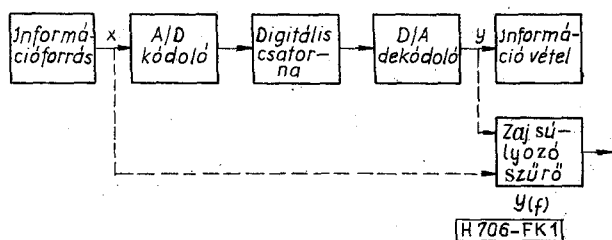


## Sebesség–torzítás függvény alkalmazása a képkódolásban

ETO 621.391.337.018.782.4

Az utóbbi évtizedben kifejlesztett különféle digitális intraframe képkódoló rendszerek zöme a transzformációs és a lineáris prediktív kódolási eljárásokat alkalmazza. Ezen rendszerek realizálásakor minőségi kritériumként leggyakrabban a minimális ms (négyzetes középérték) hiba, illetve ennek decibelben kifejezett alakja ekvivalens jel-zaj viszonyként használatos relatíve egyszerűbb analitikus kezelhetősége miatt. Az így megadott minőségi paraméter alkalmas a rendszerek összehasonlítására. Ismeretes azonban, hogy a jel-zaj viszony nem adekvát meghatározója a képminőségnek, azt végül is a szubjektív tesztek döntik el. A sebességtorzítás-elmélet alkalmazható a szubjektíven meghatározott minőségi jellemző határértékének megadására elsősorban hírközlési célokra.

A sebességtorzítás-függvény  $R(D)$  megadja azt az  $R$  információsebességet, amely egy jel átviteléhez szükséges, ha a digitalizálási folyamat által okozott torzítást a kvantálási zajteljesítménnyel  $D$ -vel mérjük. A sebességtorzítás-függvény meghatározható az  $l(x, y)$  (1. ábra) kölcsönös információfüggvény minimalizálásával  $D'$  maximális elfogadható torzítás esetén. Általánosságban azonban a kölcsönös információfüggvény minimalizálása azzal a követelménnyel, hogy az átlagos torzítás nem lép túl egy elfogadható  $D'$  értéket, meglehetősen nehéz probléma. E helyen csak adott képforrásokra alkalmazható határértékekkel foglalkozunk.



1. ábra

A digitális képkódoló rendszerek egyik jelentős alkalmazási területe a televíziós jelek átvitele. A televíziós jeleknél az alacsony frekvenciás zaj sokkal zavaróbb, mint a nagyfrekvenciás. Szubjektív tesztek alapján készült frekvenciasúlyozó hálózatok alkalmazhatók a zaj káros hatásának a pontos mérésére. Így a szokásos jel-zaj viszonynál egy sokkal jobb mérőszám, a jelteljesítménynek a frekvenciasúlyozott zajteljesítményre vonatkozó aránya határozható meg.

O'Neal szerint a jelteljesítmény és a frekvencia-

súlyozott zajteljesítmény viszonya decibelben az alábbi összeggel adható meg:

$$S/N_y = T_b + T_p + T_s, \quad (1)$$

ahol  $T_b$ -t a rendszer bitsebessége,  $T_p$ -t a jel prediktálhatósága, míg  $T_s$ -t a kiértékelő szubjektív tulajdonsága határozza meg. Az 1. ábrán látható egy képátviteli rendszer leegyszerűsített blokkdiagramja és a zajsúlyozó szűrő. Az információforrás  $S(f)$  teljesítményspektrumú sávkorlátozott jelet ad. A digitalizálás során létrejövő kvantálási zajteljesítmény spektruma  $N(f)$ . A zaj káros hatása a teljesítmény spektrumától függ. Ennek a hatásnak a mérése végezhető el a zajsúlyozó szűrővel. Erre a rendszerre a jelteljesítmény–frekvencia–súlyozott zajteljesítmény viszony (1) szerinti felső határa

$$S/N_y \leq 6 \frac{R}{2B} - 10 \lg K_p - \frac{1}{B} \int_0^B 10 \lg Y(f) df. \quad (2)$$

Az első tag  $T_b$ , a bitszám hatszorosa. A  $K_p$  a jel prediktálhatósága és azt a jel redundanciája határozza meg.  $K_p$  1-nél kisebb konstans, így  $T_p$  pozitív. A harmadik tag  $T_s$  pozitív, mivel  $Y(f)$  1-nél kisebb. A gyakorlati prediktív hírközlő rendszerek esetén  $T_p$ , illetve  $K_p$  meghatározása jelenti az alapvető feladatot.

