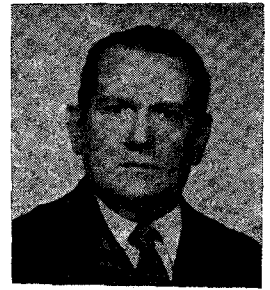


Kódoló struktúrák színes videojelek digitális kódolásánál

FAZEKAS KÁLMÁN

BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A digitális technika fejlődésével egyre fontosabb szerephez jut a színes videojelek digitális kódolása. E helyen a komponens kódoló Y csatornájának néhány real time realizálásra alkalmas intraframe struktúráját alakítottuk ki. A DPCM mellett a transzformációs kódolás két változatát, a 2D-DCT-t és a kettős eljárást (WHT/DCT, WHT/Slant), valamint a hibrid (DCT/DPCM) kódolást vizsgáltuk. Az egyes kódolók párhuzamos felépítésűek a real time működés feltételeinek megfelelően és néhány kiegészítő alapáramkört leszámítva csak összeadó-tömböket és memóriákat (PROM, RAM) tartalmaznak. Így az alkalmazott eljárások alapul szolgálhatnak felhasználó orientált VLSI chipek kialakításánál. A cikk végén összehasonlítottuk az egyes változatok áramkörigényét és működési idejét.

Bevezetés

A digitális technika fejlődésével egyre fontosabb szerephez jut a színes videojelek digitális feldolgozása. A nagy sávszélességű videorendszerek széleskörű elterjedése, valamint a video hálózatok megjelenése intenzív kutatást indított el világszerte olyan hatékony kódoló-dekódoló struktúrák kifejlesztésére, amelyek a közeli jövőben kis méretben (néhány VLSI chip) és olcsón realizálhatók. Ennek a megoldásával válik majd lehetővé a nagy adatsebességű digitális csatornák vétele az előfizetőknél. Jelenleg természetesen az egyes kódoló-dekódoló eljárásokat még legtöbbször a megfelelő áramkör család (ECL, S-TTL) elemeivel realizálják és ezek valamilyen professzionális rendszer (mikrohullámú relé, műhold, ipari TV stb.) részeként kerülnek felhasználásra. E helyen — a teljesség igénye nélkül — néhány olyan struktúrárt vizsgálunk, amelyek alkalmasak real time realizálásra és a későbbiekben alapul szolgálhatnak felhasználó orientált VLSI chipek kialakításánál. A VLSI és a párhuzamos jelfeldolgozás együttesen lehetővé teszik CMOS technológia felhasználását.

Színes videojelek műsor-minőségű digitális átvitele esetén a mintavételi frekvencia $3 f_{sc}$ (azaz 13,5 MHz a világossági jelnél) a CCIR ajánlásnak megfelelően, így egy képpont feldolgozására 70 nsec körüli idő jut. Ez általában kevés hatásos optimális algoritmusok valós idejű realizációjánál. Ezt a nehézséget megoldja a párhuzamos feldolgozás alkalmazása és/vagy szuboptimális eljárás kiválasztása. Az integrálási technológia fejlődése lehetővé tette, hogy az egyes kódolási eljárások legidőigényesebb szorzási műveleteit viszonylag igen egyszerűen helyettesíthetjük memória táblázatokkal végzett műveletekkel. Az elmondottak figyelembevételével olyan kódoló struktúrák kialakítási lehetőségeit vizsgáljuk, amelyek csak — a meglévő IC választékból származó — összeadókat, memóriákat és kevés számú kiegészítő elemet tartalmaznak.

FAZEKAS KÁLMÁN

1962-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika szakán, majd oktató lett a Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszéken. Átszervezés folytán 1966-tól a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék adjunktusa. 1968-ban mérnök-tanári oklevelet szerzett. Több, mint tíz éve előadója az Impulzus-technika című tárgynak. A

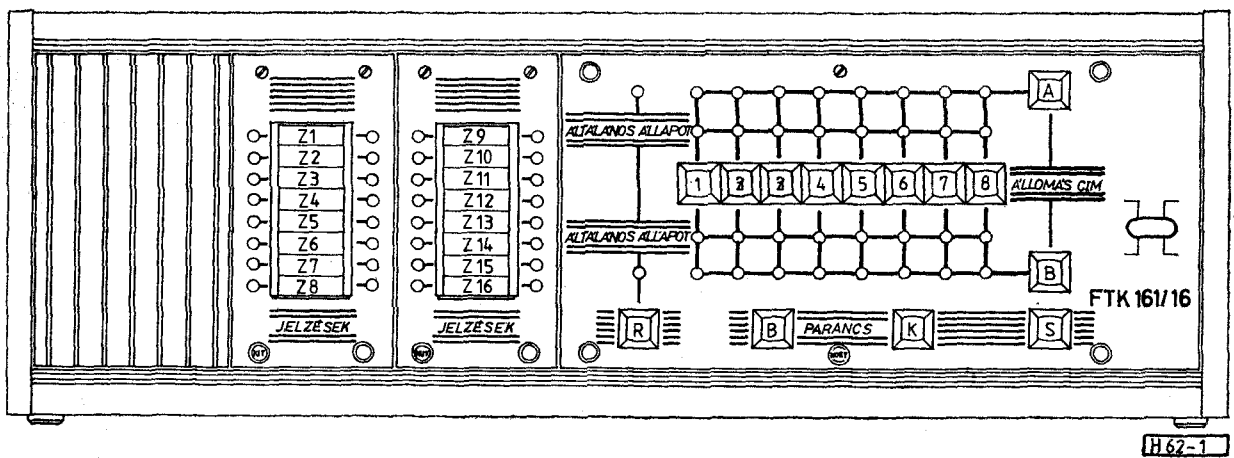
digitális képfeldolgozás és a videojelek digitális kódolása témakörben fakultatív előadásokat és mérnökto-vábbképző tanfolyamokat tartott és tart. Videojel kódoló egységek kidolgozásában vett és vesz részt. 1962 óta tagja a HTE-nek, 1980 óta az EURASIP-nek (European Association for Signal Processing). Részt vesz az Interkozmosz Tanács Úrtávközlési Szakbizottságának kutatómunkájában.

