

Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

redakce nakladatelství BEN – technická literatura
redakce@ben.cz



ZDROJOVÉ A KANÁLOVÉ KÓDOVÁNÍ, EKVALIZACE, DIVERZITA

- 3.1 Zdrojové kódování
(redukce bitové rychlosti) 264
- 3.2 Kódování kanálu
(detekce a korekce chyb) 289
- 3.3 Ekvalizace 301
- 3.4 Diverzitní příjem 314
- 3.5 Kódované modulace 324
- 3.6 Porovnání ochranných
kanálových kódů 328

3. ZDROJOVÉ A KANÁLOVÉ KÓDOVÁNÍ, EKVALIZACE, DIVERZITA

Digitální rádiový komunikační systém je možné v nejobecnější podobě charakterizovat schématem sestaveným Shannonem a popisovaným v čl. 2.1.1 (*obr. 2.1*). Jeho vstupním blokem je *kodér zdroje signálu*, který převádí vstupní analogový signál na signál digitální, z tohoto signálu odstraňuje alespoň částečně redundandní (nadbytečnou) a irelevantní (nepodstatnou) informaci a případně s ním realizuje ještě další operace; vlastní digitalizace analogových signálů se však někdy nezahrnuje do funkcí tohoto kodéru a realizuje se v samostatném převodníku A/D. Výsledkem uvedených pochodů je potom snížení bitové rychlosti modulačního signálu, které se přímo projeví i ve zmenšených nárocích na šířku pásma rádiového kanálu. Problematice zdrojového kódování a dekodování je věnována první část této kapitoly.

Druhá část se zabývá technikami, které zvětšují odolnost komunikačních systémů vůči nepříznivým faktorům, působícím v rádiových komunikačních kanálech. Základním prostředkem k dosažení tohoto cíle je *kódování kanálu*, které zlepšuje jakost rádiového přenosu cestou kontrolovaného přidávání ochranných redundantních bitů k přenášenému sdělení. Další metodou směřující ke zlepšení přenosu je *ekvalizace*, jež dosahuje daného cíle především minimalizací intersymbolových interferencí, vznikajících vlivem mnohocestného šíření rádiového signálu v časově disperzivních kanálech. Jakost přenosu zlepšují také *diverzitní techniky* a *techniky prokládání (interleavingu)*, kompenzující hlavně nepříznivé účinky na šíření signálu v kanálech s plochým únikem.

Teoretické základy kódování formuloval hlavně Shannon, a to ve své stěžejní publikaci z roku 1949 „Matematická teorie komunikace“, která zobecněla a rozvíjela předchozí práce Hartleye, Nyquistova a dalších [11]. Shannonovo jméno je spojeno zejména se dvěma teorémy, které mají fundamentální význam nejen pro soudobou digitální komunikaci, ale i pro teorii číselných počítačů.

- **Teorém zdrojového kódování:** počet bitů, nezbytných k jednoznačnému popisu určitého zdroje dat, se může blížit k odpovídajícímu informačnímu obsahu tak těsně, jak je požadováno;
- **teorém kanálového kódování:** frekvence (rychlost) výskytu chyb v datech přenášených pásmově omezeným kanálem se šumem, může být redukován na libovolně malou hodnotu, pokud rychlost přenosu informace je menší, než přenosová kapacita daného kanálu.

Shannonovy práce se staly základem moderní *teorie kódování*, která dnes představuje matematicky náročný, velmi rozsáhlý a do značné míry autonomní obor. Tato publikace není zaměřena na podrobný, systematický výklad různých aspektů zdrojového a kanálového kódování. Proto jsou dále uvedeny jen základní, spíše prakticky orientované a do značné míry izolované poznatky o této problematice. Podrobnější poučení lze potom nalézt v celé řadě monotematických knižních monografií zahraničních i domácích, jakož i článků v periodikách, zaměřených na rádiovou komunikaci [7], [10], [16], [18], [122], [123].

