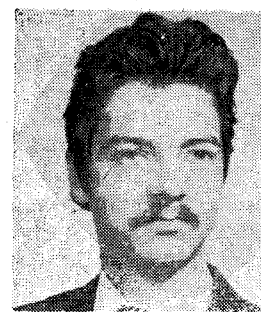


Szemábra magasság mérés a teletext adatátvitelben

ZELHOFER WALTER
ORION



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző ismerteti a TELETEXT rendszer kialakulásának előzményeit, a rendszer általános leírását és a TELETEXT adatátvitel minőségvizsgálata szempontjából alapvető fontosságú elemi adatjel jellemzőit. A cikk célja a szemábra mérési módszer elméleti kérdéseinek, és gyakorlati megvalósításának vizsgálata.

1. Bevezetés

Az információ terjedését forradalmasító televíziós műsorszórás bevezetését követően hosszú időn keresztül csupán egyetlen új szolgáltatással, a színes technikával bővült. A 70-es évek elejére az elektronika rohamos fejlődése, különösen pedig a digitális technika egyre nagyobb térhódítása megteremtette a tv-készülékek képernyőjén történő adatmegjelenítés lehetőségét.

A BBC tervező osztályának akkori főmérnöke, P. Rainger vetette fel az új információközlési rendszer alapötletét. Többéves fejlesztő munkák eredményeként két angol TV-társaság is kidolgozta a saját „TV-újság” szolgáltatását, melynek az IBA az ORACLE, a BBC pedig a CEEFAX márkanévvel adta. A két televíziós információközlő rendszer azonos alapokra épült, de számos műszaki paraméterben eltérések voltak. A rendszert a BBC, IBA és a BREMA először 1974-ben szabványosította, és az új egységes rendszer a TELETEXT nevet kapta. 1976 szeptemberében az addigi vizsgálatok eredményeit felhasználva a szabványt véglegesítették, és néhány új, a későbbi továbbfejlesztést célzó szolgáltatással egészítették ki.

Mivel az új adatátviteli rendszert számtalan területen és széles körben lehet alkalmazni (napi hírek, műsorok, menetrendek, oktatás stb.), érthető módon az Angliában létrehozott „képújság” azóta meghódította az egész világot.

A TELETEXT optimális, mert erősen behatárolt struktúrája lehetővé tette széles körű elterjedését, ugyanakkor a továbbfejlesztés lehetőségei is adóttak.

A TELETEXT olyan sajátos információközlési eljárás, amelynek célja lapokba foglalt szövegek és grafikus szimbólumok továbbítása kódolt formában, televízióon keresztül, a műsorszórás ideje alatt, de attól függetlenül és nem zavaró módon. Az információt reprezentáló adatsorozat digitális kódja speciális kialakítású impulzussorozat formájában kerül átvitelre a képkijelző ideje alatt, melyet a vevő oldalon mintavételezéses döntőáramkör állít vissza eredeti alakjába. Az adatjel regenerál-

ZELHOFER WALTER

Diplomáját 1982-ben szerezte a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán. Ugyanitt 1984-ben okleveles híradástechnikai szakmér-

nökként végzett. Jelenleg az ORION-ban dolgozik fejlesztő mérnökként, munkaköre TV drámakörök fejlesztése, továbbá képmagnók szervórendszerének vizsgálata.

hatóságát a vevő oldalon alapvetően két tényező befolyásolja:

- a dekóder áramkör műszaki paraméterei
- az átviteli csatornán keresztül beérkező sávhatárolt és torzított TELETEXT adatjel minősége.

Ez utóbbi vizsgálatára számos módszert fejlesztettek ki, melyek közül egyszerűségénél és bithibavalószínűséggel való szoros korrelációjánál fogva a szemábra magasság mérése a legelterjedtebb.

2. A TELETEXT rendszer

A TELETEXT rendszer max. 8 magazint továbbíthat egy televíziós csatornában magazinonként 100 oldallal. A magazinok számozása 1—8-ig történik, míg az oldalaké 0—99-ig, ahol a 0-ás lap rendszerint az illető magazin tartalomjegyzéke. Egy lap 24 karaktorsorból és soronként 40 karakterből áll. A sorok számozása 0—23-ig terjed, és az első sor speciális feladatot lát el, neve fejlécsor.

Minden TELETEXT adatsor 360 bitet tartalmaz 45 byte-ba szervezve. Az NRZ (Non Return to Zero) kódolt adatbitek 6,9375 Mbaud jelzési sebességgel soros módon kerülnek átvitelre. Az elemi impulzusok spektruma emelt-koszínuszos, és így kielégítve a Nyquist-kritériumot, a video sávhatárolás mellett is biztosított a minimális szimbólumközi áthallás. Az adott bitsebesség mellett egy teljes TELETEXT sor vihető át egy televíziós sor alatt.

A Magyar Televízió adásában két magazin kerül átvitelre félképenként 2—2 tv-sorban. Ezek az első félkép 19—22, és a második félkép 332—335 sorai.

Az egy magazinon belül másodpercenként átvihető sorok száma tehát 100, és így egy teljes 100 oldalas magazin „körbeforgási” ideje 24 s. Ez a meglehetősen nagy hozzáférési idő újabb TELETEXT adatsorok átvitelével volna csökkenthető, de a jelenlegi SECAM azonosítók, és a VITS (Vertical Insertion Test Signals) mérősorok miatt erre nincs lehetőség.

A TELETEXT adatsorok kétféleképpen lehetnek: fejléc- és karaktorsorok. Az első három byte min-

Beérkezett: 1986. III. 18 (*)

den adatsorban azonos: az első két byte az ún. órabefutó, a harmadik byte az ún. keretkód. A többi 42 byte címző, vezérlő és megjelenítő információt tartalmaz. Az órabefutó a bitszinkronozást végzi 1—0—1—0—... sorozatban, melynek utolsó előtti bitje 12 (+0,4—0,1) μ s referencia távolságra helyezkedik el a sorimpulzus lefutó élétől. A keretkód a byte szinkronozást végzi, amelyet úgy határoztak meg, hogy egy hiba esetén is ellátja feladatát. Felépítése: 11100100.

Minden adatsor 4. és 5. bjté-ja, és a fejlécsor további nyolc byte-ja meg nem jeleníthető hamming kódolt byte, amely 4 üzenet és 4 ellenőrző bitből áll. A hamming védelem egy hibát képes javítani, és kimutatja a legtöbb páros hibát. A 4. és 5. byte összevontan a 3 bites magazinszámot és az 5 bites sorszámot tartalmazza balról rendre növekvő helyiérték szerint. A magazinszám így 0—7 lehet (a 000 kombináció felel meg a 8-as számnak). Az 5 bites sorszámmal 0—23-ig terjed a megjeleníthető sorok számozása, de a 24—31-ig terjedő ún. fantom-sorokat is át lehet vinni a rendszerben. A fantom-soroknak kitüntetett szerepük van a rendszer szolgáltatásainak jövőbeni kibővítésénél. A karaktorsoroknál a 6—45. byte-ok már megjeleníthető karakterek.