A színes TV jelek digitális kódolásakor egyaránt lehetséges mind az összetett videojel, mind komponensek kódolása. Többféle szempontból előnyösebb a komponens-kódolás, így a továbbiakban csak ezt tételezzük fel. Az 1. ábrán megadtuk egy komponens-kódoló általános tömbvázlatát. Ebből egyértelműen kitűnik, hogy az Y-kódoló realizálása jelenti a fő nehézséget. A digitális adatfolyam kiterjesztésével a sor- és képkiváltási időintervallumokra, lehetővé válik a különbségi jelek, hangcsatornák és egyéb más jelek idő multiplex átvitele ezekben az időtartamokban. A továbbiak során csak az intraframe Y-kódolóval foglalkozunk.

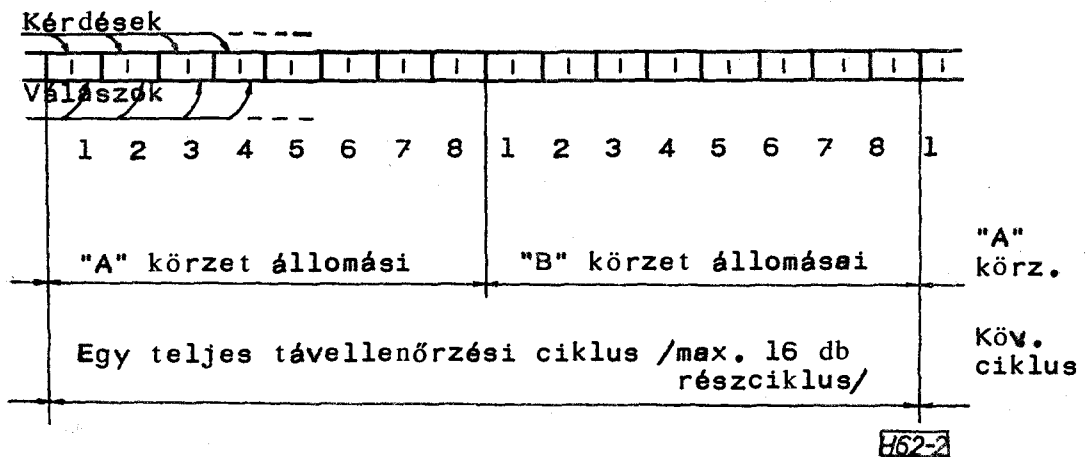
Az eddig vázoltak alapján könnyen belátható, hogy szükséges a párhuzamos jelfeldolgozás lehetőségét figyelembe venni. Ebben az esetben a 2. ábra [8] tömbvázlata mutatja az egység felépítését. Az átrendező memória két azonos egységből áll, amelyek ún. „ping-pong” üzemben működnek. Míg az egyikbe a TV letapogatásnak megfelelően sorosan írjuk be az információt, addig a másikkól TV soronkénti párhuzamos kiolvasásra kerül sor. Így a beírás és a kiolvasás azonos időtartamát feltételezve, annyiszorosan megnövelt feldolgozási időt kapunk, ahány sorból áll egy memória egység. Tehát p számú sor esetén p párhuzamos kódoló működtethető, azaz 1 képpont feldolgozási ideje

$$p \cdot \frac{1}{f_{mv}} = pT_{mv} = T_p \quad \dots(1)$$

ahol f_{mv} a mintavételi frekvencia. A p számot vagy a jelfeldolgozás algoritmusából származó $T_{p,min}$ követelmény, vagy transzformációs kódolás esetén a transzformáló mátrix mérete határozza meg. A paralell struktúra egyik előnye, hogy könnyen kiterjeszthető HDTV (high definition TV) esetére p növelésével.



1. ábra. Komponens-kódoló tömbvázlata



2. ábra. A párhuzamos kódolás tömbvázlata

1. DPCM-kódolás

A bevezetésben megadott szempontokban megfelelő intraframe DPCM-kódoló általános tömbvázlatát a 3. ábra mutatja. Az éppen kódolni kívánt S minta becslült értékét a lineáris prediktor állítja elő a figyelembe vett szomszédos mintákból, azaz a 3. ábra jelöléseinek megfelelően

$$\hat{s} = \sum_{i=1}^m a_i s_i \quad \dots(2)$$

Az $e = s - \hat{s}$ különbségi jel a Q kvantálóra jut, amelynek a kimenő értékeit 8 bittel ábrázoljuk, míg a kimenő 3 bites szavakat a kvantáló 8 bites kimenetéből állítjuk elő. A prediktorban a szükséges késleltetéseket memória elemek biztosítják, míg az a_i együtthatókkal való szorzásokat PROM-okkal realizált memória táblázatok. A memória táblázatok lehetővé teszik az a_i együtthatók „pontos” értékének a megadását, amelyeket optimális becsléssel nyerünk. A becslés optimalizálására az egyik lehetőség a különbségi jel négyzetes várható értékének minimalizálása, azaz

$$E\{e^2\} = E\{(S - \hat{S})^2\} = \min. \quad \dots(3)$$

Elvégezve a szélsőérték keresést, adódik a következő egyenlet

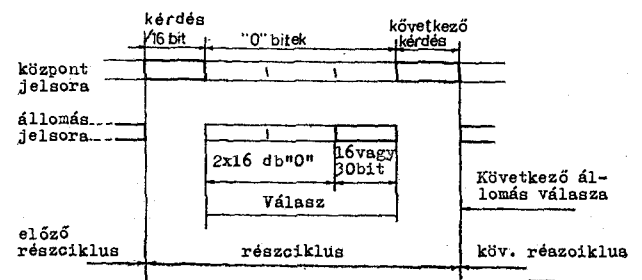
$$-2E\{[S - (a_1 S_1 + a_2 S_2 + \dots + a_m S_m)] S_i\} = 0 \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

ill.

