

Képinformáció redundanciacsökkentő kódolása kis sávzélességű rádiócsatornán történő átvitel céljára

ETO 621..376.5:621.391.837

Az orbitális pályán keringő műholdak igen nagy mennyiségű információt szolgáltatnak, melyeknek a földre való juttatása szükségessé teszi redundancia-csökkentő eljárások alkalmazását és azok továbbfejlesztését. Az információ jelentős részét képezik a digitalizált videojelből származó képadatok, amelyeknek egyre nagyobb szerepük van a természeti kincsek feltárásában. E kutatások szükségessé teszik a normál tv-képeknél nagyobb felbontású képek átvitelét. A videotelefon minőségű képek átvitele és feldolgozása ugyancsak aktuális híradástechnikai feladat. Mindkét területen jelentős kutatás folyik világszerte. Ezeknek a munkáknak a különféle részeredményeit számos publikáció közli, melyek az utóbbi néhány évben jelentek meg. A gyakorlati eredmények ipari alkalmazása ma már jelentős (képtelefon-rendszerek, rádiócsatornán történő adatátvitel stb.).

A Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék egyik tématerülete a digitális képátvitel kis sávzélességű rádiócsatornán, amely az előzőekben vázolt kutatási irányhoz kapcsolódik. E cikk a hírredukció módszereinek áttekintése után az általunk vizsgált redundancia-csökkentő eljárásokat foglalja össze.

A látás korlátai

A szem a képek továbbítása során hírfelfogónak, vevőnek tekinthető. A látás funkcionálisan egy sor komplikált, és részben felderítetlen folyamatból áll.

A környezet struktúrája kétdimenziós projekció útján a renehártyára képződik le: az itt kiváltott ingereket idegpályák továbbítják az agyba. Az idegvezetékek határfrekvenciája viszonylag kicsi, kb. 15...20 Hz. A látási folyamat e modellje durva, figyelmen kívül hagyja a színérzékelést és a sztereoszkópiát.

A természetben a fényesség a térbeli koordináták folytonos függvénye. A látási folyamat során ez a síkkoordináták és az idő diszkrét függvényévé alakul át. A síkbeli kvantálást a renehártya receptorainak mérete és száma, az időkvantálást az idegpályák sajátosságai determinálják. Mivel a renehártya mozaikstruktúrája korlátozza a geometriai felbontást (optimális esetben kb. $4 \cdot 10^5$ képpont), beszélhetünk a szem térbeli frekvenciamenetről is. A fényesség időbeli változásával szemben mutatott határfrekvencia abban jelentkezik, hogy a még éppen villódzástmentesnek érzett változás amplitúdója növekvő frekvencia mellett nő (mozgófilm).

A szem világosságérzete és a tényleges világosságérték között logaritmikus összefüggés áll fenn (Weber

–Fechner törvény). A megkülönböztethető szintek száma 64...128.

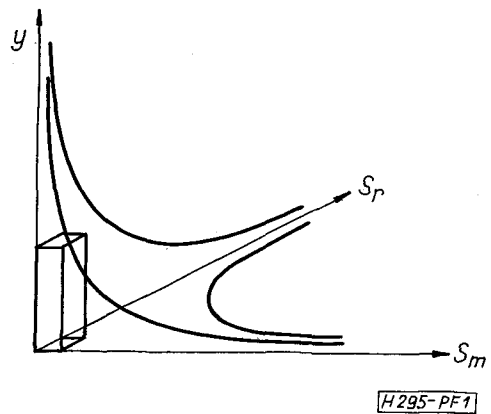
Az egyszerűsített látási modell alapján, a fenti számértékek behelyettesítésével megbecsülhető a feldolgozható hírfolyam, értéke kb. $2,4 \cdot 10^6$ bit/kép, illetve $5 \cdot 10^7$ bit/sec.

A látás pontosabb analizálása megmutatja, hogy a képfelület, mozgási folyamat és világosságérték felbontásának konstans voltáról tett feltételezésünk, és ezzel együtt a számadatok az agy által feldolgozható információmennyiségről helytelenek. Az időegység alatt feldolgozható információvolumen, mint az 1. ábra mutatja, egy olyan egyenes hasáb térfogata, mely a pozitív koordinátatengelyek, és az

$$S_r \cdot y \cdot S_m = \text{konstans} \quad (1)$$

egyenlettel adott hiperbolafelület között helyezkedik el. S_r a részletfelbontás, vagyis a megkülönböztethető képpontok száma; S_m a mozgásfelbontás, tehát a másodpercenkénti képek száma, y pedig a szem által megkülönböztethető fényességi szintek száma.

A szorzat dimenziója bit/sec.



1. ábra

A hasáb térfogata nyilvánvalóan sokkal kisebb, mint a három maximális felbontásból számított érték. Ebből következik, hogy a napjainkban használt televíziós átviteli rendszerek csatornakapacitása sokkal nagyobb, mint amennyit a szem — ha az átviteli csatorna végén ez helyezkedik el mint vevő — fel képes dolgozni. A fiziológiai látás szempontjából az átviteli rendszerek nagyon rosszul használják ki a csatornakapacitást, ezért alapvetően gazdaságtalanok.

A hírredukció témakörében átfogó elméleti és gyakorlati munkákhoz vezetett az a törekvés, hogy a televízió csatornakapacitását a szemhez igazítsák, ezzel jelentős költséget takarítsanak meg.

A videojel tulajdonságai, leírása

A televíziós videojel spektrumát a színes rendszerek kialakítása során kezdték el vizsgálni. A cél a színinformációnak a spektrum üres részeibe való elhelyezése volt.

A hírelmélet a képet kétdimenziós jelnek tekinti, bár a továbbítás során az esetek döntő többségében egydimenziós időfüggvényként áll rendelkezésre. A videojel — eltekintve a szinkronjelektől — emlékeztetel rendelkező forrás szimbólum-sorozatának tekinthető. A statisztikus függés mind a három dimenzióban egyenletesen oszlik el: különösen erős a függés az egymás mellett levő képpontok, az egymást követő sorok, valamint az egymást követő képek megfelelő pontjai között. Nyilvánvaló, hogy a redundanciacsökkentésnél ezt a tényt kell hatásosan kihasználni.

A videojelek vizsgálata során három leírásmód jöhet szóba:

- valószínűségi változók és sűrűségfüggvényeik,
- autokorrelációs függvény,
- energia-, teljesítménysűrűség spektrum.

