné vysielanie

**Príkaz k vyslaniu rámca:**

Formát tohto príkazu je:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	príkaz
0	1	LSB dĺžky vysielaného rámca								parameter
0	1	MSB dĺžky vysielaného rámca								parameter
0	1	Adresové pole rámca (A)								parameter
0	1	Riadiace pole rámca (C)								parameter

Po zadaní tohto príkazu je vyslaný rámeč obsahujúci hlavu rámca F, adresové pole A, riadiace pole C, kontrolný kód FCS a koniec rámca F.

V režime s pomocnou pamäťou je dĺžka informačného pola I daná prvými dvoma parametrami (LSB a MSB) a adresa a riadiace pole musia byť zadané v ďalších parametroch. V režime bez pomocnej pamäte udáva dĺžka rámca počet informačných bytov včítane adresového a riadiaceho pola, ktoré musia byť zadané ako prvé byty dát. Príkaz má v tomto prípade iba dva parametre.

**Príkaz pre vysielanie do slučky:**

Tento má formát:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	príkaz
0	1	LSB dĺžky vysielaného rámca								parameter
0	1	MSB dĺžky vysielaného rámca								parameter
0	1	adresové pole vysielaného rámca								parameter
0	1	riadiace pole vysielaného rámca								parameter

Príkaz vyšle jeden rámeč rovnako ako v predchádzajúcom prípade s týmito zmenami:



- 1) V režime bez opakovaného vysielania hlavy rámca začne vysielanie v okamžiku medzi príjmom znaku EOP a nasledujúcou hlavou rámca F.
- 2) V režime s opakovaným vysielaním hlavy rámca, začne vysielanie po zistení konca rámca F (v režime s pomocnou pamäťou) alebo po príjme troch bytov hlavy F (v režime bez pomocnej pamäte).
- 3) Na konci vysielania do slučky je nastavený režim 1 bitového oneskorenia a zrušený režim opakovaného vysielania znakov hlavy rámca F.

Príkaz k priebežnému vysielaniu (bez adresy):

Má formát:

A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>	
0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	príkaz
0	1	LSB dĺžky rámca								parameter
0	1	MSB dĺžky rámca								parameter

Vysielajú sa iba dáta, t. j. bez hlavy a konca rámca, bez kontrolného kódu FCS a bez prípadného vsúvania núl.

Príkaz k zastaveniu vysielania:

Sú tri typy príkazov k zrušeniu vysielania podľa typu prebiehajúceho vysielania:

- 1) Ukončenie vysielania rámca - kód (CC)H

Po prijatí tohto príkazu vyšle vysielateľ znak prerušenia (01111111) a ďalej vysielateľ hlavy rámca F alebo kludové znaky podľa toho, či je alebo nie je nastavený režim opakovaného vysielania hlavy rámca F.

- 2) Ukončenie vysielania do slučky - kód (CE)H.

Po obdržaní tohto príkazu je vyslaná hlava rámca F a potom sa vysielateľ prepne do režimu 1 bitového oneskorenia.

- 3) Ukončenie priebežného vysielania - kód (CD)H.

Vysielateľ začne vysielateľ hlavy rámca F alebo kludové znaky podľa toho, či je alebo nie je nastavený režim opakovaného vysielania hlavy rámca F.

Príkazy pre riadenie modemu:

Používajú sa pre obsluhu A a B portov riadenia modemu. Po ich vykonaní je výsledok operácie uložený v registri výsledku. Príkazy sú nasledujúce:

- 1) Čítaj port A - kód (22)H
- 2) Čítaj port B - kód (23)H
- 3) Nastavenie bitov v B porte - kód (A3)H

Príkaz musí byť doplnený parametrom, ktorý má formát:

$A_1 = 0, A_0 = 1, D_7 = D_6 = 0.$

$D_5 = 1$  - bola zistená hlava rámca F. Bit bude nulovaný po zistení ďalšej hlavy F.

$D_4 \div D_1$  - bity určené užívateľom. Ich hodnoty odpovedajú stavom výstupom  $PB_4 \div PB_1.$

$D_0 = 1$  - žiadosť o vyslanie. Jedná sa o signál určený k riadeniu modemu a jeho stav je zhodný so stavom RTS vývodu.

Nulovanie bitov portu B - kód (63)H:

Príkaz umožňuje nulovanie užívateľsky definovaných bitov  $PB_4 \div PB_1$  portu B. Parameter príkazu má formát:

$D_5$  - viď predchádzajúci príkaz

$D_4 \div D_1$  - nula v príslušnom bite nuluje odpovedajúci výstup PB portu B.

$D_0$  - viď predchádzajúci príkaz.

## 7 PRINCÍPY ČÍSLICOVÉHO PŘENOSU SPOJITÝCH SIGNÁLOV

Na rozdiel od analógových prenosov sa v číslicových prenosových zariadeniach koncentrujú problémy kvality prenosu signálu do koncových zariadení. V koncových zariadeniach sa realizuje transformácia spojitého signálu na číslicový, kódovanie podľa použitého typu modulácie a eventuálne časové združovanie signálov pre viacnásobné využitie prenosovej cesty.

### 7.1 VZORKOVANIE V ČASE

Pri transformácii spojitého signálu na číslicový je potrebné vykonať operáciu vzorkovania. Pri tejto operácii sa zo spojitého priebehu odoberajú v periodických okamžikoch  $t_n = n \cdot T_v$  vzorky, ktorých veľkosť odpovedá okamžitým hodnotám spojitého signálu v danom vzorkovacom okamžiku  $t_n$ . Táto operácia je založená na Shannon-Kotelnikovom teoréme, podľa ktorého možno ľubovoľný spojité signál  $x(t)$ , ktorého spektrum je v kmitočtovej oblasti vymedzené horným medzným kmitočtom  $f_m$ , jednoznačne vyjadriť jeho okamžitými vzorkami (hodnotami), odoberanými v periodických časových okamžikoch  $t_n = n \cdot T_v$ , kde  $T_v$  je vzorkovacia perióda viazaná s medzným kmitočtom  $f_m$  signálu vzťahom

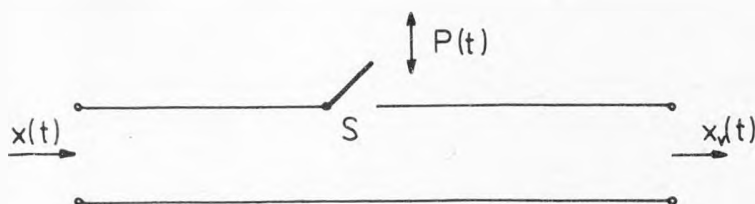
$$T_v \leq \frac{1}{2f_m}$$

Opakovací kmitočtet vzoriek, tzv. vzorkovací kmitočtet  $f_v$ , musí teda byť

$$f_v \geq 2f_m$$

Získaný vzorkovaný signál  $x_v(t)$  je signál diskretný v čase, ale spojité v amplitúde, pretože veľkosť vzoriek sa mení podľa pôvodného spojitého priebehu  $x(t)$  a odpovedá vlastne signálu pulzne amplitúdovej modulácie PAM.

V reálnych podmienkach je šírka vzorkovacieho impulzu konečná. Podľa toho, či vrchol vzorkovacieho impulzu sleduje po dobu spojitého priebehu  $x(t)$  alebo či je po dobu konštantný, rozlišujeme vzorkovanie 1. a 2. druhu.

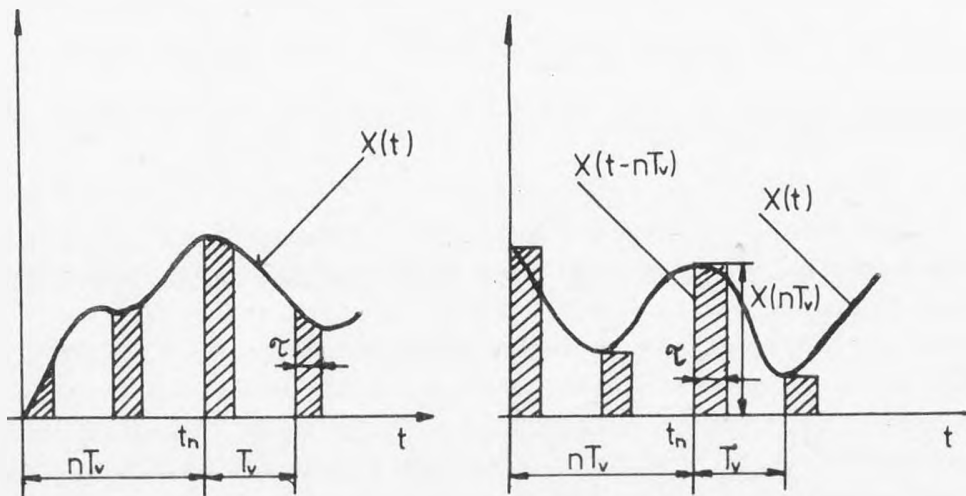


Obr. 7.1

Vzorkovanie 1. druhu je založené na princípe spínacieho modulátora, označeného na obr. 7.1. Vzorkovaný signál má pri vzorkovaní 1. druhu charakter podľa obr. 7.2. Matematicky možno pri vzorkovaní 1. druhu vyjadriť vzorkovaný signál ako súčin

$$x_v(t) = x(t) \cdot P(t)$$

kde  $P(t)$  je časová funkcia vyjadrujúca periodické spínanie spínača  $S$ ; je to periodická funkcia, majúca po dobu rozopnutia spínača hodnotu 0 a po dobu zopnutia hodnotu 1.  $P(t)$  je teda modulačná funkcia v tvare periodickej rady jednotkových pravouhlých impulzov šírky  $\tau$  s periódou  $T_v$ .



Obr. 7.2

Ak označíme spektrum spojitého signálu  $x(t)$  ako  $X(f)$ , kde

$$X(f) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

a spektrum vzorkovaného signálu  $x_v(t)$  ako  $X_v(f)$ , potom vyjadrením modulačnej funkcie  $P(t)$  v tvare komplexnej Fourierovej rady a nasledujúcimi matematickými úpravami, založenými na linearite Fourierovej transformácie, možno získať vzťah pre amplitúdové spektrum  $|X_v(f)|$ , t. j. modul spektrálnej funkcie  $X_v(f)$  v tvare

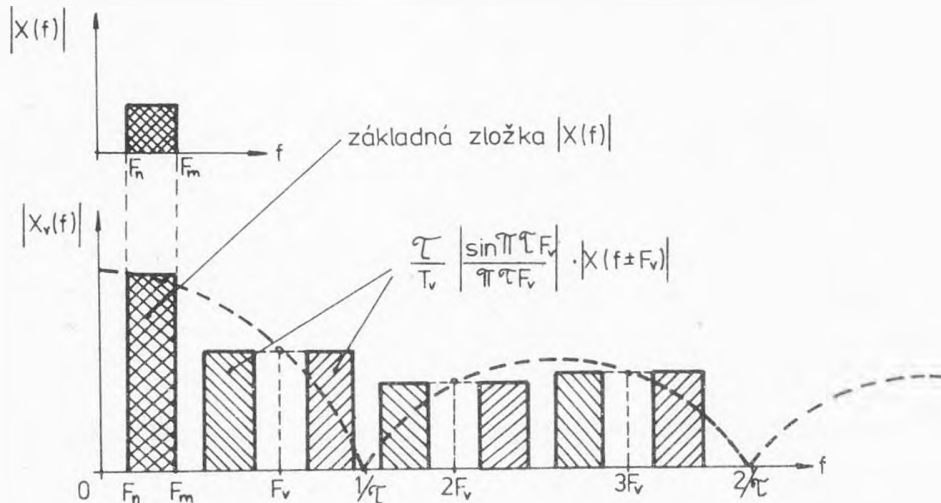
$$|X_v(f)| = \frac{\tau}{T_v} \left[ |X(f)| + \left| \frac{\sin \pi \tau n f_v}{\pi \tau n f_v} \right| \sum_{n=1}^{\infty} |X(f \pm n f_v)| \right]$$

Podľa toho vzťahu je amplitúdové spektrum vzorkovaného signálu tvorené modulom spektra  $|X(f)|$  pôvodného spojitého signálu  $x(t)$ , ktoré je pravidelne rozložené okolo násobkov vzorkovacieho kmitočtu  $n f_v$ .

Jednotlivé zložky amplitúdového spektra sú násobené koeficientami typu

$$\frac{\sin \pi \tau n f_{\nu}}{\pi \tau n f_{\nu}}$$

Spektrum pri vzorkovaní 1. druhu má za zjednodušujúceho predpokladu, že amplitúdové spektrum  $|X(f)|$  signálu  $x(t)$  je v kmitočtovom pásme  $f_n$  až  $f_m$  rovnomerné, charakter podľa obr. 7.3.



Obr. 7.3

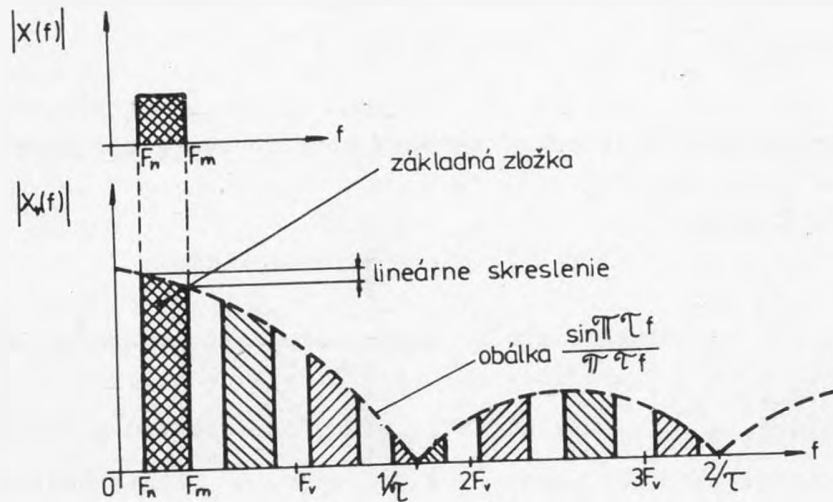
Pri vzorkovaní 2. druhu má v časovej oblasti vzorkovaný signál charakter podľa obr. 7.2b. Každú vzorku možno vyjadriť ako súčin okamžitej hodnoty spojitého signálu  $x(nT_{\nu})$  vo vzorkovacom okamžiku  $t_n = nT_{\nu}$  a impulzu jednotkovej amplitúdy zadaného tvaru  $V(t)$ . Vzorkovaný signál potom možno vyjadriť časovou postupnosťou

$$x_{\nu}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_{\nu}) \cdot V(t - nT_{\nu})$$

Za predpokladu vzorkovania pravouhlými impulzmi šírky  $\tau$ , obdobne ako pri vzorkovaní 1. druhu, možno odvodiť pre amplitúdové spektrum  $|X(f)|$  pri vzorkovaní 2. druhu výraz

$$|X_{\nu}(f)| = \frac{\tau}{T_{\nu}} \left| \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right| \left[ |X(f)| + \sum_{n=1}^{\infty} |X(f \pm n f_{\nu})| \right]$$

Opäť za zjednodušujúceho predpokladu, že spojité signál  $x(t)$  má amplitúdové spektrum  $|X(f)|$  rovnomerné v pásme  $f_n$  až  $f_m$ , bude mať amplitúdové spektrum pri vzorkovaní 2. druhu charakter podľa obr. 7.4.



Obr. 7.4

Pri vzorkovaní 2. druhu je veľkosť spektrálnych zložiek, ktoré sú rozložené okolo násobkov vzorkovacieho kmitočtu  $n f_v$ , vymedzená funkciou

$$\left| \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right|$$

ktorá tvorí obálku týchto zložiek. Prítomnosť tejto funkcie vo výraze pre amplitúdové spektrum pri vzorkovaní 2. druhu spôsobuje lineárne skreslenie signálu základného kmitočtového pásma, ktorého amplitúdové spektrum po oddelení DP filtrom zo spektra  $|X(f)|$  vzorkovaného signálu má pri vzorkovaní 2. druhu tvar

$$\frac{\tau}{T_v} \left| \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right| |X(f)|$$

Čím bude väčšia šírka  $\tau$  vzorkovacích impulzov, tým rýchlejší bude pokles funkcie a tým viac sa prejaví i pokles amplitúd vyšších kmitočtových zložiek v základnom kmitočtovom pásme. Toto je nevýhodná vlastnosť vzorkovania 2. druhu. S ohľadom na minimalizáciu lineárneho skreslenia by bolo potrebné voliť čo najmenšiu šírku  $\tau$  vzorkovacích impulzov. Pretože  $\tau$  vystupuje aj ako činiteľ vo výraze pre spektrum, bude na druhej strane pri malej hodnote  $\tau$  taktiež malá intenzita spektra a teda i nízka úroveň spojitého signálu získaného po oddelení DP filtrom zo spektra vzorkovaného signálu. V praxi je potrebné voliť vhodný kompromis.

Zhrňme teraz praktické poznatky vyplývajúce z vlastností spektier vzorkovaných signálov.

Spektrum vzorkovaných signálov obsahuje základnú spektrálnu zložku, ktorá je takmer zhodná so spektrom pôvodného spojitého signálu  $x(t)$ . S ohľadom na to možno vzorkovaný signál  $x_v(t)$  pretransformovať späť na pôvodný spojitý signál  $x(t)$  tým, že zo spektra  $X_v(f)$  vyberieme pomocou DP filtra iba túto základnú spektrálnu zložku. Z charakteru spektier vzorkovaných signálov je ihneď zrejmý vzorkovací teorém a podmienky jeho praktickej aplikácie. Ak má byť z celkového spektra oddeliteľná základná spektrálna zložka v pásme  $f_n$  až  $f_m$

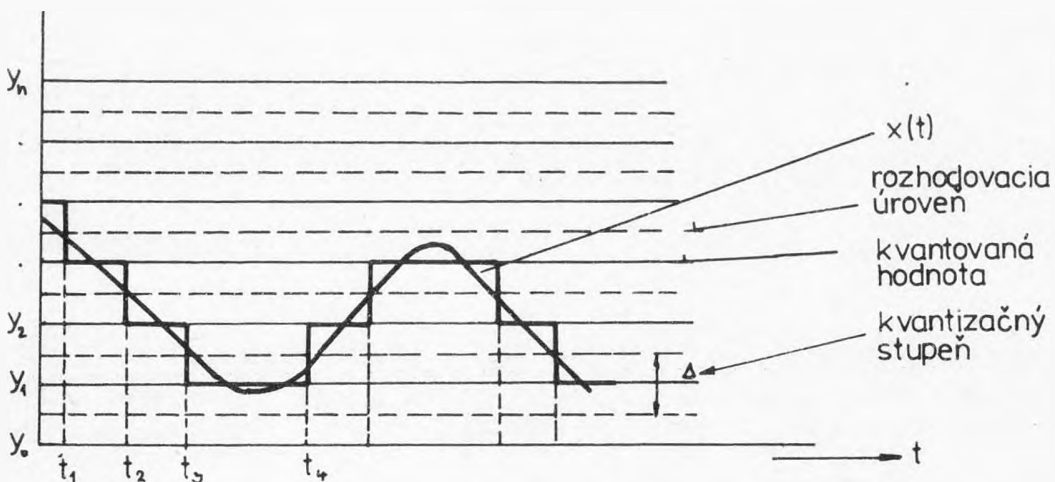
pomocou DP filtra s konečnou strmou, musí existovať medzi základnou spektrálnou zložkou a vyššími spektrálnymi zložkami určitý kmitočtový odstup. Ak bude vzorkovací kmitočet  $f_v$  volený práve ako dvojnásobok medzného kmitočtu  $f_m$ , budú sa zrejme spektrálne zložky práve vzájomne dotýkať a nebude ich už možno od seba prakticky oddeliť bez skreslenia signálu. V praxi musí byť vzorkovací kmitočet volený vždy vyšší než  $2f_m$ . Obvykle sa volí

$$f_v = (1,05 \text{ až } 1,2) \cdot 2f_m$$

Záverom je potrebné zdôrazniť, že aj keď je vzorkovanie 1. druhu výhodnejšie z hľadiska realizácie vzorkovacích obvodov a nedochádza pri ňom k lineárnemu skresleniu prenášaného signálu vplyvom konečnej šírky  $\tau$  vzorkovacích impulzov, používa sa v číslicových prenosových systémoch vzorkovanie 2. druhu, pretože vzorkovanie v čase je v týchto systémoch spojené s kvantovaním v amplitúde. Z hľadiska funkcie kódérov týchto systémov je potrebné, aby po celú dobu, potrebnú pre zakódovanie vzorky, bola na vstupe kódéra vzorka o konštantnej amplitúde.

## 7.2 KVANTOVANIE V AMPLITÚDE

Operácia kvantovania v amplitúde umožňuje prevod signálu so spojitou amplitúdou na signál s konečným počtom možných stavov. Princíp kvantovania spojitého signálu  $x(t)$  je naznačený na obr. 7.5.



Obr. 7.5

Celkový možný rozsah okamžitých hodnôt amplitúd spojitého signálu  $x(t)$  rozdelíme na konečný počet kvantizačných stupňov šírky  $\Delta$ . Každý kvantizačný stupeň je vymedzený dvoma susednými rozhodovacími úrovňami. Všetky okamžité hodnoty spojitého signálu ležiace v určitom kvantizačnom stupni potom vyjadríme jedinou tzv. kvantovanou hodnotou  $y_k$ .

Všimnime si kvantovaný priebeh, t. j. stupňovitý signál z obr. 7.5. Vidíme, že zmeny kvantovanej veličiny nastávajú v rôznych časových okamžikoch  $t_1, t_2, \dots$ , čo je z hľadiska ďalšieho spracovania a prenosu signálu nevýhodné. Preto sa kvantovanie v amplitúde spája so vzorkovaním. V princípe sa obvykle vykoná najprv vzorkovanie spojitého signálu a získané vzorky sa potom kvantujú podľa amplitúdy. Z uvedeného princípu je opäť okamžite zrejmé, že vrcholy kvantovaných impulzov nemôžu sledovať v intervale ich šírky spojitého signálu  $x(t)$ , takže sa jedná vždy o vzorkovanie 2. druhu so všetkými jeho dôsledkami.