3.1 ZDROJOVÉ KÓDOVÁNÍ (REDUKCE BITOVÉ RYCHLOSTI)

3.1.1 Základní principy zdrojového kódování

Zdrojový kódér, označovaný také jako *kódér zdroje signálu*, realizuje proces *zdrojového kódování*. Na jeho vstup přicházejí z *diskrétního zdroje bez paměti* digitalizovaná data, v podobě sekvence binárních symbolů (kódových slov) s_k , která se mohou vyskytovat s různou pravděpodobností p_k , kde $k = 0, 1, \dots, K-1$; (pokud primární zdroj signálu poskytuje analogový signál, je nutné ho nejprve převést do zmíněné digitální podoby). Sekvence s_k je v kódéru zdroje konvertována do jiné binární sekvence b_k . V případě, že je každému symbolu s_k přiřazeno kódové slovo složené vždy ze stejného počtu symbolů b_k , označuje se daný zdrojový kód jako *kód s fixní délkou slova FLC (Fixed Length Codeword)*. Má-li však být uvedená konverze efektivní, je výhodné znát statistické vlastnosti diskrétního zdroje signálu. Jestliže jsou potom některé zdrojové symboly více pravděpodobné než jiné, je možné využít této skutečnosti v procesu kódování a více frekventovaným symbolům přiřadit kratší kódová slova, méně frekventovaným symbolům potom delší kódová slova. Takový zdrojový kód se označuje jako *kód s proměnnou délkou slova VLC (Variable Length Codeword)*. Má několik variant, z nichž optimální je např. kód založený na *Huffmanově metodě entropického kódování*.

Příkladem kódu uvedeného druhu je například Morseův kód, u něhož jsou písmena abecedy kódována do symbolů, skládajících se z teček „.“ a čárek „-“. Jelikož v anglickém jazyce se písmeno „e“ vyskytuje velmi často, je mu v Morseově abecedě přiřazen nejkratší symbol „.“, kdežto zřídka se vyskytující písmeno „q“ má přiřazeno nejdelší symbol „-.-.-“.

Účinný zdrojový kódér by měl splňovat několik funkčních podmínek. Předně by jeho výstupní kódová slova měla mít binární podobu. Kromě toho je žádoucí, aby se dekódování uskutečňovalo jednoznačně, tj. ze zakódované binární sekvence b_k musí být možné získat dekódováním pokud možno jednoznačnou repliku původní sekvence s_k , přicházející na vstup kódéru. Jedním z nejdůležitějších úloh zdrojového kódéru je potom potlačení redundandní (nadbytečné) složky obsažené v přenášeném sdělení a dále složky irelevantní (nepodstatné), které potom vede k redukci bitové rychlosti přenášeného signálu.

V digitálních přenosech dat je redundance (nadbytečnost) definována jako větší množství dat, než je množství nezbytně nutné pro přenos dané informace vzhledem ke ztrátám v komunikačním kanálu [136]. Je to tedy množství znaků nebo symbolů, resp. bitů v odpovídajícím digitálním signálu, které je možné eliminovat, aniž by došlo ke ztrátě užitečné informace. Redundance představuje predikovatelnou část sdělení, a proto může být na přijímací straně téměř dokonale regenerována. Irelevance je definována jako nepodstatná složka informace, kterou je možné ve zdrojovém kódéru zcela potlačit a dále již nepřenášet, neboť příjemcem na přijímací straně stejně nemůže být vnímána.

Předpokládejme dále, že kódové slovo s_k má délku vyjádřenou v bitech l_k . Definujme *střední délku kódového slova zdrojového kódéru* \bar{L} , a to vztahem [7]

$$\bar{L} = \sum_{k=0}^{K-1} p_k l_k, \quad \text{kde } k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (3.1)$$

Takto definovaný parametr \bar{L} představuje ve fyzikálním smyslu *průměrný počet bitů připadajících na jeden zdrojový symbol* l_k . Nechť L_{\min} značí minimální možnou hodnotu parametru L . Potom *účinnost kódování* zdrojového kodéru je dána vztahem

$$\eta = \frac{L_{\min}}{\bar{L}} \quad (3.2)$$

Jelikož $L_{\min} \leq \bar{L}$, je účinnost $\eta \leq 1$, tedy zdrojový kodér je tím efektivnější, čím bližší je jeho účinnost jedničce.

Ze Shannonova prvního teorému je možné dokázat, že minimální střední délka kódového slova L_{\min} je rovna entropii $H(\varphi)$ uvažovaného diskrétního zdroje bez paměti, s abecedou φ . Účinnost kódování lze tedy vyjádřit také vztahem $\eta = H(\varphi)/\bar{L}$; (pod pojmem entropie se obecně rozumí střední hodnota množství informace obsažené ve výskytu některého jevu z úplného souboru neslučitelných jevů – viz norma ČSN36 9001/16 – 1987).