A számítások ellenőrzésére, sőt sok alkalommal helyettesítésére megfelelő pontosságú mérőberendezéseket és mérési módszereket lehet találni — de az analitikus tárgyalás az általános vizsgálatok során elengedhetetlen.

E célra kifejezetten alkalmas a korrelációanalízis [20]. Segítségével a kép statisztikusan megfogható tulajdonságaiból meghatározható az autokorrelációs függvény, ez viszont a Wiener—Hincsin-tétel segítségével a teljesítménysűrűség-spektrumot szolgáltatja.

Véletlen változójú folyamatoknál — így a televíziós videojeleknél is — az autokorrelációs függvény közelítésére lineáris, exponenciális és Gauss-görbe alakú függvényeket használnak;

a) lineáris közelítés:

$$R(\tau) = \begin{cases} R(0) \cdot (1 - \alpha|\tau|) & \text{ha } 0 < |\tau| < 1, \\ 0 & \text{mindenütt másutt} \end{cases} \quad (2)$$

$\alpha = 1/2\tau_0$

τ_0 — azon érték, amelynél $R(\tau)$ gyakorlatilag zérussá válik.

b) exponenciális közelítés:

$$R(\tau) = R(0)e^{-\beta|\tau|}, \quad \text{ahol } \beta = 2/\tau_0 \quad (3)$$

c) Gauss-görbe közelítés:

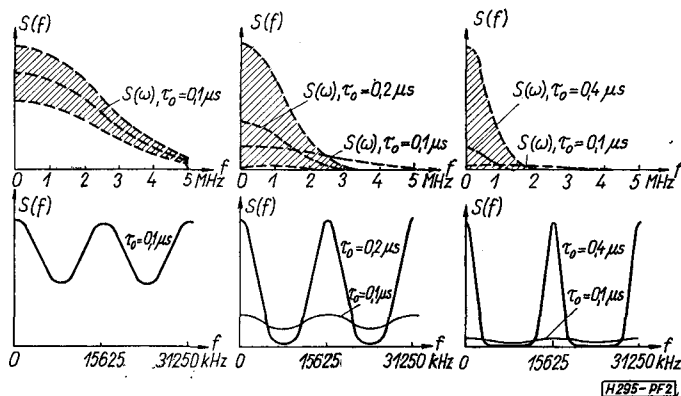
$$R(\tau) = R(0)e^{-\gamma\tau^2}, \quad \text{ahol } \gamma = \pi/(2 \cdot \tau_0)^2 \quad (4)$$

Az adott autokorrelációs függvényhez tartozó teljesítménysűrűség-spektrumok:

a) $S(\omega) = 2\tau_0 R(0) \left[\frac{\sin \omega\tau_0}{\omega_0\tau} \right] \quad (5)$

b) $S(\omega) = 2 \cdot \tau_0 \cdot R(0) \frac{1}{1 + (\omega\tau_0)^2} \quad (6)$

c) $S(\omega) = 2\tau_0 R(0) \exp \frac{(\omega\tau_0)^2}{\pi} \quad (7)$



2. ábra

A megfelelő görbéket a 2. ábra mutatja.

Az autokorrelációs függvény eltűnése $\tau > \tau_0$ esetén azt jelenti, hogy a jel τ távolságra levő pontjai közt nincs statisztikus függés, így τ_0 a jel koherenciataralmának is tekinthető.

A képhez tartozó autokorrelációs függvény menéből következtetéseket vonhatunk le a kép jellemzőire vonatkozóan:

- ha $R(\tau)$ gyorsan csökken, vagyis τ_0 nagy, akkor a kép struktúrája finom, ellenkező esetben durva,
- nagy $R(0)$ -hoz erős kontraszt tartozik, és viszont.

Amennyiben egyetlen (statikus) képet vizsgálunk, az autokorrelációs függvényt két térbeli változójú függvénynek is tekinthetjük. $R(\tau)$ ekkor értelemszerűen a következő felületi integrállal definiálható:

$$R(\xi, \eta) = c \cdot \int_{x=0}^{x_0} \int_{y=0}^{y_0} f(x, y) \cdot f(x + \xi, (y + \eta)) dx dy, \quad (8)$$

ahol x_0 — a kép szélessége,
 y_0 — a kép magassága,
 ξ, η — a futó paraméterek,
 c — konstans.

A felületi integrál eredményeként adódó függvényt szintén exponenciális alakokkal közelíthetjük:

$$R(\xi, \eta) = e^{-k_1|\Delta x| - k_2|\Delta y|}, \quad (9)$$

ahol $|\Delta x| = |\xi - x|,$
 $|\Delta y| = |\eta - y|,$

A televíziós rendszereknél használt váltottoros letapogatás következtében a videojel periodikus (sorok, félképek). Az autokorrelációs függvény így három tényező szorzatára bontható:

$R_x(\tau)$ — a soron belüli képpontkorreláció,
 $R_y(\tau)$ — a félképen belüli sorok közti korreláció,
 $R_z(\tau)$ — a félképek közötti korreláció.

Feltételezve, hogy a három tényező egymástól független:

$$R(\tau) = R_x(\tau) \cdot R_y(\tau) \cdot R_z(\tau). \quad (10)$$

$R_x(\tau)$ tulajdonképpen a (2)...(4) egyenletek valamelyikével megadott autokorrelációs függvény, $R_y(\tau)$ a sorváltás, $R_z(\tau)$ a félképváltás periodicitását veszi

figyelembe. R_y és R_z periodikusan ismétli a $\tau=0$ helyen felvett értékét:

$$\left. \begin{aligned} R_y(0) &= R_y(mT_y) \\ R_z(0) &= R_z(nT_z) \end{aligned} \right\} m, n = 0, 1, 2, \dots$$

$$R_y(\tau) = \begin{cases} e^{-\frac{(\tau-mT_y)}{\tau_y}}, & \text{ha } mT_y < \tau < \left(m + \frac{1}{2}\right)T_y, \\ e^{-\frac{\tau-(m+1)T_y}{\tau_y}}, & \text{ha } \left(m + \frac{1}{2}\right)T_y < \tau < (m+1)T_y. \end{cases} \quad (11)$$

$$R_z(\tau) = \begin{cases} e^{-\frac{(\tau-nT_z)}{\tau_z}}, & \text{ha } nT_z < \tau < \left(n + \frac{1}{2}\right)T_z, \\ e^{-\frac{\tau-(n+1)T_z}{\tau_z}}, & \text{ha } \left(n + \frac{1}{2}\right)T_z < \tau < (n+1)T_z. \end{cases} \quad (12)$$