Pri kvantovaní v amplitúde vzniká nevratná zmena signálu, ktorá sa prejavuje ako rušivý proces, označovaný ako kvantizačný šum. Jeho vznik vyplýva z obr. 7.6, kde je naznačený princíp kvantovania vzorkovaného signálu. Podľa obr. 7.6 vykazuje spojitého signálu  $x(t)$  napr. vo vzorkovacom okamžiku  $t_1$  okamžitú hodnotu  $x_v(t_1)$ , ktorá je kvantovaná na hodnotu  $y_k$ . Skutočná hodnota signálu  $x_v(t_1)$  je ďalej spracovaná ako hodnota  $y_k$ . Ich rozdiel potom vyjadruje chybu kvantovanej hodnoty

$$r_i = x_v(t_i) - y_k$$

Tento rozdiel medzi skutočnou hodnotou signálu a kvantovanou vzorkou možno vyjadriť chybovým impulzom o veľkosti  $r_i$ . Uvedené rozdiely vznikajú v každom vzorkovacom okamžiku a vytvárajú periodickú radu impulzov s náhodnými hodnotami  $\{r_i\}$ , ktorých maximálna veľkosť bude pre prípad podľa obr. 7.6 s lineárnym rozložením kvantizačných stupňov daná polovicou veľkosti kvantizačného stupňa, teda

$$r_{\max} = \pm \frac{1}{2} \Delta$$

Rozdielový signál  $r(t)$  medzi vstupným spojitým signálom  $x(t)$  a výstupným signálom  $y(t)$ , získaný prechodom kvantovaných vzoriek  $\{y_k\}$  DP filtrom, má taktiež spojitého charakter a predstavuje vlastne odozvu rekonštruovaného DP filtra na postupnosť chybových impulzov  $\{r_i\}$ .

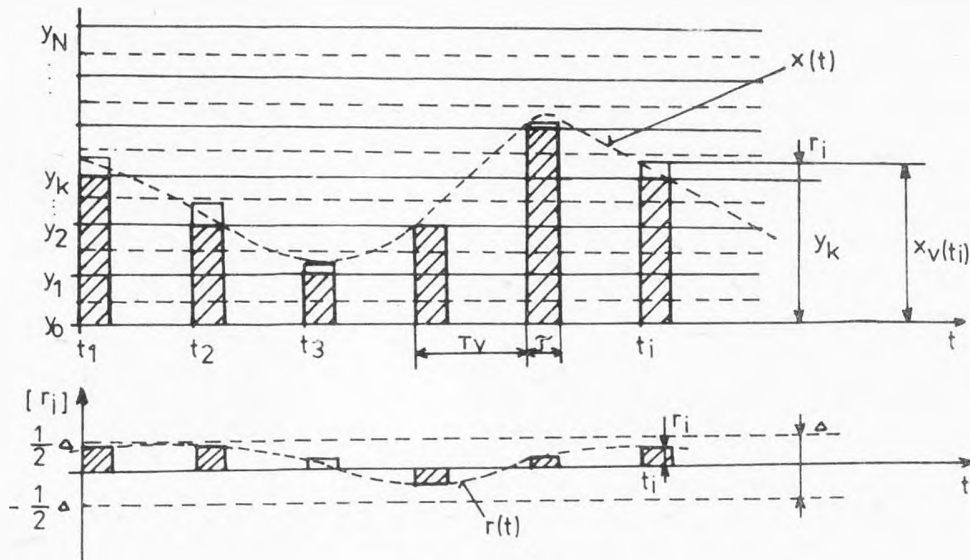
Kvantizačný šum, označovaný tiež ako produkt kvantizačného skreslenia, vzniká teda tým, že amplitúdový rozsah vstupného spojitého signálu s obecnou nekonečne veľkým počtom možných okamžitých hodnôt je rozdelený do konečného počtu kvantovaných hodnôt.

Kvantizačný šum vzniká v počiatku číslicového spracovania signálu ako principiálna chyba, ktorú nie je možné eliminovať na prijímacej strane prenosového systému, napriek tomu, že sa tento šum prejaví až za dekodérom prijímača.

Prípustná veľkosť kvantizačného šumu závisí na žiadanej kvalite signálu po jeho spätnej transformácii na spojitého signál a je rovnako ako vplyv iných rušení, vyjadrená prípustnou hodnotou odstupu signálu od kvantizačného šumu.

Požadovaná kvalita obnoveného spojitého signálu, a tým teda i požadovaná hodnota odstupu signálu od kvantizačného šumu, je však závislá na charaktere spojitého signálu  $x(t)$  a bude iná napr. pre telefónne hovorové signály a iná pre signál rozhlasovej modulácie alebo pre televízny videosignál.



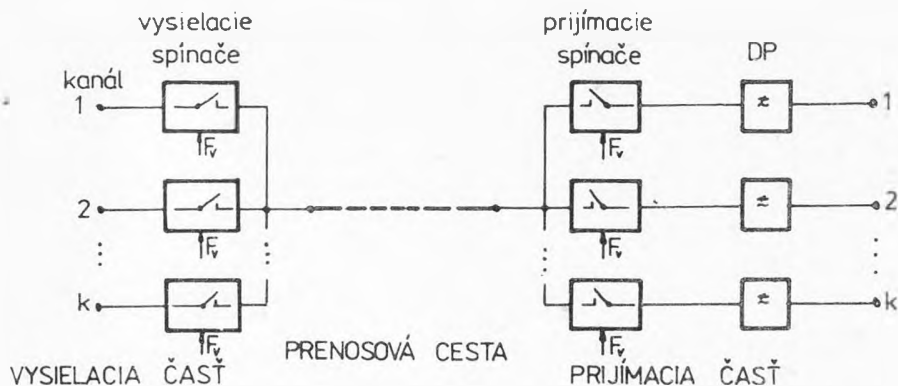


Obr. 7.6

Na druhej strane je prípustná veľkosť kvantizačného šumu závažným kritériom, lebo určuje minimálny počet kvantizačných stupňov, na ktoré je potrebné rozdeliť rozsah možných okamžitých hodnôt kvantovaného signálu a tým určuje v podstate taktiež zložitosť celého zariadenia. Nie je teda možné stanoviť nejaké jednotné podmienky pre kvantovanie v amplitúde rôznych typov signálov.

### 7.3 ČASOVÉ ZDRUŽOVANIE SIGNÁLOV

Ako už bolo povedané, sú číslicové prenosové systémy založené na aplikácii vzorkovacieho teoremu. Keďže šírka vzoriek môže byť podstatne menšia než je dĺžka vzorkovacieho intervalu  $T_v$ , môžu byť v medzerách medzi vzorkami jedného vstupného signálu prenášané vzorky ďalších signálov. Tento poznatok sa stal základom konštrukcie prenosových systémov s časovým združovaním kanálov, ktorých principiálna schéma je na obr. 7.7.



Obr. 7.7

Spoločná prenosová cesta je periodicky využívaná pre prenos signálov jednotlivých kanálov synchronne pracujúcimi vysielacími a prijímacími kanálovými spínačmi. Pretože spektrum vzorkovaného signálu obsahuje základné kmitočtové pásmo, postačí pre obnovu pôvodného spojitého signálu na prijímacej strane DP filter s medzným kmitočtom  $f_m$  základného pásma.

Základný časový interval  $T_R$ , potrebný pre prenos vzoriek všetkých kanálov a ďalších pomocných symbolov potrebných napr. pre zaistenie rámcového súbehu spolupracujúcich zariadení, sa označuje ako rámec. Jeho dĺžka je rovná vzorkovaciemu intervalu  $T_v$  a napr. pri prenose telefónnych signálov so vzorkovacím kmitočtom  $f_v = 8 \text{ kHz}$  je

$$T_R = T_v = 1/f_v = 1/8000 = 125 \mu\text{s}$$

#### 7.4 PULZNE KÓDOVÁ MODULÁCIA - PCM

Výsledkom snáh o zlepšenie odolnosti signálu impulzných modulácií oproti rušivým procesom pri prenose bol vynález pulzne kódovej modulácie PCM, ktorú patentoval v roku 1938 H. A. Reeves.

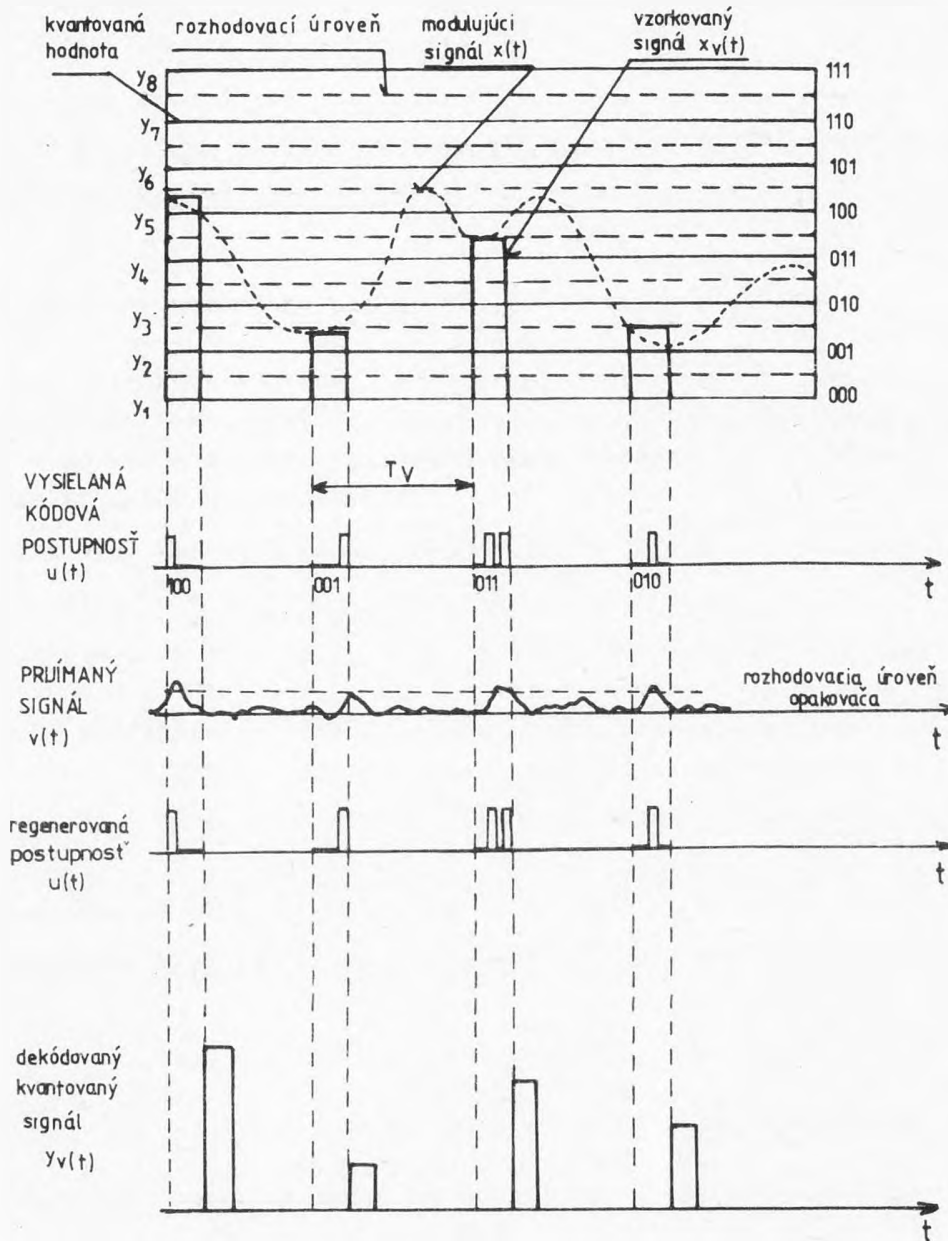
Pri modulácii PCM je každej kvantovanej hodnote, ktorá vlastne vyjadruje poradové číslo kvantizačného stupňa, do ktorých je rozdelený možný amplitúdový rozsah modulujúceho signálu, priradená kódová skupina, tvorená obvykle 7 alebo 8 symbolmi, ktoré nadobúdajú hodnoty 0 alebo 1. V prakticky realizovaných systémoch sa kvantovanie a kódovanie vykonáva v jedinom funkčnom bloku systému, ktorý sa označuje ako kodér alebo analógovo - číslicový prevodník.

Účel kódovania je nasledujúci. Kvantovaná vzorka signálu je prvkom diskrétného signálu, ktorý nadobúda väčší počet hodnôt, napr. 0 až 128 alebo 0 až 256. V tomto tvare by bolo možné prenášať signál prenosovou cestou iba za podmienky, že úroveň rušivých procesov bude menšia než je polovičná veľkosť najmenšieho kvantizačného stupňa. Keďže v priebehu prenosu je potrebné signál vzhľadom k fyzikálnym vlastnostiam prenosových kanálov obnovovať, bol by opakovač pre signál s veľkým počtom rozlíšiteľných stavov veľmi zložitý. Z týchto dôvodov, t. j. pre zvýšenie odolnosti prenášaného signálu voči šumu a zjednodušeniu konštrukcie opakovačov, je vhodné použiť pre prenos dvojkový signál, t. j. signál iba s dvoma rozlíšiteľnými stavmi 1 a 0. Kódovanie má teda za účel vyjadriť prvok diskrétného signálu o veľkom číselnom základe v tvare skupiny prvkov o malom číselnom základe, ktoré sú výhodnejšie pre diaľkový prenos reálnymi prenosovými cestami. Skupina dvojkových symbolov, ktorá je použitá pre vyjadrenie jednej diskrétnej kvantovanej hodnoty, sa označuje ako kódová skupina. Kódové skupiny s počtom  $n$  dvojkových symbolov umožňujú vyjadriť

$$N = 2^n$$

kvantovaných hodnôt.

Charakter signálov v rôznych miestach systému s PCM je zachytený na obr. 7.8.



Obr. 7.8

V porovnaní s analógovými metódami prenosu má PCM výhodu vo vysokej odolnosti prenášaného číslicového signálu voči rušivým procesom a v možnosti mnohonásobnej obnovy prenášaného číslicového signálu. Nevýhodou je požiadavka na podstatne širšie kmitočtové pásmo. Napr. v systémoch s kmitočtovým delením kanálov a amplitúdovou moduláciou je potrebné pre prenos telefónneho kanálu 4 kHz, kdežto pri systéme s PCM s  $f_v = 8$  kHz a osemmiestnym kódovaním je prenosová rýchlosť symbolov pre jeden telefónny kanál  $8 \cdot 10^3 \cdot 8 = 64$  kbit/s. Preto je dvojkové kódovanie najvýhodnejšie v tých prípadoch, kedy prenosová cesta vykazuje vysokú úroveň šumu, ale dostatočne široké kmitočtové pásmo.

Ďalšou nevýhodou pri PCM oproti analógovým formám prenosu je vznik kvantizačného skreslenia. Zhodnotme teraz pri PCM kvantizačné skreslenie vyjadrením stredného výkonu  $P_{kv}$  kvantizačného šumu.

Predpokladajme, že celková dynamika signálu  $x(t)$  je rozdelená do  $N$  rovnakých napätových kvantizačných stupňov o veľkosti  $\Delta$ . V strede každého kvantizačného stupňa ležia kvantované hodnoty, ktoré označíme  $y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_N$ . V každom vzorkovacom okamžiku  $t_i$  vzniká chyba kvantovania  $r_i$ , daná rozdielom

$$r_i = x_v(t_i) - y_k$$

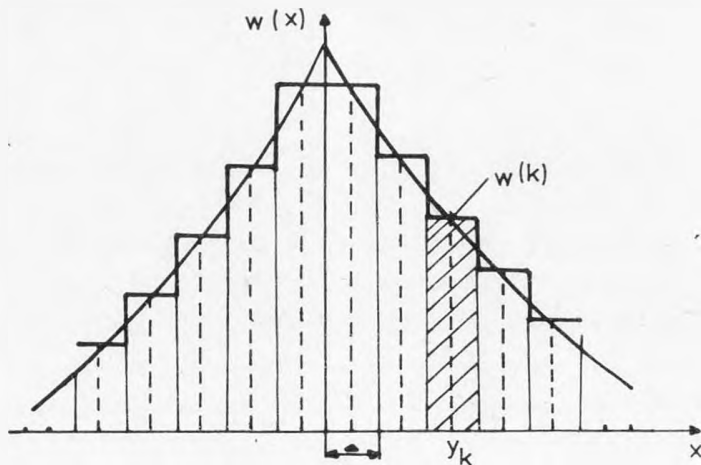
Ak element pravdepodobnosti  $w(x)dx$  bude vyjadrovať pravdepodobnosť výskytu  $x(t)$  v intervale

$$x - \frac{1}{2} dx \quad \text{až} \quad x + \frac{1}{2} dx$$

bude stredný výkon kvantizačného šumu na odpore  $R = 1 \Omega$  v prípade, že  $x(t)$  je napätový signál, daný súčtom druhých centrálnych momentov náhodných rozdielov  $r_i$  pre každý kvantizačný stupeň, čiže

$$\begin{aligned} \overline{P_{kv}} = \overline{r_i^2} &= \int_{y_1 - \Delta/2}^{y_1 + \Delta/2} (x - y_1)^2 w(x) dx + \int_{y_2 - \Delta/2}^{y_2 + \Delta/2} (x - y_2)^2 w(x) dx + \dots \\ &= \sum_{k=1}^N \int_{y_k - \Delta/2}^{y_k + \Delta/2} (x - y_k)^2 w(x) dx \end{aligned}$$

Za normálnej situácie nebude celkom určite hustota rozdelenia  $w(x)$  signálu  $x(t)$  rovnomerná. Predpokladajme ale, že počet  $N$  kvantizačných stupňov bude veľký, takže veľkosť kvantizačného stupňa  $\Delta$  bude v porovnaní s dynamikou signálu  $x(t)$  malá. Potom môžeme hustotu rozdelenia  $w(x)$  aproximovať v každom kvantizačnom stupni  $\Delta_k$  konštantnou hodnotou  $w^{(k)}$ , lebo zmeny hustoty rozdelenia  $w(x)$  budú pri dostatočne úzkych kvantizačných stupňoch veľmi malé - obr. 7.9.



Obr. 7.9

Tým vlastne nahradíme spojitý priebeh hustoty rozdelenia  $w(x)$  stupňovitou funkciou. V prípade tejto stupňovitej aproximácie dosadíme do prvého člena na pravej strane poslednej rovnice za  $w(x) = w^{(1)}$ , do druhého člena za  $w(x)$  konštantu  $w^{(2)}$ , atď. Vytknutím konštant  $w^{(k)}$  pred integrály a použitím  $r_1$  ako substitúcie možno predchádzajúci výraz upraviť do tvaru

$$\begin{aligned} \bar{P}_{kv} &= \left[ w^{(1)} + w^{(2)} + \dots + w^{(N)} \right] \cdot \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} r^2 dr \\ &= \left[ w^{(1)} + w^{(2)} + \dots + w^{(N)} \right] \cdot \frac{\Delta^3}{12} \end{aligned}$$

Tento výraz upravme ďalej do tvaru

$$\bar{P}_{kv} = \left[ w^{(1)} \cdot \Delta + w^{(2)} \cdot \Delta + \dots + w^{(N)} \cdot \Delta \right] \cdot \frac{\Delta^2}{12}$$

kde výraz  $w^{(k)} \cdot \Delta$  vyjadruje šrafovanú plochu podľa obr. 7.9, t. j. pravdepodobnosť, že hodnoty signálu  $x(t)$  budú ležať v  $k$ -tom kvantizačnom stupni. Výraz v lomenej zátvorke, t. j. súčet všetkých týchto elementárnych plôch  $w^{(k)} \cdot \Delta$  vyjadruje s dostatočnou presnosťou celkovú plochu pod krivkou hustoty rozdelenia  $w(x)$ , ktorá je vždy rovná jednej. Pre celkový výkon kvantizačného šumu pri lineárnom kvantovaní, t. j. pri konštantnej veľkosti kvantizačných stupňov

$$\Delta_1 = \Delta_2 = \dots = \Delta_k = \dots = \Delta_N = \Delta$$

možno písať

$$\bar{P}_{kv} = \frac{\Delta^2}{12}$$

V obecnom prípade, t. j. pre nelineárne kvantovanie, je potrebné počítať stredný výkon kvantizačného šumu podľa obecného vzťahu

$$\bar{P}_{kv} = \sum_{k=1}^N \int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - y_k)^2 w(x) dx$$

kde

$$x_k = \frac{1}{2} (y_k + y_{k+1}) \quad \text{pre } k = 1, 2, \dots, N-1$$

sú rozhodovacie úrovne, vymedzujúce jednotlivé kvantizačné stupne.

Kvalita prenosu sa pri číslicových moduláciách hodnotí odstupom signálu od kvantizačného šumu, ktorý sa spravidla označuje ako odstup kvantizačného skreslenia -  $SNR_{kv}$  (signal - to - noise - ratio) a ktorý je definovaný vzťahom

$$SNR_{kv} = 10 \log \frac{\bar{P}_s}{\bar{P}_{kv}} \quad [\text{Bd}]$$

kde  $\bar{P}_B$  je stredný výkon vstupného signálu  $x(t)$ ,

$\bar{P}_{kv}$  je stredný výkon kvantizačného šumu.

Určme teraz závislosť odstupu kvantizačného skreslenia pri PCM pri lineárnom kvantovaní na počte miest  $n$  kódovej skupiny pre spracovaný dynamický rozsah kódovaného signálu

$$-4x_{ef} \text{ až } +4x_{ef}$$

ktorý sa hodnotí pre praktické účely ako postačujúci. Celkový dynamický rozsah kódovaného signálu je teda  $8x_{ef}$ , kde  $x_{ef}$  je efektívna hodnota modulujúceho signálu.

Výsledný vzťah pre  $SNR_{kv}$  v závislosti na počte miest kódovej skupiny vyzerá takto:

$$SNR_{kv} = 6.n - 7,2 \quad [\text{dB}]$$

(Odvodenie tohto vzťahu ponecháva autor čitateľovi!)

Z predchádzajúceho vzťahu vyplýva, že prínos 1 dvojkového symbolu číslícového vyjadrenia vzorky v systéme s PCM v zlepšení odstupu kvantizačného skreslenia je 6 dB. Uvedené vzťahy ukazujú iba principiálne závislosti kvality kódovania na parametroch kódérov PCM.

#### 7.4.1 KOMPANDÉRY

Ako už bolo povedané, akosť prenosu s použitím kvantovania v amplitúde sa hodnotí odstupom kvantizačného skreslenia  $SNR_{kv}$ .

Pretože pri PCM stredný výkon  $\bar{P}_{kv}$  kvantizačného skreslenia nezávisí na amplitúde vstupného spojitého signálu, možno požadované veľkosti odstupu kvantizačného skreslenia dosiahnuť tromi spôsobmi:

- zvýšením výkonu prenášaného signálu
- zväčšením počtu kvantizačných stupňov
- nelineárnym rozdelením kvantizačných stupňov alebo kompresiou dynamiky prenášaného signálu.