$$E\{(S - \hat{S}) S_i\} = 0 \quad \dots(4)$$

Felhasználva a $K_{ij} = E\{S_i S_j\}$ kovariancia függvényt, az optimális becslés feltételi egyenletrendszerét az alábbi alakban írhatjuk fel

$$K_{0j} = a_1 K_{1j} + a_2 K_{2j} + \dots + a_m K_{mj} \quad \dots(5)$$



3. ábra. DPCM kódoló

vagy mátrix alakban

$$\begin{bmatrix} R_{01} \\ R_{02} \\ \vdots \\ R_{0m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma^2 K_{12} & \dots & K_{1m} \\ K_{12} \sigma^2 & \dots & K_{2m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{1m} & \dots & \sigma^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

a $K_{ii} = \sigma^2$, ahol σ a kódolandó jel szórása. A K kovariancia mátrix elemeit a videojel statisztikus tulajdonságai határozzák meg. Stacionárius jel esetén a mátrix elemeit a jel $R(\tau)$ autokorrelációs függvényéből határozhatjuk meg, mivel $K_{ij} = R(t_i - t_j)$. Az a_i együtthatókat a mátrixegyenlet megoldása szolgáltatja.

Az a_i együtthatókra még egy feltételt kapunk:

$$E\{e\} = E\left\{S - \sum_i a_i S_i\right\}$$

és

$$E\{S\} = \bar{S} = S_1 = \dots = \bar{S}_m.$$

Ebből adódik, hogy

$$\sum_i a_i = 1. \quad \dots (7)$$

Ha az \hat{S} a legjobb lineáris m s becslése az S -nek, akkor az e hibajel négyzetének várható értéke

$$\sigma_e^2 = E\{(S - \hat{S})^2\} = E\{(S - \hat{S})S\},$$

illetve

$$\sigma_e^2 = R_{00} - (a_1 R_{01} + a_2 R_{02} + \dots + a_m R_{0m}), \quad \dots (8)$$

ahol R_{00} az eredeti $\{S_i\}$ sorozat σ^2 szórása. Az $\{e_i\}$ hibasorozat σ_e^2 szórása tehát kisebb, mint az eredeti $\{S_i\}$ mintasorozat σ^2 szórása.

Ha a becsléshez használt minták száma m nem korlátos, akkor a különbségi minták sorozata mindig teljesen dekorrelálható. Ha az $\{S_i\}$ minta sorozat egy r -edrendű Markov sorozattal közelíthető, akkor csak r minta szükséges a legjobb becsléshez és az eredő

különbségi minta sorozat dekorrelált lesz. A legjobb becslés más paraméter szerint is elvégezhető.

A TV videojel nem stacionárius, emiatt viszonylag nagyobb számú predikcióba bevont pontra és/vagy adaptív eljárásra (adaptív kvantálás, adaptív predikció) van szükség. Hatékony DPCM kódolás eléréséhez tehát — az adott bitszám és mintavételi frekvencia esetén — párhuzamos struktúra kialakítása szükséges. Ennek egy lehetséges megoldását adtuk meg a 4. ábrán. Sorirányban az egyes kódolók egymáshoz képest egy képpontnyi késleltetéssel eltolva működnek és nem tartalmazznak a prediktorban sor-időnek megfelelő késleltetést. Egy soridőnyi késleltetést ad a külső FIFO memória egység, ez biztosítja az előző sorból származó mintákat az 1. kódoló számára. Ez a megoldás eltér a Brainard által javasolttól, annál ugyanis minden prediktor a soridő p -ed részének megfelelő késleltetést ad és így mindegyik kódoló egymáshoz képest ennyivel eltolva működik.

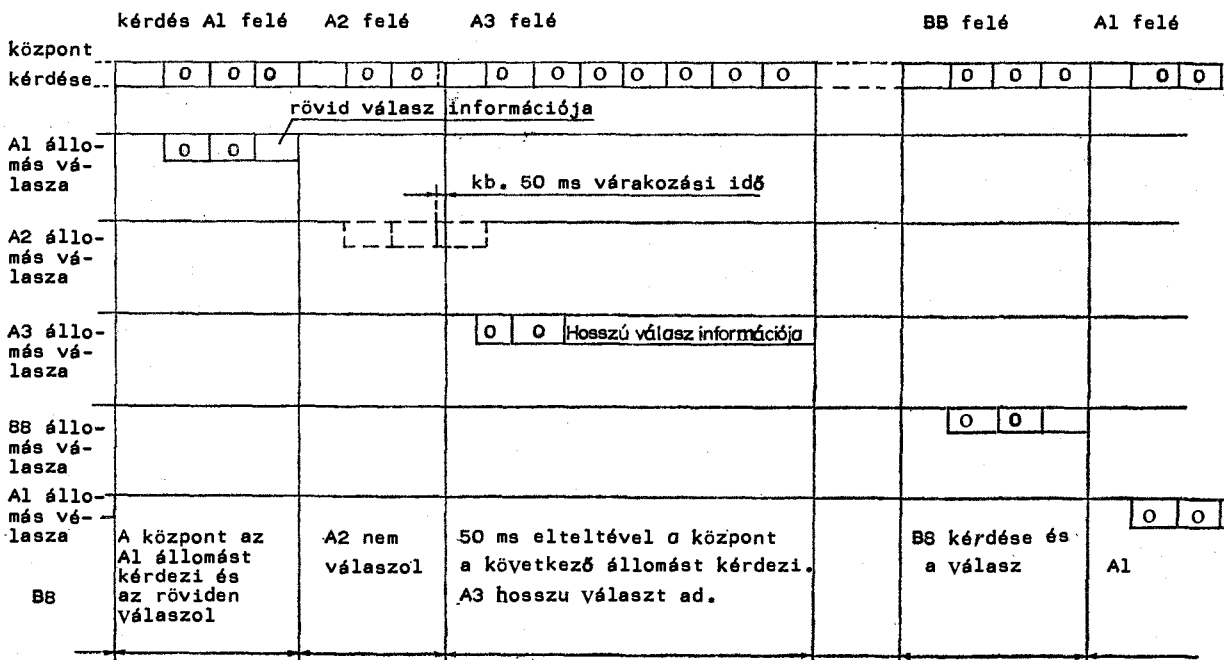
Megemlítjük még, hogy a prediktor felépítése egyszerűsödik, ha a predikciós együtthatókat 2 egész kitevőjű hatványainak választjuk. Ilyenkor eltérünk a legjobb becslésnél számított értékektől, viszont a szorzások megoldhatók a bináris rendszerben huza-lyozott léptetéssel. Ilyen a Pirsch [5] által javasolt algoritmus

$$\hat{S} = \frac{1}{2} S_1 + \frac{1}{4} (S_3 + S_4), \quad \dots (9)$$

ahol S_1 az előző minta és S_3, S_4 az előző sorból származó minták.