Fejlécsor esetén a 6—13. byte-ok további meg nem jeleníthető hamming védett címző és vezérlő információt tartalmaznak. Az első két byte a BCD kódolt oldalszámot (00—99-ig), a következő négy byte ún. időkód BCD kódolt perceit (00—79-ig) és óráit (00—39-ig) tartalmazza. Az időkóddal így azonos oldalszámú lapok 3200 variációja különböztethető meg. Az utolsó két byte-ban és az időkód fel nem használt bitjeiben az ún. vezérlő bitek helyezkednek el. A fejlécsor további 32 byte-ja megjeleníthető karakter, amelyekben rendszerint a lapszám, magazinnév, dátum és a pontos idő kerül kiíratásra.

A Magyar Televízió TELETEXT adása svéd karakterkészletet használ. A tényleges megjelenítésre 96 db alfanumerikus és 64 db grafikus karakter szolgál. Az ún. vezérlő karakterek betűközéként íródnak ki, tehát karakterhelyet foglalnak le a TELETEXT sorban (kivétel a tartott grafika). A vezérlő karakterek, szemben a vezérlő bitekkel, csak a soron belül, az őket követő karakterekre vannak hatással, nem az egész lapra.

A 24 soros, soronként 40 karakteres TELETEXT oldal minden egyes karaktere ugyanakkora karaktermezőben jelenik meg (kivéve kétszeres betűnagyság). A TELETEXT lapot 240 tv-sorból alkotja, tehát egy TELETEXT sor 10 tv-sorból áll egy félkép lefutása alatt. Egy karakter megjelenítése 10 tv-soron keresztül, soron belül 1 μ s-ig tart [1].

A TELETEXT adatjel kódolásának és az elemi impulzus spektrumának optimalizálása

A TELETEXT adatsorok a televíziós videojel képkijelöltésébe beültetve kerülnek átvitelre, így azokra a normál televíziós rendszer átviteli útjában jelenlévő sávhatárolások, zajok és jelalaktorzulások hatnak, amelyek az átvitt információ torzulását okozhatják még akkor is, ha esetleg a nor-

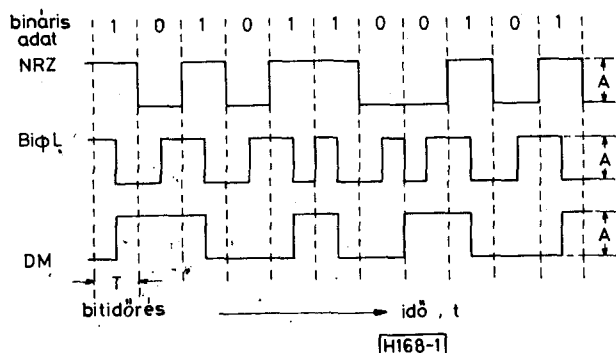
mál tv-vételben romlás nem észlelhető. Különösen érvényes ez közelreflexió esetében. A fenti hatásokat szem előtt tartva a nagy átviteli sebesség és kis bithiba-valószínűség érdekében a bináris kódolást követően egy ún. másodlagos kódolás és megfelelő impulzus-spektrum kialakítása vált szükségessé, amely lehetővé teszi az átviteli csatorna legjobb kihasználását. A BBC által végzett optimalizálási kísérletsorozatok feltárják az impulzusjellemzők, azok torzulásai és a későbbiekben ismertetett szemmagasság mérés közti közvetlen kapcsolatot. Továbbá megadják a videosávra korlátozott ideális TELETEXT adatjel maximálisan elérhető szemmagasságát is.

A másodlagos kódolás kiválasztásakor (az eredeti angol rövidítéseket használva a továbbiakban) az NRZ (Non Return to Zero), a Bi Φ L (BiPhase Level) és a DM (Delay Modulation) kódolások összehasonlító elemzését végezték el az alábbi főbb szempontok szerint:

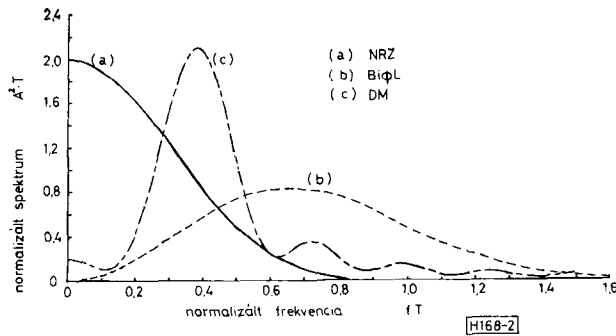
- a zajokkal és interferenciákkal szembeni védettség
- adott sávhatárolás és bithiba-valószínűség mellett elérhető bitsebesség
- a vevő oldali dekóder egyszerűsége

Az NRZ kód olyan kétszintű jel, amely alacsony szintű logikai „0” bit esetén és magas szintű a logikai „1”-es bitekre. Az 1. ábrán „A”-val jelölt a két szint különbsége. A Bi Φ L kódnak jelátmenetei vannak minden bitidőrés közepén alacsony szintből magasba, ha az adatjel logikai „0”, míg logikai „1” esetén fordítva. Ha azonos bitek követik egymást, akkor a bitidőrés határára is van jelátmenet. A DM kódolásnál jelátmenet van a bitidőrés közepén, ha az adatbit logikai „1”, és egymást követő logikai „0” bitek esetén a bitidőrés-határokon. (lásd 1. ábra).

Mivel mindhárom kódolás kétszintű, a T bitidőrés reciprokával egyenlő bitsebesség megegyezik a jelzési sebességgel. A videosávba illeszthetőség végett a másodlagos kódolással kapott négyszögimpulzusok elvileg végtelen kiterjedésű spektrumát sávhatárolni kell. Az összehasonlító kísérletek során emelt koszinuszos szűrést alkalmaztak, melynek előnye, hogy a szűrt adatjel spektruma csak minimális energiával rendelkezik a bitsebesség felett. Továbbá a szimbólumközi áthallás is kisebb, mint például meredek levágású aluláteresztő szűrők alkalmazása esetén. Különösen érvényes



1. ábra. A másodlagos kódolások időképe



2. ábra. A másodlagos kódolások spektrumképe

ez az NRZ kód esetében, amelynek frekvencia-tartománybeli normalizált spektruma a 2. ábrán található, összehasonlítva a BiΦL és DM kódolások spektrumának kiterjedésével azonos bitsebességű véletlenszerű emelt koszinusz adatjelek esetére.