Zvýšenie výkonu prenášaného signálu je riešenie najjednoduchšie, ale prakticky nepoužiteľné, pretože je technicky nevýhodné z hľadiska presluchov.

Dôsledkom použitia veľkého počtu kvantizačných stupňov je zväčšenie prenosovej rýchlosti a tým zvýšenie požiadaviek na šírku kmitočtového pásma prenosovej cesty.

Tretí spôsob vyplýva z poznatku, že odstup kvantizačného skreslenia klesá s poklesom amplitúdy prenášaného signálu. Pretože však práve malé amplitúdy signálu majú najväčšiu výskytovosť, dosahuje sa konštantnej hodnoty odstupu kvantizačného skreslenia v celom amplitúdovom rozsahu buď nelineárnym rozložením veľkosti kvantizačných stupňov, kedy sa ich veľkosť smerom k vyšším amplitúdam signálu postupne zväčšuje, alebo kompresiou dynamiky prenášaného sig-

nálu na vysielacej strane a expanziou dynamiky na prijímacej strane. Kompresor na vysielacej strane malé hodnoty vzoriek zosilní a veľké zoslabí. Expander v prijímači potom vráti vzorkám pôvodný rozsah a správny pomer jednotlivých amplitúd. Obidva postupy sa obvykle zahrňujú pod spoločný názov kompanzia.

Amplitúdová charakteristika kompresora sa označuje ako kompresná charakteristika alebo zákon a analogicky amplitúdová charakteristika expandéra ako expanzná charakteristika. Priebehy kompresných a expanzných charakteristík sú stanovené podľa požiadaviek na dosiahnuteľný odstup kvantizačného skreslenia v pracovnom rozsahu kodéra. Vzhľadom k tomu, že expanzná charakteristika je inverznou funkciou kompresnej charakteristiky, býva v zariadeniach udávaná a diskutovaná iba kompresná charakteristika v tvare:

$$y = f(x)$$

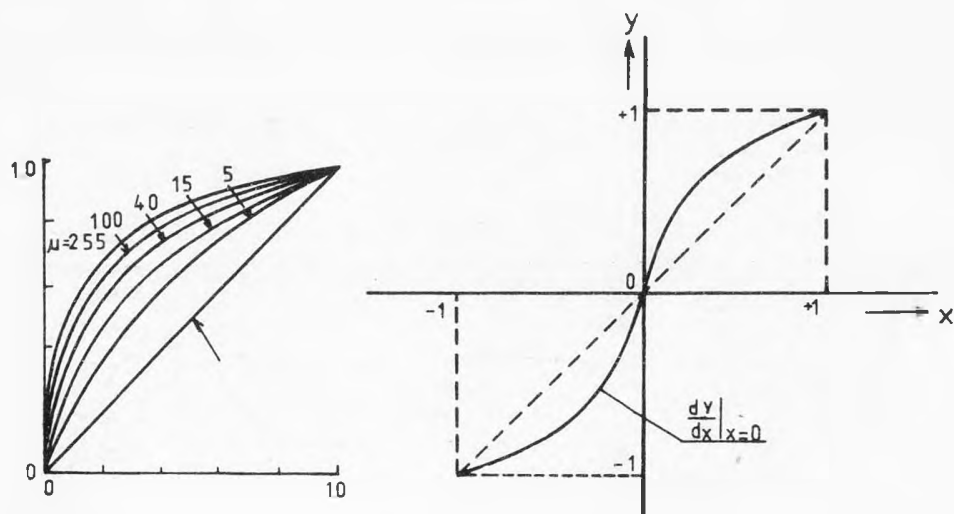
kde  $x = u_1/U_{1\max}$  je normovaná vstupná veličina kompresora, napr. napätie k max. vstupnému napätíu,

a  $y = u_2/U_{2\max}$  je normovaná výstupná veličina kompresora, napr. napätie k max. výstupnému napätíu.

Príklad priebehu kompresnej charakteristiky je uvedený na obr. 7.10a. Strmosť kompresnej charakteristiky v počiatku pre  $x = 0$  udáva, koľkokrát je kvantovanie najmenších hodnôt vstupného signálu jemnejšie než pri lineárnom kvantovaní. V logaritmickej miere sa označuje ako výhoda kompanzie

$$v_k = 20 \log \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0} \quad [\text{dB}]$$

a pri danom počte kvantizačných stupňov je to prakticky pomer, vyjadrený v dB, veľkosti kvantizačného stupňa pri lineárnom kvantovaní k veľkosti najmenšieho použitého kvantizačného stupňa pri nelineárnom kvantovaní.



Obr. 7.10

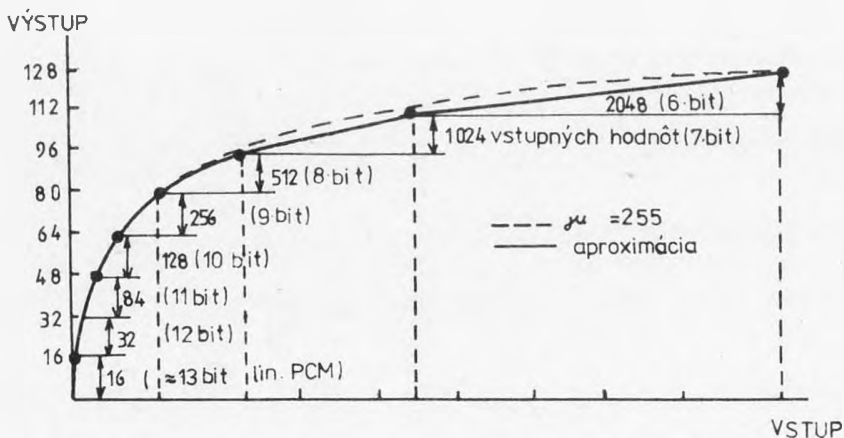
Z dôvodu možnej realizácie hlavne presne inverzných charakteristík kompresora a expandéra sa obvykle spojité priebehy kompresných charakteristík aproximujú v uvažovanom amplitúdovom rozsahu priamkovými úsekmi (segmentami) s rôznou strmou susedných úsekov.

V doporučení CCITT G.711 je unifikovaná kompresná charakteristika označovaná aj ako tzv.  $\mu$ - zákon. Je vyjadrená vzťahom

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad \text{pre } 0 \leq |x| \leq 1$$

Priebehy kompresných kriviek pre rôzne hodnoty  $\mu$  sú naznačené na obr. 7.10b.

V ďalšom budeme diskutovať možnú implementáciu pre  $\mu = 255$  pri 8 bitovom PCM kódovaní. Jeden z prístupov znamená simulovať nelineárny systém so vstupno-výstupnou závislosťou podľa krivky pre  $\mu = 255$ , kde vstupnými veličinami systému sú hodnoty vzoriek. Ďalej výstup systému kvantovať lineárne použitím 8 bitový A/D prevodník. Alternatívny prístup znamená aproximovať krivku pre  $\mu = 255$  po úsekoch lineárnou krivkou, ako je to naznačené na obr. 7.11. Krivka je ilustrovaná iba pre kladné vstupné hodnoty, nakoľko je nepárnu funkciou. Táto krivka je aproximovaná ôsmimi rovnými úsekmi. Rozdelíme kladnú výstupnú oblasť na osem rovnako veľkých segmentov, ktoré delia vstupnú oblasť do ôsmich nerovnako veľkých segmentov.



Obr. 7.11

V každom z týchto segmentov lineárne kvantujeme vzorku použijúc 4 bitové kvantovanie. Takýmto spôsobom je každý z ôsmich segmentov rozdelený do 16 subsegmentov, s celkovým počtom 128 subsegmentov na každej strane vertikálnej osi. Máme teda celkom 256, alebo  $2^8$  subsegmentov, čo korešponduje 8 bitovej kvantizácii. Jednotlivé bity v 8 bitovom kódovom slove majú nasledovný význam:

- 1 bit udáva polaritu vzorky; 1 pre kladnú, 0 pre zápornú
- 3 bity udávajú jeden z ôsmich segmentov, v ktorom vzorka leží
- 4 bity identifikujú kvantizačnú úroveň v danom segmente.



Vďaka logaritmickej závislosti krivky pre  $\mu = 255$  vznikajú zaujímavé vzťahy medzi naznačenými ôsmimi segmentami. Aké? (Úvahu prenecháva autor čitateľovi!)

#### 7.4.2 KONCOVÉ ZARIADENIA PCM SYSTÉMOV 1. RÁDU

Ako už bolo uvedené, sú číslicové reprezentácie signálov v systémoch s časovým delením kanálov združované do tzv. časového rámca, ktorého dĺžka  $T_R$  je nepriamo úmerná vzorkovaciemu kmitočtu  $f_v$ . Pri viacnásobných systémoch s PCM, určených pre prenos telefónnych hovorových signálov, je podľa doporučenia CCITT G.711 vzorkovací kmitočet 8 kHz, čiže rámec má trvanie  $T_R = 125 \mu s$ . Rámec je rozdelený do 24 alebo 32 časových intervalov, označovaných ako kanálové intervaly, z ktorých každý obsahuje 8 symbolových miest. Vnútročné usporiadanie kanálových intervalov i celého rámca úzko súvisí s otázkami prenosu signalizácie a riešením problematiky rámcového súbehu multiplexných zariadení.

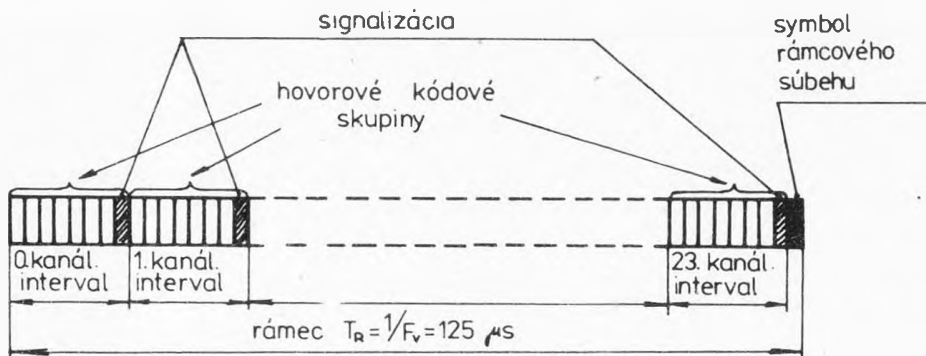
Koncové zariadenia prenosového systému zapojeného do telekomunikačnej siete musia byť prispôsobené pre spoluprácu so spojovacími zariadeniami, pomocné informácie slúžiace k výstavbe, udržiavaniu, tarifovaniu a zrušeniu telefónneho spoja sa označujú súhrnne ako signalizácia. Prenos signalizácie systémom s PCM možno v princípe zaistiť dvoma spôsobmi:

1. vnútrokanálovou signalizáciou
2. signalizáciou sústredenou do jedného samostatného kanálového intervalu

Pri vnútrokanálovej signalizácii sa používa k prenosu pomocných informácií jedno symbolové miesto kanálového intervalu, spravidla posledné. Ostatné symbolové miesta kanálového intervalu sú využité pre prenos príslušného telefónneho signálu.

Podstatou sústredenej signalizácie je združenie signalizácie pre všetky telefónne kanály do samostatného signalizačného intervalu.

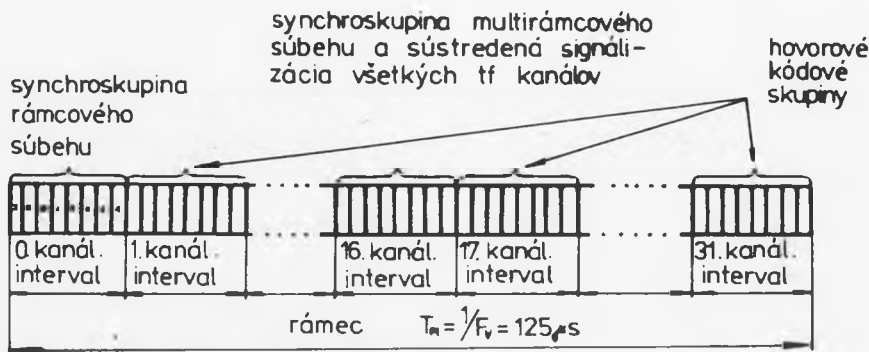
Ako príklad usporiadania rámca 24 kanálového PCM systému so sedemmiestnym kódovaním a vnútrokanálovou signalizáciou v usporiadaní podľa systému T1 fy Bell je naznačený na obr. 7.12.



Obr. 7.12

Rámcový súbeh je zaistený striedajúcimi sa dvojkovými symbolmi na 193. mieste rámcu, takže prenosová rýchlosť je

$$[24 \cdot (7 + 1) + 1] \cdot 8 \cdot 10^3 = 1\,544 \text{ kbit/s}$$



Obr. 7.13

Na obr. 7.13 je uvedené usporiadanie rámcu unifikovaného európskeho systému PCM 30/32 podľa doporučenia CCITT G.732 s osemmiestnym kódovaním a sústredenou signalizáciou do 16. kanálového intervalu (ďalej len K16). Rámec je zložený z 32 kanálových intervalov a obsahuje celkom  $8 \cdot 32 = 256$  symbolových miest. Usporiadanie kanálového intervalu č. 0 je uvedené v nasledujúcej tabuľke:

Symbolové miesto č.	1	2	3	4	5	6	7	8
Kanálový interval č. 0 v nepárnom rámcí	X	0	0	1	1	0	1	1
Kanálový interval č. 0 v párnom rámcí	X	1	P <sub>RS</sub>	N	N	N	N	N

V každom nepárnom rámcí je na 2. až 8. mieste kanálového intervalu č. 0 vysielaná synchroskupina rámcového súbehu v zložení 0 0 1 1 0 1 1. Symbolové miesto č. 1, označené ako X, je vyhradené pre medzinárodné použitie (napr. dátový kanál s prenosovou rýchlosťou 8 kbit/s). V párnych rámcích je 3. symbolové miesto P<sub>RS</sub> vyhradené pre poplachový signál straty rámcového súbehu a symbolové miesta N sú vyhradené pre národné využitie (napr. dátový kanál s prenosovou rýchlosťou 4 kbit/s). V prenosovej ceste prekračujúcej štátne hranice, musí byť na týchto miestach vysielaný symbol 1. Usporiadanie K16 je uvedené v nasledujúcej tabuľke. V K16 sa prenášajú jednak symboly multirámcového súbehu, jednak sústredená signalizácia 30 telefónnych kanálov, ktoré sú umiestnené v kanálových intervaloch č. 1 až 15 a 17 až 31. Multirámcu je zložený zo 16 rámcov očíslovaných 0 až 15.

Symbolové miesto č. 1		2	3	4	5	6	7	8	
Rámec č.	0	0	0	0	0	Y	P <sub>MS</sub>	Y	Y
	1	a <sub>1</sub>	b <sub>1</sub>	c <sub>1</sub>	d <sub>1</sub>	a <sub>16</sub>	b <sub>16</sub>	c <sub>16</sub>	d <sub>16</sub>
	2	a <sub>2</sub>	b <sub>2</sub>	c <sub>2</sub>	d <sub>2</sub>	a <sub>17</sub>	b <sub>17</sub>	c <sub>17</sub>	d <sub>17</sub>
		⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	15	a <sub>15</sub>	b <sub>15</sub>	c <sub>15</sub>	d <sub>15</sub>	a <sub>30</sub>	b <sub>30</sub>	c <sub>30</sub>	d <sub>30</sub>

Spôsob vytvorenia signalizačných kanálov pre jednotlivé telefónne kanály je nasledujúci. Pre signalizáciu každého telefónneho kanála sú vyhradené štyri symbolové miesta, označené ako a, b, c, d v KI16. Keďže KI16 má 8 symbolových miest, je v každom KI16 sústredená signalizácia pre dva telefónne kanály. Tak napr. signalizácia telefónnych kanálov č. 1 a 16 je umiestnená v KI16 v rámci č. 1. V KI16 v rámci č. 2 je umiestnená signalizácia telefónnych kanálov č. 2 a 17 atď. Signál multirámcového súbehu je umiestnený v KI16 v rámci č. 0 v zložení 0 0 0 0 na symbolových miestach č. 1 až 4. Pokiaľ nie je rezervné 5., 7., a 8. symbolové miesto Y tohto intervalu použité k iným účelom, má mať hodnotu 1. Symbolové miesto č. 6 je použité k prenosu poplachového kritéria P<sub>MS</sub> straty multirámcového súbehu. Pokiaľ nie sú symbolové miesta b, c, d využité k zriadeniu signalizačných kanálov, môžu byť využité pre zriadenie dátových kanálov s prenosovou rýchlosťou 0,5 kbit/s alebo majú mať hodnoty b = 1, c = 0, d = 1.

Prenosová rýchlosť číslicového signálu 1. rádu je

$$8 \cdot 32 \cdot 8 \cdot 10^3 = 2\,048 \text{ kbit/s}$$

Prenosová rýchlosť telefónneho kanála je

$$8 \cdot 8 \cdot 10^3 = 64 \text{ kbit/s}$$

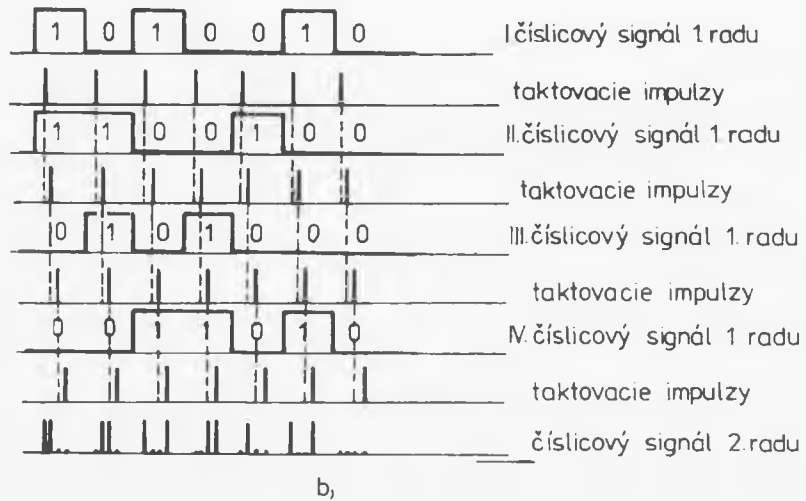
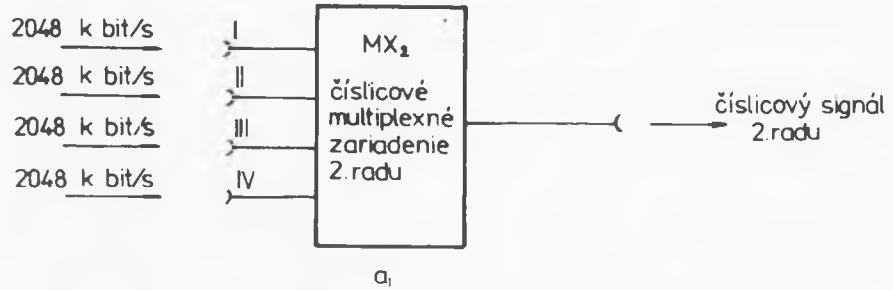
Prenosová rýchlosť jedného signalizačného kanála je

$$8 \cdot 10^3 : 16 = 0,5 \text{ kbit/s}$$

#### 7.4.3 ČÍSLICOVÉ MULTIPLEXNÉ ZARIADENIA 2. RÁDU

Číslicové multiplexné zariadenie n-tého rádu je zariadenie určené pre združovanie viac číslicových signálov (n - 1) rádu do číslicového signálu n-tého rádu.

Združovanie číslicových signálov v multiplexných zariadeniach sa vykonáva na princípe prekladania. Princíp združovania je naznačený na obr. 7.14.



Obr. 7.14

Pri usporiadaní rámcov a prenosových rýchlostí číslicových signálov vyšších rádov je potrebné počítať s pomocnými symbolmi, ktoré sa pridávajú obvykle v pravidelných intervaloch do číslicového signálu pre zaistenie rámcového súbehu a ďalších pomocných funkcií spolupracujúcich multiplexných zariadení. Výslednú menovitú prenosovú rýchlosť číslicového signálu  $n$ -tého rádu možno stanoviť podľa vzťahu

$$v_{sn \text{ men}} = p \cdot v_{s(n-1) \text{ men}} + m \cdot 64 \quad [\text{kbit/s}]$$

- kde  $v_{sn \text{ men}}$  je menovitá prenosová rýchlosť číslicového signálu  $n$ -tého rádu
- $v_{s(n-1) \text{ men}}$  je menovitá prenosová rýchlosť číslicového signálu  $(n-1)$  rádu
- $p$  je počet združovaných číslicových signálov  $(n-1)$  rádu
- $m$  je multiplikačný násobok.

Koeficienty  $p$  a  $m$  spolu s prenosovými rýchlosťami sú pre tzv. európsku hierarchiu číslicových prenosových systémov uvedené prehľadne v nasledujúcej tabuľke:

rád	P	m	[kbit/s]
1.	--	--	2 048
2.	4	4	8 448
3.	4	9	34 368
4.	4	28	139 264
5.	4	111	564 160

V naznačených princípoch združovania neboli zahrnuté vzťahy medzi číslicovými signálmi 1. rádu privádzanými na vstupy číslicových multiplexných zariadení 2. rádu. Pri združovaní je potrebné riešiť problémy súvisiace so zaistením súbehu a vyrovnávaním odchýliek prenosových rýchlostí združovaných signálov 1. rádu od menovitých hodnôt.

Riadený postup vyrovnávania prenosových rýchlostí združovaných signálov 1. rádu tak, aby odpovedali prenosovým rýchlostiam, ktoré pre združovanie vyžaduje číslicové multiplexné zariadenie 2. rádu sa označuje ako stuffing.

Rozlišuje sa

- kladný
- záporný
- kombinovaný stuffing.

Kladný stuffing sa vykonáva vtedy, ak je taktovací kmitočet určený časovou základňou číslicového multiplexného zariadenia 2. rádu pre združovanie číslicového signálu 1. rádu vždy vyšší, než je okamžitá maximálna prenosová rýchlosť združovaného signálu. Pri uvedenom pomere prenosovej rýchlosti dôjde občas k tomu, že v určitom rámci číslicového signálu 2. rádu nestačí združovaný číslicový signál 1. rádu obsadiť všetky symbolové miesta, ktoré sú pre neho vyhradené. Preto sa do združovaného číslicového signálu 1. rádu vloží pomocný dvojkový symbol, ktorý nenesie žiadnu informáciu zo združovaného číslicového signálu 1. rádu a ktorý slúži iba k vyrovnaniu prenosovej rýchlosti združovaného číslicového signálu 1. rádu. Tento vložený symbol sa označuje ako symbol kladného stuffingu.