3.1.2 Přehled metod zdrojového kódování elektroakustických signálů

Systémy pro zdrojové kódování elektroakustických signálů lze hodnotit podle šířky zpracovávaného kmitočtového rozsahu elektroakustických signálů, resp. podle šířky pásma, které je schopen reprodukovat dekódovaný signál na přijímací straně. Šířka pásma je veličina, která přímo koresponduje s kvalitou přenosu a tím předurčuje konkrétní aplikace jednotlivých systémů. S šířkou pásma potom souvisí vzorkovací kmitočet použitý při digitalizaci těchto signálů, bitový kmitočet zakódovaného signálu PCM a další parametry.

Nejméně kvalitní skupinou elektroakustických signálů jsou ty, které se používají u telefonů a radiotelefonů a mají horní kmitočet nejvýše asi 4 kHz („telephone quality“). V některých aplikacích, jako jsou videokonferenční přenosy apod., je nutné přenášet již jakostnější širokopásmové hovorové signály, s horním kmitočtem až asi 7 kHz („wideband speech“). V perspektivních systémech digitálního rozhlasu a televize, ale i v řadě dalších odvětví elektroakustiky, označovaných souborně termínem „audio aplikace“, se potom vyžaduje nejvyšší jakost přenosu („CD – quality“), s maximálním přenášeným kmitočtem okolo 15 – 20 kHz. Přehled o základních parametrech těchto tří skupin elektroakustických signálů podává *tab. 3.1* [35], [36], [37].

Uvedené tři skupiny lze dále dělit do řady podskupin. Tak například v telefonní technice se používá subjektivní míra hodnocení přenášených hovorových signálů, označovaná jako *kritérium MOS (Mean Opinion Score)*, která má 5 stupňů kvality: 5 = vynikající, 4 = dobrá, 3 = přijatelná, 2 = špatná, 1 = nepřijatelná; kvalita 4 se označuje také jako „hovorová“, kvalita 3 až 4 jako „komunikační“ a kvalita 3 a méně jako „syntetická“.

3.1.3 Zdrojové kódování telefonních hovorových signálů

V předchozím článku je uvedena klasifikace telefonních hovorových signálů, založená na hodnocení kvality reprodukováného zvuku na přijímací straně. Na *obr. 3.1* je zobrazena podrobnější klasifikace zdrojových hovorových kodérů, která vychází z jejich technických koncepcí. Tyto kodéry je možné dělit do třech základních skupin [18], [34], [35], [48]. Prvou z nich jsou *kodéry tvarového průběhu (Waveform Coders)*, druhou tvoří

Třída akustických signálů	kmitočtový rozsah [Hz]	vzorkovací rychlost [kHz]	počet bitů na vzorek	přenos. rychlost PCM [kbit/s]
telefonní signály	300–3400 EU 200–3200 USA	8	8	64
širokopásmové telefon. signály	50–7000	16	8	128
audio signály	10–20000	32/48 (44,1 CD)	2 × 16 (stereo)	2 × 768