2. Transzformációs kódolás

Transzformációs kódoló rendszer egyszerűsített tömbvázlatát az 5. ábra mutatja. A kódolandó képet kisebb képelem tömbökre osztjuk és ezeket transzformálva



4. ábra. Párhuzamos DPCM kódoló

X0	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11	X12	X13	X14	X15
"0"		Körzet		Állomás			Távpa- rancs	Hosszab- bitás	0	0	0	0	0	0	"0"

X0 Start bit: mindig 1

X1, X2, X3 körzet kód:

"A" körzet 001

"B" körzet 100

X4, X5, X6, X7 Állomás kód:

1. állomás	0001
2. állomás	0010
3. állomás	0100
4. állomás	0111
5. állomás	1000
6. állomás	1011
7. állomás	1101
8. állomás	1110

X8, X9 Távparancs kód:

"BE" távparancs	01 /csak 10 értékű X10 és X11 biteknél/
"K1" távparancs	10 / - - - /
Nincs távparancs	11 /01 értékű X10 és X11 esetén mindig ez a kód/

X10, X11 Hosszabitás kód:

rövid válasz kérés /automatikus üzem/	01
hosszu válasz kérés /manuális közbeavatkozásra/	10

X12 X15 "0" bitek

62-5

5. ábra. Transzformációs kódoló általános tömbvázlata

kapjuk a független együttthatók készletét. Ezen együttthatók mindegyikéhez megfelelő kritérium alapján biteket rendelünk, majd kvantáljuk. A transzformációval a statisztikailag függő vagy korrelált képelemeket független vagy korrelálatlan együttthatókká alakítjuk. A transzformációk többsége lineáris és uniter, ennél fogva ortogonális. A tömbök méretének megválasztása kompromisszum eredménye. Egyrészt a tömbök független transzformációja következtében közöttük fellépő diszkontinuitások elkerülhetők a méret növelésével. Másrészt gyakorlati okok és a képstatistika lokális változásainak kihasználhatósága miatt célszerű kisebb tömböket választani. Adattömörítést a kis energiájú együttthatók elhagyása eredményez, így a transzformáció nagyobb energiátömörítettsége növeli a kódolási hatásfokot.

Az uniter transzformációk közül optimálisnak tekintjük a Karhunen—Loève transzformációt (KLT), amely a hatásos kódolás minden lényeges feltételét kielégíti, azaz

- korrelálatlan együttthatókat ad
- minimalizálja a négyzetes hibát

— az energia-tömörítettsége maximális.

Gyakorlati alkalmazása viszont igen sok nehézséget okoz, ezért más fajta transzformációkkal foglalkozunk.

2.1. Trigonometrikus transzformációk

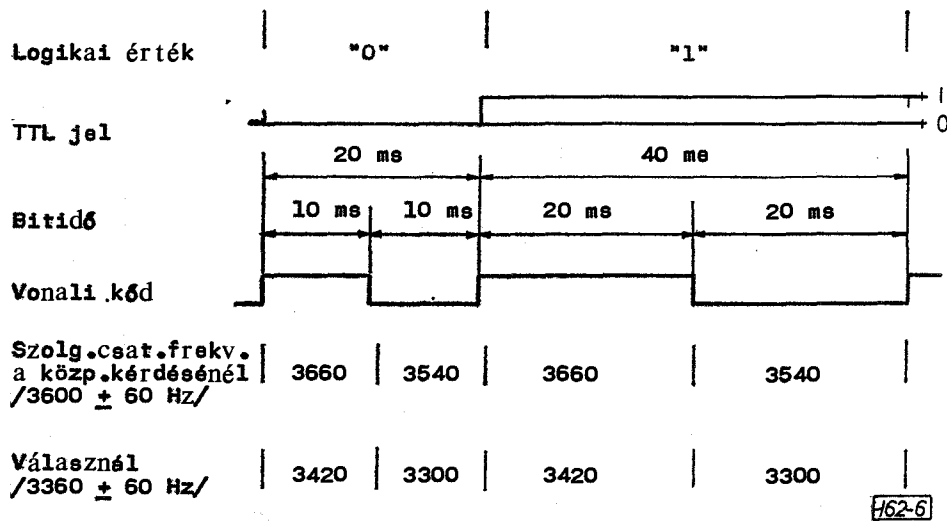
A trigonometrikus transzformációk általában jól — közülük is legjobban a diszkrét cos transzformáció (DCT) — közelítik az ideális KLT-t. Kétdimenziós (intraframe) kódolót alakíthatunk ki viszonylag egyszerűen, ha a transzformáció alapegyenletét inverz trigonometrikus függvény bevezetésével átalakítjuk. Ezt foglaltuk össze az 1. sz. táblázatban [7] cos és sin transzformáció esetében. A táblázatban foglaltaknak megfelelő 2D—DCT kódoló tömbvázlatát a 6. ábra mutatja. A sin függvény argumentumában szereplő konstansokat két PROM tárolja. Az arcsin és sin függvények értékeit szintén PROM-okkal állítjuk elő. A memória táblázatokon kívül csak összeadó tömböket használunk. A 2D—DCT és a 2D—DST kódolás ebben a struktúrában csak a tárolt konstansokban tér el egymástól.