Záporný stuffing sa vykonáva v opačnom prípade, kedy je taktovací kmitočet určený časovou základňou číslicového multiplexného zariadenia 2. rádu pre združovanie daného číslicového signálu 1. rádu vždy menší, než je okamžitá minimálna prenosová rýchlosť združovaného signálu. Potom dôjde občas k tomu, že združovaný číslicový signál 1. rádu vyžaduje pri združovaní väčší počet symbolových miest, než ktorý je pre neho v rámci číslicového signálu 2. rádu vyhradený. Aby nedošlo k strate informačného symbolu zo združovaného číslicového signálu 1. rádu, je potrebné z tohto signálu v určitom rámci 1 symbol vybrať a umiestniť ho na symbolové miesto, ktoré je vyhradené v rámci číslicového signálu 2. rádu pre symbol záporného stuffingu.

### 7.4.4 ČÍSLICOVÁ FILTRÁCIA

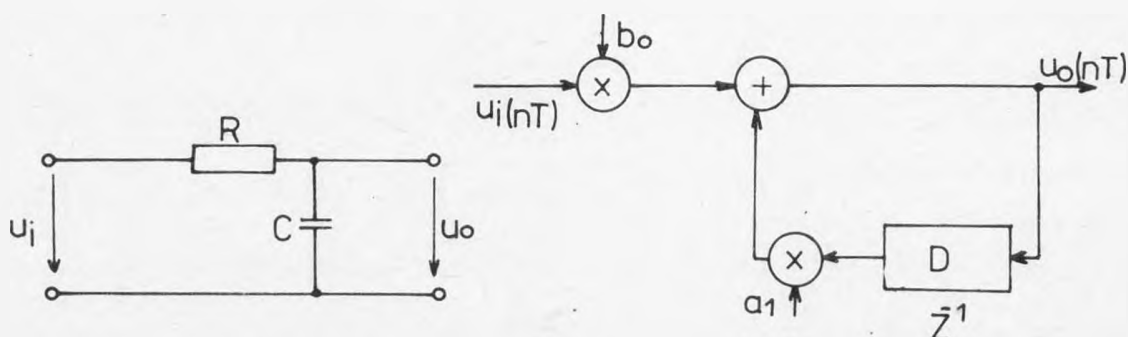
Na obr. 7.15a je naznačený analógový RC filter prvého rádu. Diferenciálna rovnica opisujúca tento obvod z hľadiska jeho vstupno-výstupných napätí má tvar:

$$u_0(t) + RC \frac{du_0(t)}{dt} = u_1(t)$$

Riešenie obvodu v analógovej oblasti bude závisieť na vstupnom napätí  $u_1(t)$ . Ak je toto vstupné napätie dané, na vyriešenie obvodu možno použiť:

- a) štandardné matematické postupy, ktoré riešia diferenciálnu rovnicu,
- b) numerické metódy, pomocou ktorých možno vypočítať aproximujúci priebeh výstupného signálu.

Práve druhý spôsob riešenia obvodu tvorí základ číslicovej filtrácie.



Obr. 7.15

Predpokladajme, že vstupné signály sú vzorkované so vzorkovacím intervalom  $T_v$  takým, že  $u_1(nT_v)$  a  $u_0(nT_v)$  reprezentujú hodnoty signálov  $u_1(t)$  a  $u_0(t)$  v čase  $t = nT_v$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Ak je  $T_v$  dostatočne malé, potom deriváciu  $du_0(t)/dt$  v čase  $t = nT_v$  možno aproximovať vzťahom:

$$\frac{du_0(nT_v)}{dt} \approx \frac{u_0(nT_v) - u_0[(n-1)T_v]}{T_v}$$

Dosadením tohto vzťahu do predchádzajúcej rovnice získame výraz

$$u_0(nT_v) + \frac{RC}{T_v} u_0(nT_v) - \frac{RC}{T_v} u_0[(n-1)T_v] = u_1(nT_v)$$

Táto rovnica je už lineárnou diferenčnou rovnicou, ktorá aproximuje diferenciálnu rovnicu. Predchádzajúcu rovnicu možno ešte upraviť na nasledujúci tvar:

$$u_0(nT_v) = \frac{1}{1 + (RC/T_v)} u_1(nT_v) + \frac{RC/T_v}{1 + (RC/T_v)} u_0[(n-1)T_v]$$

Tento vzťah je už vzťahom rekurzívnym, v ktorom súčasnú výstupnú vzorku získame zo súčasnej vstupnej vzorky a predchádzajúcej výstupnej vzorky. Možno ho ešte zjednodušiť na tvar:

$$u_0(n) = b_0 u_1(n) + a_1 u_0(n-1)$$

kde

$$b_0 = \frac{1}{1 + (RC/T_v)} \quad a_1 = \frac{RC/T_v}{1 + (RC/T_v)}$$

Bloková schéma filtra tohto typu je naznačená na obr. 7.15b. Blok označený ako D znamená oneskorenie vzorky, rovnajúce sa jednej vzorkovacej perióde  $T_v$ . V číslicovom filtri sa oneskorenie o  $n$ -periód  $T_v$  zvyčajne označuje ako  $z^{-n}$ . Teda oneskorenie o jednu vzorkovaciu periódu označíme ako  $z^{-1}$ . Ďalšie značky majú nasledovný význam:

- (x) - násobička
- (+) - sčítačka.

Spoločnými prvkami v obidvoch štruktúrach litrov (analogovej a číslicovej) sú pamäťové prvky. Sú to kondenzátor C v analogovom RC filtri a oneskorovací člen D v číslicovom filtri. Tieto pamäťové prvky tvoria základ ako v analogovom, tak aj v číslicovom filtri, pretože filter je navrhnutý vykonávať určité "zmeny" v signáli a k tomu je potrebné poznať históriu signálu.

Dôležitou charakteristikou akéhokoľvek filtra je jeho impulzová odozva. Táto je definovaná ako odozva filtra, ak je tento filter budený jednotkovým impulzom. Predchádzajúca rovnica bude mať za predpokladu, že jednotkový impulz je definovaný ako

$$u_1(0) = 1 \quad \text{pre } n = 0$$

$$u_1(n) = 0 \quad \text{pre } n > 0$$

nasledovnú výstupnú sekvenciu:

$$b_0, a_1 b_0, a_1^2 b_0, \dots, a_1^n b_0, \dots$$

alebo jednoducho

$$u_0(n) = a_1^n b_0, \quad \text{kde } n = 0, 1, 2, \dots$$

Teoreticky má impulzová odozva nekonečnú dĺžku. Je to zapríčinené rekurzívnou podstatou takejto štruktúry filtra. Tento typ filtra sa často označuje ako filter s nekonečnou impulznou odpoveďou (IIR - infinite impulse response).

Iný pohľad na takúto štruktúru filtra získame, ak rozpíšeme vzťah do nasledujúcej formy:

$$u_0(n) = b_0 u_1(n) + a_1 u_0(n-1)$$

$$= b_0 u_1(n) + a_1 b_0 u_1(n-1) + a_1 u_0(n-2)$$

$$= b_0 u_1(n) + a_1 b_0 u_1(n-1) + a_1^2 b_0 u_1(n-2) + a_1 b_0 u_0(n-3)$$

$$= \dots$$

$$= \dots$$

$$= b_0 u_1(n) + a_1 b_0 u_1(n-1) + a_1^2 b_0 u_1(n-2) + a_1^3 b_0 u_1(n-3)$$

Táto rovnica vyjadruje výstupný signál ako lineárnu kombináciu vstupných vzoriek, ak týchto musí byť nekonečný počet. Treba si uvedomiť, že koeficienty  $b_0$  a  $a_1$  majú kladné hodnoty menšie ako 1 (ak predpokladáme R a C konečné). Táto skutočnosť spôsobuje, že čím je vstupná vzorka "staršia", tým menšie hodnoty nadobúdajú jej koeficienty. Možno preto predpokladať, že v určitom bode sú tieto koeficienty približne nulové. V takomto prípade bude v rovnici iba konečný počet členov, alebo inými slovami - nekonečnú impulzovú odpoveď možno aproximovať konečnou impulznou odpoveďou, ak zanedbáme členy, ktoré majú sklon rapídne sa približovať k nule. Takýto typ filtra patrí do kategórie filtrov s konečnou impulznou odpoveďou (FIR - finite impulse response).

Lineárne diferenčné rovnice tvoria základ teórie číslicových filtrov. Zovšeobecnená diferenčná rovnica má tvar

$$y(n) + \sum_{m=1}^M a_m y(n-m) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k)$$

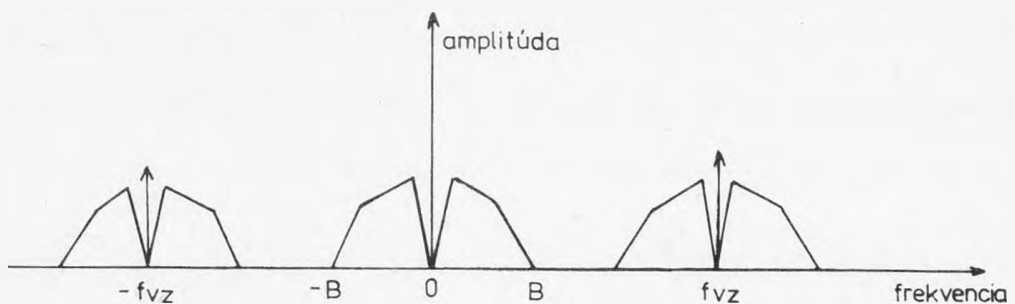
kde  $x$  a  $y$  sú vstupné a výstupné postupnosti filtra a  $a_m$  a  $b_k$  sú koeficienty filtra.

V teórii signálov diskrétnych v čase bolo označenie  $-z-$  pomenované ako  $z$  - transformácia.  $z$  - transformácia je diskrétna časová verzia dobre známej Laplaceovej transformácie (tiež označovanej ako  $s$ -transformácia). V  $s$  - rovine oneskoreniu o  $T_v$  sekúnd korešponduje označenie  $e^{-sT_v}$ . Teda dve premenné  $s$  a  $z$  sú vo vzťahu

$$z^{-1} = e^{-sT_v}$$

kde  $T_v$  je perióda vzorkovania.

V  $s$  - rovine spektrum signálu o šírke  $B$  a vzorkovacej frekvencii  $f_v$  je periodické s periódou rovnajúcou sa  $f_v$ . Tento fakt je naznačený na obr. 7.16.

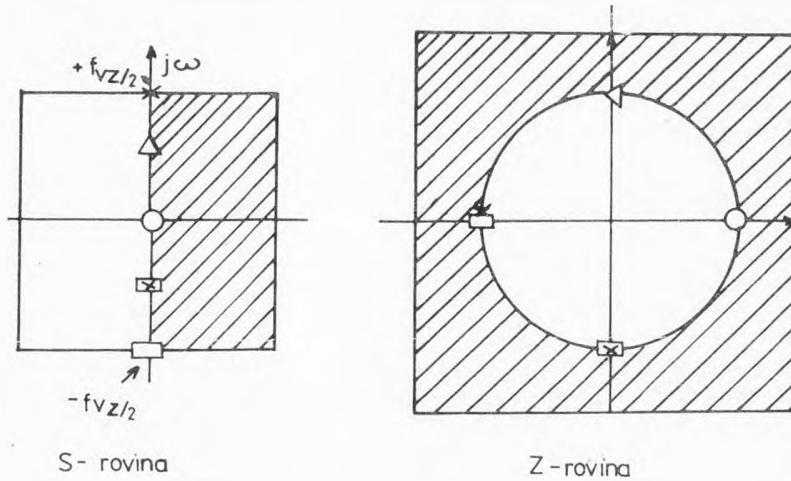


Obr. 7.16

Aby sme sa vyhli efektu prekrývania spektier musí platiť Nyquistovo kritérium, t. j.  $f_{vmin} = 2xB$ .

Mapovanie medzi dvoma rovinami  $s$  a  $z$  je naznačené na obr. 7.17.





Obr. 7.17

Ako je vidieť z obrázku, ľavá polovica s - roviny je mapovaná do vnútra jednotkovej kružnice, kým pravá polovica mimo nej. Tak ako v analógovom prevedení, kde pól v pravej polrovine indikuje nestabilitu, v prípade diskretných signálov znamená nestabilitu filtra umiestnenie pólu mimo jednotkovej kružnice. Nuly sa v oboch prípadoch môžu nachádzať na ľubovoľnom mieste.

Zovšeobecnená diferenčná rovnica nadobúda po z-transformácii tvar:

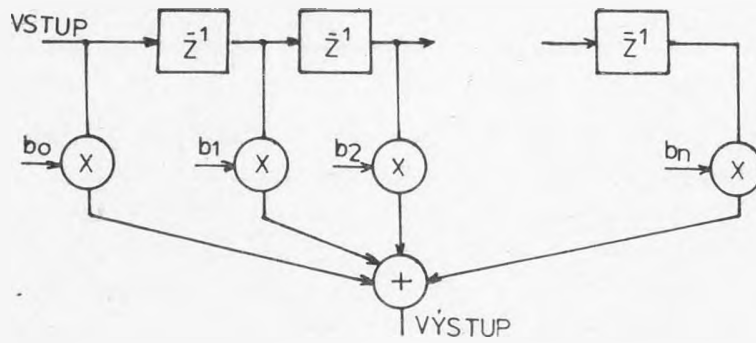
$$Y(z) \left[ 1 + \sum_{m=1}^M a_m z^{-m} \right] = X(z) \sum_{k=0}^N b_k z^{-k}$$

kde  $X(z)$  a  $Y(z)$  sú z-transformácie vstupného a výstupného signálu. Prenosová funkcia číslicového filtra je teda dané vztahom

$$H(z) = Y(z)/X(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{m=1}^M a_m z^{-m}}$$

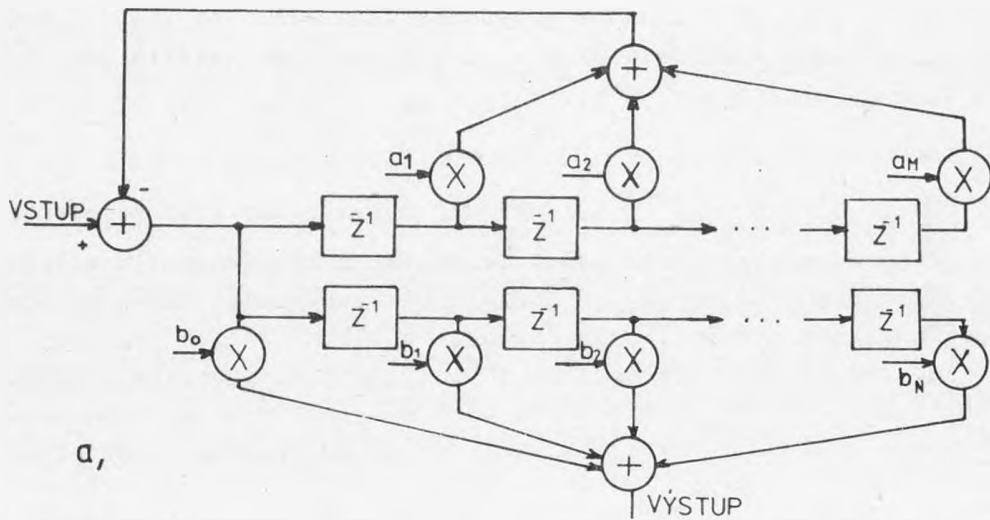
Ako už bolo spomenuté, delíme číslicové filtre podľa spôsobu realizácie na nerekurzívne a rekurzívne.

Nerekurzívna štruktúra filtra obsahuje iba doprednú signálovú cestu a teda všetky koeficienty  $a_m$  sú nulové. Bloková schéma nerekurzívneho filtra je naznačená na obr. 7.18. Prenosová funkcia nerekurzívneho filtra obsahuje iba nuly a je teda vždy stabilná.

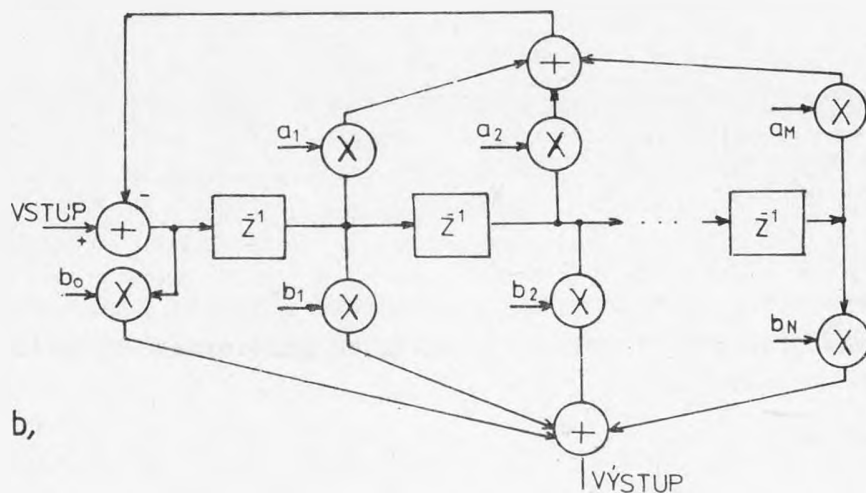


Obr. 7.18

Pri rekurzívnych filtroch sú niektoré, alebo všetky koeficienty  $a_m$  nenulové, výsledkom čoho je prítomnosť ako núl, tak aj pólov v prenosovej funkcii číslicového filtra. Obecná štruktúra rekurzívneho číslicového filtra je naznačená na obr. 7.19a a jej alternatívna štruktúra s redukovaným počtom pamäťových elementov na obr. 7.19b.



a,



b,

Obr. 7.19

Metódy návrhov číslicových filtrov možno rozdeliť do dvoch kategórií:

- a) metódy vhodné pre FIR filtre
- b) metódy vhodné pre IIR filtre

V oboch prípadoch je výsledkom návrhu zistenie hodnôt koeficientov filtra pre požadovanú prenosovú funkciu.

#### 7.4.4.1 Základné parametre pri návrhu číslicových filtrov

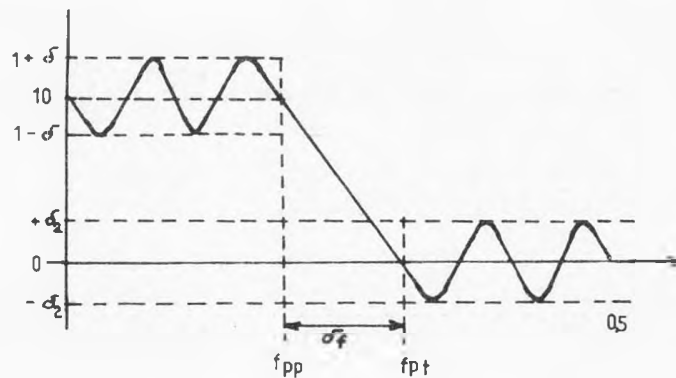
Pri číslicových filtroch je frekvenčná os zvyčajne normalizovaná s ohľadom na vzorkovací kmitočet  $f_v$ . Napr. pre filter s medzným kmitočtom prepúšťania  $f_{pp} = 20$  kHz a medzným kmitočtom pásma tlmenia  $f_{pt} = 30$  kHz a vzorkovacím kmitočtom  $f_v = 100$  kHz dostávame:

- normalizovaný kmitočet pásma prepúšťania =  $20/100 = 0.2$
- normalizovaný kmitočet pásma tlmenia =  $30/100 = 0.3$

Ako naznačuje obr. 7.20, užitočná kmitočtová os je v rozmedzí 0.0 až 0.5, pretože Nyquistov vzorkovací teorém vyžaduje 2x väčší kmitočet vzorkovania ako je najvyššia harmonická signálu. To znamená, že pomer akejkoľvek frekvenčnej zložky signálu k vzorkovaciemu kmitočtu musí byť vždy menší než 0.5.

Zvlnenie v pásme prepúšťania a v pásme tlmenia sa zvyčajne vyjadruje v dB, t. j.

- zvlnenie v PP [dB] =  $20 \log (1 + \sigma_1)$
- zvlnenie v PT [dB] =  $-20 \log \sigma_2$



Obr. 7.20

Poznáme dva základné spôsoby návrhu IIR filtrov:

- a) priame prístupy
- b) nepriame prístupy

#### 7.4.4.2 Nepriame prístupy návrhu IIR filtrov

Nepriame prístupy návrhu číslicových filtrov využívajú znalosti získané pri návrhu analógových filtrov typu Butterworth, Čebyšev a pod. Táto metóda návrhu číslicových filtrov pozostáva z dvoch krokov:

- 1) určenie vhodnej prenosovej funkcie  $H(s)$  analógového filtra
- 2) transformácia a digitalizácia analógového filtra

Medzi najrozšírenejšie spôsoby návrhu číslicových filtrov nepriamym prístupom patrí bilineárna z - transformácia.

Prvým krokom pri návrhu číslicových filtrov bilineárnou z-transformáciou je poznať prenosovú funkciu  $H(s)$  analógového filtra. Ďalším krokom je definovanie novej premennej  $s_d$ , ktorú možno vyjadriť vzťahom

$$s = j \frac{2}{T_v} \tan \frac{s_d T_v}{2j}$$

Keďže analógový kruhový kmitočet  $\omega$  je definovaný vzťahom  $s = j\omega$ , možno písať

$$\omega = \frac{2}{T_v} \tan \frac{\omega_d T_v}{2} \quad \text{kde } s_d = j\omega_d$$

Vzťahy možno ďalej upraviť na nasledovný tvar

$$s = \frac{2}{T_v} \left( \frac{1 - \exp(-s_d T_v)}{1 + \exp(-s_d T_v)} \right) \quad \text{a keďže } z^{-1} = \exp(-s_d T_v), \text{ možno ďalej písať}$$

$$s = \frac{2}{T_v} \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)$$

Táto rovnica poskytuje prostriedok pre bilineárnu transformáciu priamo z roviny  $s$  do roviny  $z$ . Na ilustráciu uveďme nasledujúci príklad.