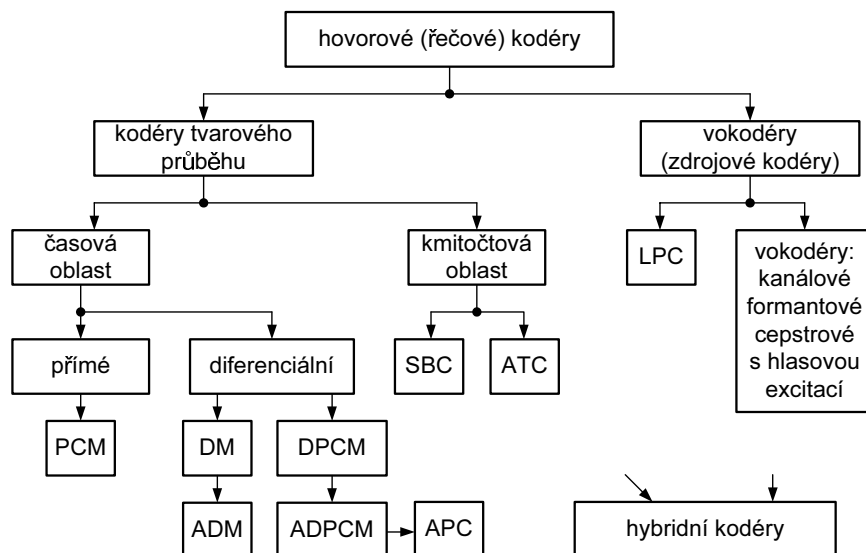
Tab. 3.1

Hlavní parametry tří základních skupin elektroakustických signálů

vokodéry (*Vocoders* tj. *Voice Coders*), označované také jako *zdrojové* *hovorové* *kodéry* (připomeňme, že tento pojem má v Shannonově schématu obecnější význam). Do třetí skupiny náleží *hybridní kodéry*, které vznikají vhodnou kombinací obou základních skupin.

Kodéry tvarového průběhu

Kodéry tvarového průběhu sledují především splnění jedné základní podmínky – a to dosažení pokud možno co nejdokonalější shody tvarových průběhů analogových signálů na výstupu dekodéru s průběhy na vstupu kodéru. Přitom zpravidla nikterak nevyužívají specifické vlastnosti kódovaného signálu (např. fyziologické vlastnosti sluchu apod.), a jsou proto použitelné nejen pro hovorové signály, nýbrž i pro videosignály apod. Tato



Obr. 3.1

Klasifikace kodérů pro zdrojové kódování elektroakustických signálů, určených pro aplikace v telefonní a radiotelefonní technice

skupina se dále dělí na *kodéry s kódováním v časové oblasti* a na *kodéry s kódováním v kmitočtové oblasti*. Prvá podskupina je zastoupena jednak kodéry s přímým (nediferenciálním) kódováním pro impulzovou kódovanou modulaci PCM, jednak kodéry odvozenými od PCM a používajícími diferenciální kódování. Do druhé podskupiny náleží kodéry modulace delta DM a adaptivní modulace delta ADM a dále kodéry diferenciální modulace PCM tj. DPCM a adaptivní (predikční) diferenciální modulace PCM tj. ADPCM. Za podskupinu modulace ADPCM se počítá i modulace s adaptivním prediktivním kódováním APC [37]. Kodéry tvarového průběhu jsou relativně jednoduché a tedy i levné a mají malou energetickou spotřebu. Vynikají značnou odolností vůči nejrůznějším rušivým efektům, avšak redukce bitové rychlosti je u nich poměrně malá. Tak např. standardní telefonní signál PCM s bitovou rychlostí 64 kbit/s lze při použití modulace DPCM přenášet prakticky ve stejné „hovorové“ kvalitě rychlostí 32 kbit/s.

Ke kodérům tvarového průběhu s kódováním v kmitočtové oblasti náleží kodéry pro *subpásmové kódování SBC (Sub Band Coding)* a *adaptivní transformační kódování ATC (Adaptive Transform Coding)*. V případě kódování SBC je akustický signál rozdělen do řady dílčích pásem, z nichž každé je kódováno separátně. Přitom se využívá kvaziperiodická podstata znělých hlásek a tzv. šumový maskovací efekt lidského sluchu. Kvaziperiodicita znělých hlásek se projevuje v tom, že každý člověk hovoří s určitým *základním kmitočtem*, označovaným také jako *základní tón řeči* (anglicky *pitch*). To umožňuje uvedený kmitočtet predikovat, což vede k určité redukci chyb predikce v porovnání s DPCM a tedy i k redukci počtu bitů na predikovaný vzorek, aniž by se výrazněji zhoršila kvalita reprodukováného hovoru v přijímači. Uvedený počet lze ještě dále zmenšit s přihlédnutím k maskovacímu efektu, což je neschopnost lidského ucha vnímat v určitém kmitočtovém pásmu v okolí užitečného signálu rušivý šum, který je minimálně asi o 15 dB (nebo níže) pod tímto užitečným signálem. Takový šum se nachází například v okolí *formantových (rezonančních) kmitočtů* lidského zvukového traktu. Zde je tedy možné použít hrubé kvantování (velké kvantizační kroky) a tolerovat z toho vyplývající velký kvantizační šum a tím redukovat bitovou rychlost zakódovaného signálu. Subpásmové kódování lze ještě zdokonalit zavedením adaptivního přidělu bitů kódovaným subpásmům, při němž je přesnost kódování určována podle okamžitých charakteristik signálu v kmitočtové oblasti; potom subpásmo s malou nebo nulovou energií nemusí být vůbec kódováno. Toto *adaptivní subpásmové kódování ASBC* dovoluje přenášet telefonní signál PCM/64 kbit/s rychlostí 16 kbit/s, a to se stejnou „hovorovou“ kvalitou; kodér ASBC je však podstatně složitější, než kodér PCM. Navíc zavádí do zpracovávaného signálu zpoždění cca 25 ms, které může v některých aplikacích působit již rušivě.