A BiΦL és a DM kódolások órajel frekvenciája kétszerese a bitsebességnek, míg az NRZ esetében a kettő meggyezik az 1. ábrából láthatóan. Ezért a BiΦL és DM kódolásoknál használt emelt koszinusz szűrők sávzélessége is duplája az NRZ kódolás szűrőjének sávzélességénél.

Az 1. és 2. ábrák alapján az egyes kódolások az alábbi szempontok szerint hasonlíthatók össze:

- A vevő oldalon az adatjel dekódolásához szükséges órajel szinkronizálását az adatjel jelátmenetei végzik. Az NRZ kód esetében extrém hosszú időintervallum is felléphet két szinkronozó jelátmenet közt, míg a DM kódolás legalább egy, a BiΦL kódolás pedig legalább kettő átmenetet ad $2T$ idő alatt.
- A BiΦL és DM kódolt jelek esetében a bitidőreosztási 2 mintavétel elvégzéséhez kétszeres bitsebességű óraimpulzusok szükségesek. Az NRZ kódolt jel bitidőreosztási 1 mintavételéhez bitsebességű óraimpulzusok szükségesek, továbbá a mintavételzés egyből az adat bináris kódját adja, míg a BiΦL és DM kódok mintáit dekódolni kell.
- A BiΦL kódolás paritásbitek nélkül is külön hibajelző védelemmel rendelkezik, mivel a bitidőreosztási két felből vett mintáknak különböző szintet kell adniuk.
- A véletlenszerű NRZ jel erős DC komponenssel rendelkezik a 2. ábra spektrumképe szerint, míg a másik két kódolás esetében ez elenyésző, illetve hiányzik.
- Adott bitsebesség mellett az NRZ kódolás sávzélesség igénye a legkisebb. Emelt koszinusz szűrés alkalmazva a 2. ábra szerint a jel energiájának 0,6 normalizált frekvencia alá eső hányada NRZ kódolásnál 97%, DM kódolásnál 84%, míg BiΦL kódolásnál csupán 38%.

A fenti elméleti összehasonlításokon túl a video sávhatárolás okozta szimbólumközi áthallást és a zaj hatását is elemezve az NRZ kódolás bizonyult a legmegfelelőbbnek, döntően az e) pontbeli minimális sávzélesség igénye miatt. Adott sávhatárolás mellett az NRZ kódolt jel a másik két kódolás bitsebességének duplájával volt továbbítható azonos bithiba-valószínűség esetén.

A vizsgálatok eredményeként a TELETEXT szabványban másodlagos kódolásnak az NRZ-t rögzítették 6,9375 Mbit/sec-ra megnövelt bitsebesség mellett. Az NRZ kódolás a) és d) pontbeli hátrányait az adatbyte-ok páratlan paritásvédelmével és a logikai „0” feketeszinthez való rögzítésével oldották meg [2].

A TELETEXT rendszerben jelenleg a \sin^2 elemi impulzusformát használják, amely 100%-os (roll-off) lekerekítési tényezőjű, vagy más néven emelt koszinusz spektrummal rendelkezik körülbelül 7 MHz sávzélességgel. A televíziós videojelbe ültetett sávhatárolás a szimbólumközi áthallás és az impulzus túllövéseinek megnövekedését okozza. A vevő a beérkező TELETEXT impulzusokból álló bináris kódját mintavételezéses döntőáramkörrel állítja helyre, ezért a szimbólumközi áthallás minimalizálása kívánatos. Ez ugyanis közvetlen kapcsolatban van a torzult adatjel szemmagasságával, amely a legalacsonyabb logikai „1”-es és a legmagasabb logikai „0”-ás impulzus szintkülönbségét reprezentálja. Reflexiók jelenlétékor a reflektált jelek túllövései becsúszhatnak a mintavételezési időrésekbe, és tovább csökkenthetik a logikai „0” és „1” közti hasznos szintkülönbséget. Ezáltal tovább nő a szimbólumközi áthallás, ezért az optimalizálás során a túllövések csökkentésére is törekedni kell.

A szimbólumközi áthallást a forrásjel spektrumképe és az átviteli út karakterisztikája együttesen befolyásolják. A vizsgálat szempontjából azonban a spektrumformálás megoszlása — az adótól a vevőig — nem érdekes, csak a dekóderre jutó adatjel végleges spektruma, amelyet egyetlen forrás-vevő közti eredő szűrő termékének tekintünk.

Az NRZ kódolt adatjelből különböző függvényosztályú szűrőkkel kialakított impulzussorozatok vizsgálata során az ún. koszinuszos lekerekítésű spektrumot adó szűrők bizonyultak a legjobbnak, amelyek kielégítik a Nyquist kritériumot. Nyquist kimutatta, hogy f_b bitsebességű impulzusok szimbólumközi áthallás nélkül átbocsáthatók $f_b/2$ frekvenciára szimmetrikus lefutású és konstans csoportfutási idejű aluláteresztő szűrőn. A TELETEXT rendszerben a bitsebesség $f_b = 6,9375$ Mbit/sec és ennek reciproka, a $T = 144$ ns bitidőreosztási.

Az optimális spektrumú impulzus meghatározásához induljunk ki a (2.1.) egyenlet szerinti impulzusból, amely — a video sávhatárolástól egyelőre eltekintve — teljesíti az optimális áthallásmentességet.

$$(2.1.) \quad f(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}$$

Az impulzus $f(t)$ időfüggvénye a $t_n = n \cdot T$ időpontokban nullhelyeket ad, és így a szomszédos impulzusok, amelyek T időközönként követik egymást, nem hatnak egymásra. (Nyquist kritérium.) Ezáltal az impulzusok amplitúdói függetlenek az átviteltől bitsortól, és így a (2.2.) egyenlet szerinti h szemmagasság (lásd az 5. fejezet) egységnyi lesz.

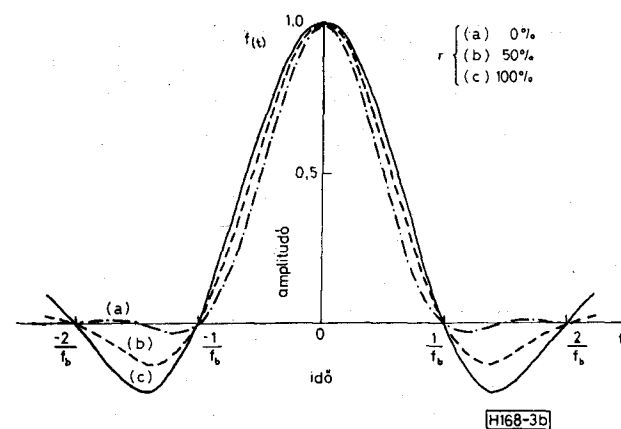
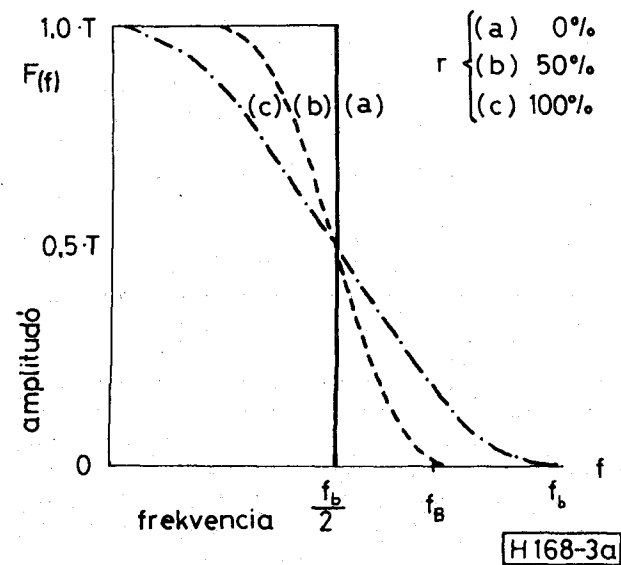
$$(2.2.) \quad h = f_{(0)} - 2 \sum_{n=1}^{\infty} |f(n \cdot T)|$$