**Príklad:**

Podľa bilineárnej z-transformácie navrhните DP číslicový filter na základe prenosovej funkcie analógového DP filtra 2. rádu, ktorého prenosová funkcia je daná vzťahom

$$H(s) = \frac{1}{(s/\omega)^2 + \sqrt{2}(s/\omega) + 1}$$

Ďalšie parametre sú:

$$\text{medzný kmitočet číslicového filtra } f_d = 1000 \text{ [Hz]}$$

$$\text{vzorkovací kmitočet } f_v = 10 \text{ kHz } (T_v = 1/10000 \text{ [s]})$$

Postup:

Podľa vzťahu pre  $\omega$  platí

$$\omega = \frac{2}{10^{-4}} \tan \frac{2\pi \cdot 1000 \cdot 10^{-4}}{2} = 6498,394 \text{ [rad]}$$

Ďalej

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{42\,229\,125} + \sqrt{2} \frac{s}{6498,394} + 1} =$$

$$= \frac{42\,229\,125}{s^2 + 9190,1162 \cdot s + 42\,229\,125}$$

Keďže  $s = (2/T_v) [(1-z^{-1})/(1+z^{-1})]$  možno vyjadriť prenosovú funkciu číslicového filtra:

$$H(z) = \frac{42\,229\,125}{4 \cdot 10^8 \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 + 18380,234 \cdot 10^4 \left(\frac{z-1}{z+1}\right) + 42229125} =$$

$$= \frac{0,067455 \cdot z^2 + 0,13491 \cdot z + 0,067455}{z^2 - 1,14298 \cdot z + 0,41279} = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

Po vynásobení výrazu hodnotou  $1/z^2$  dostávame

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{0,067455 + 0,13491 \cdot z^{-1} + 0,067455 \cdot z^{-2}}{1 - 1,14298 \cdot z^{-1} + 0,41279 \cdot z^{-2}}$$

Potom lineárna diferenčná rovnica číslicového filtra nadobúda tvar

$$y(n) - 1,1429804 y(n-1) + 0,41279 y(n-2) = 0,067455 x(n) +$$

$$+ 0,13491 x(n-1) + 0,067455 x(n-2)$$

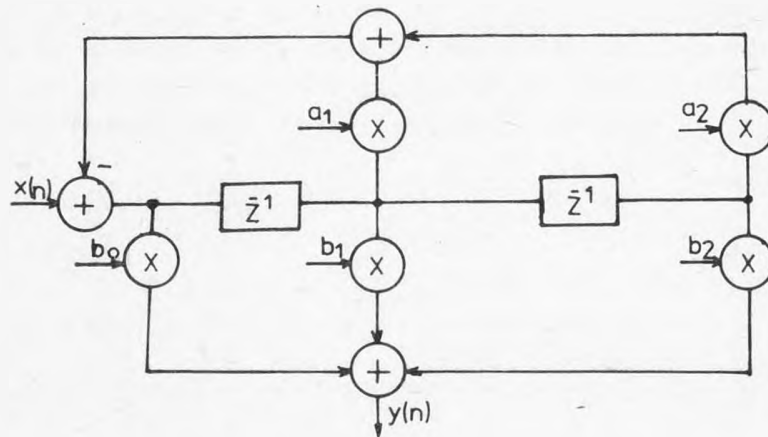
Takto koeficienty číslicového filtra majú nasledovné hodnoty

$$b_0 = 0,067455 \qquad a_1 = -1,14298$$

$$b_1 = 0,13491 \qquad a_2 = 0,41279$$

$$b_2 = 0,067455$$

Realizácia prenosovej funkcie  $H(z)$  je naznačená na obr. 7.21.



Obr. 7.21

Implementácia navrhnutého DP číslicového filtra na osobnom počítači

Nech je vstupný signál  $x(n)$  číslicového filtra zložený z troch zložiek o kmitočtoch  $f$ ,  $2f$ ,  $3f$  podľa vzťahu

$$x(n) = \sin(2\pi fnT) + 0.8\sin(4\pi fnT) + 0.4\cos(6\pi fnT)$$

V ďalšom je uvedený výpis programu realizujúci DP číslicový filter [ $x(n)$  je preoznačený premennou  $A(N)$ ].

```

10 DIM A(200), Y(200)
20 PI = 3.141592
30 F = 1000
40 T = 1/10 000
50 SCALE 0,40, -2, 2
60 AXES 0,0
70 MOVE 0,0
80 FOR N = 0 TO 40 STEP 0.25
90 A(N) = SIN(2*PI*F*N*T) + 0.8*SIN(4*PI*F*N*T) + 0.4*COS(6*PI*F*N*T)
100 PLOT N,A(N)
110 NEXT N
120 MOVE 0,0
130 FOR N = 0 TO 1
140 Y(0) = 0.067455 * A(0)
150 Y(1) = 0.067455 * A(1) + 0.1349 * A(0) + 1.14298 * Y(0)
160 PLOT N, Y(N)
170 NEXT N
180 FOR N = 2 TO 40

```

$$190 Y(N) = 1.1429 * Y(N-1) - 0.412799 * Y(N-2) + 0.67455 * A(N) + 0.1349 * A(N-1) + \\ + 0.067455 * A(N-2)$$

200 PLOT N, Y(N)

210 NEXT N

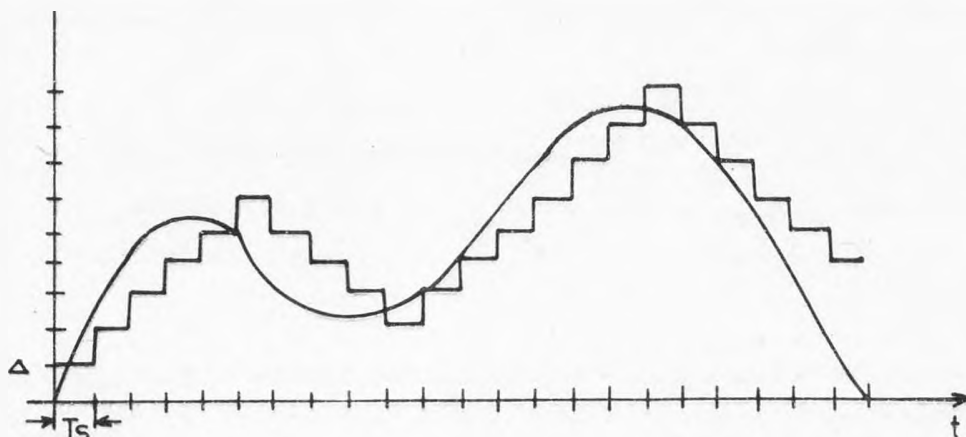
220 END

### 7.5 DELTA MODULÁCIA - DM

Delta modulácia je spôsob redukovania dynamického rozsahu kódových slov. Namiesto vysielania hodnoty každej vzorky, vysielala sa iba rozdiel medzi aktuálnou a predchádzajúcou vzorkou. V prípade, že vzorkovací kmitočet je odvodený na základe Nyquistoveho teorému je dynamický rozsah spomínaného rozdielu rovnaký, ako v prípade pôvodných zložiek. To znamená, že v prípade Nyquistoveho kmitočtu je každá vzorka nezávislá od predchádzajúcej vzorky. Dve susedné vzorky môžu v krajnom prípade reprezentovať minimálnu a maximálnu hodnotu amplitúdy signálu. Ak je vzorkovací kmitočet vyšší ako Nyquistov, stávajú sa vzorky jedna od druhej závislé. V tomto prípade je dynamický rozsah rozdielu medzi dvoma vzorkami menší, než dynamický rozsah vzoriek samotných.

Uvedený rozdiel sa v prípade delta modulácie kvantuje iba jediným bitom. Tak napr. "1" sa vysielala, ak je rozdiel kladný a "0", ak je rozdiel záporný. Keďže sa používa iba 1 bit na kvantovanie, z toho vyplýva, že rozdiely vzoriek sú kódované iba do dvoch úrovní. Tieto dve úrovne budeme označovať ako  $+\Delta$  alebo  $-\Delta$ . V každom vzorkovacom okamžiku sa kvantovaný signál buď zväčší alebo zmenší o hodnotu  $\Delta$ .

Typický analógový signál a jeho stupňovitá aproximácia je naznačená na obr. 7.22.



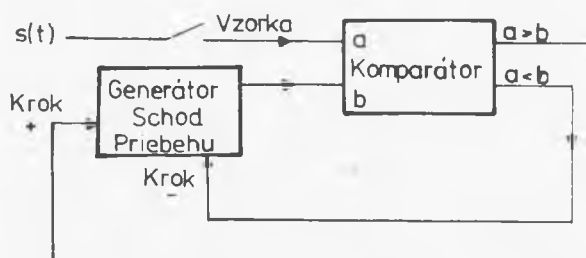
Obr. 7.22

V prípade, že stupňovitá aproximácia signálu je menšia ako analógový signál, je potrebné inkrementovať stupňovitý priebeh o hodnotu  $\Delta$ . V opačnom prípade, keď je stupňovitá aproximácia signálu väčšia ako analógový signál, je potrebné stupňovitý priebeh dekrementovať o hodnotu  $\Delta$ .

Postupnosť vysielaných bitov podľa obr. 7.22 je nasledovná:

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

Z doterajšieho popisu vyplýva, že kvantizátor je možné vytvoriť použijúc iba komparátor a generátor signálu stupňovitého priebehu - obr. 7.23.



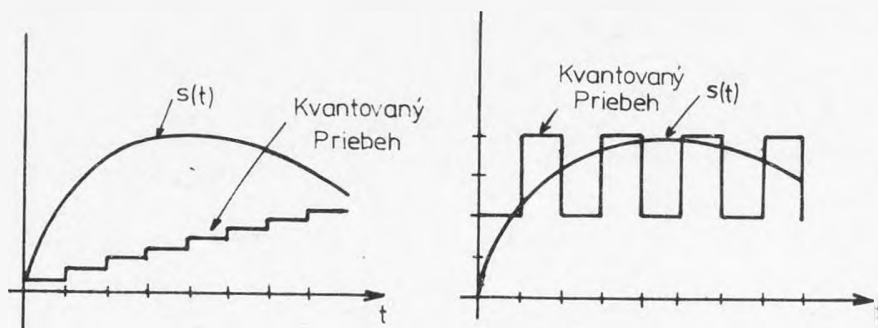
Obr. 7.23

Efektívne využitie delta modulácie podmieňuje vhodný výber dvoch parametrov:

- veľkosť kvantizačného kroku ( $\Delta$ )
- vzorkovací kmitočet

Tieto parametre je potrebné zvoliť tak, aby stupňovitý signál bol čo najlepšou aproximáciou skutočného analógového signálu. V prípade, že signál má definovaný svoj najvyšší kmitočet, vieme zistiť najvyššiu možnú zmenu jeho amplitúdy. Avšak upriamiť sa iba na najvyššiu možnú zmenu amplitúdy znamená zvýšiť ako vzorkovací kmitočet, tak aj veľkosť kvantizačného kroku. Zvýšenie vzorkovacieho kmitočtu vedie k zvýšeniu chyby kvantovania.

Na obr. 7.24 sú naznačené dve nevhodne volené veľkosti kvantizačného kroku.



Obr. 7.24



Delta modulácia je v podstate určitý spôsob zdrojového kódovania, ktorý na redukovanie dynamického rozsahu využíva pamäť. Za určitých podmienok je možné dosiahnuť taký istý účinok, ako v prípade modulácie PCM, no pri nižšej prenosovej rýchlosti. Keďže ale systém delta modulácie je systém s pamäťou, znamená to, že v prípade výskytu chyby sa táto rozširuje na ďalšie miesta, na rozdiel od modulácie PCM, kde výskyt chyby spôsobí chybu iba v jednej vzorke signálu.

#### 7.5.1 ADAPTÍVNA DELTA MODULÁCIA - ADM

Adaptívna delta modulácia je spôsob, ktorý dovoľuje meniť veľkosť kvantizačného kroku na základe vlastností analógového signálu. Má to ale nevýhodu v tom, že prijímač musí meniť veľkosť kroku presne takým istým spôsobom ako vysielateľ. Keďže ale jediné čo sa v prípade ADM vysielala je postupnosť binárnych jednotiek (0 a 1), je potrebné odvodiť veľkosť kvantizačného kroku z tejto postupnosti.

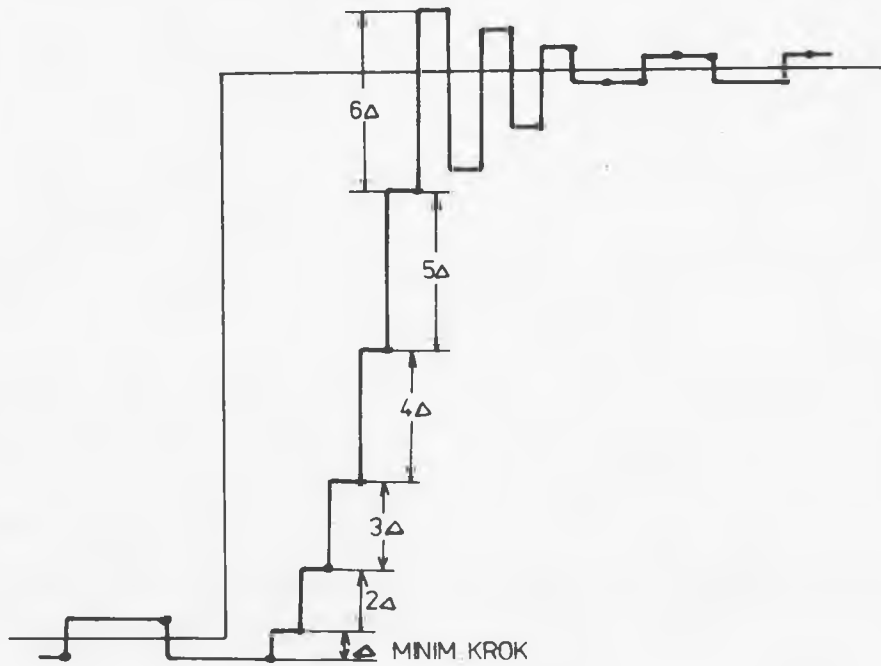
Ak daná postupnosť bitov obsahuje približne rovnaký počet jedničiek a núl, môžeme predpokladať, že stupňovitý signál osciluje okolo amplitúdy pomaly sa meniaceho analógového signálu. V takomto prípade je vhodné redukovať veľkosť kvantizačného kroku. Na druhej strane, zvýšenie buď jedničiek alebo núl v určitom úseku bitov indikuje, že stupňovitý priebeh sa "snaží" zachytiť zmenu analógového signálu. V takomto prípade je potrebné zväčšiť veľkosť kvantizačného kroku.

Jedna z možných implementácií predpokladá, že veľkosť kvantizačného kroku je odvodená od číslicového integrátora, ktorého výstupné napätie je privádzané na zosilňovač s premenlivým zosilnením. Toto zosilnenie je minimálne, ak vstupné napätie odpovedá rovnakému počtu jedničiek a núl v danej sledovanej perióde. Zosilňovač teda riadi veľkosť kvantizačného kroku.

Okrem uvedeného algoritmu existuje niekoľko techník adaptívnej delta modulácie, ktoré sú čo do implementácie jednoduchšie. Uvedieme aspoň dve z nich. Sú to:

- a) Song algoritmus
- b) Space Shuttle algoritmus

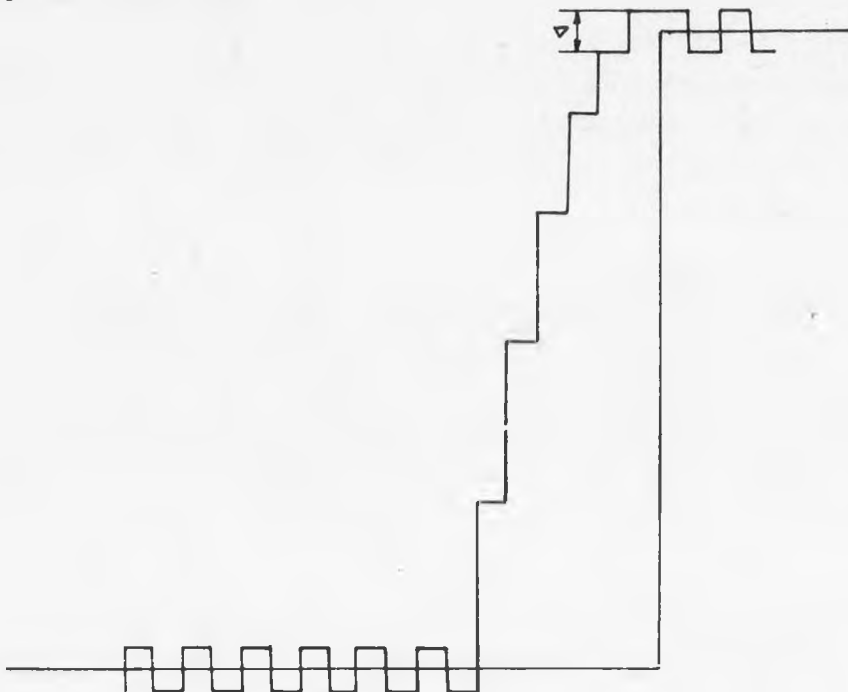
Song algoritmus porovnáva vysielaný bit s bitom predchádzajúcim. Ak sú tieto dva bity rovnaké, veľkosť kroku je inkrementovaná o určitú hodnotu (niekoľkonásobok  $\Delta$ ). Ak dva bity sú rozdielne, veľkosť kvantizačného kroku je o niekoľkonásobok  $\Delta$  redukovaná. Takýmto spôsobom sa veľkosť kvantizačného kroku mení stále. Ilustrácia tohto algoritmu v prípade skokovitého analógového signálu je na obr. 7.25.



Obr. 7.25

Všimnime si, že v prípade rýchlych zmien vstupného signálu, vznikajú pri tomto algoritme doznievajúce oscilácie.

Tento nedostatok odstraňuje Space Shuttle algoritmus, ktorý je určitou modifikáciou Song algoritmu. V prípade, že dva bity (prítomný a predchádzajúci) sú rovnaké, veľkosť kvantizačného kroku je inkrementovaná spôsobom ako v prípade Song algoritmu. Avšak ak sú bity rozdielne, veľkosť kvantizačného kroku nadobúda okamžite hodnotu minimálnej veľkosti  $\Delta$ . Ilustrácia tohto algoritmu je na obr. 7.26.



Obr. 7.26

## 7.6 DIFERENCIÁLNA PULZNE KÓDOVÁ MODULÁCIA - DPCM

DPCM bola publikovaná v roku 1952 C. Cutlerom, ako jedno z riešení pokusov o zlepšenie vlastností klasickej lineárnej delta modulácie. Pri delta modulácii postačí k prenosu informácie o zmene aproximačného spätnoväzobného signálu  $y(t)$  jeden bit. Keďže ale DM má konečnú strmosť nábehu aproximačného signálu, boli riešené možnosti meniť veľkosť kvantizačných krokov aproximačného signálu podľa skutočnej potreby, t. j. podľa rozdielu  $x(t) - y(t)$  v okamžiku vzorkovania. Jedna z možností je vyjadriť veľkosť rozdielu  $x(t) - y(t)$  a tým aj veľkosť kvantizačného kroku aproximačného signálu,  $n$ -miestnou kódovou skupinou. Tento princíp modulácie sa označuje niekedy ako  $n$ -bitová delta modulácia alebo modulácia delta-PCM, ale najčastejšie ako diferenciálna (rozdielová) pulzne kódová modulácia - DMCM.

Zatiaľ čo systém s PCM je charakterizovaný oddeleným kódovaním každej vzorky analógového signálu do číslicového tvaru, je systém s DPCM charakterizovaný prevodom rozdielov medzi okamžitou hodnotou vzorky signálu v danom vzorkovacom okamžiku a hodnotou predikovanou (predvídanou) z predchádzajúcich vzoriek. V systémoch s DPCM sa aplikuje zatiaľ iba lineárna predikcia. Predikovaný signál sa vytvára v prediktore na základe lineárnych operácií medzi predchádzajúcimi vzorkami signálu a jeho okamžitou hodnotou. Predpokladajme, že vstupný spojitý signál  $x(t)$ , ktorý je vzorkovaný s periódou  $T_v$ , nadobúda v jednotlivých okamžikoch vzorkovania hodnoty

$$x_n = x(nT_v) = x(t) \quad \left| \quad t = nT_v, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Potom obecná hodnota aproximačného predikovaného signálu  $y_n = y(nT_v)$  v  $n$ -tom okamžiku vzorkovania môže závisieť na  $N$  predchádzajúcich hodnotách vzoriek vstupného signálu  $x_n$ . Pre lineárny a časovo nezávislý predikčný systém môžeme túto závislosť zapísať v tvare

$$y_n = c_1 x_{n-1} + c_2 x_{n-2} + \dots + c_N x_0$$

t. j.

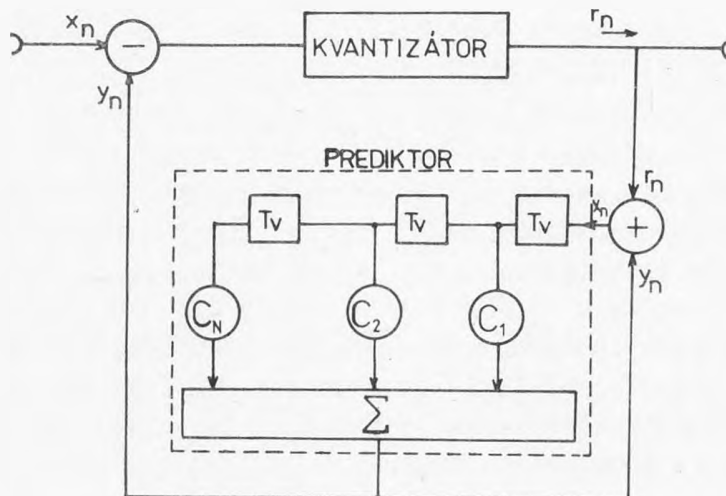
$$y_n = \sum_{k=1}^N c_k x_{n-k}$$

kde  $c_k$  sú reálne konštanty.

Lineárny prediktor  $N$ -tého rádu možno principiálne realizovať obvodom, ktorého schéma je uvedená na obr. 7.27. Čiarkovane označená štruktúra sa nazýva nerekurzívny filter.