Transzformáció típusa	Alapösszefüggés	Átalakított összefüggés	
1D—DCT	$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} f(m) \cdot \cos \frac{\pi k(2m+1)}{2N}$ $k = 0, 1, \dots, (N-1)$ $m = 0, 1, \dots, (N-1)$	$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sin f^*(m) \cos \frac{\pi k(2m+1)}{2N} =$ $= \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \sin \left[f^*(m) + \frac{\pi k(2m+1)}{2N} \right] + \sin \left[f^*(m) - \frac{\pi k(2m+1)}{2N} \right] \right\}$	$f^*(m) = \arcsin f(m);$ $f(m) = \sin f^*(m)$ $-\frac{\pi}{2} \cong f^*(m) \cong \frac{\pi}{2};$ $ f(m) \cong 1$
2D—DCT	$F(k, j) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} [f(m, n) \cdot \cos \frac{\pi k(2m+1)}{2N} \cos \frac{\pi j(2n+1)}{2N}]$ $m, n = 0, 1, \dots, (N-1)$ $k, j = 0, 1, \dots, (N-1)$	$F(k, j) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sin f^*(m, n) \cdot \cos \frac{\pi k(2m+1)}{2N} \cos \frac{\pi j(2n+1)}{2N} =$ $= \frac{1}{4N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sin \left[f^*(m, n) + \frac{\pi k(2m+1)}{2N} - \frac{\pi j(2n+1)}{2N} \right] - \sin \left[-f^*(m, n) + \frac{\pi k(2m+1)}{2N} + \frac{\pi j(2n+1)}{2N} \right] + \sin \left[f^*(m, n) - \frac{\pi k(2m+1)}{2N} + \frac{\pi j(2n+1)}{2N} \right] - \sin \left[f^*(m, n) + \frac{\pi k(2m+1)}{2N} + \frac{\pi j(2n+1)}{2N} \right] \right\}$	$f^*(m, n) = \arcsin f(m, n)$ $f(m, n) = \sin f^*(m, n)$
2D—DST	$F(k, j) = \frac{1}{N+1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \cdot \left[f(m, n) \sin \frac{(m+1)(k+1)\pi}{N+1} \cdot \sin \frac{(n+1)(j+1)\pi}{N+1} \right]$ $m, n = 0, 1, \dots, (N-1)$ $k, j = 0, 1, \dots, (N-1)$	$F(k, j) = \frac{1}{N+1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sin f^*(m, n) \cdot \sin \frac{(m+1)(k+1)\pi}{N+1} \sin \frac{(n+1)(j+1)\pi}{N+1} \right\} =$ $= \frac{1}{4(N+1)} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sin \left[f^*(m, n) + \frac{(m+1)(k+1)\pi}{N+1} - \frac{(n+1)(j+1)\pi}{N+1} \right] + \sin \left[-f^*(m, n) + \frac{(m+1)(k+1)\pi}{N+1} + \frac{(n+1)(j+1)\pi}{N+1} \right] + \sin \left[f^*(m, n) - \frac{(m+1)(k+1)\pi}{N+1} + \frac{(n+1)(j+1)\pi}{N+1} \right] - \sin \left[f^*(m, n) + \frac{(m+1)(k+1)\pi}{N+1} + \frac{(n+1)(j+1)\pi}{N+1} \right] \right\}$	$f^*(m, n) = \arcsin f(m, n)$ $f(m, n) = \sin f^*(m, n)$

A fenti 2D—DCT kódolónak az ECL 10 000-s sorozat tagjaival kialakított változatában a becsült műveleti idő 180 ns. Így ez a változat csak párhuzamos üzemmód esetén tudja kielégíteni a műsorminőségű átvitel követelményeit. A (8×8) méretű közvetlen transzformációs mátrixot a 2. táblázat [1], [2] első sorában adtuk meg, amelynek az alkalmazása esetén 64 szorzást kell elvégezni.

2.2. Kettős transzformációk

A leggyakrabban alkalmazott transzformációk (Fourier, Slant, DCT, WHT, ...) esetén a transzformáló vektorok fele páros és fele páratlan. Az összetettebb transzformációk meghatározhatók egy egyszerűbb páros/páratlan transzformáció és egy ritkás mátrixszal történő szorzás útján [1], [2]. Esetünkben az egysze-



6. ábra. 2D—DCT kódoló

rűbb transzformáció a Walsh—Hadamard (WHT). Ezen eljárás eredménye, hogy a szükséges műveletek (szorzás, összeadás) egy része megtakarítható a közvetlen transzformációhoz képest. Ennek megfelelően a hardware struktúra is egyszerűsödik.

Legyen például A és H_W a DCT és a WHT transzformáció (8×8) méretű mátrixa, azaz

$$F_{DCT} = AX \quad \dots(10)$$

és

$$F_{WHT} = H_W X, \quad \dots(11)$$

ahol X jelenti a bejövő adattömb (8×1) méretű oszlopvektorát. Rendezzük a mátrixok sorait fordítottbit sorrendnek megfelelően, akkor

$$\hat{F}_{DCT} = \hat{A} X, \quad \dots(12)$$

és

$$\hat{F}_{WHT} = \hat{H}_W X, \quad \dots(13)$$

ahol a „ $\hat{}$ ” jelöli az átrendezett változatot. A Hadamard mátrix ortogonális, így felírhatjuk a DCT-t az alábbi alakban is

$$\hat{F}_{DCT} = [\hat{A} \hat{H}_W^T] [\hat{H}_W X], \quad \dots(14)$$

ahol a \hat{H}_W^T a Hadamard mátrix transzponáltja. Behelyettesítve a (13)-at a (14)-be, kapjuk az

$$\hat{F}_{DCT} = A_s \hat{F}_{WHT}, \quad \dots(15)$$

ahol az

$$A_s = \hat{A} \hat{H}_W^T \quad \dots(16)$$

a második transzformációs mátrix. Elvégezve a (16)-ban kijelölt mátrix szorzást, olyan ritkás mátrixot kapunk, amely ortogonális és blokkdiagonális szerkezetű. A (15) szerint tehát a DCT együtthatókat a Walsh—Hadamard transzformáltakból kapjuk meg. Hasonlóan adódik a DCT közelítéseként a C-mátrix transzformáció

$$F_{CMT} = C \hat{F}_{WHT} \quad \dots(17)$$

vagy a Slant transzformáció

$$F_{slant} = s_s \hat{F}_{WHT} \quad \dots(18)$$

vagy a Slant transzformáció közelítéseként a B mátrix. Az előzőekben említett (8×8) méretű ritkás mátrixo-

kat a 2. táblázatban láthatjuk, míg a kódoló felépítését a 7. ábra mutatja. A ritkás mátrix elemeivel való szorzást PROM valósítja meg.