Ke kodérům tvarového průběhu dále náleží kodéry pro *adaptivní transformační kódování ATC (Adaptive Transform Coding)*. Jejich společným rysem je dělení časového průběhu vstupního signálu na segmenty, které se potom podrobují určitým transformacím. Každý segment je reprezentován soustavou transformačních koeficientů, které jsou separátně kvantovány a přenášeny. V dekodéru přijímače jsou kvantované koeficienty podrobeny inverzní transformaci, čímž se vytváří replika vstupního signálu. Z různých transformací se v této aplikaci často používá přímá a inverzní *diskrétní kosinusová transformace DCT (Discrete Cosine Transform)*. Příslušné postupy značně zefektivňuje použití rychlého algoritmu pro výpočet DCT, tj. aplikace *rychlé kosinusové transformace FDCT (Fast DCT)*.

Vokodéry (zdrojové hovorové kodéry)

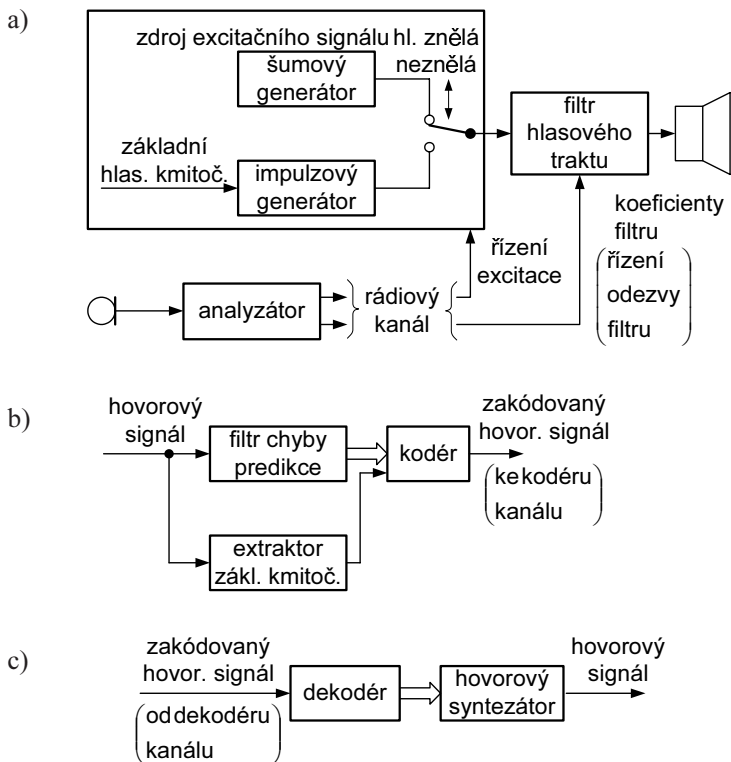
Kódování typu *vocoder* nesleduje věrné reprodukování tvarového průběhu kódovaného signálu. Místo toho se ve zdrojovém kodéru nepřetržitě analyzuje hovorový signál a odvozuje z něho soustavu určitých charakteristických parametrů. Ty se přenášejí k dekodéru přijímače, kde potom ovládají syntetizátor (generátor) hovorových signálů. Soustava charakteristických parametrů je již podstatně zbavena redundance, což vede k výraznému snížení bitové rychlosti v komunikačním kanálu. Reprodukovaný signál má ovšem jen syntetický charakter, plně dostačující například pro některé speciální (vojenské) aplikace, méně již pro veřejný radiotelefon apod. Mezi nejčastěji používané systémy vokodérů náleží systémy s *lineárním prediktivním kódováním LPC (Linear Predictive Coding)*, u nichž se realizuje zpracování signálu v časové oblasti. Do druhé početnější skupiny, se zpracováním signálu v kmitočtové oblasti, se řadí *kanálové vokodéry, formantové vokodéry, cepstrové vokodéry a vokodéry s hlasovou excitací* [7], [18], [20], [48].