V usporiadaní predikčného systému podľa obr. 7.27 sa v  $n$ -tom vzorkovacom okamžiku vytvára okamžitá hodnota rozdielového signálu  $r_n$  z rozdielu okamžitej hodnoty vzorky  $x_n$  a predikovanej hodnoty  $y_n$  podľa vzťahu

$$r_n = x_n - y_n$$

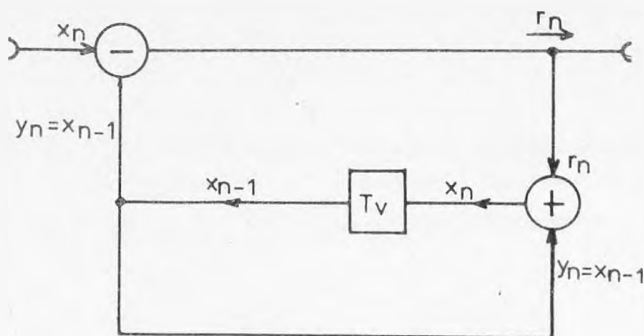


Obr. 7.27

Optimálna predikovaná hodnota  $y_n$   $n$ -tej vzorky  $x_n$  bude taká, pre ktorú stredná kvadratická hodnota rozdielov  $r_n$  bude vykazovať minimálnu veľkosť. Matematicky možno určiť optimálne hodnoty koeficientov  $c_k$  predikčného filtra riešením  $N$  lineárnych rovníc

$$\frac{\partial}{\partial c_k} \overline{(x_n - y_n)^2} = 0, \quad k = 0, 1, \dots, N$$

Štruktúra lineárneho prediktora 1. rádu pre  $c_1 = 1$  a  $c_k = 0$  pre  $k = 2, 3, \dots, N$  podľa obr. 7.28 nie je nič iného, než matematický model ideálneho integračného člena pre diskkrétne časové hodnoty signálov. Možno teda v systéme s DPCM podobne ako v systéme s delta moduláciou DM získať aproximačný signál  $y(t)$  jednoduchou integráciou. V tejto súvislosti je potrebné pre úplnosť povedať, že systém s DM predstavuje tiež, obdobne ako systém s DPCM, predikčný kódovací systém 1., resp. 2. rádu, ale s tak vysokým vzorkovacím kmitočtom, aby diferenciu medzi predikovanými a skutočnými hodnotami vzoriek bolo možné pre daný typ signálu prezentovať iba jediným dvojkovým symbolom. V systéme s DPCM sa pre daný typ kódovaného signálu volí vzorkovací kmitočtet na základe vzorkovacieho teorému.



Obr. 7.28

Pre porovnanie kvality prenosu pri DPCM s kvalitou prenosu pri PCM vyjadrieme teraz odstup kvantizačného skreslenia kodéra DPCM vo vzťahu k odstu- pu kvantizačného skreslenia kodéra PCM. Predpokladajme v obidvoch kodéroch rovnaký počet kvantizačných stupňov  $N$  s lineárnym rozložením a rovnaký dyna- mický rozsah od  $(-ku_{ef})$  do  $(+ku_{ef})$  signálu na ich vstupoch. O kódomanom sig- náli predpokladajme, že má charakter stacionárneho náhodného procesu s nulo- vou strednou hodnotou.

Odstup kvantizačného skreslenia  $SNR_{kv}$  je daný logaritmickým pomerom stredného výkonu  $\bar{P}_s$  kódomaného signálu  $x(t)$ , pre jednoduchosť na  $R = 1 \Omega$ ,

$$\bar{P}_s = x_{ef}^2$$

k strednému výkonu  $\bar{P}_{kv}$  chýb kvantovania na  $R = 1 \Omega$

$$\bar{P}_{kv} = \Delta^2/12$$

čiže

$$SNR_{kv} = 10 \log (\bar{P}_s/\bar{P}_{kv}) = 10 \log 12 \frac{x_{ef}^2}{\Delta^2}$$

Veľkosť kvantizačných stupňov  $\Delta$  je daná ich počtom  $N$  a požadovaným dynamic- kým rozsahom  $2ku_{ef}$  podľa vzťahu

$$\Delta = 2ku_{ef}/N$$

Po dosadení tohto vzťahu do predchádzajúceho dostaneme

$$SNR_{kv} = 10 \log 3 \frac{N^2}{k^2} \frac{x_{ef}^2}{u_{ef}^2}$$

V kodéri PCM sú vstupnou veličinou priamo hodnoty vzoriek

$$x_k = x(kT_v) = x(t) \Big|_{t=kT}$$

čiže platí

$$u_k = x_k$$

a

$$u_{ef}^2 = x_{ef}^2 = \overline{x_k^2}$$

pretože predpokladáme, že kódomaný signál má nulovú strednú hodnotu  $\bar{x}_k = 0$ .

Pre odstup kvantizačného skreslenia kodéra PCM dostávame:

$$SNR_{kv}^{PCM} = 10 \log 3 \frac{N^2}{k^2} \quad [dB]$$

Kodér DPCM s prediktorom 1. rádu na rozdiel od kodéra PCM kóduje rozdiely vzoriek

$$z_k = x_k - x_{k-1}$$

čiže pre kodér DPCM platí

$$u_k = z_k = x_k - x_{k-1}$$

Analogicky teda bude

$$u_{ef}^2 = z_k^2 = (x_k - x_{k-1})^2 = x_k^2 + x_{k-1}^2 - 2 x_k x_{k-1}$$

Pretože pri kódovanom signáli  $x(t)$  predpokladáme, že je stacionárny, je rozptyl  $x_k^2$  konštantný pre všetky časové okamžiky vzorkovania  $kT_v$  a platí

$$\overline{x_k^2} = \overline{x_{k-1}^2}$$

Môžeme teda písať

$$u_{ef}^2 = z_k^2 = \overline{x_k^2} \cdot 2 \left[ 1 - \frac{\overline{x_k x_{k-1}}}{\overline{x_k^2}} \right]$$

V tomto výraze predstavuje člen

$$r_{Tv} = \frac{\overline{x_k x_{k-1}}}{\overline{x_k^2}}$$

koefficient korelácie susedných vzoriek  $x_k, x_{k-1}$  kódovaného signálu  $x(t)$ , ktorý závisí jednak na vlastnostiach samotného signálu  $x(t)$  a jednak na veľkosti vzorkovacej periódy  $T_v$ .

Výraz pre odstup kvantizačného skreslenia kodéra PCM možno upraviť na tvar

$$SNR_{kv}^{DPCM} = 10 \log_3 \frac{N^2}{k^2} \frac{1}{2 [1 - r_{Tv}]} \text{ [dB]}$$

a tiež

$$SNR_{kv}^{DPCM} = SNR_{kv}^{PCM} + 10 \log \frac{1}{2 [1 - r_{Tv}]} \text{ [dB]}$$

Z posledného vzťahu je zrejmé, že ak bude koefficient korelácie susedných vzoriek kódovaného signálu  $r_{Tv} > 0,5$ , bude kodér DPCM s rovnakým počtom rovnako veľkých kvantizačných stupňov vykazovať lepší odstup kvantizačného skreslenia než kodér PCM. Z uvedených úvah je zrejmé, že pri DPCM je veľkosť odstupe kvantizačného skreslenia určená okrem koncepčných parametrov, t. j. počet, veľkosť a rozloženie kvantizačných stupňov a veľkosť vzorkovacieho kmitočtu aj štatistickými vlastnosťami kódovaného signálu  $x(t)$ . Napr. pre hovorový telefónny signál obmedzený kmitočtovo do 3,4 kHz so vzorkovacím kmitočtom  $f_v = 8 \text{ kHz}$  je  $r_{Tv} \approx 0,95$  a teda kodér DPCM by vykazoval o 10 dB lepší odstup kvantizačného skreslenia než kodér PCM.

Pri adaptívnej DPCM predikčné koeficienty nie sú konštantné po celú dobu vysielania. Pre každú skupinu vzoriek, povedzme  $n$ , počíta sa kovariačná matica  $[R_{ij}]$ . Táto matica sa potom použije pre výpočet predikčných koeficientov.

## 7.7 VOKODÉRY - PRENOSOVÉ SYSTÉMY ZALOŽENÉ NA ANALÝZE A SYNTÉZE REČI

V krajinách s rozvinutým priemyslom sa rozpracúvajú a tlačia do predia, buď na špeciálnych prenosových cestách alebo na linkách medzinárodných telefónnych spojení, zariadenia na zúženie kmitočtového pásma rečových signálov, ktoré sa nazývajú vokodéry (z angl. voice-coder).

Historický vývoj teórie telefónie a telefónnych systémov možno rozdeliť na tri periódy:

- vlnovú
- spektrálnu
- fonetickú

Pred asi sto rokmi, kedy sa vyjasnilo, že zvuk je vlastne vlnivý pohyb vzduchu, sa začala éra vlnovej teórie telefónnych systémov. Vtedy bol vynájdený telefón a uhlíkový mikrofón. Približne o 50 rokov neskôr sa zistilo, že forma zvukovej (elektrickej) vlny nie je dôležitá pre príjem zvuku: zmenou fázy bolo možné získať nekonečné množstvo zvukov, ktoré boli rovnako prijímateľné, no mali rozličnú formu. Vtedy sa začala éra spektrálnej teórie telefónnych systémov, v ktorej bol prvýkrát zostrojený vokodér (Dudley, 1936, kanálový vokodér).

Od tých čias bolo venované nemálo úsilia na spracovanie fonetickej teórie telefónnych signálov. Úloha spočíva vo vyriešení veľkej záhady rečového signálu, t. j. zostrojiť stroj, rozpoznávajúci fonetické elementy reči, t. j. zvukové spojenia, odpovedajúce niektorým typickým zmenám rečového aparátu a meniť ich na zvukové.

Otázka teda znie: za akým účelom je potrebné analyzovať ľudskú reč, resp. rečový signál.

Snahou je vyberať iba také informácie z rečového signálu, ktoré sú najpotrebnejšie pre porozumenie reči. Výhody, ktoré z toho vyplývajú:

- zníženie prenosovej rýchlosti
- komunikácia so strojom v prirodzenom jazyku s čo najmenšou spotrebou pamäte stroja (počítača).

Nech  $I$  - množstvo informácie

$H$  - miera neurčitosti (entropia)

$x_1$  - diskkrétne správy

$P(x_1)$  - pravdepodobnosť výskytu diskkrétnej správy

Potom

$$I = - \lg P(x_i) \quad [\text{bit}] \quad \lg - \text{znamená dvojkový logaritmus}$$

$$H(X) = - \sum_1 P(x_i) \log P(x_i); \quad X = \sum_1 x_i$$

Uvažujme reč ako písaný ekvivalent. Reč nech má 42 foném (písmená abecedy). Ak predpokladáme, že každá fonéma sa bude vyskytovať v texte s rovnakou pravdepodobnosťou, t. j.  $P(x_i) = 1/42$ , tak priemerné množstvo informácie na fonéme je

$$H(X) = 5,4 \quad [\text{bit}]$$

Pri normálnej konverzácii prechádza od hovoriaceho k počúvajúcemu asi 10 foném/sek. Z toho teda vyplýva fakt, že písaný ekvivalent reči má prenosovú rýchlosť cca 50 bit/s. Aby nedošlo k strate informácie obsiahnutej v reči, je potrebná kapacita kanála so šumom, daná známym vzťahom

$$C = B \lg [1 + S/N] \quad [\text{bit/s}]$$

Príklad:

Predpokladajme telefónny kanál o šírke  $B = 3000$  Hz, pomer  $S/N = 30$  dB.

Pre takéto údaje vychádza kapacita kanála  $C \approx 30\,000$  bit/s.

Z doteraz urobených predpokladov vyplýva skutočnosť, že potrebná kapacita kanála je asi 600-krát väčšia pre zvukový element reči ako pre písaný. Vznikajú teda nasledovné problémy:

a) obsahuje teda rečový signál až 600-krát viac informácie ako písaný ekvivalent

b) alebo akustický signál, t. j. vlna signálu je neúčinný kód pre rečovú informáciu

c) je človek schopný prijímať a spracovať informáciu rýchlosťou 30 kbit/s

d) alebo prijímač - teda človek, množstvo informácie neprijíma

Intuitívne tušíme, že akustický signál obsahuje viac informácie ako písaný ekvivalent, ale koľko - nevieme. Ťažko je určiť mieru, lebo tá závisí na individuálnych schopnostiach jednotlivca.

### 7.7.1 KANÁLOVÝ VOKODÉR

Kanálový vokodér bol prvý systém, ktorý redukoval šírku kmitočtového pásma reči. Prístroj pozostával z:

- 1) analyzátora spektra
- 2) detektora základného harmonického rečového signálu
- 3) detektora znelosti - neznelosti.

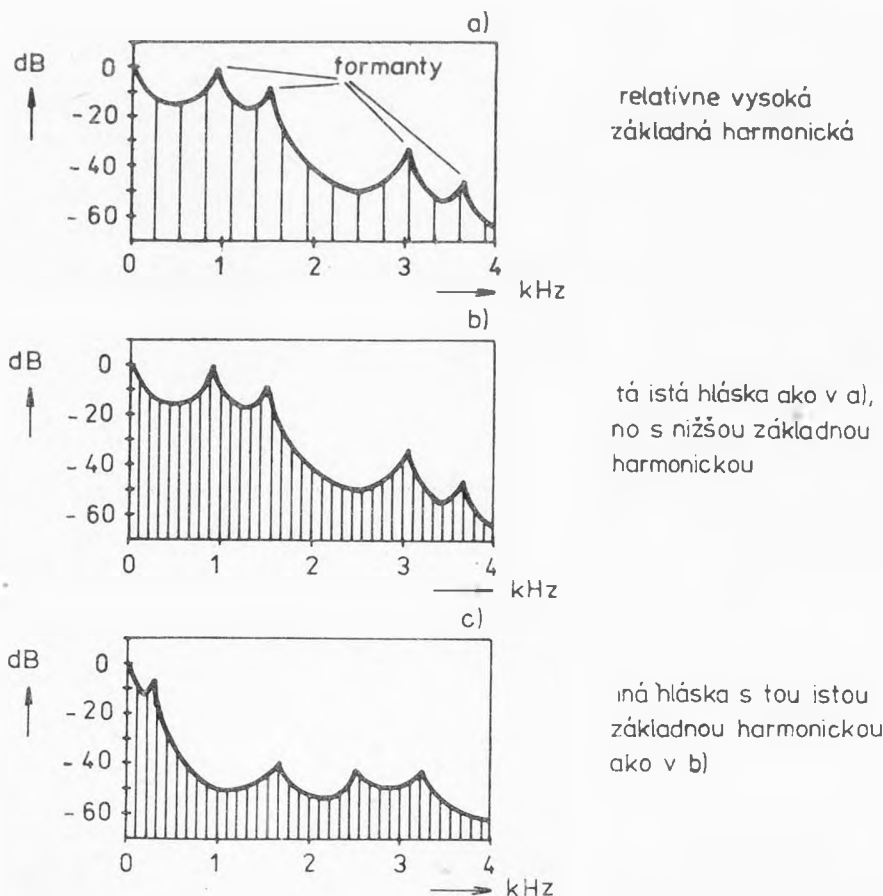


Takto získané informácie mohli byť prenášané a reč mohla byť "znovuobnovená", alebo syntetizovaná vybudením syntezátora spektra vhodným budiacim signálom.

Keď bol v roku 1936 vynájdený kanálový vokodér, nebolo to len kvôli kompresii spektra rečového signálu. Primárna motivácia pôvodného kanálového vokodéra bola založená na potrebe základného výskumu reči a na výskume elektrického modelu ľudského vokálového traktu. V tom čase sa už začínal rozvíjať odbor číslicového spracovania reči s dôrazom na metódy zaistenia bezpečnosti a utajenia správ. Za takýchto okolností sa zrodil prvý číslicový kanálový vokodér.

Všetky doterajšie modely tvorby reči sú založené na oddelení modelu budenia rečového signálu a modelu aproximujúceho prenosovú funkciu vokálového traktu. Hoci je zrejmé, že takýto model je dosť zjednodušený a že obidve časti modelu sú v originálnej podobe v interakcii, faktom je, že takýto zjednodušený model vedie k mnohým úspešným využitiam v spracovaní reči.

Spektrálna interpretácia modelu reči je ukázaná na obr. 7.29. Je to akási idealizácia rezu spektra reči, získaného tak, že predpokladáme určitý stabilný stav vokálového traktu a periodicitu budiacej funkcie. Potom sa na celé spektrum môžeme pozeráť ako na postupnosť rovnako vzdialených vyšších harmonických základného kmitočtu hlasu so spektrálnou obálkou determinovanou tvarom vokálového traktu, ktorý naopak je determinovaný zvukom tvoriacim nejakú slovnú výpoveď. Ak bude budiaca funkcia šumom, napr. zvuky frikatív (s, z, dz, š, č, ...) harmonická štruktúra zmizne a obálka spektra bude spektrum samotné.



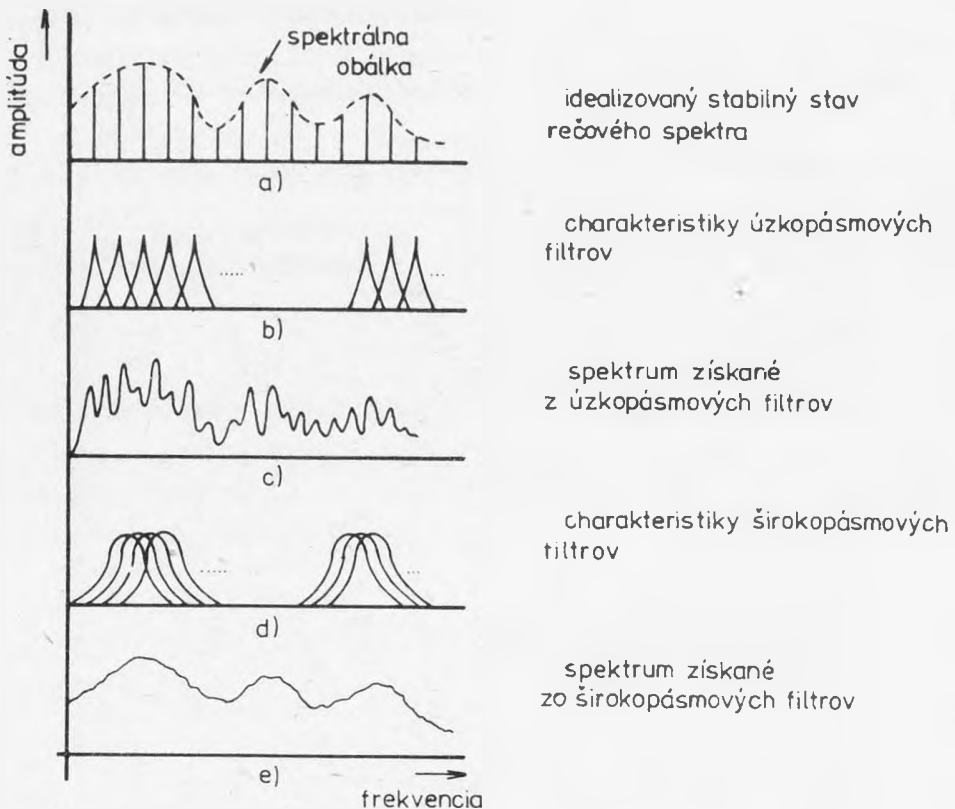
Obr. 7.29

Úlohou vokodéra teda je:

- 1) určiť či vybudenie je periodické alebo šumové
- 2) ak je periodické, určiť základnú harmonickú
- 3) určiť spektrálnu obálku

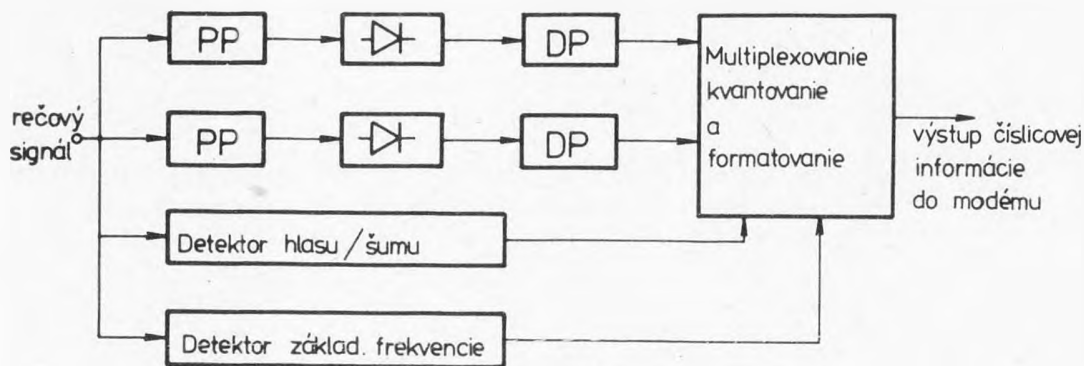
Keďže reč je nestacionárny proces, spektrálna analýza môže byť vykonávaná iba v krátkych segmentoch reči a opakovaná tak často, ako je to potrebné pre sledovanie zmien parametrov modelu. Problém definujúci vhodné určenie spektra je ilustrovaný na obr. 7.30.

Je prirodzené predpokladať, že sada filtrov prekrývajúcich frekvenčné pásmo reči poskytuje určitý druh spektrálnej analýzy. Na obr. 7.30a je ukázaný zidealizovaný stabilný stav rečového spektra, pozostávajúci z jednotlivých harmonických zložiek vzdialených o základnú harmonickú. Obr. 7.30b reprezentuje banky úzkopásmových filtrov umiestnených na kmitočtovej osi blízko pri sebe. Aby sme dosiahli detailné zobrazenie spektrálnej obálky (obr. 7.30c), stredné kmitočty filtrov by mali byť vzdialené o 5 až 10 Hz. Obr. 7.30d indikuje banky filtrov s rovnakými vzdialenosťami stredných kmitočtov, ale s väčšou šírkou pásma.



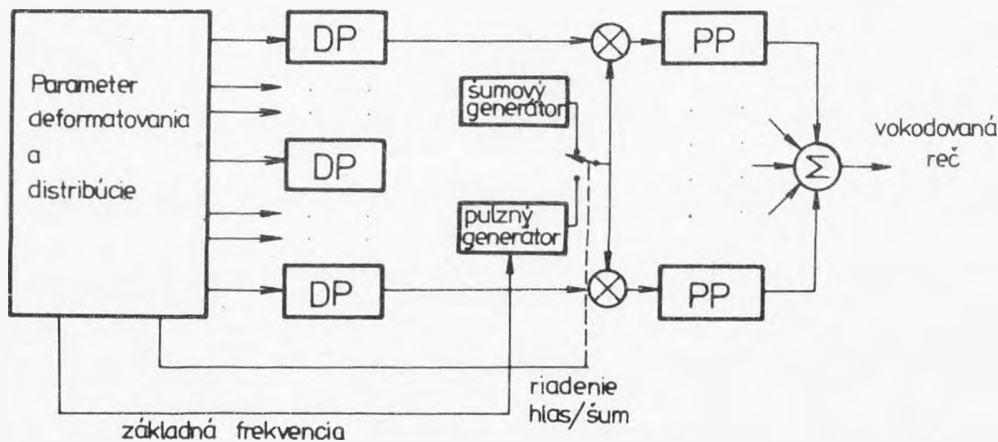
Obr. 7.30

Vyústením doterajšej úvahy je bloková schéma analyzátora kanálového vokodéra zobrazená na obr. 7.31.