A WHT realizálása a legegyszerűbb, azonban a legkisebb adattömörítést adja. Így önállóan ritkán használatos videojel kódolására. Az előzőekben vizsgált esetben a teljes kódolás első lépéseként adódik a WHT egység és a hardware jelentős egyszerűsítését biztosítja. A TV videojelek nem stacionárius viselkedését figyelembe véve a kettős transzformációknál is legtöbbször csak szuboptimális megoldást kapunk. A transzformációk szuboptimális realizálása természetesen csak akkor fogadható el, ha kisebb bonyolultságú egységet kapunk. A kódoló bonyolultságának vonatkozásában referencia a DPCM-processzor felépítése.

2.3. Bit kiosztás

A bit kiosztás számítására többféle módszer létezik [3], amelyek közül itt kettőt említünk meg.

2.3.1.

Az aránytorzítás elmélet szerint $R(D)$ -nél nagyobb kapacitású hírközlő csatorna kell az információ átviteléhez, ha a torzítás D vagy annál kisebb. Az $R(D)$ érték az átvitelhez szükséges képpontonkénti bitszám. Egy Gaussi valószínűségi eloszlású forrás és átlagos négyzetes torzítás kritérium esetén Davisson kimutatta, hogy

$$R(D) = \begin{cases} \frac{1}{2} \lg \frac{\sigma^2}{D}, & \text{ha } 0 \leq D \leq \sigma^2 \\ 0, & \text{ha } D > \sigma^2, \end{cases} \quad \dots(19)$$

ahol σ^2 a szórás tényező. A kvantálási szintek száma

$$L = 2^{R(D)}. \quad \dots(20)$$

A D_{min} torzítást biztosító optimális szinteloszlást a transzformációs együtthatókra a Max kvantáló ad.

Bár a (19) egyenlet csak Gaussi adatokra érvényes, azonban nem-Gaussi forrásoknál az elérhető felső határt jelenti.

Tipus	Közvetlen transzformációs mátrix	Ritkás mátrix
DCT	$A = \begin{bmatrix} 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 \\ 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 & 0,354 \\ 0,462 & 0,191 & 0,191 & 0,426 & 0,462 & 0,191 & 0,191 & 0,462 \\ 0,191 & 0,462 & 0,462 & 0,191 & 0,191 & 0,462 & 0,462 & 0,191 \\ 0,490 & 0,416 & 0,278 & 0,098 & 0,098 & 0,278 & 0,416 & 0,490 \\ 0,278 & 0,490 & 0,098 & 0,416 & 0,416 & 0,098 & 0,490 & 0,278 \\ 0,416 & 0,098 & 0,490 & 0,278 & 0,278 & 0,490 & 0,098 & 0,416 \\ 0,098 & 0,278 & 0,416 & 0,490 & 0,490 & 0,416 & 0,278 & 0,098 \end{bmatrix}$	$A_s = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & 1 & & & & & & \\ & & 0,923 & 0,383 & & & & \\ & & 0,383 & 0,923 & & & & \\ & & & & 0,907 & 0,075 & 0,375 & 0,180 \\ & & & & 0,214 & 0,768 & 0,513 & 0,318 \\ & & & 0 & 0,318 & 0,513 & 0,768 & 0,214 \\ & & & & 0,180 & 0,375 & 0,075 & 0,907 \end{bmatrix}$
	$C = \frac{1}{13} \begin{bmatrix} 13 & & & & & & & \\ & 13 & & & & & & \\ & & 12 & 5 & & & & \\ & & -5 & 12 & & & & \\ & & & & 12 & 0 & 4 & 3 \\ & & & & 0 & 12 & -3 & 4 \\ & & & 0 & -4 & 3 & 12 & 0 \\ & & & & -3 & -4 & 0 & 12 \end{bmatrix}$	
Slant	$S = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 7/\sqrt{21} & 5/\sqrt{21} & 3/\sqrt{21} & 1/\sqrt{21} & 1/\sqrt{21} & 3/\sqrt{21} & 5/\sqrt{21} & 7/\sqrt{21} \\ 3/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} \\ 7/\sqrt{105} & 1/\sqrt{105} & 9/\sqrt{105} & 17/\sqrt{105} & 17/\sqrt{105} & 9/\sqrt{105} & 1/\sqrt{105} & 7/\sqrt{105} \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} \\ 1/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 3/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} \end{bmatrix}$	$S_s = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & 2/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & & & & & \\ & -1/\sqrt{5} & 2/\sqrt{5} & & & & & \\ & & & 4/\sqrt{21} & 0 & 2/21 & 1/\sqrt{21} & \\ & & & 0 & 1 & 0 & 0 & \\ & & & 0 & 5/\sqrt{105} & 0 & 8/\sqrt{105} & 4/\sqrt{105} \\ & & & & 0 & 0 & 1/\sqrt{5} & 2/\sqrt{5} \end{bmatrix}$
	$B = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & 2/\sqrt{5} & 1/\sqrt{5} & & & & & \\ & -1/\sqrt{5} & 2/\sqrt{5} & & & & & \\ & & & 2/\sqrt{5} & 0 & 1/\sqrt{5} & 0 & \\ & & & 0 & 1 & 0 & 0 & \\ & & & 0 & 1/\sqrt{5} & 0 & 2/\sqrt{5} & 0 \\ & & & & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	
WHT	$H_w = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\hat{H}_w = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$

2.3.2.