A (11) és (12) tényezők Fourier-sorba fejthetők:

$$R_y(\tau) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} Y_m \cdot e^{jn\omega_y \tau}; \quad \omega_y = 2\pi/T_y; \quad T_y \text{ a soridő,} \quad (13)$$

$$R_z(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Z_n \cdot e^{jn\omega_z \tau}; \quad \omega_z = 2\pi/T_z; \quad T_z \text{ a félképidő.} \quad (14)$$

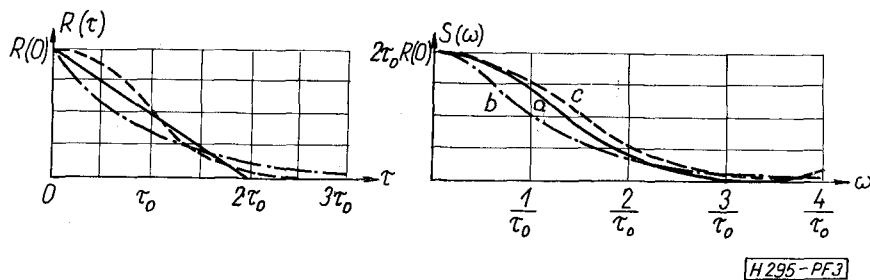
Y_m, Z_n tulajdonképpen $R(\tau)$ periodikus részének Fourier-együtthatói. Amennyiben $R_x(\tau)$ -t exponenciális függvénnyel közelítjük meg, a videojel teljesítménysűrűség-spektruma:

$$S(\omega) \cong \frac{8\tau_x}{\alpha_z \cdot \alpha_y} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left(\frac{1+4\pi^2 n^2}{\alpha_z^2}\right) \left(\frac{1+4\pi^2 m^2}{\alpha_y^2}\right) \tau_x^2 [1+(n\omega_z+m\omega_y+\omega)^2]}, \quad (15)$$

ahol $\alpha_z = -T_z/\tau_z$, $\alpha_y = T_y/\tau_y$, és feltételezzük, hogy $e^{-\alpha_z/2} \ll 1$.

$R_x(\tau)$ közelíthető Gauss-görbével is. Az európai

szabványú videojelre számított spektrumot a 3. ábra szemlélteti [19]. A sraffozott terület a periodicitás következtében létrejött oszcilláció tartománya.



3. ábra

A hírredukeiós módszerek összefoglalása

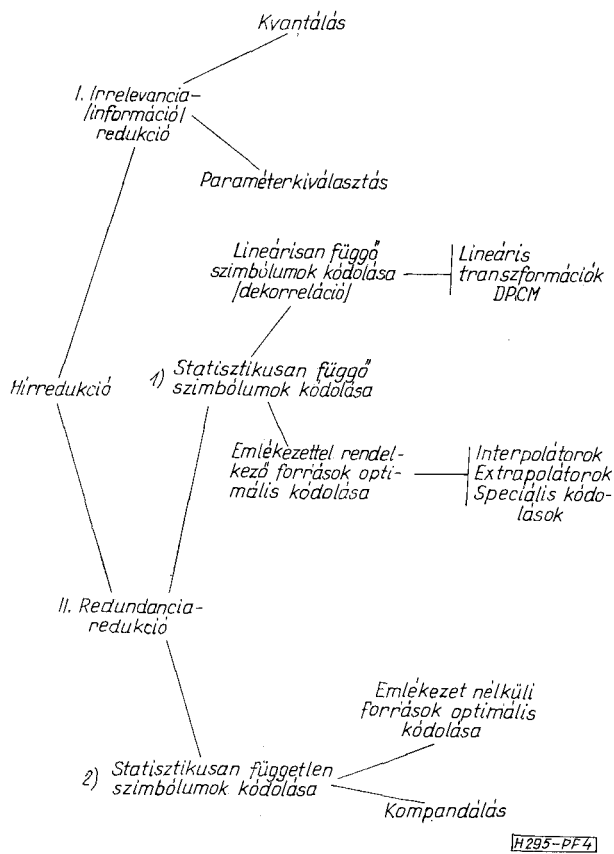
Adott H_{01} diszkrét vagy folytonos hírfolyam két részből áll, a H_1 átlagos információból és az R_1 redundanciából:

$$H_{01} = H_1 + R_1 \quad (16)$$

A hírredukeiós (adatkompressziós) módszerek ennek megfelelően két fő csoportba sorolhatók [9] (4. ábra). Az első csoport lényegében információredukeiós eredményez és a forrás H_1 átlagos információ-tartalmát (entrópiáját) korlátozza. Ezeket a módszereket gyakran nevezik irrelevanciaredukeiós. (Irrelevánsnak az információ azon részét tekintjük, mely a hírátvitel mindenkori célját és a hírvevő felvevőképességét figyelembe véve lényegtelen és az átvitel

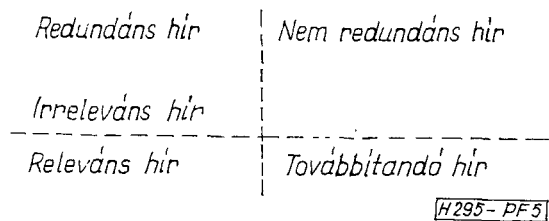
során elhanyagolható.) A vizuális események televíziós átvitel során történő, félképekre és ezen belül sorokra bontása önmagában is irrelevanciaredukeiós tekintethető. Ha a folytonos videojelet a PCM-átvitelhez időben és amplitúdóban kvantált diszkrét jelsorozattá alakítjuk, további hírredukeiós követünk el. Az említett két beavatkozást a szemlélő mindaddig nem veszi észre, míg a képminőség romlása a szem felbontóképessége által determinált észlelési küszöb alatt marad. Az irrelevancia-redukeiós (információredukeiós) irreverzibilis folyamat.

A másik fő csoportba a redundanciaredukeiós tartozik. Ez nem okoz információvesztést, pusztán az R_1 redundáns részt csökkenti. Mivel az eliminált redundancia bármikor rekonstruálható, a redundanciaredukeiós reverzibilis hírredukeiós is nevezik.



4. ábra

Az elmondottak alapján a „hír-sík” az 5. ábra szerint négy síknegyedre osztható. A hírredukció feladata tehát annak biztosítása, hogy a hírvolumennek csak az egyidőben releváns és nem redundáns része kerüljön továbbításra, mivel a vevő számára csak ez érdekes.