A (2.1.)-nek megfelelő jelalakot kapjuk, ha T impulzusterületű Dirac-lökést adunk $f_0 = 1/2T$ határfrekvenciájú ideális aluláteresztő szűrőre. A szűrt Dirac-delta spektruma és időfüggvénye a 3. ábrán látható (a) jelű folytonos nyomvonallal. Az adatforrás 4. ábra szerinti elemi adatjelét egységnyi amplitúdójának tekintve, annak spektruma:

$$(2.3.) \quad F_{N(f)} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_N(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = T \cdot \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T}$$

Az elemi négyszögjelből a kívánt spektrumú impulzust az alábbi átviteli függvényű szűrővel kapjuk:

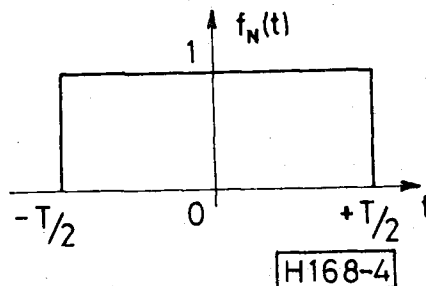
$$(2.5.) \quad H_r(f) = \begin{cases} 1 & \text{ha } 0 \leq f \leq (1-r)/2T \\ 1/2 \cdot \left(1 + \cos \frac{2fT+r-1}{2r}\right) & \text{ha } (1-r)/2T < f \leq (1+r)/2T \\ 0 & \text{ha } f > (1+r)/2T \end{cases}$$



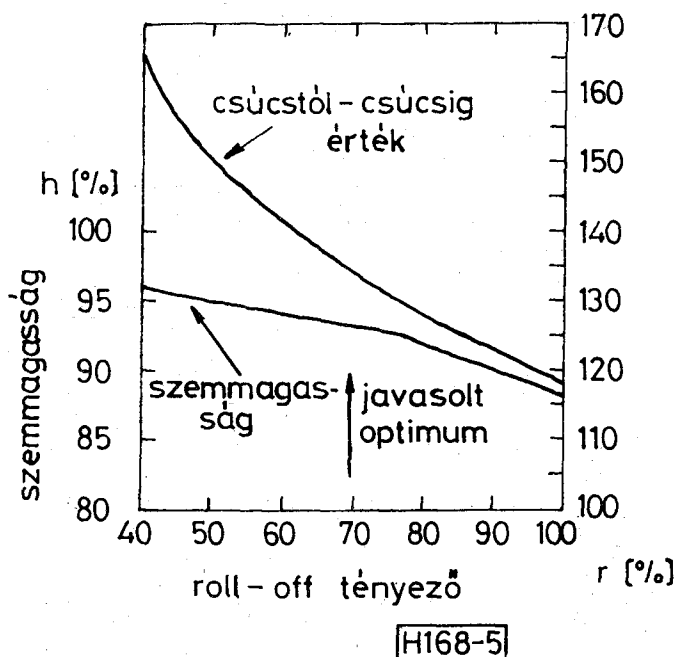
3. ábra. Koszínuszos szűrésű elemi impulzus idő- és spektrumképe

$$(2.4.) \quad H(f) = T \cdot F_{N(f)}^{-1} = \begin{cases} \frac{\pi f T}{\sin(\pi f T)} & \text{ha } 0 \leq f \leq 1/2T \\ 0 & \text{ha } f > 1/2T \end{cases}$$

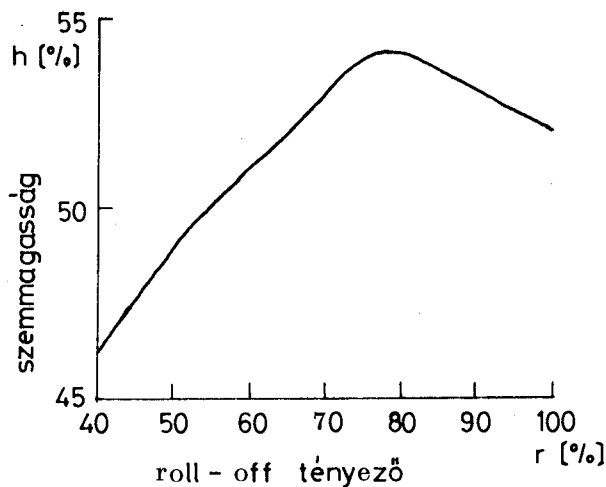
Egy ilyen szűrő teljesíti ugyan az áthallásmentesség követelményét, de nem teljesíti a lehető legkisebb túllövés igényét. A túllövés csökkentést a Nyquist kritériumnak eleget tevő koszinuszos lekerekítésű frekvenciamenet bevezetésével érhetjük el. Egy ilyen impulzus spektrumát és időfüggvényét mutatja a 3. ábra (b) jelű nyomvonala. A meredek sávhatárolást koszinuszosan laposítva az f_0 határfrekvenciáig csökken a túllövés az áthallásmentesség elvesztése nélkül. A lekerekítő szűrő átviteli függvényét a (2.5.) kifejezés írja le, ahol az $r = 2f_0 T - 1$ lekerekítő tényező értéke $0 \div 1$ közt (vagy százalékosan kifejezve $0 \div 100\%$ között) változhat.