Obr. 7.31

Ďalším problémom je implementácia modelu tvorby reči za účelom tvorby syntetickej reči so spektrom, ktoré je určitou aproximáciou zisteného spektra v analyzátore. Pre kanálový vokodér tento model pozostáva zo sady pásmových priepustov, generátorov a modulátorov, ako je to naznačené na obr. 7.32.



Obr. 7.32

Napriek takmer 50-ročnému výskumu, neexistuje doteraz žiaden univerzálny optimálny návrh kanálového vokodéra pre rôzne rýchlosti prenosu dát.

### 7.7.2 LINEÁRNY PREDIKČNÝ MODEL REČI - LPC VOKODÉR

Matematický model syntézy reči po z-transformácii má tvar

$$S(z) = \frac{E(z)}{A(z)}$$

$$\text{kde} \quad S(z) \longrightarrow s(nT_v) = s(t), \quad t = nT_v$$

označuje vzťah medzi výstupným analógovým signálom  $s(t)$ , jeho diskretnou kópiou  $s(nT_v)$  získanou diskretizáciou  $s(t)$  s intervalom  $T_v$  a jeho z-transformáciou  $S(z)$ . Signál budenia na vstupe modelu sa opisuje funkciou  $E(z) \longrightarrow e(n)$  a predstavuje postupnosť impulzov jednotkovej amplitúdy s periódou rovnajúcou sa perióde základného tónu (základnej harmonickej rečovej signálu).  $A(z)$  - je prechodová funkcia filtra, ktorým napodobňujeme vokálový trakt. Opisuje sa vzťahom

$$A(z) = \sum_{i=0}^M a_i z^{-i} \quad a_0 = 0, \quad M - \text{je rád filtra}$$

Na základe toho môžeme signál budenia vyjadriť v časovej oblasti nasledujúcim vzťahom

$$e(n) = \sum_{i=0}^M a_i s(n-i) = s(n) + \sum_{i=1}^M a_i s(n-i)$$

Nech  $\hat{s}(n)$  označuje predpovedanú vzorku. Potom

$$e(n) = s(n) - \hat{s}(n)$$

kde

$$\hat{s}(n) = - \sum_{i=1}^M a_i s(n-i)$$

Element  $e(n)$  funkcie vybudenia môžeme interpretovať ako chybu predikcie skutočnej vzorky  $s(n)$ . Koeficienty  $-a_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ , predstavujú hľadané predikčné koeficienty. Znak mínus dávame z toho dôvodu, aby sa chyba určovala ako rozdiel dvoch premenných. Výber znaku je ľubovoľný, a bolo by možné používať aj koeficienty  $b_i = -a_i$ .

Na obr. 7.33 je naznačená časť priebehu rečového signálu a jeho vzoriek s periódou vzorkovania  $T_v$ .

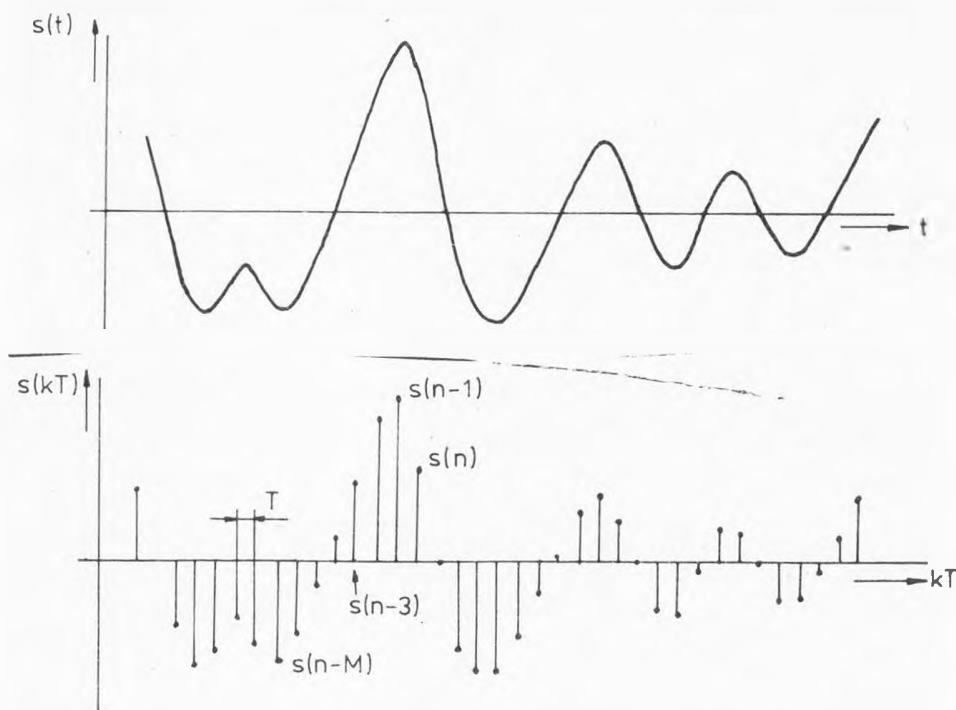
Na každom  $n$ -tom kroku je vzorka  $s(n)$  predpovedaná ako lineárna kombinácia predchádzajúcich  $M$  vzoriek  $s(n-1)$ ,  $s(n-2)$ , ...,  $s(n-M)$ .

Parametre modelu  $A(z)$  možno bezprostredne určiť z rečového signálu metódou najmenších štvorcov.

Keďže  $e(n)$  predstavuje chybu predikcie vzorky  $s(n)$ , znamená to teda, že koeficienty  $a_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) je potrebné vyberať tak, aby sme minimalizovali  $e(n)$ .

Ako kritérium optimalizácie sa používa minimum sumy kvadrantov určitého počtu vzoriek postupnosti  $e(n)$ . Základné dôvody pre výber takéhoto kritéria optimalizácie sú:

rovnice, ktoré dostávame sú lineárne, ľahko sa riešia a dovoľujú získať veľmi dobré výsledky pri analýze reči. Úplná kvadratická chyba sa určuje nasledovným výrazom:



Obr. 7.33

$$\mathcal{L} = \sum_{n=n_0}^{n_1} e^2(n) = \sum_{n=n_0}^{n_1} \left[ \sum_{i=0}^M a_i s(n-i) \right]^2 = \sum_{n=n_0}^{n_1} \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M a_i s(n-i) s(n-j) a_j$$

kde  $n_0$  a  $n_1$  sú hranice sumácie. Označme

$$c_{ij} = \sum_{n=n_0}^{n_1} s(n-i) s(n-j)$$

Takto iná kvadratická chyba -  $\mathcal{L}$  - môže byť predstavená v ekvivalentnej forme

$$\mathcal{L} = \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M a_i c_{ij} a_j$$

Z uvedeného výrazu je zrejmé, že úplná kvadratická chyba -  $\mathcal{L}$  - predstavuje kvadratickú formu, t. j. stupeň koeficientov  $a_k$  nie je väčší ako 2. Minimalizáciu -  $\mathcal{L}$  - dostávame určením výrazu

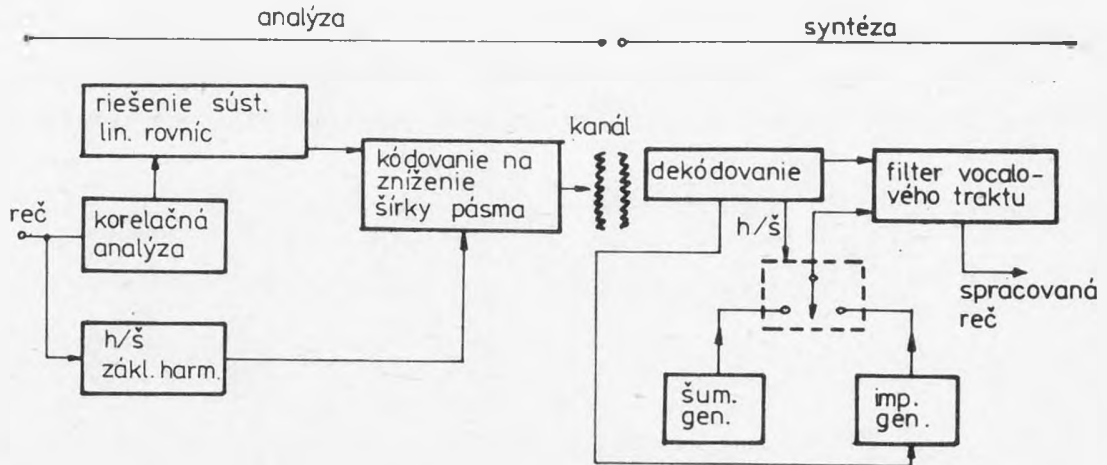
$$\frac{\delta \mathcal{L}}{\delta a_k} = 0 = 2 \sum_{i=0}^M a_i c_{ik}$$

alebo, keďže  $a_0 = 1$

$$\sum_{i=1}^M a_i c_{ik} = -c_{0k}, \quad k = 1, 2, \dots, M$$

Odtiaľ  $m$  - neznámych koeficientov predikcie  $\{a_i\}$  určíme riešením sústavy  $M$  lineárnych rovníc. Známe parametre  $c_{ik}$  ( $i = 0, 1, \dots, M; k = 1, 2, \dots, M$ ) dostávame zo vzoriek signálu  $s(n)$ .

Na obr. 7.34 sú naznačené základné bloky LPC vokodéra. Detekcia znelosti-neznelosti a základného kmitočtu rečového signálu môže byť vykonávaná podobným spôsobom ako pri kanálovom vokodéri.



Obr. 7.34

## 8 SIETE ISDN A LAN

Skratka ISDN vznikla zo začiatočných písmen anglických slov Integrated Service Digital Network. Jej voľný preklad by mohol byť aj - číslicová sieť s integrovanými službami.

Tento pojem, ale aj samotná oblasť služieb ISDN nie je ešte v súčasnej dobe uzatvorená z hľadiska vývoja. Je to označenie slúžiace pre pomenovanie evolučnej technológie siete, prostredníctvom ktorej sa poskytujú služby prenosu nielen rečových signálov, ale signálov vôbec. A to všetko na číslicovom princípe.

Cieľom ISDN je rozšíriť, v súčasnej dobe už asi 600 miliónovú základňu telefónnych účastníkov na prenos nielen rečového telefónneho signálu, ale obecné na prenos dát. Základnou charakteristikou ISDN je teda číslícový prenos informácie od jedného účastníka k druhému po celej dĺžke prenosového reťazca.

Ako prvá a podstatne výhodná vlastnosť je vysoká, a zároveň jednotná kvalita prenosu, nezávislá od prenosového média a vzdialenosti účastníkov. Ďalšou výhodnou vlastnosťou sietí ISDN je to, že obvody ISDN sú obvody obecného použitia a môžu spracovávať široké spektrum signálov, ako napr.

- rečový signál pre telefónnu konverzáciu,
- dátový signál medzi terminálmi počítača,
- súčasný prenos obrazového signálu pri telefónnej prevádzke a pod.

Prvé doporučenia CCITT pre služby ISDN boli štandardizované v októbri 1984 pod označením I.100, ktoré zahrňujú obecné aspekty ISDN. Ďalšie detailnejšie doporučenia sú stále vo vývoji.

Typické užívateľské pripojenie sa k sieti ISDN je naznačené na obr. 8.1.

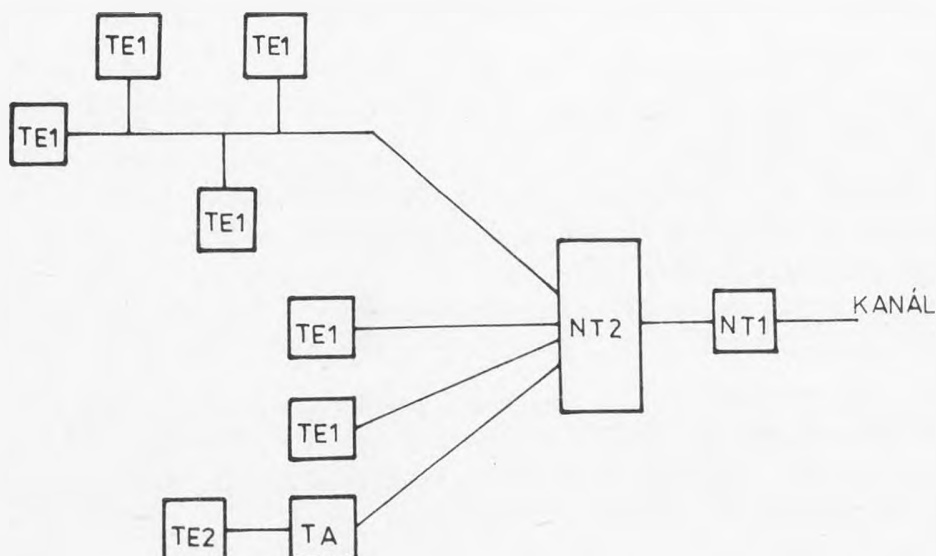
Jednotlivé bloky v obrázku majú nasledujúci význam:

- TE 1 - terminály siete ISDN (jedná sa o kompatibilné zariadenia),
- TE 2 - zariadenia, ktoré nie sú terminálmi ISDN. V prípade ich pripojenia k sieti ISDN, je potrebné vykonať rekonfiguráciu signálov. Toto je možné urobiť pomocou terminálových adaptérov - TA.
- NT1, NT2 - reprezentujú ukončujúce zariadenia, napr. kvôli multiplexovaniu rôznych signálov prichádzajúcich z (do) terminálu.

Základná prenosová rýchlosť v sieti ISDN je stanovená na hodnotu 192 kbit/s. Systém umožňuje duplexnú prevádzku prostredníctvom troch oddelených kanálov. Dva z nich poskytujú služby na prenosovej rýchlosti 64 kbit/s a sú známe pod označením B - kanály. Prostredníctvom týchto kanálov sú prenášané rôzne dáta, rečový signál, video signál a pod. Tretí kanál označovaný ako D - kanál o prenosovej rýchlosti 16 kbit/s slúži na prenos signalizácie

a riadiacich signálov. Samozrejme, ak nie je úplne využitý na prenos už spomínaných signálov, môže sa použiť aj na prenos dát. Ostávajúcich 48 kbit/s je ponechaných na rôzne iné účely, údržbu a pod.

Dôležitým faktorom, z hľadiska spôsobu prenosu dát pri tomto systéme je to, že z pohľadu užívateľa sú tieto spôsoby "transparentné".



Obr. 8.1

### 8.1 LOKÁLNE SIETE - LAN (LOCAL AREA NETWORK)

Jedna z možných definícií LAN má nasledovné znenie:

LAN je komunikačný systém, ktorého nosnou časťou je jeden alebo viac číslicových kanálov (pre veľké prenosové rýchlosti) na určitej ploche. Číslicový kanál je usporiadaný tak, aby mohol byť kedykoľvek prepožičaný účastníkovi (zariadeniu) k jeho krátkodobému využitiu.

Plocha (rozloha - area) objektov patriacich do siete LAN je rôzna. Niektoré objekty sú limitované vzdialenosťou 1000 m i menej, v iných prípadoch je to napr. celé metropolitné mesto. Medzi spomínané objekty môžeme zaradiť napr. aj továrne, lode, lietadlá, ale tiež kancelárie, univerzity a pod. Na obr. 8.2 je naznačený vzájomný vzťah sietí LAN z hľadiska rýchlosti a dosahu k iným komunikačným systémom.

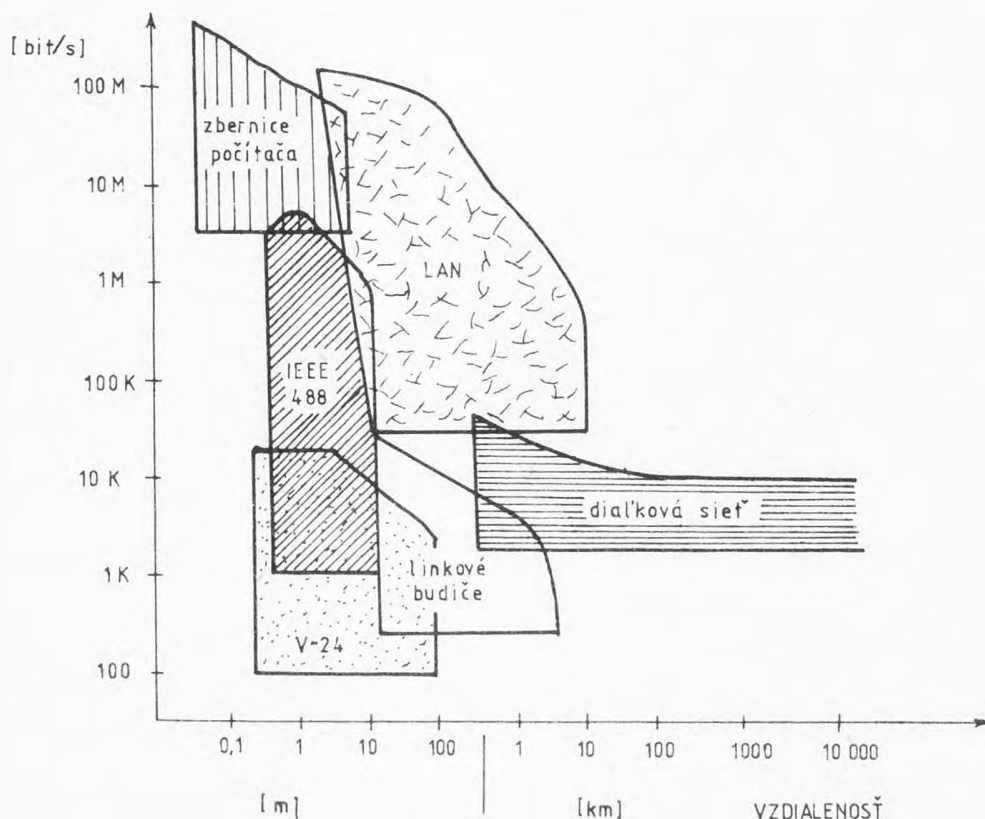
Poznámky k obr. 8.2:

- 1) Zbernice počítačov pracujú s veľkými prenosovými rýchlosťami, ale do malých vzdialeností.
- 2) Štandard IEEE - 488 (IMS-2 v krajinách RVHP) pracuje taktiež na relatívne veľkých prenosových rýchlostiach, ale slúži skôr pre meracie účely.
- 3) Rozhranie CCITT V.24 definuje podmienky pre prepojenie napr. terminálov a modemov a je dosť limitované ako rýchlosťou tak aj dosahom.



4) Linkové budiče dovoľujú pripojenie terminálov k počítaču až do vzdialenosti niekoľkých kilometrov, ale sú limitované rýchlosťou.

5) Medzimestská (diaľková) sieť dovoľuje spojenie na maximálne vzdialenosti, ale prenosová rýchlosť je len o málo vyššia než prenosová rýchlosť terminálov.



Obr. 8.2

Čo sa týka prepožičania (po česky - sdílení) kanála v sieti LAN, je potrebné upozorniť, že sa myslí skôr logické než fyzické prepožičanie.

Doteraz bolo vyvinutých niekoľko typov sietí LAN, ktoré sa líšia svojim tvarom, rýchlosťou, cenou a prístrojmi vo vnútri LAN. Pre oboznámením sa s niektorými typmi je užitočné uviesť požiadavky kladené na siete LAN.

#### Požiadavky aplikovateľnosti

LAN by mala poskytovať rozmanité funkcie pre dátovú komunikáciu (prenos súborov, elektronická pošta, prístup k databanke a pod.). V ideálnej sieti LAN by nemal chýbať prenos reči v reálnom čase a tiež videoslужby a možnosť prepojenia čo najväčšieho množstva prístrojov ako napr. počítačov, terminálov, fotokopírovacích strojov, televíznych kamier a pod.

#### Všeobecné požiadavky

Dodávať dátové súbory adresátovi, ktorému boli určené s veľkou pravdepodobnosťou (nemusí to byť 100 % pravdepodobnosť), a nakoľko je to možné byť prispôsobená štandardom.

### Fyzické charakteristiky

- možnosť poskytovať transparentnú službu (t. j. prijímať a vysielat všetky možné bitové kombinácie),
- možnosť priameho spojenia medzi dvoma účastníkmi bez asistencie tretieho,
- možnosť združovať aspoň 200 zariadení a preklenúť vzdialenosť aspoň 2 kilometre,
- možnosť pripojenia ďalšieho zariadenia ako aj zníženie počtu zariadení,
- inštaláciu a rozšírenie siete LAN by mala zvládnuť priemerne zručná skupina technikov.

### Linkové charakteristiky

- schopnosť zariadení (prístrojov) adresovať dátové balíky (pakety) ako individuálnym zariadeniam, tak aj skupine zariadení, alebo aj všetkým pripojeným zariadeniam,
- umožniť užívateľovi samostatne zmeniť svoju adresu,
- malo by byť stanovené maximálne oneskorenie pred vyslaním ďalšieho dátového balíka.

### Chybovosť

- nedetekovaná chyba nie viac než v jednom dátovom balíku za jeden rok. Pre prenosové rýchlosti 5 Mbit/s vychádza bitová chybovosť asi  $10^{-14}$ ,
- možnosť detekcie až 4-násobných chýb v jednotlivých dátových balíkoch,
- rečinnosť siete LAN by nemala presiahnuť približne 0,02 % z celkového prevádzkového času,
- poskytovať údaje k čo najľahšej lokalizácii chyby,
- schopnosť detekovať stav, ak dve zariadenia sa hlásia o spojenie k tomu istému adresátovi.

### Fyzické médium

V sieti LAN môžu byť použité rôzne fyzické médiá ako: metalické vodiče v rôznej konfigurácii, optické vlákna a tiež aj rádiové vlnenie.

### Riadenie prístupu do média

Touto funkciou sa väčšina sietí LAN vzájomne odlišuje a to dost podstatne.

Spôsoby prepožičania kapacity kanála je možné rozdeliť nasledovne:

- a) selekčné (výberové) metódy
- b) metódy s ohlasovaním
- c) rezervné metódy
- d) vyzváňacie metódy.

Selekčná metóda predpokladá postupný výber jednotlivých staníc centrálnym kontrolórom. Hovoríme im aj metódy typu - poll. Siete, v ktorých je tento výber vykonávaný kruhovo sú označované ako tzv. "token passing" siete.