Základem všech vokodérů je model pro syntézu řeči zobrazený na obr. 3.2a, který generuje na přijímací straně, s využitím informací přicházejících z vysílače, hovorový signál. Jeho funkce vychází z poznatku, že lidská řeč se skládá ze znělých hlásek, neznělých hlásek a z mezer. Vytváření všech hlásek je zde modelováno jako odezva *digitálního filtru hlasového traktu VTF (Vocal Tract Filter)*, na vhodný budicí (excitační) signál. Tímto signálem je při vytváření znělých hlásek, vzhledem k jejich kvaziperiodické podstatě, sekvence úzkých impulzů o *základním hlasovém kmitočtu (pitch)*; tento kmitočet je pro každou osobu poněkud odlišný a mění se dokonce i v průběhu hovoru jediné osoby. Neznělé hlásky se potom vytvářejí jako odezva uvažovaného filtru na pseudonáhodný signál, mající charakter bílého šumu. Filtr hlasového traktu je časově proměnný, takže jeho koeficienty představují adekvátní reprezentaci znělých nebo neznělých hlásek vstupního signálu.

Kompletní vokodér, využívající ve vysílači lineární prediktivní kodér LPC, je znázorněn na obr. 3.2b, c. Vstupní signál na vstupu vysílače se dělí na segmenty s typickou délkou 10 až 30 ms (během níž lze proces syntézy zvuku považovat ještě za stacionární), které se analyzují. Výsledkem této analýzy jsou tři charakteristické parametry, a to *koeficienty filtru chyby predikce* určující odezvu tohoto filtru, dále *parametr znělá-neznělá (hláska)* a konečně *základní perioda resp. základní kmitočet (základní tón) řeči*; první dva se získávají ve *filtru chyby predikce*, třetí v *extraktoru základního kmitočtu*. Tyto parametry kompletně popisují určitý segment vstupního signálu a jejich zakódovaná digitální reprezentace je potom již vysílána. V přijímači se uvažovaný signál nejprve dekóduje a dále vchází do hovorového syntezátoru, který je koncipován právě podle obr. 3.2a. Výsledkem celého procesu je potom replika původního hovorového signálu, která má ovšem jen syntetický charakter. Této snížené kvality je však dosahováno s relativně velmi nízkými přenosovými rychlostmi, pod cca 4 kbit/s.

Hybridní hovorové kodéry

Kromě uvedených dvou základních kategorií se v některých pramenech uvádějí jako samostatná skupina ještě *hybridní kodéry*, které v sobě vhodně spojují přednosti obou předchozích typů. Analogicky s vokodéry se u nich vytváří výstupní hovorový signál jako odezva vhodného *filtru hovorové syntézy*, avšak generace excitačních signálů je složitější. Již se zde nezavádí pojem základní kmitočet, ani přesné rozlišování znělých

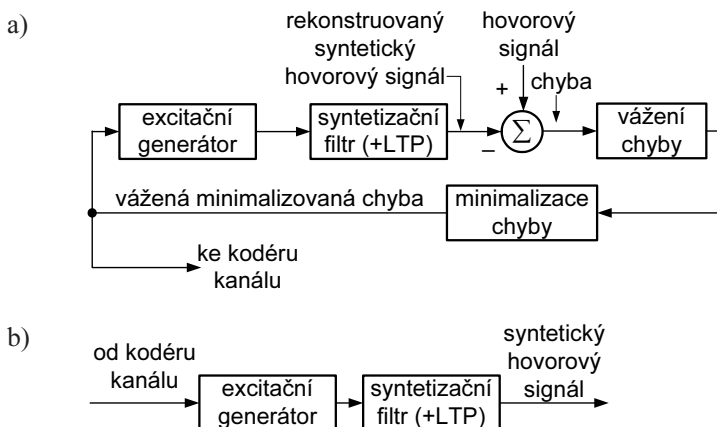


Obr. 3.2

a) Model pro syntézu řeči; b) vysílač vokodéru LPC; c) přijímač vokodéru LPC.

a neznělých hlásek a tomu odpovídající dvojí excitace, nýbrž se zde uplatňuje *multipulzní excitace*. Ta je modelována několika úzkými impulzy situovanými do krátkého časového úseku (např. 4 impulzy na 5 milisekund), přičemž amplitudy a polohy těchto impulzů jsou určovány tak, aby se minimalizovala perceptuálně (smyslově) vážená chyba mezi originální a syntetizovanou řečí.