5. ábra

Információredukció

A közelítőleg ismert teljesítménysűrűség-spektrumú, folytonos időfüggvényeket lehetőleg kis hibával, előre adott C kapacitású csatornán kell továbbítani. Amennyiben az időfüggvény nem tökéletesen sávhatárolt, az idő- és amplitúdó-quantált jel előállításánál a mintavételi törvényt megsértve átviteli hibát okozunk, mely növekvő mintavételi frekvenciával csökken. A véges kvantálási lépcsőszám következtében újabb hiba keletkezik.

Mivel teljesülnie kell a

$$C = f_{mv} \cdot \log z \quad (17)$$

egyenletnek, ahol

- C — a csatornakapacitás,
- f_{mv} — a mintavételi frekvencia,
- z — a kvantálási lépcsők száma,

C konstans volta miatt, növekvő z lépcsőszám mellett csökkenteni kell a mintavételi frekvenciát. A fenti két hiba összege a frekvencia függvényében minimumot ad. Ezt a minimális hibához tartozó mintavételi frekvenciát optimálisnak tekinthetjük.

Fix csatornakapacitás mellett lényegesen hatásosabb lenne egy olyan rendszer, mely a mindenkori képtartalomtól függően, a képváltási frekvencia, a részletfelbontás, a szűrkeségi fokozat paramétereiből a legfontosabbat emelné ki. Ha pl. a gyors mozgási folyamatot kell továbbítani, a rendszer önállóan a leggyorsabb képváltási frekvenciát választaná, miközben az egyes képek részletfelbontása és gradációja háttérbe szorulna.

Ilyen változó paraméterkiválasztású rendszer költségei nagyok lennének, bár a 10:1 becsült redukciónak tényező indokolná a befektetést. A fő realizálási probléma a legalább egy, a legjobb minőségű képet tárolni képes gyors memória biztosítása, melynek kapacitása 5...10 Mbit. A technológiai fejlődés néhány éven belül segíteni tud ezen a problémán.

Átkapcsolható, állandó paraméterkiválasztású kép-telefont 1968-ban mutatott be a Bell-cég. Az „ábramód”-ba kapcsolt berendezés lényegesen megnövelt sorszámmal dolgozik, miközben a konstans átviteli kapacitást csökkentett képfrekvenciával biztosítja.

Redundanciaredukció

A redundanciaredukció során a továbbítandó jelek statisztikai tulajdonságait használjuk ki. Két módon járhatunk el:

- megmérjük a reprezentáns képek statisztikus tulajdonságait, ennek ismeretében megtervezük a redundancia-csökkentő berendezést,
- olyan áramkört tervezünk, mely alkalmazkodik a mindenkori képanyag statisztikus tulajdonságaihoz.

Televíziós jelforrás szimbólumaként a képpont fényességét, illetve a neki megfelelő amplitúdójú feszültségimpulzust tekintjük. Ilyen, időben diszkrét jel autokorrelációs függvényénél az eltolás a képpont-távolság egész számú többszöröse lehet.

A statisztikus tulajdonságokat illetően megkülönböztethetők:

1. emlékezettel rendelkező források:

Minden szimbólum többé vagy kevésbé függ a forrás által előzőleg kisugárzott szimbólumtól. A statisztikus tulajdonságok leírására a valószínűségi sűrűségfüggvények (egyszerű, feltételes) szolgálnak.

Külön osztályt alkotnak a lineárisan függő szimbólumú források: autokorrelációs függvényüknek — mely a szimbólumok lineáris függésének mérőszáma — véges eltolásra nincs zérushelye (nem tűnik el). Ebből a csoportba tartoznak a televíziós videojelek is.

2. emlékezet nélküli források:

Az új szimbólum nem függ az előzőktől. A forrás a szimbólumok valószínűségi sűrűségfüggvényével írható le.

A redundanciaredukció két lépésben történik:

a) A statisztikus függést kell mindenekelőtt a lehető legnagyobb mértékben eltávolítani. A lineáris függés megszüntetése lineáris transzformációkkal történik. A kódolásnak ez a fajtája matematikai eszközökkel egzaktul leírható, realizálása — amennyiben a jel tulajdonságai kellő mértékben ismertek — optimalizálható. Ide tartoznak a „dekorrelátorok” címszó alá gyűjthető eljárások: a Karhunen-Loève, a Fourier, a Walsh (Hadamard) transzformációk és a lineáris prediktorok.

Általános emlékezettel rendelkező források matematikai leírása csak különleges esetekben lehetséges, ezért az általános statisztikai függés eltávolítására szolgáló berendezések nagy részét empirikus úton tervezték. Ide tartozó módszer az általános predikció, az interpoláció, extrapoláció, valamint a speciális optimális kódolások.

b) A forrásszimbólumok statisztikai függésének feloldása után mindig marad redundancia. Ez annak következménye, hogy nem egyenlő az egyes szimbólumok megjelenési valószínűsége. A forrásszimbólumokat ilyenkor új, azonos valószínűséggel fellépő kódszókészletbe kódoljuk át. A fenti célt szolgálják az „emlékezet nélküli források optimális kódolásá”-nak módszerei.

Az űrkutatásban használt néhány hírredukciós módszer

Az alapvető feladat egy földközeli orbitális pályán keringő berendezésből szélessávú video-információk földi állomásra való átvitele. Az átviteli lánc végén a képinformáció kiértékelése a legtöbb esetben nem emberi szemmel történik — ebben különbözik a földi tv-átviteltől. — A képinformáció egészére szükség van tudományos adatok nyerése céljából, ezért főként a redundanciacsökkentés az eszköze a jobb csatornapacitás kihasználásának. Űrobjektum esetében rendszerint fix sáv szélességű és adóteljesítményű rendszerről van szó, ahol a hírredukció célja az időegység alatt átvitt több információ. A rendszerek kialakításában korlátot jelent a zsugorított információ címzése és a csatornazaj hatása [3]. A fedélzeti kódolás általában az alábbi kódolási eljárások kerülnek alkalmazásra:

- Shannon—Fano,
- Futamhossz,
- DPCM,
- Hadamard.

A megfelelő kódolási eljárás kiválasztása sok feltételtől függ, közöttük az adatforrás jellemzőitől, pontossági igényektől és az egyszerű realizálhatóság szempontjától is (fedélzeti követelmények).

Shannon—Fano kódolás

Ezt az eljárást alkalmazva a forrás minden kimenőjelét, melyet általában forrásszimbólumnak neveznek, bináris digitek formájában kódolják. A leg-rövidebb bit-sorozat a forrás azon kimenőjeléhez rendelik hozzá, amely a leggyakrabban fordul elő. A forrás kimenő szimbólumait reprezentáló bináris digitek átlagos száma minimálisra csökkenthető és így adatszugorítás érhető el [18].