4. ábra. Szűretlen elemi adatjel



5. ábra. A szemmagasság és a túllövés a lekerekítésben függvényében



H168-6

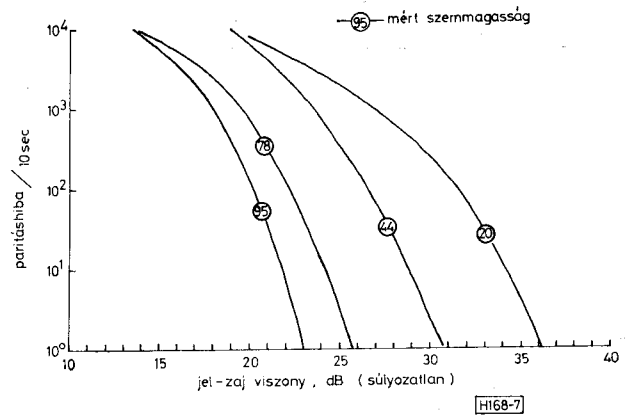
6. ábra. A szemmagasság a lekerekítési tényező függvényében adott reflexió esetén

Az optimalizáló szűrő $H_o(f)$ átviteli függvénye a (2.4.) szerinti $H(f)$ és a (2.5.) szerinti $H_r(t)$ szűrő-karakterisztikák szorzataként adódik. Így a $H_o(f)$ szűrőkimenetén az $f_{N(t)}$ bemenő négyszögjelre a (2.1.) alakúval analóg, de kisebb túllövésű kimenő-jel jelenik meg. A kapott impulzus spektrumát és időtartománybeli képét az r lekerekítési tényező függvényében a 3. ábra mutatja.

A video sávhatárolást is figyelembe véve — mely elrontja az áthallásmentességet — meghatározható egy kompromisszumos r lekerekítési tényező, hogy a (2.2.) szerinti szemmagasság elég nagy és a túllövés pedig elég kicsi legyen. A méréseket $f_B = 5$ MHz-es video sávkorlátozás mellett végezve az 5. ábra szerinti eredmény adódott.

Az 5. ábráról láthatóan az r lekerekítés csökkentésével a h szemmagasság és az adatjel csúcsból csúcsig (V_{pp}) vett értéke (amely a mérés során konstans értéken tartott bináris 0—1 szintkülönbség százalékában van kifejezve) is nő. Az r csökkentésével az f_o felső határfrekvencia felülről egyre jobban közelít a videosáv határához. Ezért az elemi impulzus spektrumának egyre kisebb része veszi el csökkentve a szimbólumközi áthallást, azaz növelve a szemmagasságot (lásd 3. ábra). A 44%-os lekerekítésű spektrum éppen kitölti a video sávot, azaz $f_o = f_B$, és így az adatjel (teljesítve a Nyquist kritériumot) elméletileg 100%-os szemmagasságot ad. A mérés hibájából adódóan ez 96%-ra adódott. A túllövés 155%-os nagysága viszont elfogadhatatlanul nagy ebben az esetben.

További vizsgálatok kimutatták, hogy a közeli-reflexió különösen erős mórtékben rontja a TELETEXT átvitelt, ezért az optimalizálást echo jelenlétekor is elvégezték. A reflexiók okozta szemmagasság-csökkenés az adatjel túllövéseitől, azaz csúcsmplitúdójától függ (a bináris „1” szint 66%-os állandó értéke mellett a fehér csúcsra vonatkoztatva). A reflektált adatjelek túllövésai becslésre a mintavételezési időrésekbe tovább csökkentik a bináris „0” és „1” közti effektív szintkülönbséget, azaz a szemmagasságot. Echo



7. ábra. A szemmagasság és a bithibaarány összefüggése a jel/zaj viszonyfüggvényében

jelenlétekor tehát a szimbólumközi áthallás és a túllövés nagysága együttesen határozza meg az eredő szemmagasságot.

A 6. ábra mutatja a 30%-os echo esetére végzett mérések pesszimális eredményét, mely szerint $r = 0,7 \div 0,8$ közt adódik optimum a szemmagasságra. A végleges optimum $r = 0,7$ -ben lett megállapítva, amikor az adatjel csúcserő (echo nélkül) a bináris 0—1 szintkülönbség 135%-a és a szemmagasság értéke 93% (lásd 5. ábra). Az $r = 0,7$ -es roll-off spektrumú impulzus a 1.0-es lekerekítési faktornak megfelelő \sin^2 impulzussal szemben 5,5%-os szemmagasság nyereséget ad [3].

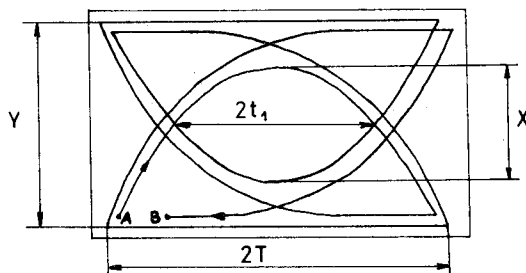
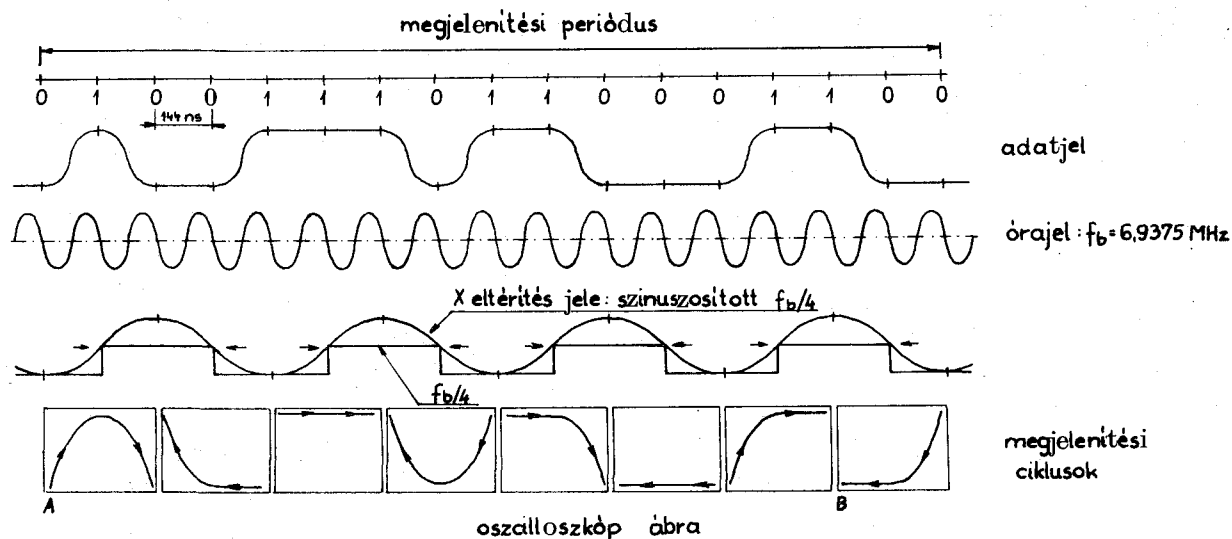
4. A TELETEXT szemábra mérés alapjai

Az adatátvitel minősítésekor a mértékadó jellemző a bithibaarány, illetve a bithiba-valószínűség. A BBC, az IBA és az IRT (Institut für Rundfunktechnik) kooperációs kísérletei (Bavaria, 1975. április) szoros korrelációt mutattak ki a bithibaarány, a vevőoldali video jel/zaj viszony és az adatjel szemmagasság közt (lásd 7. ábra).