Uvedený princip lze realizovat například *lineárním prediktivním kódováním typu analýza – syntéza*, jehož model je uveden na obr. 3.3 [48]. Základní částí kodéru je časově proměnný *syntetizační filtr (filtr hovorové syntézy)*, který krátkodobě modeluje spektrální obálku průběhu hovorového signálu; ten se označuje také jako *krátkodobý korelační filtr*, neboť jeho koeficienty se vypočítávají na základě predikce vzorku řeči odvozené jen z několika (obvykle z 8 až 16) předchozích vzorků. Do kaskády s ním však lze zařadit ještě *dlouhodobý korelační filtr* realizující *dlouhodobou predikci LTP (Long Term Prediction)*, která zjemňuje hovorové spektrum. Syntetizační filtr je buzen *excitačním generátorem*, který generuje excitační sekvenci. Excitační generátor a filtr syntézy vytvářejí vlastně dekodér, který je ve stejné podobě použit na přijímací straně. Excitační generátor je řízen rozdílovým signálem mezi originální a syntetizovanou řečí, zpracovaným v blocích *vážení chyby a minimalizace chyby*. Excitace je takto optimalizována z hlediska perceptuálně vážené chyby mezi originální a syntetizovanou řečí. Optimalizační postup se zde realizuje



Obr. 3.3

Obecný model kódování LPC typu analýza-syntéza:

a) kodér; b)dekodér.

v uzavřené smyčce, která nutí filtr syntézy generovat řečový signál, jež se co nejméně liší od signálu originálního. To potom vede k velké efektivitě kodérů tohoto typu, které totiž při relativně malých bitových rychlostech zakódovaného signálu poskytují velmi dobrou kvalitu reprodukováné řeči, srovnatelnou s kodéry tvarového průběhu. Tím vynikají nad prediktivními kodéry s otevřenou smyčkou RELP (Residual Excited Linear Predictive) aj., jejich realizace je však komplikovaná.

3.1.4 Kodek ADPCM pro hovorové signály

V čl. 2.3.3 a čl. 2.3.5 jsou popisovány modulace PCM a DPCM. Tyto formáty nerespektují skutečnost, že hovorové signály jsou svou podstatou nestacionární (resp. jsou kvazistacionární), takže se jejich střední výkon (variance) a autokorelační funkce mění s časem. K tomuto faktu naopak přihlíží další vývojový stupeň, jímž je *adaptivní diferenciatlní impulzová kódovaná modulace ADPCM*. Ta se liší od DPCM hlavně tím, že místo lineárního kvantování a lineární predikce používá *adaptivní kvantování (AQ)* a *adaptivní predikci (AP)*. Vzhledem k tomu, že časové změny uvedených parametrů hovorového signálu jsou relativně pomalé, je možné realizovat poměrně jednoduché adaptivní algoritmy, které jsou schopné sledovat změny úrovně a změny spektra vstupního hovorového signálu. U modulace ADPCM je díky této adaptibilitě znatelně zlepšena kvalita přenosu v porovnání s oběma staršími typy [7], [18], [35], [48].

Modulace PCM a DPCM realizují vzorkování analogového signálu ve fixně stanovených okamžicích (nT_v), které jsou celistvými násobky n vzorkovací periody T_v . Kvantování je u těchto formátů uniformní (lineární), takže kvantizační kroky D zde jsou konstantní. Přenosová charakteristika, tj. závislost kvantované úrovně výstupního signálu na spojité se měnící úrovni vstupního signálu, má potom typický schodovitý průběh podle obr. 2.25, se stejným rozměrem schodů (step size). Naproti tomu při *adaptivním kvantování* se u kvantizérů ADPCM velikost kvantizačních kroků mění s časem, je tedy funkcí okamžiků vzorkování, tj. $D = D(nT_v)$. Uvedené změny se mohou řídit různými algoritmy. Jeden