A  $K_p$  konstans meghatározása prediktív rendszer esetén

A prediktálhatósági konstans a jel entrópiateljesítménye osztva a jel teljesítményével:

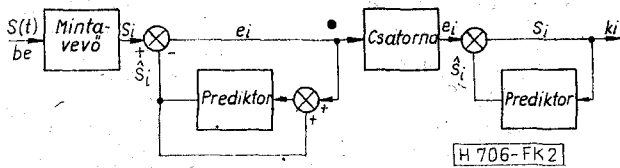
$$K_p = Q_s / P_s,$$

és azt a hányadrészt jelenti, amellyel a lineáris predikció csökkenti a jelteljesítményt. Gaussi jelek esetén  $K_p$  számítható időtartományban a lineáris predikció elmélete alapján, vagy frekvenciatartományban a jel teljesítményspektrumából.

A 2. ábra mutatja a prediktív hírközlő rendszer egyszerűsített modelljét. Az  $S(t)$  stacionárius jel kétszeres sáv szélességének megfelelő mintavételezése adja az  $\{S_i\} = S_0, S_1, \dots$  mintasorozatot. Ugyanakkor a prediktor mindegyik minta lineáris becslése révén képezi az  $\{\hat{S}_i\} = \hat{S}_0, \hat{S}_1, \dots$  sorozatot. Az  $S_j$  következő minta lineáris becslése az előző  $S_{j-1}, S_{j-2}, \dots, S_{j-n}$  mintára épül az alábbi összefüggés szerint:

$$\hat{S}_j = a_1 S_{j-1} + a_2 S_{j-2} + \dots + a_n S_{j-n}. \quad (3)$$

Az  $e_j = S_j - \hat{S}_j$  különbségképzés adja az  $\{e_i\} = e_0, e_1, \dots$  hibasorozatot, amely átvitelre kerül, és a vevő



2. ábra

ebből állítja vissza az eredeti  $S(t)$  analóg jelet. Az  $a_1, a_2, \dots, a_n$  konstansok megválasztása olyan, hogy mindegyik  $\hat{S}_j$  az  $S_j$ -nek a legjobb lineáris ms becslése legyen. Ez minimalizálja az  $\{e_i\}$  sorozat várható ms értékét, és a sorozat tagjait függetlenné teszi. Az  $a_1, a_2, \dots, a_n$  konstansok az  $S(t)$  autokorrelációs függvényéből határozhatók meg.

Ha  $S(t)$  egy  $k$ -ad rendű Markov-folyamat, akkor az  $\hat{S}_j$  optimális becslés eléréséhez szükséges konstansok száma  $n$  éppen  $k$ -val egyenlő. Az  $\{e_i\}$  sorozat entrópiája  $n$  entrópiateljesítménye azonos lesz az  $S(t)$  jelével, mivel az elvégzett művelet értéktartó. Ha  $S(t)$  Gaussi, akkor  $\{S_i\}$  és  $\{e_i\}$  is az. Mivel a predikciós folyamat az  $e_i$  tagjait függetlenné teszi, ezek entrópiateljesítménye ennél fogva azonos a jelével, így  $Q_s = E\{e_i^2\}$ , azaz a hibasorozat négyzetes középértéke.

A frekvenciátartományban  $S(f)$  teljesítményspektrum-sűrűségű gaussi jelet feltételezve kapjuk:

$$\lg K_p = \frac{1}{B} \int_0^B \lg S(f) df - \lg \frac{1}{B} \int_0^B S(f) df. \quad (4)$$

Az előzőekkel megegyező eredményeket kapott Noll is a prediktív kvantáló rendszerek összehasonlító vizsgálata során.