A Shannon—Fano kódolási eljárás a következő lépésekből áll:

1. Rendezzük a forrásszimbólumokat a valószínűségek szerint növekvő sorrendbe.
2. Osszuk két csoportba a forrásszimbólumokat. Az egyik csoportba lehetőség szerint a közel egyforma valószínűségű elemek kerüljenek, és a nagyobbik csoport minden szimbólumához rendeljünk bináris zérust, a kisebb csoport szimbólumaihoz pedig bináris egyest.
3. Ismételjük meg a 2. lépést. Mindkét csoportot két alcsoportra osztjuk úgy, hogy lehetőség szerint a közel egyforma valószínűségű elemek kerüljenek azonos alcsoportba. Rendeljünk hozzá a nagyobbik alcsoport minden egyes eleméhez egy bináris zérust, a kisebbik elemeihez pedig bináris egyest.
4. Ismételjük a fenti lépéseket mindaddig, amíg minden alcsoport csak egy elemet tartalmaz.

Az eljárás alkalmazásához meg kell határozni az egyes lehetséges x_i kimenőamplitúdókhoz tartozó $P(x_i)$ valószínűségeket és a zérus-rendű entrópiát:

$$H = - \sum_{i=1}^n P(x_i) \log P(x_i).$$

A műholdról vett egymásutáni adatminták statisztikailag nem függetlenek és a forrás tényleges entrópiája kisebb, mint a zérus-rendű entrópia.

A Shannon—Fano kódolási séma módosított változatában az eljárást két szomszédos adat-minta különbségére alkalmazzuk. Ez a módosítás figyelembe veszi, hogy a gyorsan változó jeltartományok kivételével a szomszédos minták közötti különbség kicsi (a DPCM egy változata). A különbségekre alkalmazott Shannon—Fano kódolási eljárással nagyobb fokú zsugorítás érhető el, mint a forrásszimbólumokra közvetlenül alkalmazott kódolással, továbbá az eljárás sokkal kevésbé érzékeny a csatornák statisztikus paramétereinek változásaira.

Futamhossz-kódolás

Televíziós jelek átviteléhez szükséges sáv szélesség csökkentésére sikeresen alkalmazható a futamhossz-kódolási eljárás is. Ennek az eljárásnak az alap gondolata a következő: ha adott számú egymás után következő adatminta amplitúdója megegyezik, vagy azok amplitúdója közötti eltérés megadott határon belül van, akkor ezt a jelsorozatot futamnak nevezük. A továbbiakban elegendő csak az első minta amplitúdóját és a futam hosszát megadni. Teljesen

egyező minták esetén az eljárást zérus-apertúrával történő futamhossz-kódolásnak, míg adott toleranciával megegyező minták esetén pedig véges apertúrával végzett futamhossz-kódolásnak nevezzük.

A vázolt elvnek számos realizálása van (változó hosszúságú kódszó, fix hosszúságú kódszó stb.). Az általános elvek mellett egy lehetséges eljárás adatait mutatjuk be.

A vizsgált adatforrás statisztikus paraméterei legyenek olyanok, hogy valahányszor egy hosszú kimenő szimbólumsorozatot állít elő, a sorozat l_1, l_2, \dots, l_n hosszúságú futamokra osztható fel. Az egyes futamokhoz tartozó valószínűségek rendre P_1, P_2, \dots, P_n . Amikor a forrás a kimenő szimbólumok egy hosszú sorozatát állítja elő, a teljes sorozat maximálisan N számú különböző l_1, l_2, \dots, l_n hosszúságú futamot tartalmaz. Feltéve, hogy a forrás által előállított sorozat elegendően hosszú, azaz N elegendően nagy, akkor a sorozat NP_i számú l_i hosszúságú futamot fog tartalmazni ($i=1, 2, \dots, n$). Így a forrás által előállított sorozatban a szimbólumok száma

$$S = \sum_{i=1}^n N \cdot P_i \cdot l_i = N \sum_{i=1}^n P_i \cdot l_i = N l_{\text{átl}} \quad (18)$$

ahol $l_{\text{átl}}$ az átlagos futamhossz.

Ha a forrás egy szimbóluma K bites szónak felel meg, akkor az adathalmazban levő bináris digitek száma

$$Q = KN \sum_{i=1}^n P_i l_i \quad (19)$$

Ez az a szám, amelyet — zsugorítás nélkül — figyelembe kell venni az átvitel meghatározásakor.

Ha a forrás által előállított egymásutáni futamok statisztikailag függetlenek egymástól, akkor lehetséges a futamhossz-kódolás alkalmazásával a maximális zsugorítás meghatározása.

A futamonként alkalmazott bináris digitek legkisebb átlagos számát az entrópiafüggvény adja meg:

$$H = - \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} P_i \log P_i \quad (20)$$

Ebből következik, hogy a forrás által előállított adatsorozat átviteléhez legalább

$$NK - N \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} P_i \log P_i \quad (21)$$

számú bináris digitet kell alkalmazni. A zsugorítás értéke tehát

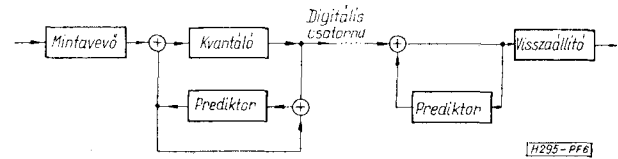
$$K = \frac{KN \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} P_i l_i}{KN - N \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} P_i \log P_i} \quad (22)$$

Megjegyezzük továbbá, hogy a véges apertúra alkalmazása a hosszabb futamok megjelenésének valószínűségét növeli. A hosszabb futamok azok, amelyek hatékonyabb zsugorításhoz vezetnek. A realizálás szempontjából a fix hosszúságú kódolás vezet egyszerűbb felépítéshez.

DPCM-rendszer

Analóg jelek digitális átvitelének konvencionális módja a PCM, ahol minden adatminta független átvitele van feltételezve. A megjelenő kvantálási zaj és sávzsélesség-növekedés a hátránya a digitális zajvédetségnek.

Korábban már utaltunk rá, hogy a legtöbb videójelben nagy korreláció van a minták, a sorok és a képek között. A differenciál rendszerek, mint a delta-moduláció (DM) és a sokkal általánosabb DPCM olyanok, amelyek rendelkeznek a zajsávzsélesség lekvágásának és a jelben levő minták közötti korreláció kihasználásának képességével. Így a DPCM-rendszer alkalmazása az egyik legegyszerűbb módja az adat zsugorításának [6], [12], [14] (6. ábra).