V systémech s ohlasovaním smie každá stanica, ktorá chce vysielat', požadovať pre seba fyzické médium pri dodržaní určitej disciplíny k minimalizácii efektu interferencie medzi stanicami.

Pri rezervačných metódach vysielala stanica iba v tom časovom úseku, ktorý jej bol rezervovaný. Rezervovanie času sa vytvára počas tvorby systému, ale môže sa meniť aj priebežne.

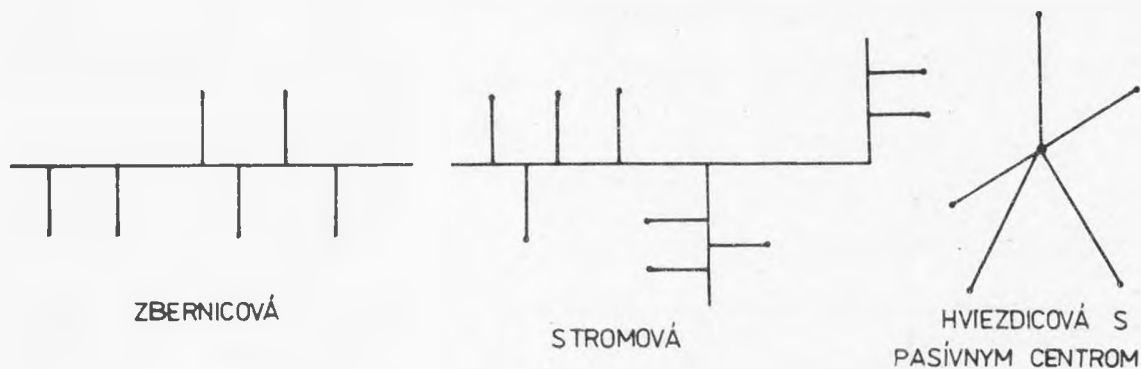
Všetky uvedené metódy sa môžu použiť aj pri vyzváňacích metódach.

### Topológia a prenos

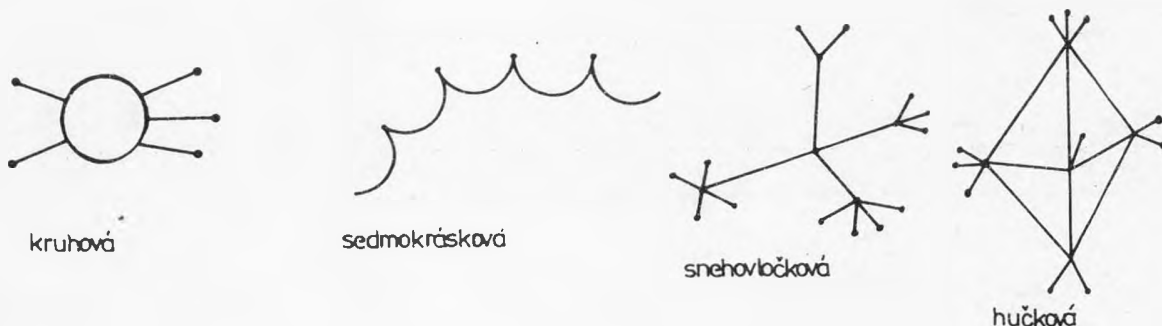
Topológie sietí LAN delíme do dvoch hlavných tried

- a) vysielacie (broadcast)
- b) sekvenčné

Na obr. 8.3 sú naznačené vysielacie a na obr. 8.4 sekvenčné topológie siete.



Obr. 8.3



Obr. 8.4

Pri vysielacích topológiách vysielala vysielajúca stanica signál, ktorý môžu prijímať všetky ostatné stanice. V sekvenčných topológiách jedna stanica vysielala práve iba jednej stanici.

V ďalších častiach tejto kapitoly sa veľmi stručne zmienime aspoň o niektorých typoch sietí.

### 8.1.1 ARPANET (ADVANCED RESEARCH PROJECTS AGENCY)

Táto sieť bola zriadená okolo roku 1960 za účelom prepojenia rôznych výskumných centier v USA. Prenosová rýchlosť bola 50 kbit/s. Prepojených bolo cez 200 počítačov.

### 8.1.2 ALOHA

Bola vytvorená na Hawajskej univerzite koncom 60-tych rokov. Správy sú delené do rámcov. Po odvysielaní správy vysielateľ za určitý čas očakáva kladné potvrdenie od protihľanej stanice. Ak ho do určitého času neobdrží, znovuopakuje vysielanie. V prípade, že prijímač prijme chybný rámec - ignoruje ho. Sieť ALOHA je z hľadiska riadenia a prepojovania na veľmi nízkej úrovni. Účinnosť kanála sa pohybuje okolo 20 %.

### 8.1.3 ETHERNET

Ethernet je prvá zo sietí LAN, ktorá skutočne existuje a je akýmsi priemyselným štandardom pri tvorbe LAN. Bola vyvinutá firmou Xerox Corporation okolo roku 1972.

Základom siete je zbernicová architektúra pomocou koaxiálneho kábla. Každý segment kábla je dlhý až 500 metrov a môže navzájom prepojiť do 100 účastníkov.

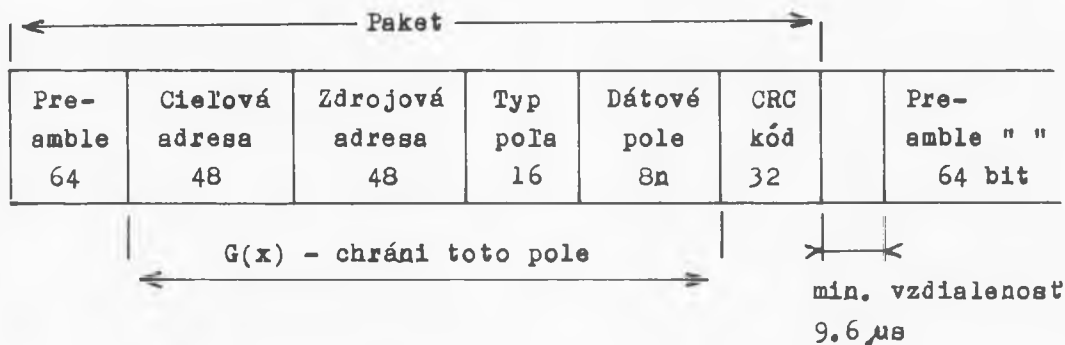
Metóda prístupu do spoločného komunikačného kanála je označovaná ako CSMA/CD metóda (carrier sense multiple access with collision detection). Hlavná myšlienka tejto metódy sa dá vyjadriť takýmto znením: "počúvaj pred vysielaním, počúvaj pokým vysieláš". Hociktorá stanica môže začať s vysielaním, ak je na vedení "klud". V prípade, že v tom istom čase sa pokúsi vysielateľ niekoľko staníc odrazu, dochádza ku "kolízii".

Stanica požadujúca prístup do kanála musí "počúvať" stav na vedení a odložiť vysielanie správy, pokým existuje na vedení tzv. "ether". V správne fungujúcom systéme sa kolízia vyskytne iba v krátkom časovom intervale, ktorý nasleduje po štarte vysielania dát. Po tomto intervale budú všetky stanice detekovať vysielanie (t. j. ether) a svoje vlastné vysielanie odložia.

V systéme Ethernet existuje procedúra na minimalizovanie opakovania kolízií. Jej podstata spočíva v schopnosti každej stanice znovuvysielat po náhodnom oneskorení.

Niekoľko technických údajov systému Ethernet

Formát paketu:



Max. veľkosť paketu: 1526 bytov (8 bytov preamble + 14 bytov záhlavia + + 1500 dátových bytov + 4 byte CRC)

Min. veľkosť paketu: 72 bytov (8 bytov preamble + 14 bytov záhlavia + 46 dátových bytov + 4 byte CRC)

Preamble: synchronizačné bity (64 bitov)  
10101010 10101010 10101010 10101010  
10101010 10101010 10101010 10101011

Cieľová adresa: 48 bitová  
Každá stanica toto pole testuje, aby bolo zrejmé, či má alebo nemá prijať paket. Prvý bit indikuje typ adresy. Ak je 0, pole obsahuje adresu jednej stanice, ak je tento bit rovný 1, pole špecifikuje logickú skupinu príjemcov.

Zdrojová adresa: 48 bitová  
Toto slovo obsahuje jedinú adresu stanice, ktorá vysielala daný paket.

Typ poľa: 16 bitové pole sa zvykne používať k identifikácii vyššej úrovne typu protokola.

Dátové pole: Toto pole obsahuje celistvý počet bytov v rozsahu 46 až 1500.

CRC kód: Cyklický kód, ktorý je definovaný generačným polynómom

$$G(x) = x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1.$$

Spôsob kódovania: Používa sa tzv. Manchester kód. Má 50 % zaplnenie cykla a zaručuje prechod v strede každého bitu. Prvá polovica bitu obsahuje komplement správnej bitovej hodnoty a druhá polovica obsahuje správnu hodnotu bitu.

Prenosová rýchlosť: 10 Mbit/s  $\pm 0,01$  %.

Nosná (carrier): Prítomnosť prechodov 0 a 1 v dátach indikuje prítomnosť nosnej. Ak nie je prechod medzi hodnotou 0,75 až 1,25 bitu od prostriedku posledného bitu, nosná je stratená, je indikovaný koniec paketu.

Koaxiálny kábel: impedancia  $50 \Omega \pm 2 \Omega$ .

ANGLICKO - SLOVENSKÝ SLOVNÍK NIEKTORÝCH VÝRAZOV Z OBLASTI KOMUNIKAČNEJ  
TECHNIKY

answering	- prihlásenie
area code	- smerovacie číslo
bandwidth	- šírka pásma
bit (binary digit)	- bit
BER (bit error rate)	- bitová chybovosť
balancing	- vyvažovanie
bps (bit per second)	- bit/s
bare (conductor)	- neizolovaný vodič
base line wander	- posuv nulovej osi
baseband	- základné pásmo
baseband modem	- modem v základnom pásme
baseband transmission	- prenos v základnom pásme
BSC (binary symmetric channel)	- dvojkový sym. kanál
communication	- oznámenie
channel capacity	- kapacita kanála
communication theory	- teória oznamovania
cross talk	- presluch
code	- kód
coder = encoder	- kodér
coder-decoder = codec	- kodek
coding	- kódovanie
character	- značka
cordless set	- "bezšnúrový" prístroj
call	- hovor
coin box set	- prístroj na mince
cabel	- kábel
compandor	- kompander
clicks	- praskot
carrier suppression	- potlačenie nosnej
channel spacing	- odstup kanálov
channel assignment	- pridelenie kanálov
code k out of n	- kód "k z n"
channel memoryless	- kanál bez pamäte
decision	- rozhodovanie
data processing	- spracovanie dát
dash	- čiarka
dot	- bodka
DCE (data communication equipment)	- ukončujúce zariadenie dátového okruhu

DTE (data terminal equipment)	- koncové zariadenie prenosu dát
data security	- ochrana dát
data link	- dátový spoj
data sink	- dátový spotrebič
dial	- číselnica
directory	- telefónny zoznam
damping	- tlmenie
distorsion	- skreslenie
entropy	- entrópia
encoding	- zakódovanie
error	- chyba
error burst	- zhuk chýb
error - mean - square	- stredná kvadratická chyba
engaged	- obsadený
eye diagram	- diagram oka
FDM (frequency division multiplex)	- kmitočtový multiplex
full duplex	- úplný duplex (duplex)
frame	- rámec
gravity switch	- vidlicový prepínač
half duplex	- polovičný duplex
header = heading	- záhlavie
handset	- mikrotelefón
information theory	- teória inforjácií
information content	- informačný obsah
interference	- rušenie
information carrier	- nosič informácie
information checking	- kontrola informácie
information density	- hustota informácie
information flow	- tok informácie
information readout time	- doba spracovania informácie
induction coil	- hovorový transformátor
keyboard	- klávesnica
letter	- písmeno
loop circuit	- okruh, slučka
line	- vedenie
message	- správa, oznámenie
mark	- značka (stav "Z")
multiframe	- multirámec

network	- sieť
noise	- šum
network management	- riadenie siete
optical fibre	- optické vlákno
packet	- balík, paket
polling	- výzva (k vyslaniu správy)
PBX (private branch exchange)	- pobočková ústredňa
PABX (private automatic ...)	- aut. pobočková ústredňa
pitch frequency	- zákl. harm. reč. signálu
quantization	- kvantovanie
quantization nonuniform	- nelineárne kvantovanie
quantization uniform	- lineárne kvantovanie
randomness	- náhodnosť
receiving end	- koniec prenos. vedenia
recreate	- obnoviť
redundancy	- nadbytočnosť
sampling	- vzorkovanie
space	- medzera
subscriber loop	- úč. vedenie
subscriber set	- úč. prístroj
switching	- spojovanie
speakerphone	- hlasitý telefón
sharing (channel)	- prepožičanie kanála
step size	- veľkosť kroku (kvant.)
transmission	- vysielanie
teletypewriter	- ďalekopis
TDM (time division multiplex)	- časový multiplex
transmission channel	- prenosový kanál
traffic congestion	- nepriechodnosť
traffic load	- prevádzkové zaťaženie
touch - tone - set	- tlačítkový prístroj
tone - busy	- obsadzovací tón
tone - dial	- oznamovací tón
time slot	- časový interval
upgrade	- zlepšiť, zväčšiť, zvýšiť
voice band channel	- telefónny kanál
white noise	- biely šum



LITERATÚRA

- [1] Birkhoff, G. - Bartee, T. O.: Aplikovaná algebra. McGraw Hill, Inc., 1970, slov. preklad 1981, Alfa Bratislava.
- [2] Clark, G. - Cain, J.: Error - Corection for Digital Communications. Preklad Moskva "Radio i svjaz", 1987.
- [3] Janů, K.: Mikroprocesor 8080 - Pamati a radiče II. Knižnica ČSVTS, Obzor Bratislava, 1982.
- [4] Metodika návrhů elektronických systémov s mikropočítačmi II. Dom techniky ČSVTS Košice, apríl 1988.
- [5] Prchal, J.: Signály a soustavy. SNTL Praha, Alfa Bratislava, 1987.
- [6] Příbyl, J.: Datové spoje a meniče signalů. SNTL Praha, Alfa Bratislava, 1984.
- [7] Roden, M. S.: Digital Communications System Design. Prentice Hall, 1988.
- [8] Škop, M.: Prenosové systémy s časovým sdružovaním kanálů. NADAS Praha, 1980.

OBSAH

1	Základné charakteristiky sústav pre prenos dát .....	5
1.1	Dátový spoj .....	5
1.2	Dátový signál .....	6
1.3	Modulačná rýchlosť .....	8
1.4	Prenosová rýchlosť .....	9
1.5	Simplexná, duplexná a poloduplexná prevádzka .....	10
1.6	Sériový a paralelný prenos .....	11
1.7	Synchrónny a arytmičný prenos .....	12
1.7.1	Synchrónny prenos .....	13
1.7.2	Arytmičný prenos .....	15
1.8	Skreslenie prijatého signálu .....	16
1.9	Informačný obsah signálov .....	18
1.9.1	Prenos informácie .....	23
2	Prenos dátových signálov v základnom pásme .....	27
2.1	Metódy prenosu dát podľa typu linkového signálu .....	27
2.1.1	Prenos unipolárnym signálom NRZ .....	27
2.1.2	Prenos signálom NRZ dvojakej polarity .....	28
2.1.3	Bipolárny signál .....	28
2.1.4	Polárny RZ-M signál .....	29
2.1.5	Dvojfázový signál .....	29
2.1.6	Dvojfázový signál M .....	30
2.1.7	CMI signál .....	30
2.1.8	Diferenčný signál .....	31
2.1.9	Prenos s využitím blokových kódov .....	33
2.2	Menič signálu pre prenos dát v základnom pásme nízkou úrovňou ...	34
2.3	Vplyv nedokonalosti prenosu na príjem dátových signálov .....	35
2.4	Model systému pre prenos dát v základnej polohe .....	38
2.5	Optimálny tvar signálových prvkov .....	40
3	Modulačné metódy prenosu dát v preloženom pásme .....	44
3.1	Dátový systém s amplitúdovou moduláciou .....	44
3.1.1	Kľúčovanie amplitúdovým posuvom - ASK .....	45
3.1.2	Demodulácia v systémoch s amplitúdovou moduláciou .....	47
3.2	Kvadratúrna amplitúdová modulácia - QAM .....	48
3.3	Dátový systém s kmitočtovou moduláciou .....	52
3.3.1	Kľúčovanie kmitočtovým posuvom - FSK .....	53
3.3.2	Demodulácia v systémoch s FSK .....	59
3.3.3	Amplitúdový obmedzovač .....	59
3.3.4	Demodulátory diskriminačného typu .....	61
3.3.5	Demodulátory využívajúce nulové prechody .....	62

3.4	Dátový systém s fázovou moduláciou .....	62
3.4.1	Dvojstavová fázová modulácia s referenčnou fázou .....	62
3.4.2	Rozdielová (diferenčná) dvojstavová fázová modulácia - DPSK .....	68
3.4.3	Demodulácia pri DPSK .....	72
3.5	Dátový systém s viacstavovou moduláciou .....	74
3.5.1	Štvorstavová fázová modulácia .....	75
3.5.2	Osemstavová fázová modulácia .....	78
3.5.3	Rozdielová viacstavová modulácia .....	81
3.5.4	Fázová modulácia s využitím princípov delenia kmitočtu ....	85
3.5.5	Kombinovaná modulácia .....	86
4	Modemy .....	89
4.1	Štruktúra modemov .....	89
4.1.1	Vysielacia jednotka modemu .....	90
4.1.2	Skrambler .....	90
4.1.2.1	Skramblery s N čítačmi pre N periódu .....	96
4.1.2.2	Skramblery s jedným čítačom pre dve periódy $s_1$ a $s_2$ .....	99
4.1.3	Prijímacia jednotka modemu .....	101
4.2	Rozhranie v systémoch diaľkového prenosu dát .....	103
4.2.1	Rozhranie $S_1$ .....	103
4.2.2	Rozhranie $S_2$ .....	104
4.2.3	Elektrické vlastnosti rozhrania $S_2$ .....	109
4.2.4	Niektoré doporučenia CCITT .....	111
4.3	Modemy pre prenos po telefónnom spoji podľa CCITT .....	115
4.3.1	Modem 300 bit/s .....	115
4.3.2	Modem 600/1200 bit/s .....	116
4.3.3	Duplexný modem 1200/600 bit/s .....	117
4.3.4	Modem 2400 bit/s .....	117
4.3.5	Modem 4800 bit/s .....	117
4.3.6	Modem 9600 bit/s .....	117
4.3.7	Širokopásmové modemy .....	119
5	Zabezpečenie prenosu dát .....	120
5.1	Dvojkové symetrické kanály .....	120
5.2	Kódovanie a dekódovanie .....	121
5.3	Blokové kódy .....	123
5.4	Kódovanie pomocou matic .....	125
5.5	Grupové kódy .....	126
5.6	Hammingove kódy .....	130
5.7	Algebraické štruktúry .....	132
5.8	Cyklické kódy .....	139
5.9	BCH - kódy .....	141
6	Riadenie dátovej komunikácie .....	152
6.1	Linkový protokol so znakovým orientovaným formátom podľa štan- dardu ISO 1745 .....	155
6.1.1	Princípy dátovej komunikácie riadené linkovým protokolom ISO 1745 so znakovým orientovaným formátom .....	157
6.1.2	Režim výberu .....	159

6.1.3	Režim výzvy (polling) .....	161
6.1.4	Konverzačná prevádzka .....	162
6.2	Linkový protokol s bitovo orientovaným formátom podľa doporu- čenia CCITT V.41 .....	164
6.2.1	Princípy dátovej komunikácie riadenej protokolom CCITT CCITT V.41 .....	165
6.2.2	Zabezpečenie prenosu dát metódou ARQ (automatic request repetition) .....	166
6.3	Linkový protokol vysokej úrovne - HDLC .....	168
6.3.1	Štruktúra a využitie riadiaceho poľa .....	169
6.3.2	Princípy dátovej komunikácie riadenej protokolom HDLC ....	171
6.3.3	Programovateľný radič HDLC/SDLC protokolu 8273 .....	172
7	Princípy číslicového prenosu spojitých signálov .....	193
7.1	Vzorkovanie v čase .....	193
7.2	Kvantovanie v amplitúde .....	197
7.3	Časové združovanie signálov .....	199
7.4	Pulzne kódová modulácia - PCM .....	200
7.4.1	Kompandéry .....	204
7.4.2	Koncové zariadenia PCM systémov 1. rádu .....	207
7.4.3	Číslicové multiplexné zariadenia 2. rádu .....	209
7.4.4	Číslicová filtrácia .....	212
7.4.4.1	Základné parametre pri návrhu číslicových filtrov .....	217
7.4.4.2	Nepriame prístupy návrhu IIR filtrov .....	218
7.5	Delta modulácia - DM .....	221
7.5.1	Adaptívna delta modulácia - ADM .....	223
7.6	Diferenciálna pulzne kódová modulácia - DPCM .....	225
7.7	Vokodéry - prenosové systémy založené na analýze a syntéze reči	229
7.7.1	Kanálový vokodér .....	230
7.7.2	Lineárny predikčný model reči - LPC vokodér .....	233
8	Siete ISDN a LAN .....	237
8.1	Lokálne siete - LAN (local area network) .....	238
8.1.1	ARPANET .....	242
8.1.2	ALOHA .....	242
8.1.3	ETHERNET .....	242
	Anglicko - slovenský slovník niektorých výrazov z oblasti komuni- kačnej techniky .....	244
	Literatúra .....	247













Rukopis neprešiel redakčnou ani jazykovou úpravou vydavateľstva. Za odbornú a ideologickú náplň tohto vydania zodpovedá vedúci Katedry rádioelektroniky VŠT v Košiciach Doc. Ing. Dušan Levický, CSc.

Ing. Anton Čižmár, CSc.

KOMUNIKAČNÉ SYSTÉMY

Prednášky

Vydala ALFA, vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry, 815 89 Bratislava, Hurbanovo nám. 3 v januári 1991 ako svoju 11 859. publikáciu

Technická redaktorka Etela Lemešová

Vytlačila Slovenská polygrafia, š. p., Západoslovenské tlačiarne, z. p., Duklianska 12, Bratislava

250 strán, 175 obrázkov; 17,24 AH, 17,50 VH

1. vydanie. Náklad 100 výtlačkov

302 17 02

ISBN 80-05-00591-1 Kčs 14,-

103/23; 823