A sebességtorzítás-függvény néhány alkalmazása

A gyakorlati rendszer méretezés esetén az adott információforrásra meghatározott sebességtorzítás-függvény a rendszer jelteljesítmény és frekvenciasúlyozott zajteljesítmény viszonyára egy felső határértéket jelent. A képforrások gyakran modellezhetők Markov-folyamattal, így ez esetben különösen érdekesek a kapott eredmények.

Markov-forrás egydimenziós kódolása esetén a sebességtorzítás-függvény

$$R(D') = \frac{1}{2} \lg \left[ \frac{\sigma^2(1-\rho_h^2)}{D'} \right], \quad (5)$$

míg kétdimenziós kódolásnál

$$R(D') = \frac{1}{2} \lg \left[ \frac{\sigma^2(1-\rho_h^2)(1-\rho_v^2)}{D'} \right], \quad (6)$$

ahol  $\sigma^2$  a szórás,  $\rho_h$  és  $\rho_v$  a horizontális és vertikális irányban meghatározható korrelációs tényezők. Az összefüggések kis torzítások esetén adnak helyes eredményt. A 3. ábra különböző korrelációs tényezőknél adja meg a sebességtorzítás-függvényt. Monokromatikus televíziós jelek esetén a kísérleti eredményekkel is jól égyező értékek adódnak  $\rho_h = 0,96$  esetén. A tv-jelekre vonatkozó függvényt a 4.

ábrán külön is megadtuk. Az ábrából leolvasható  $S/N_y$  érték a felső határ, tehát adott kódoló jelteljesítmény és frekvenciasúlyozott zajteljesítmény viszonya mindig ez alatt van.

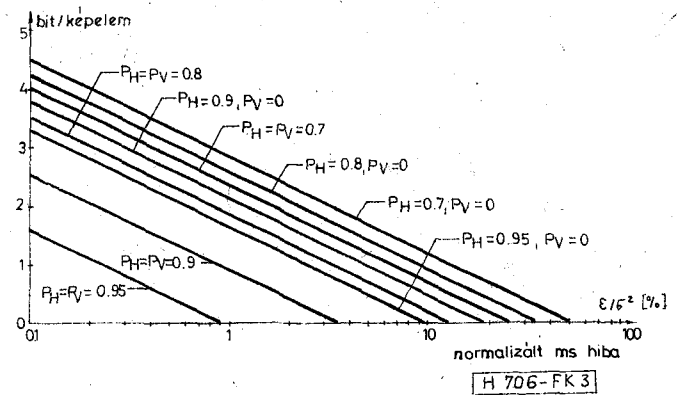
Színes képek esetén a színérzékelés modellje alapján lehet a helyes frekvenciasúlyozást, illetve az  $R(D)$  függvényt megadni, természetesen itt parametrikusan a három alapjelnek megfelelően. Színes televíziós jeleknél a kódolók realizálási problémái egyszerűbben megoldhatók, ha az intenzitás és a színkülönbségi jeleket használjuk.

Az eddig elmondottakat célszerű kiegészíteni a következőkkel. Nem stacionárius jelek esetén időben változó karakterisztikájú kódoló és dekódoló egységekre van szükség. A prediktorok ilyenkor a kódolóban és a dekódolóban a bemenő jel jellemzőivel változnak (adaptív kódolás), és ezt a változást leíró információt a vevő oldalra át kell vinni. Így az  $R$  bitsebesség  $\gamma$  hányada a redundancia tulajdonságának a jelölésére fordítódik, ezért  $T_p$  a  $\gamma R$  függvénye lesz. Ezt figyelembe véve írható