6. ábra

A DPCM-rendszerek vagy a redundancia lineáris részét csökkentik fix predikció alkalmazásával, vagy a redundancia nemlineáris részét időben változó predikció alkalmazásával. A lineáris redundancia definiálható, mint a jel autokorrelációja következményeként jelenlevő redundancia. A nemlineáris redundancia a jelben levő magasabb függések következménye. A szekvenciálisan letapogatott video adatok elsőrendű Markov-folyamatként modellezhetők. A nemlineáris kódolás módszere a Markov-kódolás elvén alapul, amelynél az optimális kvantáló transzfer karakterisztikája folytonosan változik az előző állapottól függően.

Az egymásutáni mintákra épülő predikciós rendszereknél az „előző” értékek szükséges tárolását egy súlyozott leágazásos késleltető vonallal lehet realizálni.

A 7. ábra alapján

$$U_p(nT) = \sum_{i=1}^l a_i \{y_q[(n-i)T] + U_p[(n-i)T]\} \quad (23)$$

ahol az a_i együtthatókra az alábbi összefüggés érvényes:

$$R_{0i} = a_1 R_{1i} + a_2 R_{2i} + \dots + a_k R_{ki}, \quad (24)$$

ahol $i=1, 2, \dots, k$.

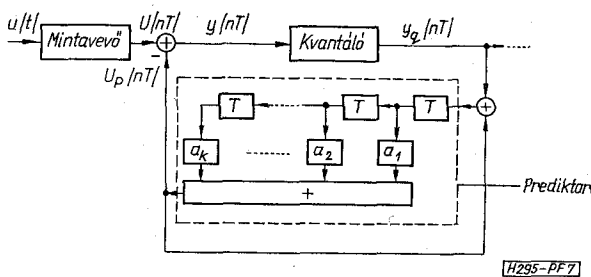
Az R_{ij} a korrelációs függvény:

$$R_{ij} = E\{U[(n-i)T]U[(n-j)T]\}. \quad (25)$$

Televíziós videojelek autokorrelációs függvénye azonos sorból származó minták esetén végzett mérések alapján jó közelítéssel

$$R_u(\tau) \cong e^{-\alpha|\tau|}. \quad (26)$$

Az ilyen típusú forrás esetén optimális megoldás nyerhető a bejövő és kimenő (prediktált) jel közötti ms (a négyzetes hiba átlaga) hiba minimalizálásával,



7. ábra

amikor is az a_i együtthatók a_1 kivételével nullák. Ennek értelmében csak az előző minta hatásos a jeldekorrelációban.

A redundancia-csökkentés mértékét megkaphatjuk a mintastatisztika alapján számított egymás utáni minta korrelációs együttható és a DPCM-kódolóra vonatkozó egymás utáni mintakorreláció együttható összehasonlításából. A gyakorlati eredmények alapján ismert, hogy tetemes redundancia távolítható el, de a minták között egy bizonyos korreláció megmarad.

A teljes ms-hiba meghatározható olyan jól definiált rendszer paraméterek segítségével, mint a kvantálási szintek, a jel-zaj viszony, a mintavételi sebesség.

A DPCM-rendszer előnyeit legjobban kihasználni optimális predikció esetén lehet. Megjegyezzük, hogy az optimális predikció a csatorna-zaj függvénye is.

Hadamard transzformáció

A lineáris transzformáció során a diszkrét pontokból álló képet $n \times n$ méretű, $f(x, y)$, $(x, y = 1, 2, \dots, n)$ képszegmensekre bontjuk. Az $f(x, y)$ függvényt a $\varphi_{ij}(x, y)$ ortonormált, diszkrét bázisképek ($n \times n$ méretű mátrixok) lineáris kombinációjaként adjuk meg: [7]

$$f(x, y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n F_{ij} \varphi_{ij}(x, y), \quad (27)$$

ahol a bázisképek együtthatói:

$$F_{ij} = \sum_{x=1}^n \sum_{y=1}^n f(x, y) \cdot \varphi_{ij}(x, y) \quad (28)$$

Amennyiben $f(x, y)$ az n^2 képpontból álló világosságmintákat reprezentálja, akkor $f(x, y)$ kétdimenziós Hadamard-transzformáltját a következő mátrixszorzat írja le:

$$F(u, v) = H(u, v) \cdot f(x, y) \cdot H(u, v),$$

ahol $H(u, v)$ az n -ed rendű szimmetrikus Hadamard-mátrix, amelynek sorait a Walsh-függvények alkotják.

A Hadamard-transzformációnak a képkódolás szempontjából legfontosabb tulajdonságai: a dinamika határok, az energia és az entrópia megőrzése. A zérus szekvenciához tartozó

$$F(0, 0) = \sum_{x=1}^n \sum_{y=1}^n f(x, y) \quad (29)$$

mátrixelem a képszegmens átlagos fényességét szolgáltatja. Ha $f(x, y)$ pozitív valós függvény, és maximuma A , akkor $F(0, 0)$ lehetséges maximális értéke $n^2 A$. Az energiamegőrzést kimondó Parseval-egyenlőség most is igaz:

$$\sum_{x=1}^n \sum_{y=1}^n |f(x, y)|^2 = \frac{1}{n^2} \sum_{x=1}^n \sum_{y=1}^n |F(u, v)|^2 \quad (30)$$

A fenti egyenlőség a képkódolás során azt jelenti, hogy ha néhány szekvenciatartománybeli minta értéke nagy, akkor a többi minta kicsi lehet. A kis értékű minták elhanyagolhatók, így az eredeti tartománybeli képtovábbításhoz képest hírredukciót érhetünk el.

Az $f(x, y)$ függvényt tekinthetjük valószínűségi változónak is. Belátható, hogy ekkor — bizonyos feltételek teljesülése esetén — $F(u, v)$ és $f(x, y)$ entrópiája megegyezik.

Képkéértékelés

A képátviteli láncok realizálása során az egyik probléma az átvitt kép minőségének megadásában rejlik. Az átvitt kép minőségének meghatározására két módszer használatos:

- szubjektív kiértékelés,
- a videojel időtartománybeli vizsgálata.