z nejjednodušších používá v každém okamžiku vzorkování sice také uniformní kvantizační charakteristiku, její každý krok však násobí (vzorek od vzorku) určitým multiplikatívním činitelem $M(b)$, závislým na počtu bitů b , které vyjadřují hodnotu jediného, nebo i více předchozích zakódovaných vzorků. Tak například tříbitový kvantizér má při malých výkonech hovorového signálu uniformní přenosovou charakteristiku podle obr. 3.4a, charakterizovanou malými kvantizačními kroky (jedná se o symetrickou charakteristiku tzv. středového typu, u níž může vstupní i výstupní signál nabývat kladné i záporné hodnoty). Naopak při velkých výkonech signálu má tato charakteristika velké kroky (obr. 3.4b). U jednoho často používaného algoritmu jsou kvantizační kroky v okamžiku $(n + 1)$ vzorkování určeny v závislosti na krocích v předchozím n -tém okamžiku rekurentním vztahem $D_{n+1} = D_n M(b)$. Činitel $M(b)$, optimalizovaný pro kódování hovorových signálů, má číselné velikosti: $M(1) = 0,90$; $M(2) = 0,90$; $M(3) = 1,25$; $M(4) = 1,70$. Z nich se vybírá konkrétní hodnota pro určitý vzorek vždy v závislosti na velikosti jediného vzorku předcházejícího (měl-li tedy n -tý vzorek kvantovací krok D_n a byl-li vyjádřen tribitem např. 110 ($b = 3$), bude mít kvantovací krok vzorku $(n + 1)$ velikost $D_{n+1} = 1,25D_n$) [35].

Připomeňme, že u adaptivní modulace delta ADM se kvantizační krok přizpůsobuje okamžité strmosti časového průběhu vstupního analogového signálu, což zlepšuje přenos strmých tvarových průběhů. Naproti tomu u modulace ADPCM se adaptivním kvantováním sleduje hlavně redukce dynamického rozsahu kvantizačního šumu. Kvantizační krok $D(nT_s)$, se zde u většiny variant této modulace přizpůsobuje standardní odchylce vzorkovaného vstupního signálu. Přitom platí relace $D(nT_s) = \text{konst.} \cdot \delta_x(nT_s)$, kde konst. je konstanta a $\delta_x(nT_s)$ je odhad standardní odchylky $\delta_x(nT_s)$. Při hovorovém vstupním signálu, který je svou podstatou kvazistacionární, je standardní odchylka $\delta_x(nT_s)$ časově proměnná. Problém adaptivního kvantování, ve shodě s předchozím vztahem, potom spočívá v kontinuálním odhadu této odchylky a tedy i kroku D .

K určování resp. k odhadu kvantovacího kroku je možné využít buď nekvantované vzorky vstupního signálu (adaptivní kvantování s dopředným odhadem AQF tj. AQ Forward), nebo k tomu lze využít vzorky z výstupu kvantizéru (adaptivní kvantování se zpětným odhadem AQB tj. AQ Backward).

Adaptivní predikce je aplikována v systému ADPCM z výše uvedeného důvodu pomalých změn autokorelační funkce hovorového signálu s časem. Vzhledem k tomu musí být prediktor pro takový vstupní signál rovněž časově proměnný, tedy adaptivní, přičemž musí respektovat spektrální charakteristiky (korelaci mezi vzorky) vstupního signálu. Tento prediktor může mít opět dvě varianty. K určování jeho základních parametrů tj. koeficientů predikce lze totiž využít buď nekvantované vzorky vstupního signálu (adaptivní predikce s dopředným odhadem APF tj. AP Forward), nebo je možné k tomuto účelu využít vzorky z výstupu kvantizéru (adaptivní predikce se zpětným odhadem APB tj. AP Backward). Výsledný efekt adaptivního kvantování a adaptivní predikce spočívá hlavně ve zlepšení poměru *signál/kvantizační šum*, typicky o hodnotu 8 až 12 dB, vůči lineární modulaci PCM.

Na obr. 3.4c je znázorněn kódér ADPCM, s adaptivním kvantováním a predikcí (koncepte AQB a APB) [35]. Na jeho vstup přichází hovorový signál PCM/64 kbit/s, který je většinou předtím podroben vhodné logaritmické kompresi, a to buď *typu-μ*, nebo *typu-A*. (čl. 2.3.3). Aplikace komprese, s odpovídající expanzí na přijímací straně, je zde zcela oprávněná, neboť v hovorovém signálu se jen velmi zřídka vyskytují velké amplitudy, které jsou nadto velice krátké. Rozbory ukazují, že při použití kompanze je telefonní