A görbeseregéből látható, hogy adott video jel/zaj viszony mellett a szemmagasság értéke meghatározza a bithibaarány várható értékét. A szemmagasságmérés egyszerű és jól kézben tartható módszerének éppen ez adja a létjogosultságát, mivel a fentiek szerint az átviteli rendszert egyértelműen minősíti [4].

A tipikus TELETEXT dekóderben a bejövő adatjel egy referencia feszültséggel komparálódik (kézi vagy automatikus beállítással), amely az adatjel csúcsból-csúcsig vett értékének felével egyenlő az optimális egymintás Bayes-döntés végett. A mintavevő órajelet az adatjel jelátmeneteivel gerjesztett, és a bitsebességgel egyező frekvenciára hangolt nagy Q -jú rezgőkör szolgáltatja. A mintavevő órainpulzusokat a $T = 144$ ns időtartamú bitidőrések közepére tolvá a legvalószínűbb a vágott jel szerinti helyes döntés.

Az ilyen rendszerekben a legfontosabb adatjel mutató a legalacsonyabb logikai „1”-es, és legmagasabb logikai „0”-ás közti szintkülönbség értéke. Zaj vagy jelalak torzulás okozhatja az „1”-esek szintjének csökkenését, esetleg vágási szint alá kerülését, míg a „0”-ás bitek esetén fordítva.



H168-8

8. ábra. A szemábra kialakulásának szemléltetése

Az ilyen torzult vagy hibás bitek kimutatására, azaz a TELETEXT jel dekódolhatóságának minőségi jellemzésére alkalmas a szemábra mérési módszer azáltal, hogy az adatjel „0”-ás és „1”-es impulzusait integrálisan egymásra rajzolva közvetlenül mutatja a kritikus 0—1 szintkülönbséget, továbbá a keletkező „szem” formájából az adatjel torzulásaira is következtetni lehet.

A szemábra lényegében egy oszcilloszkópon megjelenített speciális Lissajous-ábra. Az adatjelet az időtengely mentén bitidőszakok középre szimmetrikus két bitidőrésnyi szakaszokra felosztva, és azokat egymásra helyezve („összehajtogatással”) alakul ki a szemre emlékeztető ábra. Ennek oszcilloszkóp ernyőn való megjelenítéséhez az X horizontális bemenetre $2T$ periódusidejű szimmetrikus fűrészjelet kell adni, míg az Y vertikális bemenetre a kapuzott szint rögzített adatjel kerül. Mivel adatsorok a teljes félképidőnek csak kis hányadában vannak jelen, ezért a jó láthatóság végett a képtartalmú sorok idejére Z modulációs kioltás szükséges.

A szemábra a 8. ábrán követhető tényleges realizációjánál az oszcilloszkóp X irányú eltérítéséhez nem fűrészjelet, hanem szinuszjelet használnak. A szinuszos eltérítés egyrészt egyszerűsíti a szemábra kialakítását, ugyanis az eltérítő jel az adatjelből kinyert 6,9375 MHz alap órajelfrekvencia negyedére osztásával és szinuszosításával könnyen előállítható. Másrészt a megjelenítéshez szükséges oszcilloszkóppal szemben támasztott követelmény is kisebb ebben az esetben.

Hosszú idejű véletlenváltozó adatsor esetén a 8. ábra diszkrét vonalainak „elkenődéséből” adódik a valóságos szemábra, amelynek minimális 0—1 szintkülönbséget reprezentáló szemnyílást a referencia 0—1 szintkülönbségre vonatkoztatva kapjuk a h szemmagasság kifejezést:

$$(4.1.) \quad h = x/y$$

ugyanakkor a w szémszélesség és a j jitter:

$$(4.2.) \quad w = 2 \cdot t_1 / T \quad j = T \cdot (1 - w) \quad [5].$$

5. A TELETEXT impulzus-sáv arány, a szimbólumközi áthallás és a szemmagasság összefüggése

A szemábra mérés elve az impulzus torzulás elméletéből származtatható. Az impulzus-sáv arány mérések elterjedten használatosak a videosávban az impulzusátvitel mérésére. A TELETEXT információ impulzussorozatainak átvitelekor úgyszintén a közvetítő csatorna impulzusátviteli jellemzői a meghatározóak. Azonban ennek mérésére a 100, illetve a 200 ns félszélességű mérőimpulzusok kevésbé használatosak, bár feltétlenül korreláció áll fenn a TELETEXT impulzusok és a fenti mérőimpulzusok közt. A TELETEXT impulzus félszélessége $T = 144$ ns, így egy ilyen T impulzus és sáv arányának mérésből következtetni lehet az adatjel átvitelének jóságára.

Induljunk ki a 3. fejezetben adódott 70%-os Nyquist impulzusból, melynek $F(f)$ spektrumképe, és $f(t)$ időtartománybeli képe a 3. ábrán látható.

A Fourier-transzformáció segítségével az alábbi összefüggés adódik:

$$(5.1.) \quad F(t) \Big|_{f=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \Big|_{f=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt = T$$

ebből

$$\frac{i}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt = i$$

Az integrált az impulzus $n \cdot T$ időpillanatokban vett mintával felírva:

$$(5.2.) \quad \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [T \cdot f(t-nT)] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t-nT) = 1 \quad \forall t\text{-re}$$

A $t=0$ választással és további alakításokkal:

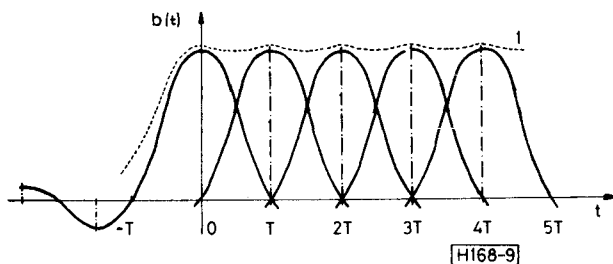
$$(5.3.) \quad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT) = f_{(0)} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT) = 1$$

ahol

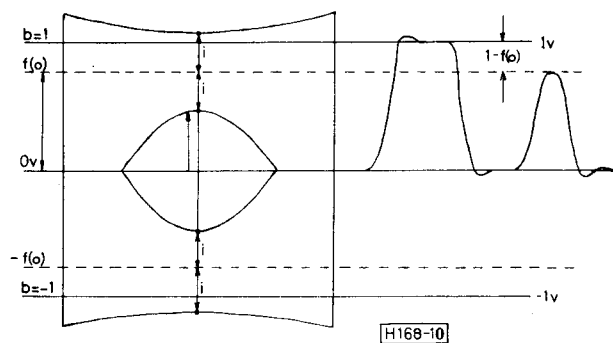
$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} = \sum_{n=-\infty}^{-1} + \sum_{n=+1}^{+\infty}$$

és $f_{(0)}$ az impulzus $t=0$ időpontban felvett értéke. Szimbólumközi áthallás mentes esetben az (5.3.) rögtön adódik, mivel ekkor $f_{(0)}=1$ és a jobb oldali szummába foglalt nT metszések értéke 0. Áthallás meglétekor $f_{(0)} < 1$ és a többi nT metszékre $f(nT) \neq 0$, de a levezetésből adódóan az (5.3.) eredmény ekkor is érvényes, ha az impulzus torzulását okozó jelút átvitele egységnyi az $f=0$ frekvencián.