A szubjektív kiértékelés során gyakorlott megfigyelők normál látótávolságból (az adott képernyő átlójának ötszöröse) szemlélik a képet és megfelelően választott kritériumok alapján döntenek. A képminőség jellemzésére alkalmas kritériumokkal kapcsolatban az alábbi három lehetőséget célszerű megadni [16]:

1. A gyakorlott megfigyelő az eredeti és a feldolgozott kép között nem érzékel különbséget.
2. Az átvitel során keletkezett hibák éppen észrevehetőek gyakorlott megfigyelőnél, ha az eredeti képet ismeri.
3. Az átvitel során keletkezett hibák éppen észrevehetőek, ha a megfigyelő nem ismeri az eredeti képet.

Az 1. kritérium vizuális kommunikáció esetén szükségtelenül szigorú követelményt jelent. A gyakorlat számára általában elegendő a 2. illetve a 3. kritérium.

A három kritérium természetesen nem ad határozott számszerű értéket, inkább csak egy lehetséges tartományt jelöl ki. Gyakorlott megfigyelők döntései közötti szórás aránylag elég kicsi. Így a szubjektív kiértékelés — jóllehet csak közelítő módszer — alkalmas adott célnak megfelelő kódolási stratégia kiválasztására.

A szubjektív megfontolások figyelembe vehetők a DPCM-rendszer esetén és a zaj-spektrum határolása ez alapján elvégezhető. Graham szerint [6] „a prediktív kvantálás olyan érzékeny kódolási technika, amelyben az elsődleges cél nem a szükségszerűen pontos predikció a teljes vagy majdnem a teljes időben — ami csaknem lehetetlen —, hanem csak azokban a jeltartományokban szükséges pontos predikció, ahol a megfigyelő érzékenysége nagy.” A szem a

fehér-fekete átmeneteknél jelentkező zajra nagyobb tűrési, mint a kép egyenletes tartományában jelentkezőnél. Az átmenetekhez a különbségi jel nagy értékei, az egyenletes tartományokhoz pedig kicsi értékei rendelhetők hozzá. Ezek alapján realizálható a nemlineáris kvantálási karakterisztika.

A képmínőség szubjektív becslése miatt a jel-zaj viszony (S/N) nem elégséges mérőszáma egy adott rendszernek, azonban a különféle rendszerek elméleti összehasonlítására alkalmas érték. E cikkben csak a PCM- és DPCM-rendszerek S/N értékét adjuk meg.

Az n -bités kvantálásnál a hiba szekvencia mindegyik tagja megfelel az $N=2^n$ különböző szint egyikeinek [11]. Az m s kvantálási hiba minimuma

$$\sigma_q^2 = \frac{2}{3N^2} \left[\int_0^a [P(y)^{1/3} dy]^3, \quad (31)$$

ahol $P(y)$ a bemenet valószínűségi sűrűségfüggvénye és $(-\hat{U}, \hat{U})$ a bemenőjel csúcstól csúcsig vett tartománya. A $P(y)$ függvény jól közelíthető Laplace sűrűségfüggvényével:

$$P(y) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_y} e^{-\frac{\sqrt{2}}{\sigma_y}|y|} \quad (32)$$

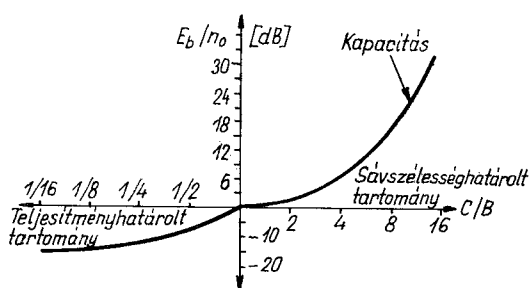
ahol σ_y a kvantáló bemenőjelenek rms ($=\sqrt{ms}$) értéke. A gyakorlatban minden átvitt képre különböző amplitúdó-sűrűségfüggvény adódik, amihez optimális esetben a kvantálót illeszteni kell. Azonban ha N nem elég nagy (>4), akkor a fenti közelítés a gyakorlati követelményeknek megfelel. A fentiek alapján véve a PCM- és az egy leágazásos DPCM-rendszer S/N értékeit, azok összehasonlítása az alábbi eredményt adja:

$$S/N_{javulás} = 10 \lg \left[\frac{1}{1-R_u^2(\tau)} \right] \quad (33)$$

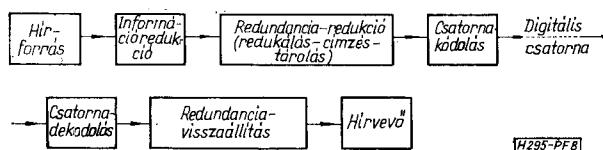
A javulás a jel mintái közötti korreláció eredménye.

Az álvileli lánc paraméterei

A 8. ábra adja a teljes átviteli rendszer modelljét, amelyben csak egyirányú — forrástól a vevőig — átvitel van feltételezve.



9. ábra



8. ábra

Az egyirányú átvitelnél a kívánt pontosság vagy adekvát (csatorna) jel/zaj viszonytal vagy hibajavító kódolással biztosítható. A fenti esetben az átviteli hibát egyedül a kód redundanciája által eliminálhatjuk a vevőoldalon [8], [13], [17].

Ha a csatorna zaj gaussi amplitúdó eloszlású, a kiindulást a Shannon-határ képezi:

$$C = B \log \left[1 + \frac{S}{N} \right] = B \log \left[1 + \frac{E_b}{n_0} \frac{C}{B} \right] \text{ [bit/sec]} \quad (34)$$

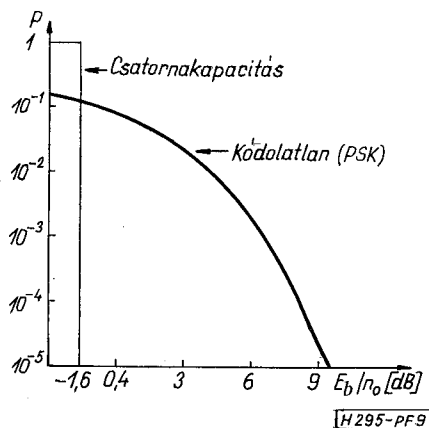
ahol B a csatorna-sávzélesség, E_b a vett jel energia-információs bitenként és n_0 az egységnyi sávzélességre jutó csatorna zajteljesítmény. Az összefüggés szerint fehér zaj által zavart csatornán S közepes jelteljesítménnyel, N zajteljesítmény mellett legfeljebb C bit/sec információ továbbítható hiba nélkül.