A transzformációs együtthatók kvantálásából eredő torzítást minimalizálja a bit kiosztás, amelyet független Gaussi változókra Max-féle kvantáló esetén a következő módon kapunk meg

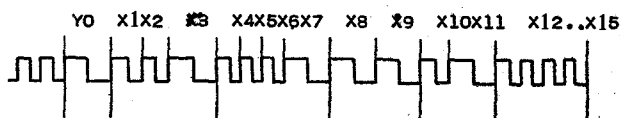
$$m_{ij} = \text{integer} \left[\frac{M}{N^2} + 2 \lg \sigma_{ij}^2 - \frac{1}{N^2} \sum_i^k \sum_j^k \lg \sigma_{ij}^2 \right] \dots(20)$$

az alábbi megkötéssel

$$M = \sum_{i=1, j=1}^k m_{ij} \dots(21)$$

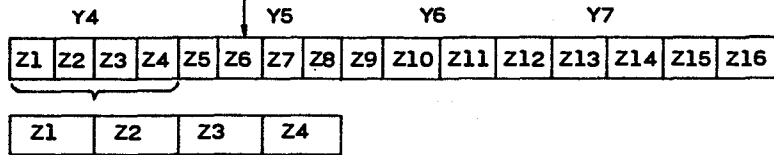
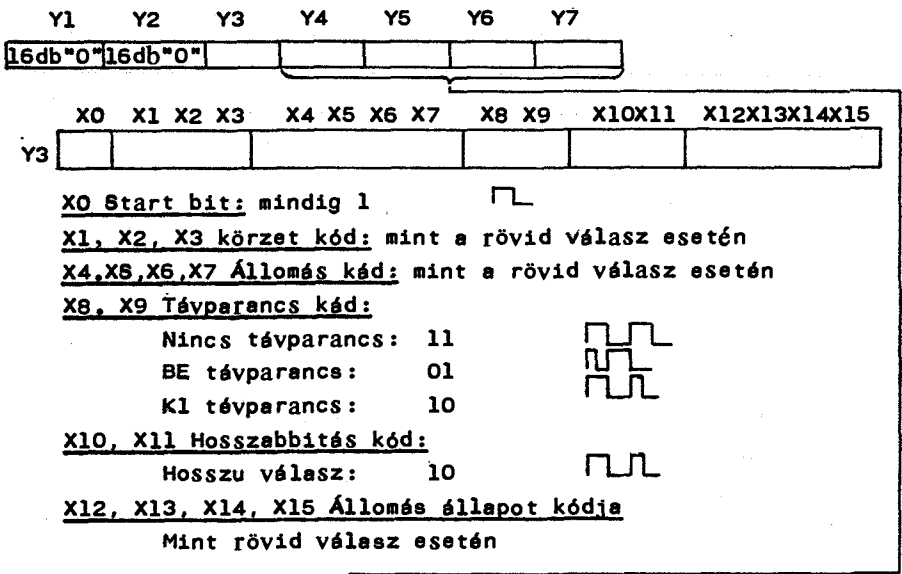
ahol m_{ij} az ij indexű együtthatóra kiosztott bitszám és M a blokkhoz tartozó bitek teljes száma.

Egy L -szintű Max-féle kvantáló átlagos négyzetes torzítása $p(x)$ valószínűségi eloszlás, d_f döntési szint és



7. ábra. Kettős transzformációs kódoló

A hosszú válasz jelsor



Z1 Z12 információk

jó információ	0110
rossz információ	1010
kihagyott információ	0000

Z13 Z16 információk

jó információ	0110
rossz információ	1010
"K" információ	XX01
kihagyott információ	0000

Hosszu válasz jelsora 462-8

8. ábra. Hibrid DCT/DPCM kódoló

r_i reprezentálási szint esetén

$$s^2 = \sum_{i=0}^{L-1} \int_{d_i}^{d_{i+1}} (x - r_i)^2 p(x) dx. \quad \dots(22)$$

Ezt a torzítási értéket még szubjektív súlyozó faktorrall módosítani kell, ha az emberi látás tulajdonságait is figyelembe vesszük.

2.4. Kvantálás

Mindegyik együtttható egy bitszámot kapott, amelyeket átvitel előtt kvantálni kell. Transzformációs együttthatók optimális kvantálóit statisztikai alapon méretezzük. A DC együtttható a blokkon belüli képpontok átlaga és rendszerint Rayleigh sűrűség eloszlással modellezhető. Az AC együttthatókat Gaussi vagy Laplace-i sűrűség eloszlással közelíthetjük. Az optimális kvantálás a kvantáló átlagos négyzetes hibája minimalizálásával adódik, ez pedig a Max-féle eljárás.

A döntési és reprezentálási szintek a következők:

$$d_i = \frac{r_i + r_{i-1}}{2} \quad \dots(23)$$

$$r_i = \frac{\int_{d_i}^{d_{i+1}} xp(x) dx}{\int_{d_i}^{d_{i+1}} p(x) dx}, \quad \dots(24)$$

ahol $p(x)$ a bemenőjel valószínűség sűrűség függvénye. A (23) és (24) egyenletek rekurzív megoldása egy adott $p(x)$ valószínűségi eloszlásnál a döntési és reprezentálási szintek optimális értékeit adja meg.

3. Hibrid kódolás

A hibrid kódolás videojelek adattömörítése esetén először dekorrelálja a kétdimenziós diszkrét véletlen képadat mezőt egydimenziós véletlen szekvenciává

valamilyen unitér diszkrét transzformációval. Az egydimenziós véletlen sorozatok mindegyikét tovább dekorrelálja egy DPCM kódoló. A két dekorrelációs eljárás együtt jó hatásfokú kódolást biztosít [4], [6]. A csatorna hibák hatása jóval kisebb lesz, mint tisztán DPCM alkalmazása esetén, továbbá felépítése alkalmassá teszi parallel struktúra kialakítására.

Az 1. és 2. fejezetben vizsgált eljárások felhasználásával hoztuk létre a 8. ábra DCT/DPCM hibrid kódolóját. A sorirányú adatvektor transzformációs együtthatóit egy osztó fokozat „fehéríti”. Az osztási értékek megválasztása úgy történik, hogy az osztott együtthatók szórásai közel egyformák legyenek. Így egyetlen DPCM egység elegendő, amelyben másodrendű prediktort alkalmazunk. Párhuzamos jelfeldolgozású kódolásra áttérve és oszlopirányú adatvektor transzformációját végezve az első lépésben, a DPCM kódolás elsőrendű prediktortal végezhető és adott esetben az osztó fokozat is elhagyható. A „fehérítéshez” használt osztó méretezését az átlagos négyzetes hiba minimalizálásával végezhetjük:

$$\varepsilon = \sum_{k=0}^N \left[\frac{\sigma^2(k)}{d^2(k)} - \frac{\sigma^2(0)}{d_M^2} \right]^2, \quad \dots (25)$$

ahol $\sigma^2(k)$ a k -dik együttható szórása és $d(k)$ az osztási értéke. A maximális osztás a DC együtthatónál van, míg a többiét úgy választjuk meg, hogy az osztott együttható szórása a lehető legjobban közelítse a DC együtthatóét. Egyébként az osztási arányok megválasztásával célszerű kevés számú értéket meghatározni a hardware egyszerűsítése végett.