A TELETEXT sávot a 9. ábra szerint egymást T időközönként követő „1”-es impulzusok szuperpozíciójaként értelmezve a $b_{(t)}$ (bar) sávmagasság értéke az (5.2.) szerint



9. ábra. A sávmagasság értelmezése



10. ábra. Az impulzus—sáv arány

$$(5.4.) \quad b_{(t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t-nT) = 1 \quad \forall t\text{-re}$$

az időtől függetlenül egységnyi, ezért a továbbiakban egyszerűen b -vel jelölve és a t időt 0-nak véve:

$$(5.5.) \quad b = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT) = 1$$

A 10. ábra szerinti impulzus-sáv arány így $f_{(0)}/b = f_{(0)}$ értéke adódik, míg az impulzus-sáv arány csökkentésének mértéke az (5.3.) alapján:

$$(5.6.) \quad 1 - f_{(0)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT)$$

Véletlen változó adatsor esetén az egyes impulzusok $t=0$ időpontbeli tényleges magassága adott $f_{(0)}$ impulzussávarány mellett $f_{(0)} - i$ és $f_{(0)} + i$ közt változik (lásd 10. ábra), ahol az i szimbólumközi áthallást a torzult pulzus nT ($n = \pm 1 \pm 2 \dots$) időpontokbeli metszékeinek pesszimális eredője, azaz abszolútértékes összege adja:

$$(5.7.) \quad i = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |f(nT)|$$

Az (5.6.) és (5.7.) egyenletek jobb oldalát ugyanazon nT impulzusmetszések előjeles illetve abszolút szummája adja, amelyekre matematikailag fenn áll:

$$(5.8.) \quad \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT) \leq \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |f(nT)|$$

Következésképpen az impulzus-sáv arány csökkenésére és a szimbólumközi áthallásra az alábbi egyenlőtlenség adódik:

$$(5.9.) \quad 1 - f_{(0)} \leq i$$

Adott impulzus-sáv arány mellett tehát az i szimbólumközi áthallás mértéke legalább akkora, vagy nagyobb, mint a $t=0$ időpontbeli $f_{(0)}$ impulzusamplitúdó $b=1$ sávmagassághoz képesti csökkenése. Az egyenlőség csak unipoláris impulzusok esetében áll fenn, amelyek nT időpontokban vett metszékei mind pozitívak.

A szemmagasság kifejezésének meghatározásához induljunk ki abból az esetből, amikor a $t=0$ időpont a végtelen hosszú adatsor egy elemi bitidőrésének közepére esik. Ha a vizsgált bitidőrásben tegyük fel logikai „1”-est reprezentáló $f_{(t)}$ elemi impulzus található, akkor annak $f_{(0)}$ magasságához a bal- és jobb oldali végtelen sok szomszédos impulzus belengéseinek $t=0$ időpontbeli értékei is hozzáadódnak, illetve levonódnak. A szemmagasság szempontjából azt a pesszimális esetet kell számításba venni, amikor csak olyan szomszédos impulzusok vannak jelen, amelyek $t=0$ időpontbeli túllövésai mind negatívak. Mivel minden elemi impulzust egyformának tételezünk fel, ezért a levonódó belengési értékeket szummázott alakban

is megadhatjuk, amelyben az elemi impulzusnak csak negatív metszékeket adó $n_1 \cdot T$ időpontbeli belengésértékeit vesszük számításba:

$$(5.10.) \quad f_{(0)}^1 = f_{(0)} + \sum_{n_1} f(n_1 T) \quad \text{ahol } \forall f(n_1 T) < 0$$

Ha viszont a bitidőreben tegyük fel logikai „0”-ást reprezentáló $f_{(0)}^0$ impulzus van, akkor annak 0 magasságát pesszimális esetben a szomszédos impulzusok $t=0$ időpontbeli pozitív értékű belengés metszékei növelik meg. A pesszimális „0” bit szintjének növekedését itt is megadhatjuk szummás alakban, de most a csak pozitív metszékeket adó $n_2 \cdot T$ időpontbeli belengésértékeket vesszük számításba:

$$(5.11.) \quad f_{(0)}^0 = 0 + \sum_{n_2} f(n_2 T) \quad \text{ahol } \forall f(n_2 T) > 0$$

A h szemmagasságot a (4.1.) kifejezést alapul véve a pesszimális $f_{(0)}^1$ és $f_{(0)}^0$ impulzusmagasságok különbségeként kapjuk a $b=1$ referencia sávmagasságra vonatkoztatva:

$$(5.12.) \quad h = \frac{f_{(0)}^1 - f_{(0)}^0}{b} = \frac{f_{(0)} - \left[\sum_{n_2} f(n_2 T) - \sum_{n_1} f(n_1 T) \right]}{b}$$

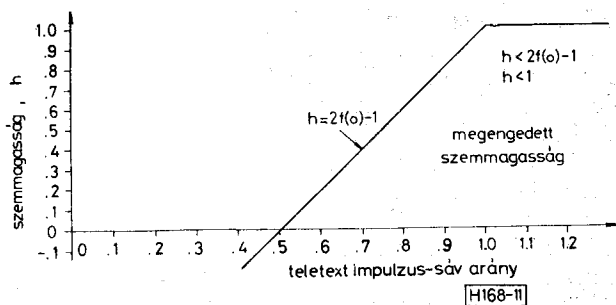
A szögletes zárójelben lévő különbség az i áthallás (5.7.) szerinti kifejezését adja. Mindezekből a h szemmagasság definíciója:

$$(5.13.) \quad h = \frac{f_{(0)} - i}{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT)}$$

Mivel az impulzus nT időpontbeli metszékeire normális esetben $f(nT) = f(-nT)$ egyenlőség áll fenn, valamint felhasználva, hogy $b=1$, adódik:

$$(5.14.) \quad h = f_{(0)} - 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} f(nT)$$

Az (5.9.) egyenlőtlenség és az (5.13.) egyenlet egybevetésével a szemmagasság és az impulzus-sáv arány összefüggése:



11. ábra. A szemmagasság és az impulzus-sáv arány összefüggése

$$(5.15.) \quad h \leq 2 \cdot f_{(0)} - 1 \quad (\text{lásd 11. ábra})$$

Ugyanígy megadható a szemmagasság és a szim-bólumközi áthallás összefüggése is:

$$(5.16.) \quad i \geq \frac{1-h}{2}$$

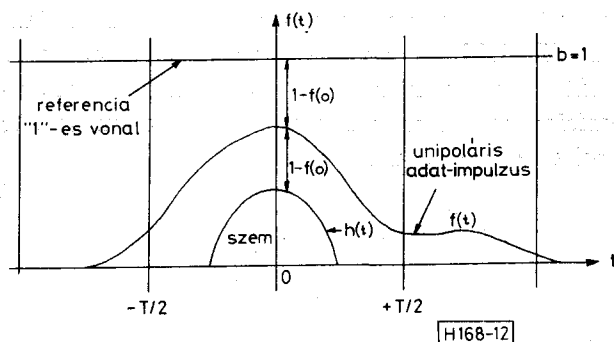
Unipoláris $f(t)$ impulzus esetében az egyenlőtlenségek egyenlőségekbe mennek át, így egy adat-jellemző ismeretében a másik kettő kiszámítható.

A $t=0$ választással kapott (5.13.) eredmény a bitidőzés közepén lévő mintavételi időrehoz tartozó maximális h szemmagasságot adja. A bitidőzés közepétől t idővel eltérő helyen a $h(t)$ szemmagasság a 12. ábra szerint változik a t idő függvényében. A $h(t)$ analitikus kifejezése az (5.13.)-ból származtatható a t időnek, mint változó paraméternek a bevezetésével:

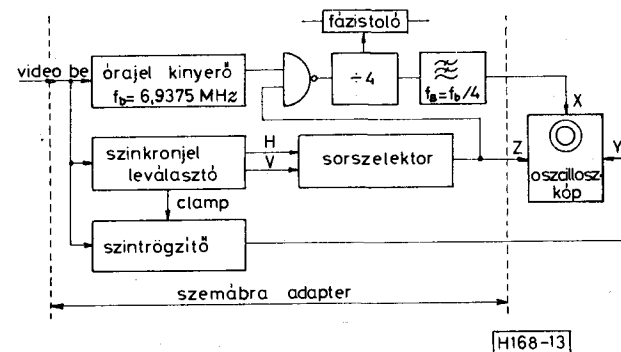
$$(5.17.) \quad h(t) = \frac{f_{(0)} - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |f(t-nT)|}{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t-nT)}$$

Az $f_{(0)}$ körül szimmetrikus lefutású $f(t)$ impulzusok esetében a $h(t)$ szemmagasság is szimmetrikus (lásd 12. ábra) és a $t=0$ helyen adódik maximuma:

$$(5.18.) \quad h_{(t)\max} = h_{(0)} = h \quad [6]$$



12. ábra. A szemmagasság függése a bitidőzés közepétől való eltérés függvényében



13. ábra. Szemmagasság mérő adapter tömbvázlata

6. A szemábra mérés gyakorlati megvalósítása

Az adatjel a 4. fejezetben részletezett „összehajtogatásként” adódó TELETEXT szemábra megjelenítésére szolgáló adapter egyszerűsített tömbvázlata a 13. ábrán látható.

A bejövő videojel feldolgozása három jól elkülöníthető egységben történik, amelyek kimenete az oszcilloszkóp három fő vezérlőjelét adja.

Az oszcilloszkóp Y vertikális bemenetére az adatjelet hordozó videojel kerül, amelyet előzőleg szintrögzíteni kell, hogy a videojel véletlenváltozó képtartalmának DC-szint ingadozása ne okozza a szemábra függőleges irányú remegését.

Az X irányú eltérítés alapjául az adatjelből kinyert $f_b = 6,9375$ MHz-es órajel szolgál, melynek előállítására a dekódereknél alkalmazott PLL-es, vagy nagy Q -jú gerjesztett rezgőkörös órajelkinyerő kapcsolások használata a legelterjedtebb. A fenti módszereket alkalmazó dekódereken végzett kísérletek eredményei szerint az utóbbi módszer bizonyult kedvezőbbnek egyszerűségénél és nagyobb megbízhatóságánál fogva. A tényleges vízszintes eltérítő jelet az órajel leosztásával, és ezt követő jelformálással kapjuk. A leosztás mértéke $2, 4, \dots, 2n$ ($n=1, 2, \dots$) lehet, ennek megfelelően az adatjel $1, 2, \dots, n$ bitidőrésbe „összehajtogatott” képét kapjuk. A nagy leosztás hátránya, hogy a szemtorzulás jellege, a személesség és a jitter nehezen értékelhető ki. Előnye viszont, hogy erős adatjel asszimetria, és nagy additív zaj esetén is pontosan leolvasható a szemmagasság, bár ilyen feltételek mellett a TELETEXT-sorindító impulzusokkal egyszerűbben megvalósítható ún. tram-line (sinábra) mérése a legcélszerűbb.

A fenti megfontolások alapján a 13. ábra szerinti egyszerű kiépítésben az X eltérítő jelet általában az órajel 4-gyei való osztásával, és $f_b/4$ határfrekvenciájú szinuszosító aluláteresztő szűrőn való át-bocsátásával állítják elő. Az osztóláncha beépített fázistolóval érhető el, hogy a bitidőrészek középei pontosan egymásra essenek a szemábra közepén, és így ott a szemmagasság leolvasható legyen. Az irodalom ezt az esetet nevezi „0” ábrának, míg az ehhez képest 90° -kai fázistoló esetében kapjuk az ún. „ X ” ábrát.

Mivel a teljes videojelnek csak kis hányadát képezik TELETEXT adatsorok, ezért a szemábra jobb láthatósága végett az oszcilloszkóp Z fénymodulációs bemenetének vezérlése is szükséges.

Az adatsorok kiválasztását digitális számlánccból kialakított sorszelektor végzi. A sorszelektor számláltatásához szükséges H (sorfrekvenciás) és V (képfrekvenciás) jeleket, valamint a clamp (szintrögzítő) jelet a szinkronjel leválasztó fokozat szolgáltatja. A sorszelektor kimenőjele egyben a Z moduláció vezérlőjele, míg ugyanez a jel a vízszintes eltérítést is letiltja a videojel adatsorokat nem tartalmazó részében.

I R O D A L O M

- [1] Broadcast Teletext Specification (1976. szept.)
- [2] CEEFAX: Tests on three possible choices of secondary code (BBC RD 1975/8).
- [3] CBEFAX: Optimum transmitted pulse-shape (BBC RD 1977/15).
- [4] CEEFAX: Field trials at VHF using system B BAVARIA — April, 1975. (BBC RD 1977/18.).
- [5] CEEFAX: Measurement techniques (BBC RD 1977/6).
- [6] IBA E & D Report 112/76. The fundamentals of teletext transmission