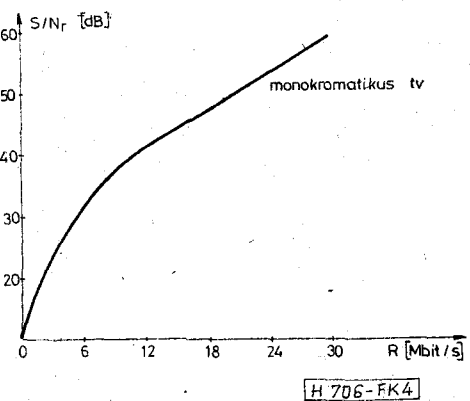
$$S/N_y \leq 6 \frac{(1-\gamma)R}{2B} + T_p'(\gamma R) + T_s. \quad (7)$$

Gyakorlati rendszer méretezése során  $\gamma$  értékét úgy kell megválasztani, hogy  $S/N_y$  maximális legyen. Minden esetben  $T_p' \leq T_p$ , és a (2) összefüggés mind stacionárius, mind nem stacionárius jelek esetén is alkalmazható.

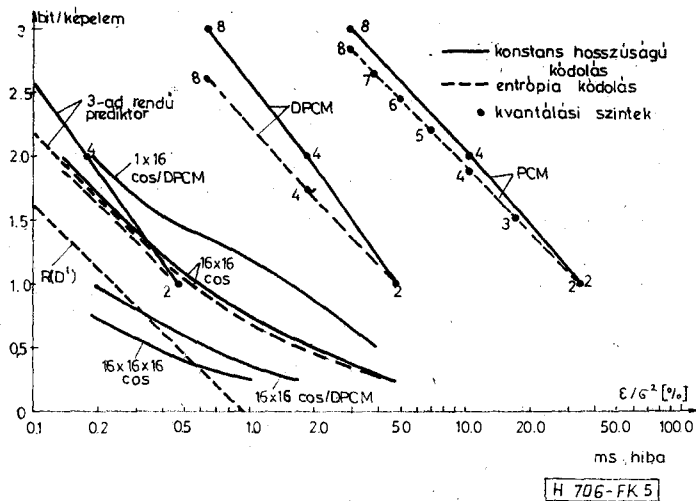
Végül a különféle típusú képkódoló rendszerek összehasonlító jellemzésére alkalmas az 5. ábra, amely a realizálási határokat adja meg.



3. ábra



4. ábra



5. ábra

## IRODALOM

- [1] O'Neal, J. B.: Predictive Quantizing Systems (DPCM) for the Transmission of Television Signals. *BSTJ*, Vol. 46, May—June. 1966, pp. 689—721.
- [2] O'Neal, J. B.: A Bound on Signal-to-Quantizing Noise Ratios for Digital Encoding Systems. *Proc. of the IEEE*, Vol. 55, No. 3, March, 1967, pp. 287—292.
- [3] Bunin, B. J.: Rate-Distortion Functions for Gaussian Markov Process. *BSTJ*, Vol. 49, Nov. 1969, pp. 3059—3074.
- [4] O'Neal, J. B.: Bounds on Subjective Performance Measures for Source Encoding Systems. *IEEE, Trans. on IT*, Vol. IT—17, No. 3, May. 1971, pp. 224—231.
- [5] Tasto, M.—Wintz, P. A.: A Bound on the Rate-Distortion Function and Application to Images. *IEEE, Trans. on IT*, Vol. IT—18, No. 1, Jan. 1972, pp. 150—159.
- [6] Davisson, L. D.: Rate-Distortion Theory and Application. *Proc. of the IEEE*, Vol. 60, No. 7, July. 1972, pp. 800—808.
- [7] Rrei, W.—Baxter, B.: Rate-Distortion Coding Simulation for Color Images. *IEEE, Trans. on Com.*, Vol. COM—25, No. 11, Dec. 1977, pp. 1385—1392.
- [8] Noll, P.: On Predictive Quantizing Schemes. *BSTJ*, Vol. 57, No. 5, May—June. 1978, pp. 1499—1532.
- [9] Pratt, W. K.: *Digital Image Processing*. John Wiley & Sons, New York, 1978.
- [10] Borhi—Fazekas—Kiss—Skolnik—Tóth: Színes televíziós jelek alapsávi digitális kódoló dekódoló berendezéseinek tervezése. BME, KK. tanulmány, 1979.