4. Következtetések

A vizsgált kódolók kialakítását úgy végeztük el, hogy kevés fajta áramkört használtunk fel. A kódolók felépítésének bonyolultságát a 3. táblázatban hasonlítjuk össze. Ugyanebben a táblázatban adtuk meg a becsült működési időket, amelyeknél az ECL 10 000-s sorozat elemeit és a 3., 6., 7. és 8. ábrákat vetjük figyelembe. A számadatok egyértelműen mutatják, hogy így egyedül önálló egységként csak a DPCM

kódoló alkalmas valós idejű működésre, a többenél szükséges a párhuzamos felépítés. A párhuzamos jelfeldolgozásnál szükséges átrendező memória nélkül is az egyes egységek áramkörigénye kismértékben tér el egymástól. Adaptív eljárásokat nem vizsgáltunk, de ezeket is lehetővé teszi a párhuzamos struktúra.

A DPCM kódolás alkalmazását korlátozhatja a csatorna hibákkal szembeni érzékenysége. A transzformációs kódolásnál az átviteli hibák hatása általában korlátozódik egy blokkra, így a DPCM-nél érzéketlenebb viselkedést mutat. A transzformációs kódolás nagyobb adattömörítést ad, így a DPCM-nél előnyösebben alkalmazható.

A bemutatott kódoló struktúrák alkalmasak felhasználó orientált VLSI chipekben történő realizálásra, mivel

- kevésszámú áramkör fajtából épülnek fel és ezek jól integrálhatók
- a kivezetések száma minimalizálható
- alkalmasak párhuzamos üzem módra
- az egyes egységek önállóan tesztelhetők.

Az itt becsült működési idők nyilvánvalóan erősen módosulnak VLSI chip kialakítása esetén, a chipen belüli késleltetések stb., jóval kisebbek lesznek. Így a CMOS technológia alkalmazható.

Szeretnénk megjegyezni, hogy ezekkel a kódoló struktúrákkal speciális és ipari célú felhasználás esetén további jelentős átviteli adatsebesség csökkentést lehet elérni a következők figyelembevételével:

- az alapsávi sáv szélesség, illetve a mintavételi frekvencia csökkentése
- a felbontás csökkentése (8-nál kevesebb bite történő digitalizálás és esetenként Dither jelek alkalmazása)
- a másodpercenkénti képek számának csökkentése (speciális alkalmazásoknál ebben az esetben is mozgó képekről van szó).

A fenti módszerek egyidejű alkalmazásával 1000:1-nél nagyobb adattömörítés érhető el, és így közepes adatsebességű csatornákon is lehet képátvitelt megvalósítani. Természetesen speciális felhasználásoknál a képminőséggel szembeni elvárások módosulnak bizonyos mértékig a sajátos követelményeknek megfelelően.

3. táblázat

Nem adaptív, intraframe kódolók összehasonlítása

A kódolás típusa	Áramkör-szükséglet				Becsült ciklusidő ns	Elérhető átviteli arány bit/képelem
	összeadó tömb	PROM	RAM			
			belső	átrendező memória		
2D—DCT	2 12-bites 1 7-bites	6 kbit	—	11 kbyte	180	1—2
Kettős transzformáció WHT/A _s	1 8-bites 1 12-bites	4—20 kbit	—	11 kbyte	120—190*	1—2
Hibrid DCT/DPCM	1 12-bites 3 7-bites	9 kbit	6 kbit	11 kbyte	150	2—3
DPCM S = a ₁ S ₁ + a ₂ S ₂ + a ₃ S ₃	4 8-bites	8 kbit	6 kbit	—	70	3—4

* az A_s mátrix típusától függően

IRODALOM

- [1] *D. Hein and N. Ahmed: On a Real-Time Walsh-Hadamard-/Cosine Transform Image Processor IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-20, No. 3, August 1978, pp. 453—457.*
- [2] *H. W. Jones, D. N. Hein and S. C. Knauer: The Karhunen-Loeve, Discrete Cosine and Related Transforms Obtained via the Hadamard Transform. Int. Telemetry Conf., Los Angeles, Nov. 14—16, 1978 pp. 87—98.*
- [3] *K. N. Ngan: Adaptive Transform Coding of video signals IEE Proc., Vol. 129, Pt. F, No. 1, February 1982, pp. 28—40.*
- [4] *L. C. Chan, P. Whiteman: Hardware-Constrained Hybrid Coding of Video Imagery IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-19, No. 1. January 1983, pp. 71—83.*
- [5] *S. Drews, P. Pirsch and K. Schaper: Circuit Technique For VLSI Design of a Video Codec "Links for the Future" Science, Systems Services for Communications IEEE/Elsevier Science Publ. B. V. North-Holland, 1984, pp. 250—255.*
- [6] *Fazekas K., Tóth L.: An Experimental Hybrid Codec of Video Signals Proc. of the Seventh Colloquium on Microwave Communication 1982. Szept., Budapest, Vol. I. pp. 47—50.*
- [7] *Fazekas K.: One Realtime Implementation of Hybrid Trigonometric Transform/DPCM Image Coding 5. Aachener Kolloquium, 26. bis 29. 9. 1984. Tagungsband s. 200—203.*
- [8] *Fazekas K.: Digitális televíziós jelek kódolójának párhuzamos jelfeldolgozási struktúrái. Fiatal oktatók-kutatók III. tudományos fóruma 1985. február 11., BME 7—8. o.*