Kódolatlan esetben optimális jelfelismerés mellett a lehető legkisebb p bináris hibavalószínűség az E_b/n_0 aránytól függ

$$p = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_b}{n_0}} \right) \right] = f \left(\frac{E_b}{n_0} \right) \quad (35)$$

ahol Φ a Gauss hibaintegrál. Ezt a függvényt mutatja a 9. ábra. A (34) kifejezés alapján E_b/n_0 minimuma $(B \rightarrow \infty; \frac{C}{B} \rightarrow 0)$, $-1,6$ dB, azaz optimális kódolásnál a hibamentes átvitelhez szükséges jel/zaj viszony legalább $-1,6$ dB. A bináris információátvitel követelményei az úrkutatásban középértékként $p \leq 10^{-5}$ hibavalószínűséget engednek meg.

Kódolás segítségével adott hibavalószínűség mellett adóteljesítményt kívánunk megtakarítani, vagy adott adóteljesítmény mellett hatótávolságot kívánunk növelni (pl. műhold-összeköttetés). A csatornakódolás arra alkalmas, hogy adott adóteljesítménynél, csatornasávzélességnél és konstans átviteli sebességnél a hibavalószínűséget csökkentsük. Ez nyilvánvalóan



H295-PF9

az adóteljesítmény közvetlen növelésével is lehetséges lenne. A kódolás által szállított nyereség a hibavalószínűség csökkenésében van. Ez jelteljesítmény-nyereséggé számítható át, amennyiben azzal a jelteljesítménnyel hasonlítjuk össze, amely kódolatlan esetben azonos hibavalószínűség eléréséhez lenne szükséges.

Egy tetszőleges bináris forrást optimálisan kódolva a csatornára úgy, hogy legfeljebb e egyeshiba (statisztikusan független hibájú csatorna; pl. műholdösszeköttetés) legyen, R redundancia szükséges. Ez megegyezik, vagy valamivel nagyobb a Hamming-határból számított értéknél:

$$R \geq (1 - C_b) = R_{\text{határ}} \quad (36)$$

ahol C_b a Shannon szerinti bináris csatorna kapacitása:

$$C_b = 1 - p \log_2 \left(\frac{1}{p} \right) - (1 - p) \log_2 \left(\frac{1}{1 - p} \right) \quad (37)$$

A (36) egyenlet megfelel a Shannon-i tételnek, miszerint hibamentes átvitelhez a forrás entrópiájának állandóan kisebbnek, vagy határesetben egyenlőnek kell lennie a csatornkapacitással, ha a bináris forrás bináris jelenkénti entrópiája 1 bit.

A blokk-maradék hibavalószínűség, mely szerint egy n bináris jelből álló kódszót hibásan detektálunk statisztikusan független hibáknál, az ismert összefüggés szerint

$$P_{b \text{ maradék}} = \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n}{i} p^i (1-p)^{n-i} \quad (38)$$

Tény, hogy a hibacsökkentés érdekében sok esetben szükség van redundáns kódolásra. Azonban minden egyes berendezésnél eldöntendő kérdés marad, hogy a hibajavítás eredményessége arányban áll-e a berendezés bonyolultabb felépítésével és a velejáró többlet költséggel.

I R O D A L O M

[1] E. R. Kretzmer: Statistics of Television Signals. B. S. T. J., Vol. 31, No. 4, July 1952, pp. 751—763,

- [2] C. W. Harrison: Experiments with Linear Prediction in Television. B. S. T. J., Vol. 31, No. 4, July 1952, pp. 764—783.
- [3] G. L. Raga: Wideband Video Data Transmission. IEEE Trans. on Com. Techn., Vol. COM—15, No. 1. February 1967. pp. 124—129.
- [4] H. C. Andrew: Entropy considerations in the frequency domain. Proc IEEE (Letters) Vol. 46, 1968. January pp. 113—114.
- [5] H. G. Mussmann: Angewandte Verfahren der Nachrichtenreduktion. NTZ, 21. Heft 9. Sept. 1968. s. 521—527.
- [6] J. B. O'Neal: Predictive Quantizing Systems (Differential Pulse Code Modulation) for the Transmission of Television Signals. B. S. T. J., Vol. 45, No. 5. May—June 1966, pp. 689—721.
- [7] W. K. Pratt, J. Kane, H. C. Andrew: Hadamard Transform Image Coding. Proc. IEEE Vol. 57, 1969. January pp. 58—68.
- [8] G. D. Forney: Coding and its application in space communications. IEEE Spectrum, June 1970, pp. 47—58.
- [9] F. Jaeschke, J. Ost: Nachrichtenreduktion beim Fernsehen. Der Fernmelde-Ingenieur (1971), Heft. 4. S. 1—20.
- [10] S. Narayanan and L. E. Fanks: The Spectra of Digitally Encoded Video Signals. IEEE Trans. on Com. Techn., Vol. COM—19, No. 4, August 1971, pp. 459—466.
- [11] J. B. O'Neal: Signal-to-Quantizing-Noise Ratios for Differential PCM. IEEE Trans. on Com. Techn., August 1971.
- [12] J. B. Millard and H. I. Maansell: Digital Encoding of the Video Signal. B. S. T. J., Vol. 50, No. 2. February 1971, pp. 459—479.
- [13] H. Ohnsorge: Redundante Codierung und wirtschaftliche Aspekte. Wiss. Ber. AEG—TELEFUNKEN 45 (1972) 1/2 s. 90—97.
- [14] F. Cohen: A Switched Quantizer for Nonlinear Coding of Video Signals, NTZ, 25. Heft 12, 1972. S. 554—559.
- [15] Lippmann und D. Preuss: Nachrichtenreduktion für Raumfahrtexperimente. NTZ, 25. Heft 4, 1972, S. 179—186.
- [16] J. C. Candy and R. H. Bosworth: Methods for Designing Differential Quantizers Based on Subjective Evaluations of Edge Busyness. B. S. T. J., Vol. 51, No. ?? Sept. 1972, p. 1495—1516.
- [17] M. P. Ristenbatt: Alternatives in Digital Communications. Proc. of the IEEE, Vol. 61, No. 6, June 1973. pp. 703—721.
- [18] L. F. Turner: Data compression techniques as a means of reducing the storage requirements for satellite data: a quantitative comparison. The Radio and Electronic Engineer, Vol. 43, No. 10. October 1973. pp. 599—608.
- [19] Jan van der Plaats: The Power Spectrum of a Video Signal. NTZ, 25, Heft 5. Mai 1969. S 292—296.
- [20] Lange, F. H.: Korrelationselektronik. VEB Verlag Technik Berlin 1959.